

# Sistemas de Acionamento de Máquinas de Indução Hexafásicas

Clayton Ricarte da Silva

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

Área de Concentração: Processamento da energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Dr.Sc.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Clayton Ricarte da Silva, Fevereiro de 2003

# Sistemas de Acionamento de Máquinas de Indução Hexafásicas

Clayton Ricarte da Silva

*Dissertação de Mestrado apresentado em Fevereiro de 2003*

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Dr.Sc.

Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing. - UFPB

Componente da Banca

Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.Ing. - UFPB

Componente da Banca

Francisco de Assis Santos Neves, Dr. - UFPE

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Fevereiro de 2003



S586s  
2003

Silva, Clayton Ricarte da

Sistemas de Acionamento de Máquinas de Indução Hexafásicas/  
Clayton Ricarte da Silva. - Campina Grande: UFEG, 2003.  
153 p.: il.

Dissertação (mestrado) - UFEG/CCT/DEE  
Inclui bibliografia

1. Máquinas de Indução 2. Tensão de Modo Comum 3. Estimação  
de Parâmetros Elétricos I. Título

CDU: 621.3/3.33


SISTEMAS DE ACIONAMENTO DE MÁQUINA DE INDUÇÃO HEXAFÁSICA

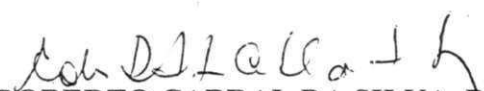
  
CLAYTON RICARTE DA SILVA

Dissertação Aprovada em 26.02.2003

  
CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG  
Orientador

  
MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., CEFET-AL  
Orientador

  
ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG  
Componente da Banca

  
EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr. Ing., UFCG  
Componente da Banca

  
FRANCISCO DE ASSIS SANTOS NEVES, Dr., UFPE  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
Fevereiro - 2003

## **Dedicatória**

Dedico este trabalho aos meus pais, Moacyr e Neuza, por sempre me oferecerem as melhores oportunidades para minha formação pessoal e profissional e a minha esposa, Rosimary, por sua dedicação, paciência, incentivo e colaboração direta na realização deste trabalho. Aos meus filhos Lucas, Gabriel, Isabela, Aline e Sibebe que enchem de luz e amor a minha vida

## Agradecimentos

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina e Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa pela incansável orientação e colaboração sem as quais não seria possível realizar este trabalho. Ao professor Talvanes Meneses Oliveira pela motivação e colaboração nos experimentos desenvolvidos no LEIAM.

A todos os integrantes do LEIAM, em especial aos amigos : Christian Cesar, Reginaldo Cortelet, Alexandre Cunha, Alberto William , Antônio Soares, Eduardo Vidal, Paulo Roberto, Marcelo Cabral, Karla e Betânia que voluntariamente forneceram um indispensável apoio humano, técnico e bibliográfico que contribuíram para a concretização deste trabalho.

Ao Centro Federal de Educação Tecnológica do Ceará - CEFET / Ce pela confiança e apoio a capacitação docente.

Ao CNPq que proporcionou o suporte financeiro para viabilizar a realização deste trabalho.

## Resumo

Ao longo dos anos, os avanços da Eletrônica de Potência têm permitido a evolução dos sistemas de acionamento, motivando o uso racional da energia elétrica fornecida ao motor de indução para que ocorra o processo de conversão eletromecânica desta energia. Os motores elétricos, por sua vez, devem apresentar características elétricas e mecânicas capazes de aproveitar as novas técnicas de acionamento de alto desempenho.

Este trabalho, estuda a máquina de indução hexafásica em que o aumento do número de fases possibilita maior liberdade de controle, potências limites maiores para o conjunto motor-conversor, conjugado eletromagnético bem condicionado e maior confiabilidade do acionamento em relação ao acionamento trifásico convencional. Aproveitando a versatilidade da máquina de seis fases, são propostas e analisadas estratégias de modulação PWM, que eliminam a tensão de modo comum e produzem menos perdas no conversor. É feito um estudo comparativo entre as estratégias de modulação para as configurações das máquinas de indução hexafásicas existentes e a máquina trifásica padrão. Também, é proposto e implementado um método para estimação dos parâmetros elétricos.

## Abstract

Along the years, the advances in Power Electronics have been allowing the evolution of drive systems, motivating the rational use of the electric power supplied to the induction motor in order to process the electromechanical conversion of this energy. In another hand, the electric motors should present adequate electrical and mechanical characteristics to take advantage of new drive machine's techniques.

Taking into account these aspects, this works study a six-phase induction machine, which because of the number of phases increase the degrees of freedom for control, allowing development of high power system, well-conditioned motor torque and larger reliability of the drive system. Taking advantage of the versatility of the six-phase machine, PWM strategies that eliminate the common mode voltage and produce less electric interference in the net are proposed and analyzed. Also methods for estimate the electrical parameters as well a comparative study among the existent configurations of six-phase induction machines are realized.



# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução Geral</b>	<b>1</b>
1.1	Importância e Conceitos Básicos . . . . .	1
1.2	Revisão Bibliográfica . . . . .	3
1.2.1	Características da MIH e do conversor estático . . . . .	3
1.2.2	Acionamento em Degraus . . . . .	4
1.2.3	Modulação PWM e Tensão de Modo Comum . . . . .	5
1.2.4	Estimação de Parâmetros . . . . .	6
1.2.5	Outras Aplicações . . . . .	7
1.3	Contribuições do Trabalho . . . . .	7
1.4	Sinopse dos Capítulos . . . . .	8
<b>2</b>	<b>Modelagem da Máquina de Indução Hexafásica</b>	<b>10</b>
2.1	Modelo Genérico . . . . .	10
2.2	Equações Gerais da MIH $60^\circ$ ( $\pi/3$ rad) . . . . .	12
2.2.1	Fluxos $\lambda_{123456}$ . . . . .	12
2.2.2	Tensões $v_{123456}$ . . . . .	14
2.2.3	Conjugado $C_{e123456}$ . . . . .	16
2.2.4	Potência $P_{ins123456}$ . . . . .	16
2.3	Equações Gerais da MIH $30^\circ$ ( $\pi/6$ rad) . . . . .	16
2.3.1	Fluxos $\lambda_{123456}$ . . . . .	16
2.3.2	Tensões $v_{123456}$ . . . . .	18
2.4	Representação $dqxyoo'$ da MIH . . . . .	19
2.4.1	Matriz de Transformação para a MIH simétrica ( $60^\circ$ ) . . . . .	21
2.4.2	Fluxos em $dqxyoo'$ . . . . .	22
2.4.3	Tensões em $dqxyoo'$ . . . . .	24
2.4.4	Conjugado em $dq$ . . . . .	25
2.4.5	Potência em $dqxyoo'$ . . . . .	26
2.4.6	Representação em variáveis de estado . . . . .	26

2.4.7	Modelo Bifásico Equivalente . . . . .	29
2.4.8	Matriz de Transformação para a MIH assimétrica (30°) . . . . .	31
2.4.9	Fluxos em $dqxyoo'$ . . . . .	32
2.4.10	Tensões em $dqxyoo'$ . . . . .	34
2.4.11	Circuito Equivalente $dqxyoo'$ . . . . .	36
2.5	Conclusão . . . . .	39
<b>3</b>	<b>Tensão de Modo Comum</b> . . . . .	<b>40</b>
3.1	Introdução . . . . .	40
3.2	Tensão de Modo Comum em Máquinas de Indução . . . . .	41
3.3	Circuito Equivalente de Modo Comum . . . . .	43
3.4	Desgaste nos Mancais . . . . .	45
3.5	Conclusão . . . . .	47
<b>4</b>	<b>Estratégias de Controle de Tensão para a MIH</b> . . . . .	<b>48</b>
4.1	Introdução . . . . .	48
4.2	Tensões no Acionamento Hexafásico . . . . .	50
4.2.1	Tensões básicas no inversor hexafásico com neutro simples . . . . .	52
4.2.2	Tensões básicas no inversor hexafásico com neutro duplo . . . . .	53
4.2.3	Cálculo da Tensão de Modo Comum . . . . .	53
4.3	Acionamento tipo em Degraus . . . . .	53
4.3.1	Máquina Trifásica . . . . .	54
4.3.2	Máquina Hexafásica Simétrica . . . . .	56
4.3.3	Máquina Hexafásica Assimétrica . . . . .	57
4.3.4	Comparação entre MIH de 60 e 30° . . . . .	58
4.3.5	Conclusões . . . . .	61
4.4	Modulação Vetorial da MIH 60° . . . . .	65
4.4.1	Eliminação da Tensão de Modo Comum Média (Casos 1a e 2a) . . . . .	67
4.4.2	Eliminação da Tensão de Modo Comum Instantânea (Casos 3a, 4a, 5a e 6a) . . . . .	76
4.4.3	Padrão PWM Baseado na Identificação de Regiões Triangulares . . . . .	83
4.5	Modulação Escalar para MIH 60° . . . . .	89
4.5.1	Resultados de Simulação . . . . .	96
4.5.2	Resultados Experimentais . . . . .	102
4.6	Modulação Vetorial para a MIH 30° . . . . .	104
4.6.1	Modulação Vetorial Convencional . . . . .	107
4.6.2	Modulação Lipo . . . . .	112

4.6.3	Modulação Escalar para a MIH de 30° . . . . .	113
4.6.4	Resultados de Simulação . . . . .	115
4.6.5	Resultados Experimentais . . . . .	119
4.7	Análise de Regime Permanente . . . . .	119
4.8	Conclusão . . . . .	121
<b>5</b>	<b>Estimação em tempo real dos parâmetros da máquina de indução hexafásica</b>	<b>123</b>
5.1	Introdução . . . . .	123
5.2	Sistema de acionamento CA . . . . .	124
5.3	Modelo Dinâmico da Máquina . . . . .	124
5.4	Estratégia de Estimação . . . . .	128
5.5	Projeto do Experimento . . . . .	129
5.6	Resultados de Simulação . . . . .	130
5.7	Resultados Experimentais . . . . .	131
5.7.1	Máquina de 30° . . . . .	132
5.7.2	Máquina de 60° . . . . .	134
5.8	Conclusão . . . . .	135
<b>6</b>	<b>Conclusão Geral</b>	<b>138</b>
6.1	Sugestões para trabalhos futuros . . . . .	139

# Simbologia

- $B_g$  Densidade de fluxo no entreferro do motor
- $C$  Número de circuitos em paralelo
- $C_e$  Conjugado eletromagnético
- $C_m$  Conjugado mecânico
- $D_i$  Diâmetro do estator
- $E$  Tensão do barramento  $CC$
- $f_{mm}$  força magnetomotriz
- $f$  Frequência elétrica fundamental em  $Hz$
- $f_s$  Frequência elétrica de uma grandeza estatórica em  $Hz$
- $F$  Coeficiente de atrito da máquina de indução
- $g$  Referencial arbitrário (genérico)
- $g$  Comprimento do entreferro
- $h$  Ordem da componente harmônica
- $i_{s1}, i_{s2}$  Correntes de fase do estator
- $i_{s3}, i_{s4}$  Correntes de fase do estator
- $i_{s5}, i_{s6}$  Correntes de fase do estator
- $i_{r1}, i_{r2}$  Correntes de fase do rotor
- $i_{r3}, i_{r4}$  Correntes de fase do rotor
- $i_{r5}, i_{r6}$  Correntes de fase do rotor

$i_{sd}, i_{sq}$  Componentes  $dq$  da corrente estatórica em um referencial arbitrário

$\mathbf{i}_{sdq}$  Vetor corrente estatórica em um referencial arbitrário,  $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + j i_{sq}$

$i_{rd}, i_{rq}$  Componentes  $dq$  da corrente rotórica em um referencial arbitrário

$\mathbf{i}_{rdq}$  Vetor corrente rotórica em um referencial arbitrário,  $\mathbf{i}_{rdq} = i_{rd} + j i_{rq}$

$i_{sx}, i_{sy}$  Componentes  $xy$  da corrente estatórica em um referencial arbitrário

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

$i_{rx}, i_{ry}$  Componentes  $xy$  da corrente rotórica no referencial do estator

$\mathbf{i}_{rxy}$  Vetor corrente rotórica no referencial do estator,  $\mathbf{i}_{rxy} = i_{rx} + j i_{ry}$

$i_{so}, i_{so'}$  Componentes  $oo'$  da corrente estatórica em um referencial arbitrário

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

$i_{ro}, i_{ro'}$  Componentes  $oo'$  da corrente rotórica no referencial do estator

$\hat{i}_{so'}(t)$  Corrente filtrada

$\mathbf{i}_{roo'}$  Vetor corrente rotórica no referencial do estator,  $\mathbf{i}_{roo'} = i_{ro} + j i_{ro'}$

$\mathbf{i}_{s16}$  Vetor de corrente do estator em 123456

$\mathbf{i}_{r16}$  Vetor de corrente do rotor em 123456

$\mathbf{i}_{sdqxyoo'}$  Vetor de corrente do estator em  $dqxyoo'$

$\mathbf{i}_{rdqxyoo'}$  Vetor de corrente do rotor em  $dqxyoo'$

$\mathbf{I}$  Matriz identidade

$I_m$  Amplitude da corrente de fase

$j$  Unidade imaginária,  $(\sqrt{-1})$

$J$  Coeficiente de inércia da máquina de indução

$k_c$  Constante de conjugado

$k_{ph}$  Fator de passo do enrolamento harmônico

$k_{dh}$  Fator de distribuição de enrolamento harmônico

- $k_e$  Fator de enrolamento
- $l$  Comprimento da bobina
- $l_m$  Indutância mútua estator/rotor equivalente em  $dqxyo'o'$
- $l_r$  Indutância própria do rotor
- $l_s$  Indutância própria do estator equivalente em  $dqxyo'o'$
- $l_r$  Indutância própria do rotor equivalente em  $dqxyo'o'$
- $L_{is}$  Indutâncias de dispersão do estator
- $L_{ir}$  Indutâncias de dispersão do rotor
- $L_{ms}$  Indutância de magnetização do estator
- $L_{mr}$  Indutância de magnetização do rotor
- $L_{msr}$  Indutância mútua entre estator e rotor
- $L$  Comprimento axial do estator
- $L_{ss}$  Matriz de indutância do estator
- $L_{rr}$  Matriz de indutância do rotor
- $L_{sr}$  Matriz de indutância mútua entre estator e rotor
- $L_{msr}$  Indutância mútua entre o enrolamento estatórico principal e o rotórico
- $m$  Índice de modulação
- $N_e$  Função de enrolamento do estator
- $N_s$  Número de espiras efetivas do estator
- $N_r$  Número de espiras efetivas do rotor
- $N_2$  Número de espiras do enrolamento rotórico
- $n$  Número de fases
- $\bar{P}_s$  Matriz de transformação do estator 123456  $\rightarrow dqxyo'o'$
- $\bar{P}_r$  Matriz de transformação do rotor 123456  $\rightarrow dqxyo'o'$

$P$  Número de pares de pólo da máquina de indução

$P_{ins}$  Potência instantânea

$q_i$  Variável binária associada ao estado de uma chave

$Q$  Número de ranhuras do estator

$r$  Raio médio do entreferro

$r_s$  Resistência estatórica

$r_r$  Resistência rotórica

$R_{ss}$  Matriz de resistência do estator em 123456

$R_{rr}$  Matriz de resistência do rotor em 123456

$R_{ssdqxyoo'}$  Matriz de resistência do estator em  $dqxyoo'$

$s$  Referencial estatórico

$s$  Variável do domínio de Laplace

$t_k$  Tempo de aplicação de um vetor ativo  $V_k$

$t_l$  Tempo de aplicação de um vetor ativo  $V_l$

$t_0$  Tempo de aplicação do vetor nulo do grupo 0

$t_{0i}$  Tempo inicial de aplicação do primeiro vetor de roda livre ou nulo por período de chaveamento  $T$

$t_{0f}$  Tempo final de aplicação do segundo vetor de roda livre ou nulo por período de chaveamento  $T$

$t_1$  Tempo de aplicação do vetor ativo do grupo 1

$t_2$  Tempo de aplicação do vetor ativo do grupo 2

$t_3$  Tempo de aplicação do vetor ativo do grupo 3

$T$  Período da  $PWM$

$THD$  Distorção Harmônica Total

$WTHD$  Distorção Harmônica Total Ponderada

$T_f$  Período do sinal de tensão da fundamental ou de saída

$v_{10}(t), v_{20}(t)$  Tensões de pólo do inversor

$v_{30}(t), v_{40}(t)$  Tensões de pólo do inversor

$v_{50}(t), v_{60}(t)$  Tensões de pólo do inversor

$v_{12}^s(t), v_{23}^s(t)$  Tensões de linha

$v_{34}^s(t), v_{45}^s(t)$  Tensões de linha

$v_{56}^s(t)$  Tensões de linha

$v_{s1}(t), v_{s2}(t)$  Tensões de fase

$v_{s3}(t), v_{s4}(t)$  Tensões de fase

$v_{s5}(t), v_{s6}(t)$  Tensões de fase

$v_{s1}^*(t), v_{s2}^*(t)$  Tensões de referência de fase

$v_{s3}^*(t), v_{s4}^*(t)$  Tensões de referência de fase

$v_{s5}^*(t), v_{s6}^*(t)$  Tensões de referência de fase

$v_{sm}^*$  Valor máximo instantâneo entre todas tensões de referência

$v_{sm}^*$  Valor mínimo instantâneo entre todas tensões de referência

$\mathbf{v}_{sdq}^g$  Vetor de tensão em um referencial arbitrário,  $\mathbf{v}_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$

$V_{sd}^*, V_{sq}^*$  Componentes  $dq$  da tensão estatórica de referência

$\mathbf{V}_{sdq}^*$  Vetor de tensão estatórica de referência,  $\mathbf{V}_{sdq}^* = V_{sd}^* + jV_{sq}^*$

$\mathbf{V}_0$  Vetor de tensão do grupo 0,  $\mathbf{V}_0 = V_{0d} + jV_{0q}$

$\mathbf{V}_1$  Vetor de tensão do grupo 1,  $\mathbf{V}_1 = V_{1d} + jV_{1q}$

$\mathbf{V}_2$  Vetor de tensão do grupo 0,  $\mathbf{V}_0 = V_{2d} + jV_{2q}$

$\mathbf{V}_3$  Vetor de tensão do grupo 0,  $\mathbf{V}_0 = V_{3d} + jV_{3q}$

$\mathbf{V}_k$  Vetor de tensão genérico,  $\mathbf{V}_k = V_{kd} + jV_{kq}$

$\mathbf{V}_l$  Vetor de tensão genérico,  $\mathbf{V}_l = V_{ld} + jV_{lq}$



- $v_{sx}^g, v_{sy}^g$  Componentes  $xy$  da tensão estatórica em um referencial genérico
- $\mathbf{v}_{sxy}^g$  Vetor de tensão em um referencial arbitrário,  $\mathbf{v}_{sxy}^g = v_{xd}^g + jv_{sy}^g$
- $v_{so}^g, v_{so'}^g$  Componentes  $oo'$  da tensão estatórica em um referencial genérico
- $\mathbf{v}_{soo'}^g$  Vetor de tensão em um referencial arbitrário,  $\mathbf{v}_{soo'}^g = v_{so}^g + jv_{so'}^g$
- $\mathbf{v}_{sdq}$  Vetor de tensão do estator no referencial estator,  $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$
- $\mathbf{v}_{sxy}$  Vetor de tensão do estator no referencial estator,  $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$
- $\mathbf{v}_{soo'}$  Vetor de tensão do estator no referencial estator,  $\mathbf{v}_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$
- $\mathbf{v}_{rdq}$  Vetor de tensão do rotor no referencial estator,  $\mathbf{v}_{rdq} = v_{rd} + jv_{rq}$
- $\mathbf{v}_{rxy}$  Vetor de tensão do rotor no referencial estator,  $\mathbf{v}_{rxy} = v_{rx} + jv_{ry}$
- $\mathbf{v}_{roo'}$  Vetor de tensão do rotor no referencial estator,  $\mathbf{v}_{roo'} = v_{ro} + jv_{ro'}$
- $v_h^*$  Tensão homopolar ou de sequência zero
- $\mathbf{v}_{s16}$  Vetor de tensão estatórica em 123456
- $\mathbf{v}_{r16}$  Vetor de tensão rotórica em 123456
- $\mathbf{v}_s, \mathbf{v}_r$  Vetores de tensão do estator e rotor respectivamente
- $V_f$  Tensão eficaz do estator
- $v_{so}^s, v_{so'}^s$  Tensões homopolares da máquina
- $v_{n0}$  Tensão entre o neutro da máquina ( $N$ ) e o ponto central do banco de capacitores (0)
- $v_{n1}$  Tensão entre o neutro da máquina 1( $um$ ) e o ponto central do banco de capacitores (0)
- $v_{n2}$  Tensão entre o neutro da máquina 2(dois) e o ponto central do banco de capacitores (0)
- $\mathbf{v}_i$  Vetor de tensão gerado pelo inversor no plano  $dq$  em função dos estados da chaves
- $\mathbf{v}^*$  Vetor de tensão a ser sintetizado pelo inversor
- $V_s$  Amplitude do vetor tensão no plano  $dq$

- $V_m$  Amplitude da tensão de fase
- $z$  Número de setores para o plano  $dq$  dividido em 12 regiões
- $\delta$  Posição angular entre o referencial genérico ( $dq$ ) e o circuito em  $rad$
- $\delta'$  Posição angular entre o referencial genérico ( $xy$ ) e o circuito em  $rad$
- $\delta_g$  Posição angular elétrica do referencial genérico ( $dq$ ) em  $rad$
- $\delta'_g$  Posição angular elétrica do referencial genérico ( $xy$ ) em  $rad$
- $\delta_r$  Posição angular elétrica do rotor ao longo do entreferro em  $rad$
- $\delta_c$  Posição angular elétrica do circuito ( $dq$ ), ou rotor ou estator, em  $rad$
- $\delta'_c$  Posição angular elétrica do circuito ( $xy$ ), ou rotor ou estator, em  $rad$
- $\Delta$  Regiões triangulares da modulação caso 7
- $\mu$  Fator de partição ou distribuição
- $\tau_M$  Intervalo máximo de condução entre todas as chave
- $\tau_m$  Intervalo mínimo de condução entre todas as chave
- $\tau_i$  Intervalo de condução de uma chave  $i = 1, 2, 3, 4, 5$  ou  $6$
- $\theta_r$  Posição angular mecânica do rotor
- $\lambda_{si}$  Fluxo total do estator para a  $i$ -ésima bobina
- $\lambda_{ri}$  Fluxo total do rotor para a  $i$ -ésima bobina
- $\lambda_{sd}^g$  Fluxo total do estator, de eixo  $d$ , no referencial genérico
- $\lambda_{sq}^g$  Fluxo total do estator, de eixo  $q$ , no referencial genérico
- $\lambda_{rd}^g$  Fluxo total do rotor, de eixo  $d$ , no referencial genérico
- $\lambda_{rq}^g$  Fluxo total do rotor, de eixo  $q$ , no referencial genérico
- $\lambda_{s16}$  Vetor Fluxo total do estator em 123456
- $\lambda_{r16}$  Vetor Fluxo total do rotor em 123456
- $\lambda_{sdqxyoo'}$  Vetor Fluxo total do estator em  $dqxyoo'$

$\lambda_{rdqxyo'o'}$  Vetor Fluxo total do rotor em  $dqxyo'o'$

$\omega_{rm}$  Rotação mecânica do rotor em  $rad/s$

$\omega'_r$  Frequência elétrica do rotor ( $xy$ ) em  $rad/s$

$\omega$  Frequência elétrica do vetor tensão/corrente estatórica em  $rad/s$

$\omega_g$  Frequência de rotação de um referencial genérico ( $dq$ ) em  $rad/s$

$\omega'_g$  Frequência de rotação de um referencial genérico ( $xy$ ) em  $rad/s$

$\omega_r$  Frequência de rotação do rotor em  $rad/s$

$\omega_s$  Frequência elétrica de uma grandeza estatórica em  $rad/s$

$\frac{d}{dt}$  Derivada em relação ao tempo

$\pi$  Constante pi

# Lista de Tabelas

3.1	Estados do Inversor . . . . .	42
4.1	Quadro comparativo acionamento em degraus . . . . .	64
4.2	Vetores disponíveis nos planos $dq$ , $xy$ , $a$ , $a'$ , $v_{s0'}$ e $v_{n0}$ para o setor 1 . . . . .	66
4.3	Grupo de vetores . . . . .	69
4.4	Teste para a determinação dos setores . . . . .	73
4.5	Vetores do caso 1a . . . . .	74
4.6	Vetores do caso 2a . . . . .	74
4.7	Teste para a determinação dos seis setores $w$ . . . . .	78
4.8	Vetores do caso 3a . . . . .	79
4.9	Vetores do caso 4a . . . . .	80
4.10	Vetores do caso 5a primeiro período . . . . .	81
4.11	Vetores do caso 5a segundo período . . . . .	81
4.12	Vetores do caso 6a . . . . .	82
4.13	Testes lógicos para identificação das regiões triangulares. . . . .	84
4.14	Seleção dos Vetores do Caso 7a. . . . .	86
4.15	Quadro comparativo acionamento PWM 60 graus . . . . .	101
4.16	Vetores disponíveis no plano $dq$ e $xy$ . . . . .	108
4.17	Vetores da modulação vetorial convencional . . . . .	109
4.18	Vetores do Caso Lipo . . . . .	113
4.19	Quadro comparativo acionamento PWM . . . . .	116
4.20	Quadro comparativo acionamento PWM . . . . .	118
4.21	Quadro comparativo acionamento PWM . . . . .	119
4.22	Comparação das máquinas . . . . .	121
4.23	Comparação das máquinas . . . . .	122
5.1	Parâmetros da máquina teórica. . . . .	130
5.2	Estimacão da resistência do estator para diferentes valores de $v_{s0'}$ e $f_s$ . . . . .	132
5.3	Estimacão da indutância de dispersão para diferentes valores de $v_{s0'}$ e $f_s$ . . . . .	132

5.4	Estimação da resistência do estator para diferentes valores de $v_{s\sigma'}$ e $f_s = 60$ Hz. . . . .	135
5.5	Estimação da indutância de dispersão para diferentes valores de $v_{s\sigma'}$ e $f_s = 60$ Hz. . . . .	135

# Lista de Figuras

2.1	(a) Máquina de Indução Hexafásica genérica formada por duas armaduras estatóricas ( $s_1, s_3, s_5$ e $s_2, s_4, s_6$ ) defasadas por um ângulo $\theta$ (b) convenções utilizadas para as grandezas em uma bobina. . . . .	11
2.2	Subespaços ou planos $dq, xy$ e $oo'$ mutuamente ortogonais. . . . .	20
2.3	Circuito equivalente $dqxy$ da máquina de indução hexafásica com o circuito do rotor no mesmo referencial do estator ( $60$ ou $30^\circ$ ). . . . .	38
2.4	Circuito equivalente do plano $oo'$ da máquina de indução hexafásica sem refletir o circuito do rotor para o mesmo referencial do estator ( $60$ ou $30^\circ$ ). . . . .	39
3.1	Topologia do inversor trifásico . . . . .	43
3.2	Acoplamento capacitivo no motor. . . . .	44
3.3	Modelo de mancais do motor . . . . .	45
3.4	Modelo inversor/motor. . . . .	45
3.5	Circuito equivalente de modo comum. . . . .	46
4.1	Topologia do inversor hexafásico. . . . .	51
4.2	Tensões de pólo, de neutro e de fase ( $s_1$ ). . . . .	55
4.3	Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor trifásico tipo seis degraus alimenta uma máquina de indução trifásica. (regime permanente) . . . . .	55
4.4	Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica ( $60^\circ$ ) com neutro simples. (regime permanente) . . . . .	56
4.5	Tensões de pólo, de neutro e de fase ( $s_1$ ). . . . .	57
4.6	Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo seis degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica ( $60^\circ$ ) com duplo neutro. (regime permanente) . . . . .	58

4.7	Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica ( $30^\circ$ ) com neutro simples. (regime permanente) . . . . .	59
4.8	Tensões de pólo, de neutro e de fase ( $s_1$ ). . . . .	59
4.9	Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo seis degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica ( $30^\circ$ ) com duplo neutro. (regime permanente) . . . . .	60
4.10	Resultado de simulação: correntes de fase ( $i_{s1}$ ) gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica com duplo neutro. . . . .	61
4.11	Resultado de simulação: espectro de frequência das correntes de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica com duplo neutro. . . . .	62
4.12	Espectro de conjugado para as máquinas trifásicas e hexafásicas $60^\circ$ e $30^\circ$ . Frequência da fonte 50Hz. . . . .	62
4.13	Vetor de corrente no Plano $dq$ . . . . .	63
4.14	Resultado Experimental: tensão de fase e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica $60^\circ$ com neutro duplo. (regime permanente) . . . . .	63
4.15	Resultado Experimental: tensão de fase e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica $30^\circ$ com neutro duplo. (regime permanente) . . . . .	64
4.16	Plano $dq$ (a) e $xy$ (b) com todos os vetores disponíveis. . . . .	68
4.17	Identificação de todos os grupos de vetores para setores de $30^\circ$ . . . . .	69
4.18	Pulsos de comando e tensão de modo comum (com média nula) utilizando vetores de roda livre (Caso 1a). (a) Sem reversão (b) pulso centrado. . . . .	72
4.19	Seleção dos vetores do setor 1. (a) Caso 1a, (b) Caso 2a . . . . .	73
4.20	Pulsos de comando e tensão de modo comum (com média nula) utilizando vetores nulos sem roda livre (Caso 2a). (a) Sem reversão (b) pulso centrado. . . . .	75
4.21	Vetores com $v_{n0} = 0$ , disponíveis no plano $dq$ e $xy$ para os seis setores $w$ . . . . .	77
4.22	Pulsos de comando das chaves superiores (Setor 1, Caso 3a) . . . . .	79
4.23	Vetores selecionados: (a) para o Caso 3a e (b) para o Caso 4a (Setor $w = 1$ ) . . . . .	79

4.24 Pulsos de comando das chaves superiores (Setor 1, Caso 4a). . . . .	80
4.25 Pulsos de comando das chaves superiores (Setor 1, Caso 5a). . . . .	81
4.26 Pulsos de comando das chaves superiores (Setor 1, Caso 6a). . . . .	82
4.27 Grupos de vetores para implementação do PWM baseado na divisão do plano $dq$ em setores de $30^\circ$ (a) e para o PWM baseado na divisão do plano $dq$ em regiões triangulares (b). . . . .	83
4.28 Ilustração do plano $dq$ repartido em regiões triangulares para setores de $60^\circ$ . . . . .	84
4.29 Pulsos de comando das chaves superiores para as regiões triangulares A, B, C e D (Setor 1, Caso 7a) . . . . .	88
4.30 Comportamento dos $\mu$ 's quando $v_{h1} = v_{h2} = 0$ . . . . .	92
4.31 Sinais modulante e homopolares para $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$ . . . . .	92
4.32 Pulsos de comando e vetores resultantes para $v_{h1} = v_{h2} = 0$ . . . . .	93
4.33 Pulsos de comando e vetores resultantes para $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$ . . . . .	93
4.34 Sinais modulantes não senoidais, componentes homopolares e os respectivos $\mu$ 's. . . . .	94
4.35 Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada quando um inversor trifásico alimenta uma máquina de indução trifásica (Caso 0). . . . .	97
4.36 Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para Caso 1a. . . . .	98
4.37 Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para Caso 2a. . . . .	98
4.38 Resultados de simulação referente à distorção harmônica total das componentes de tensão $dq$ (WTHD). . . . .	99
4.39 Resultados de simulação referente à distorção harmônica total da tensão de fase (WTHD). . . . .	100
4.40 Resultados de simulação referente à distorção harmônica total (WTHD) Caso-1a. . . . .	101
4.41 Resultados de simulação referente à distorção harmônica total (WTHD) Casos 0 e 1a. . . . .	102
4.42 Resultado experimental da tensão de modo comum da máquina trifásica (Caso 0). . . . .	103
4.43 Resultado experimental da tensão de fase $v_{s1}$ , corrente de fase $i_{s1}$ . Espectro de frequência de $i_{s1}$ (Caso 0). . . . .	104
4.44 Resultado experimental da tensão de modo comum $v_{n0}$ da máquina hexafásica (Caso 1a ). . . . .	105
4.45 Resultado experimental da tensão de fase $v_{s1}$ e da corrente $i_{s1}$ da máquina hexafásica $60^\circ$ (Caso 1a).Espectro de frequência de $i_{s1}$ . . . . .	105



4.46	Resultado experimental da tensão de modo comum $v_{n0}$ da máquina hexafásica (Caso 4a). . . . .	106
4.47	Resultado experimental da tensão de fase $v_{s1}$ e da corrente $i_{s1}$ da máquina hexafásica $60^\circ$ (Caso 4a). Espectro de frequência de $i_{s1}$ . . . . .	106
4.48	Plano $dq$ (a) e $xy$ (b) com todos os vetores disponíveis MIH $30^\circ$ . . . . .	109
4.49	Resultado de simulação: Correntes de fase e respectivos espectros de frequência para: (a) modulação Gopakumar e (b) modulação triangular. . . . .	110
4.50	Resultado de simulação: Curvas de conjugado para modulação Gopakumar e modulação triangular com reversão ( $60^\circ$ ). . . . .	111
4.51	Resultado de simulação: Correntes no plano $dq$ para: (a) modulação Gopakumar e (b) modulação triangular. . . . .	111
4.52	Plano $dq$ (a) e $xy$ (b) com os vetores de tensão de modo comum nula disponíveis MIH $30^\circ$ . . . . .	112
4.53	Resultado de simulação: Corrente de fase $i_{s1}$ e respectivo espectro de corrente (Modulação Lipo). . . . .	114
4.54	Resultado de simulação: Vetores de corrente no plano $dq$ (modulação Lipo) . . . . .	114
4.55	Resultado de simulação: Curvas de WTHD (Tensão $dq$ ) para a máquina de $30^\circ$ . . . . .	115
4.56	Resultado de simulação: Curvas de WTHD (Tensão de Fase) para a máquina de $30^\circ$ . . . . .	116
4.57	Resultado de simulação: Curvas de WTHD para as máquinas de $60^\circ$ e $30^\circ$ . . . . .	117
4.58	Resultado de simulação: Curvas de WTHD para modulação escalar convencional. . . . .	117
4.59	Resultado de simulação: Curvas de WTHD para as máquinas de $60^\circ$ e $30^\circ$ com reversão. . . . .	118
4.60	Resultado experimental da tensão de fase $v_{s1}$ e da corrente $i_{s1}$ da máquina hexafásica $30^\circ$ (Caso 3b). Espectro de frequência de $i_{s1}$ . . . . .	119
4.61	Resultado experimental da tensão de modo comum (Caso 3b). . . . .	120
5.1	Resultado de simulação: Estimção da resistência e da indutância de dispersão estatórica com $f_{s\sigma} = 60Hz$ e $f_s = 60Hz$ . (Maq. de $60$ ou $30^\circ$ )	131
5.2	Estimção da resistência e da indutância de dispersão estatórica em $f_{s\sigma} = 10Hz$ com $f_s = 30Hz$ . . . . .	133
5.3	Estimção da resistência e indutância de dispersão estatórica em $f_{s\sigma} = 10Hz$ com $f_s = 60Hz$ . . . . .	133

5.4	Correntes do Estator. (a) $i_{s1}$ , (b) $i_{s3}$ , (c) $i_{s5}$ , (d) $i_{s\sigma'}$ e (e) $v_{s\sigma'}$ para $v_{s\sigma'}$ dado por '10Hz-5%' e $f_s = 60Hz$ . . . . .	134
5.5	Estimação da resistência e da indutância de dispersão estatórica em $f_{s\sigma'} = 40Hz$ com $f_s = 60Hz$ . . . . .	136
5.6	Estimação da resistência e indutância de dispersão estatórica em $f_{s\sigma'} = 20Hz$ com $f_s = 60Hz$ . . . . .	136
5.7	Tensão e corrente homopolar (a) $i_{s\sigma'}$ (b) $i_{s\sigma'}$ com $f_{s\sigma'} = 40Hz$ e $f_s = 60Hz$ . . . . .	137
5.8	Tensão e corrente homopolar (a) $i_{s\sigma'}$ (b) $v_{s\sigma'}$ com $f_{s\sigma'} = 20Hz$ e $f_s = 60Hz$ . . . . .	137
6.1	Conexão de uma máquina trifásica convencional de 12 terminais numa MIH simétrica. Enrolamento concentrado . . . . .	142
6.2	Diagrama retificado de uma MIH assimétrica ( $30^\circ$ ) com 2 pólos por fase. Diagrama equivalente concentrado . . . . .	142

# Capítulo 1

## Introdução Geral

### 1.1 Importância e Conceitos Básicos

A aplicação industrial de uma máquina hexafásica em sistemas de acionamento a velocidade variável, utilizando conversores estáticos, é uma opção para implementar sistemas de potência elevada, apesar da possibilidade de se dispor de uma máquina trifásica com capacidade equivalente. No entanto, o conversor eletrônico tem que ser compatível com a carga acionada e o dispositivo semicondutor de potência se torna um fator limitante para o aumento da potência. Uma solução que vem sendo empregada, para vencer esta dificuldade, é o desenvolvimento de um conversor multinível, em que a tensão nas chaves é reduzida. Assim, pode-se elevar a tensão do barramento  $CC$  e a respectiva potência do conversor trifásico.

Por outro lado, ao invés de aumentar o nível de potência do conversor trifásico (conversor simples), fases adicionais podem ser acrescentadas à máquina trifásica e os problemas de corrente de pico e de regime permanente é compartilhado pelos braços adicionados ao conversor (conversor dual), reduzindo conseqüentemente a corrente nas chaves. Este trabalho optou por estudar a máquina de indução hexafásica (sistema multifases), que é o caso dual do sistema multinível, devido a disponibilidade e menor complexidade de controle do conversor estático e da maior liberdade de controle apresentada pela máquina de indução hexafásica (MIH).

Uma característica, já bem conhecida, é que a máquina de indução trifásica, tipo gaiola de esquilo, quando alimentada por um inversor seis de graus produz um indesejável conjugado pulsante com freqüência seis vezes a da fundamental da fonte. Isto provoca um excesso de vibração mecânica e um baixo rendimento, especialmente quando se opera em baixas velocidades e alto conjugado. Pelo uso de dois inversores trifásicos, ligados em paralelo (*Dual-Bridge Inverter*), é possível alimentar uma

máquina com dois conjuntos de enrolamentos trifásicos (*Dual stator Winding Induction Machine Drive*), dispostos no mesmo circuito magnético, de forma que a amplitude do conjugado pulsante seja sensivelmente reduzida e sua frequência seja deslocada de 6 para 12 vezes a frequência da fonte. Entretanto, para atingir esta melhoria na forma de onda do conjugado, o deslocamento ideal entre os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos deve ser de  $\frac{\pi}{n}$  [rad] elétricos, para máquinas com  $n$  par e  $\frac{2\pi}{n}$  [rad] elétricos para  $n$  ímpar (onde  $n$  = número de fases). Observando que, para  $n = 6$ , o deslocamento  $\frac{\pi}{6}$  rad ou  $30^\circ$  elétricos, entre os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos, não corresponde ao deslocamento “padrão”, para uma *máquina hexafásica simétrica*, cujo o ângulo entre os enrolamentos adjacentes deve ser de  $\frac{2\pi}{6}$  rad ou  $60^\circ$  elétricos.

Nas aplicações industriais, a máquina de seis fases normalmente utilizada, devido às características citadas acima, é a de  $30^\circ$  (*máquina hexafásica assimétrica*) e a mesma recebe a denominação de fase dividida (ou *Split-phase Machine*). Sua construção pode ser obtida de uma máquina trifásica convencional com divisão do número de espiras/fase ao meio, formando dois conjuntos de enrolamentos trifásicos idênticos, deslocados de  $30^\circ$  elétricos um do outro e dispostos num circuito magnético comum. O número de pólos das fases é o mesmo, alimentados com a mesma frequência e um rotor gaiola de esquilo padrão.

Por definição, a máquina hexafásica com *estator dual* pode apresentar grupos de bobinas distintos, isto é, fases com número de espiras e/ou número de pólos diferentes. Por exemplo, um conjunto trifásico com 4 (quatro) pólos e o outro com 2 (dois) pólos (relação de pólos 2:1), também dispostos no mesmo núcleo magnético.

Adicionalmente, devido a sua inerente redundância, o sistema apresenta maior confiabilidade [1] [2], além de outras vantagens e características que são relacionadas a seguir:

- Redução da corrente por fase mantendo a tensão de fase constante;
- Redução das correntes harmônicas do rotor;
- Baixas correntes harmônicas no barramento *CC*;
- Pode operar com a perda de uma, duas ou até 3 (três) fases e ainda, com um controle adequado, funcionar de forma balanceada [3];
- Com o aumento do número de fases, é possível o aumento do conjugado por corrente eficaz, para uma máquina de mesmo volume;
- O conversor trabalha com uma corrente por braço menor em relação a um sistema trifásico de mesma potência;

- Com uma modulação PWM adequada, reduz-se ou até mesmo se elimina a tensão de modo comum que atuam nas capacitâncias parasitas dos mancais evitando seu desgaste prematuro.
- Aumento da densidade de conjugado, nas máquinas de fase dividida, através da injeção de componentes de terceira harmônica pelo inversor [4];
- Permite desenvolver novas técnicas de estimação de parâmetros e controle não possíveis em sistemas trifásicos

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Devido à característica de constante aprimoramento das técnicas de modulação PWM, aplicadas a eletrônica de potência, e ao desenvolvimento de máquinas, aplicadas a acionamentos de alto desempenho, as publicações nestes temas incluem, não raro, uma abordagem comparativa das mesmas. A presente revisão bibliográfica não aprofunda a discussão sobre os critérios de desempenho e a escolha da técnica de modulação PWM adotada para uma aplicação específica. Apenas cita e resume os trabalhos mais recentes relacionados com os principais tópicos abordados neste trabalho.

### 1.2.1 Características da MIH e do conversor estático

Nos acionamentos *CA* de alta potência (da ordem de MW), se justifica o uso de uma máquina de fase dividida (hexafásica assimétrica) alimentada, por exemplo, por um conversor dual e acionamento tipo em degraus, devido à sua estrutura robusta, do aproveitamento pleno da tensão de barramento e da simplicidade de controle (o defasamento elétrico entre os enrolamentos da máquina deve ser o mesmo das tensões de saída do inversor).

Num nível menor de potência, uma área que vem sendo investigada é a aplicação da máquina de indução hexafásica em veículos elétricos (VE). Uma exigência dos veículos elétricos é que o motor forneça alto conjugado em baixa velocidade; possua larga faixa de operação com potência constante, para evitar problemas de transmissão; além de estrutura robusta, pouca manutenção e baixo custo. A aplicação de um motor de indução hexafásico, com relação de número de pólos 2:1, acionado por um inversor de seis braços, permite eliminar o problema da transmissão e melhora as características da máquina de indução para VE [5].

O emprego de dois grupos de enrolamentos trifásicos com diferentes números de pólos, melhorou o controle, sem sensor, em baixa velocidade como demonstrado em [2].

Um grupo com 4 pólos e o outro com 12 pólos são controlados de forma independente e a operação com velocidade zero é obtida sem a queda da frequência da corrente a zero, o que preserva a observabilidade do sistema em toda velocidade. O uso de diferentes número de pólos garante a independência no esquema de controle desde que não haja interação entre os grupos trifásicos.

A análise de uma máquina de indução multifases com deslocamento arbitrário entre eles é apresentada em [1], onde a máquina hexafásica é tomada como exemplo e seu circuito equivalente é derivado. Usualmente, as máquinas hexafásicas são consideradas como uma combinação de dois grupos de enrolamentos trifásicos. Assim, estudos voltados para o acionamento da máquina hexafásica devem considerar aspectos relacionados ao modo de combinar os grupos trifásicos.

Os avanços da eletrônica de potência decorrentes da melhoria da qualidade (comandos para abrir e fechar, capacidade de corrente e velocidade maiores) dos transistores tipo IGBT, GTO, MOSFET [6], do desenvolvimento de estratégias eficazes de controle e processamento digital de sinais, via microprocessadores, vem possibilitando o desenvolvimento de novas topologias de conversores estáticos tipo CA/CC/CA com um número qualquer de braços. Este fato torna o motor de indução hexafásico, de elevada potência, atrativo em sistemas de acionamentos em frequência variável. Estes avanços servem de motivação para que as técnicas de acionamento deste tipo de máquina sejam reavaliadas bem como novas técnicas sejam propostas.

### 1.2.2 Acionamento em Degraus

Em estudos realizados por diversos autores, mostrou-se que a máquina de indução hexafásica que tem os grupos trifásicos defasados de  $30^\circ$  constitui uma opção viável, em termos de ondulação de conjugado eletromagnético, quando acionada por um inversor operando no modo em degraus.

Todavia, em [7], Klingshim estudando a máquina hexafásica de  $30^\circ$ , observou em seus experimentos alguns resultados adversos, para diversos projetos de máquina, em pontos ditos teoricamente vantajosos para máquina hexafásica, como a baixa corrente por fase que não ocorreu e, também, a presença de altas correntes harmônicas em algumas versões que segundo as conclusões do autor, deveram-se, principalmente pela escolha inadequada do passo de bobina e do arranjo dos enrolamentos.

Posteriormente Abbas em [8], também em trabalhos experimentais na máquina de  $30^\circ$ , investiga a viabilidade de aplicação da máquina em níveis elevados de potência com baixa ondulação no conjugado eletromagnético. Contudo, elevados picos de corrente são detectados nas correntes de fase.

Nos trabalhos realizados por Lurong et alli [9], os dois conjuntos trifásicos da máquina de 30° são alimentados por dois conversores tipo seis degraus (*dual six-step*), com as tensões de fase também deslocadas de 30° uma da outra. Verificou-se que as componentes de quinto e sétimo harmônicos do fluxo do entreferro e da corrente rotórica são reduzidos drasticamente e o conjugado de saída é bem superior aos sistemas acionados por um conversor seis degraus simples (sistema trifásico). Contudo, para cada conversor seis degraus, individualmente as correntes de 5ª e 7ª harmônicas encontram valores elevados e deterioram o funcionamento do conversor.

Neste trabalho, analisou-se o comportamento da máquina de indução hexafásica 60°, acionada por um conversor em degraus e fez-se um estudo comparativo com o sistema trifásico e o hexafásico 30° quanto a distorção harmônica das correntes de fase e ondulação de conjugado eletromagnético.

### 1.2.3 Modulação PWM e Tensão de Modo Comum

Para um nível menor de potência, os acionamentos baseados em modulação PWM normalmente, se mostram mais eficientes e permitem o controle tanto de amplitude de tensão como de frequência, além do controle de corrente, essencial nos acionamentos de alto desempenho.

Os inversores tipo fonte de corrente (CSI) são os mais adequados para acionar sistemas de máquina de indução com velocidade ajustável e competem em termos de eficiência com os acionamentos convencionais de motor CC em altas potências [10]. O fator limitante em se elevar o nível de potência, do acionamento CSI, indefinidamente é o pico da tensão de comutação. Assim, esta quantidade fixa o tamanho dos capacitores e o pico de tensão reversa de bloqueio dos diodos. Um modo de elevar a potência limite é utilizar múltiplos grupos de inversores alimentando separadamente os enrolamentos da máquina.

Gopakumar et alli [11] propuseram uma modulação PWM, denominada vetorial convencional para máquina de 30°, com seu equacionamento simples e baseado em expressões trigonométricas para o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores, para alimentar uma máquina hexafásica assimétrica. O comportamento do conjugado apresentou baixa ondulação em baixa frequência. No entanto, esta estratégia apresentou fortes distorções na corrente de fase devido à aplicação reduzida do número de vetores disponíveis.

Zhao e Lipo em [12] propõem uma estratégia de modulação que utiliza um número maior de vetores, por período de chaveamento, e a técnica de decomposição vetorial que reduz sensivelmente as componentes de 5ª e 7ª harmônicas. Oriti et alli em [13],

aplicando a técnica de decomposição vetorial propõem uma estratégia que, além de reduzir as componentes harmônicas, elimina instantaneamente a tensão de modo comum. Todavia, são verificados uma limitação na frequência de chaveamento, dado ao grande esforço computacional na determinação dos tempos de aplicação dos vetores e um comprometimento no conjugado eletromagnético.

Em [14] é abordado o problema do cálculo do tempo de aplicação dos vetores e é proposto um algoritmo baseado em redes neurais que, segundo o autor, reduz a complexidade do *software*.

Em [15], são relacionados os problemas causados pela tensão de modo comum, dentre eles a falha dos mancais, que estatisticamente dos 40% das falhas que ocorrem nos motores é devido aos mancais e desse total, quase 25% é devido a alta frequência de chaveamento e ao alto  $dv/dt$ .

No trabalho realizado por Corrêa et alli em [16], são propostas diversas estratégias PWM que reduzem a tensão de modo comum, na máquina de indução hexafásica  $60^\circ$ . Ainda, com o mesmo enfoque Azevedo et alli em [17], propõem e analisam o desempenho de diversas estratégias que minoram a tensão de modo comum, para a máquina de indução tetrafásica.

Neste trabalho, é feito um estudo comparativo entre as estratégias PWM propostas por Gopakumar e Lipo e avaliado o desempenho das mesmas, em termos de ondulação de conjugado e distorção das correntes de fase, com relação as estratégias propostas para máquina hexafásica de  $60^\circ$ .

#### 1.2.4 Estimação de Parâmetros

O conhecimento de todos parâmetros da máquina é muito importante, para a sintonia de controladores, em sistemas de acionamentos *CA* de alto desempenho [18], [19], [20], [21], [22]. Em particular, o valor da resistência estática em algumas estratégias de acionamentos de motores de indução [23], [24], [25]. Por exemplo, no controle da velocidade de um motor de indução, exige-se uma estimativa precisa do seu fluxo estático [26]. Contudo, a estimativa deste fluxo, obtida a partir das variáveis do estator, é dependente da resistência do estator do motor de indução. Como consequência o fluxo estático estimado em virtude das variações na resistência do estator, especialmente em baixas frequências pode estar sujeito a erros se a resistência estática não for devidamente estimada. Este fato tem estimulado o desenvolvimento de técnicas específicas para a determinação da resistência do estator [27], [28], [29], [22], [30], [31].

No artigo apresentado por Jacobina et alli em [32], com as máquinas hexafásicas de 30 e 60 graus, é proposta uma técnica de estimação dos parâmetros resistência e



indutância estatóricas onde se aproveita a maior liberdade de controle em relação a máquina trifásica.

### 1.2.5 Outras Aplicações

Uma característica dos sistemas hexafásicos é que sua aplicação não se restringe só às máquinas de indução. Máquinas de relutância e síncrona são também empregadas em acionamento e geração. Nas referências [33], [34] são empregados como geradores de potência. Na linha automotiva foi usado como fonte de potência *CC*, quando usado em conjunto com um retificador [35].

Dois grupos de enrolamentos independentes no estator foram usados por Ojo e Davidson como um gerador de indução (máquina de  $30^\circ$ ) em [36]. Um dos grupos era responsável pela conversão eletromecânica de potência, enquanto o segundo era usado com o propósito de excitação. Um conversor PWM foi conectado aos enrolamentos de excitação e a carga conectada diretamente nos enrolamentos de potência. Isto eliminou a necessidade de um conversor calculado para a plena potência de carga do gerador de indução [37]. Esta mesma idéia pode ser usada para a correção do fator de potência do motor de indução. Usando dois diferentes grupos de enrolamentos trifásicos, um está conectado à fonte de potência principal e conduz a potência ativa responsável pela produção de conjugado; enquanto o segundo enrolamento, ou auxiliar, carrega a potência reativa controlada por um inversor PWM [38].

O comportamento dinâmico da máquina hexafásica sob falta é apresentado em [39], onde o problema do uso da técnica de componentes simétricas para uma máquina com enrolamento assimétrico é contornado e uma nova metodologia para tratar o problema de falta é proposto.

## 1.3 Contribuições do Trabalho

Os objetivos deste trabalho são estudar e caracterizar a máquina de indução hexafásica simétrica ( $60^\circ$ ), quando acionada por estratégias de modulação PWM. A classificação e eficiência dessas estratégias é medida tomando como referência um sistema trifásico padrão e um hexafásico assimétrico ( $30^\circ$ ). A seguir, são relacionadas as principais contribuições deste trabalho:

- Análise do comportamento dos dois tipos de máquinas hexafásicas ( $60^\circ$  e  $30^\circ$ ) mais conhecidas, quanto ao desempenho do uso de neutro simples ou duplo e geração de harmônicos, quando acionadas por um inversor em degraus.

- Proposição de diversas estratégias de modulação PWM vetorial para a máquina de  $60^\circ$  e avaliação de seu desempenho quanto ao aproveitamento da tensão de barramento  $CC$ , distorção harmônica total, oscilação de conjugado em regime permanente e tensão de modo comum.
- Simplificação do cálculo dos tempos de aplicação dos vetores e o emprego de uma distribuição dos tempos, ponderada em função do índice de modulação, que permitiu o aproveitamento pleno da tensão do barramento  $CC$ .
- Estimação dos parâmetros, em tempo real, resistência elétrica  $r_s$  e indutância de dispersão estatórica  $l_{is}$  da máquina hexafásica ( $30^\circ$  e  $60^\circ$ ), utilizando os modelos para as variáveis que não interferem no conjugado eletromagnético de regime.

## 1.4 Sinopse dos Capítulos

No capítulo 2, intitulado Modelagem da Máquina Hexafásica, busca-se, através de um tratamento matemático, estabelecer as principais relações entre as grandezas elétricas e mecânicas no espaço vetorial ( $R^6$ ) de base 123456 (canônica) e na base  $dqxyoo'$ . A representação em variáveis de estado e o circuito equivalente são apresentados, juntamente com as relações de transformação entre os espaços. As principais particularidades das máquinas de  $30^\circ$  e  $60^\circ$  são destacadas.

No capítulo 3, intitulado Tensão de Modo Comum, além de se definir e mostrar as causas de seu surgimento, relacionam-se e analisam os principais problemas gerados pela tensão de modo comum e suas possíveis soluções.

No capítulo 4, intitulado Estratégias de Controle de Tensão para a Máquina de Indução Hexafásica, apresenta-se, uma descrição entre os sinais de comando de um inversor hexafásico e as tensões geradas pelo mesmo. A tensão de modo comum para a máquina hexafásica com neutro simples e duplo é definida. O acionamento tipo em degraus é discutido, destacando as particularidades resultantes em cada configuração (trifásica, hexafásica  $60^\circ$  e hexafásica  $30^\circ$  com neutro simples ou duplo). A seguir, são propostas diversas estratégias de modulação vetorial, sempre com a preocupação básica de redução ou eliminação total da tensão de modo comum, desempenho em termos de distorção harmônica total ponderada ( $WTHD$ ) do vetor de tensão, no plano  $dq$ , que está relacionado com o conjugado eletromagnético. Por fim, são tratadas as estratégias para a máquina de  $30^\circ$  encontradas na literatura, e feito um estudo comparativo com as melhores estratégias propostas para a máquina de  $60^\circ$ , levando em conta as figuras de mérito como a  $WTHD$ , a  $THD$  e a ondulação de conjugado eletromagnético.

No capítulo 5, intitulado Estimação de Parâmetros, é desenvolvida uma técnica de estimação da resistência elétrica e da indutância de dispersão estatóricas, através de grandezas que não interferem no conjugado eletromagnético de regime.

No capítulo 6 é apresentada uma conclusão geral sobre o acionamento hexafásico.

## Capítulo 2

# Modelagem da Máquina de Indução Hexafásica

### 2.1 Modelo Genérico

No desenvolvimento das equações que descrevem o comportamento de uma máquina de indução genérica, as seguintes suposições simplificadoras são feitas

- o entreferro é uniforme.
- desprezam-se as perdas no ferro, rotacionais e saturação do núcleo.
- os enrolamentos são distribuídos de maneira senoidal ao longo do entreferro e idênticos para todas as fases.

Considere uma máquina de indução qualquer formada por  $N$  fases no estator e  $M$  fases no rotor. As tensões estatórica e rotórica para a  $i$ -ésima fase são dadas por

$$v_{si} = r_{si}\dot{i}_{si} + \frac{d}{dt}\lambda_{si} \quad (2.1)$$

e

$$v_{ri} = r_{ri}\dot{i}_{ri} + \frac{d}{dt}\lambda_{ri} \quad (2.2)$$

Sendo que o fluxo concatenado com a  $i$ -ésima fase do estator é dado por

$$\lambda_{si} = L_{lsi}\dot{i}_{si} + \sum_{j=1}^N L_{msij} \cos(\delta_{si,sj})\dot{i}_{sj} + \sum_{k=1}^M L_{msrik} \cos(\delta_r + \delta_{ri,rk})\dot{i}_{rk} \quad (2.3)$$

Onde  $\delta_{si,sj}$  representa os ângulos entre o eixo magnético do enrolamento da  $i$ -ésima fase do estator com o eixo magnético da  $j$ -ésima fase do estator. De maneira análoga,  $\delta_{ri,rk}$

são os ângulos entre o eixo magnético da  $i$ -ésima fase do estator e o eixo magnético da  $k$ -ésima fase do rotor. O ângulo elétrico  $\delta_r$  é o deslocamento do rotor medido com respeito ao eixo magnético da fase 1 do estator ( $s_1$ ), no instante  $t = 0$ .

As indutâncias são definidas como:

$L_{l_{si}}$  = indutância de dispersão da  $i$ -ésima fase do estator.

$L_{m_{sij}}$  = indutância de magnetização quando  $i = j$  ou indutância mútua, entre as fases do estator, quando  $i \neq j$ .

$L_{m_{srik}}$  = indutância mútua entre a  $i$ -ésima fase do estator e a  $k$ -ésima fase do rotor.

De maneira semelhante escreve-se a equação do fluxo que concatena a  $i$ -ésima fase do rotor

$$\lambda_{ri} = L_{l_{ri}}i_{ri} + \sum_{k=1}^M L_{m_{rik}} \cos(\delta_{ri,rk})i_{rk} + \sum_{j=1}^N L_{m_{rsij}} \cos(\delta_r + \delta_{si,sj})i_{sj} \quad (2.4)$$

A Figura 2.1 mostra a disposição das bobinas de uma máquina com seis fases no estator e seis fases no rotor, formando dois conjuntos trifásicos simétricos  $s_1, s_3, s_5$  e  $s_2, s_4, s_6$  para o estator e  $r_1, r_3, r_5$  e  $r_2, r_4, r_6$  para o rotor com um ângulo  $\theta$  qualquer entre eles. Usualmente, o ângulo  $\theta$  pode ser igual a  $\frac{\pi}{3} \text{ rad}$  (máquina simétrica), ou a  $\frac{\pi}{6} \text{ rad}$  (máquina assimétrica). Os conjuntos trifásicos podem ser conectados de forma independente ( $n_1 \neq n_2$ ), denominado *neutro duplo*, ou com um único neutro ( $n_1 = n_2 = n$ ), denominado *neutro simples*. Normalmente, o número de pares de pólos do rotor é igual ao número de pares de pólos do estator. Veja no apêndice, detalhes sobre as Configurações da Máquina Hexafásica.

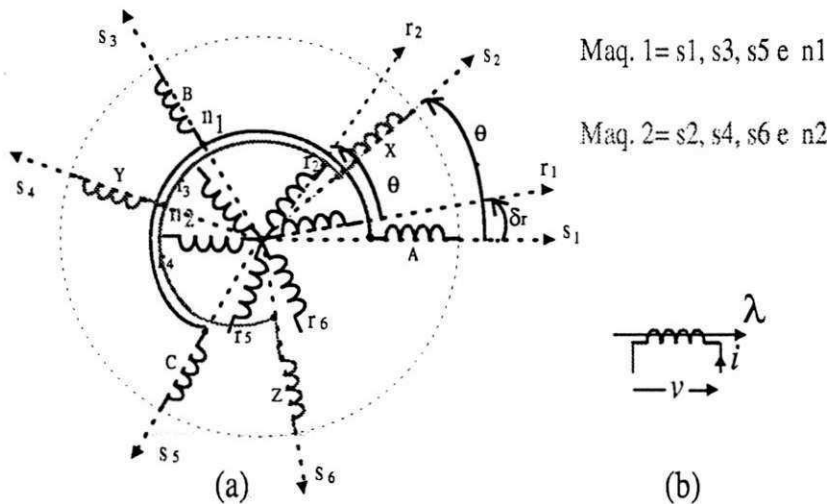


Figura 2.1: (a) Máquina de Indução Hexafásica genérica formada por duas armaduras estatóricas ( $s_1, s_3, s_5$  e  $s_2, s_4, s_6$ ) defasadas por um ângulo  $\theta$  (b) convenções utilizadas para as grandezas em uma bobina.

## 2.2 Equações Gerais da MIH 60° ( $\pi/3$ rad)

### 2.2.1 Fluxos $\lambda_{123456}$

Aplicando a equação (2.3) aos enrolamentos da MIH simétrica (60°), por exemplo, da fase 1, o fluxo total do estator fica dado por:

$$\begin{aligned} \lambda_{s1} = & (L_{ls} + L_{ms})i_{s1} + \frac{1}{2}L_{ms}i_{s2} - \frac{1}{2}L_{ms}i_{s3} - L_{ms}i_{s4} - \frac{1}{2}L_{ms}i_{s5} + \frac{1}{2}L_{ms}i_{s6} + \\ & L_{msr} \cos(\delta_r)i_{r1} + L_{msr} \cos(\delta_r + \frac{\pi}{3})i_{r2} + L_{msr} \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3})i_{r3} + \\ & L_{msr} \cos(\delta_r + \pi)i_{r4} + L_{msr} \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3})i_{r5} + L_{msr} \cos(\delta_r + \frac{5\pi}{3})i_{r6} \end{aligned} \quad (2.5)$$

De maneira análoga, ocorre com as outras fases e as equações acima, quando necessário, podem ser representadas na forma matricial. De modo simplificado uma grandeza hexafásica será representada por:  $\mathbf{w}_{123456} = \mathbf{w}_{16}$ . Por convenção as grandezas em negrito representam vetores ou matrizes e as grandezas itálicas variáveis escalares.

$$\lambda_{s16} = \mathbf{L}_{ss}\mathbf{i}_{s16} + \mathbf{L}_{sr}\mathbf{i}_{r16} \quad (2.6)$$

$$\lambda_{r16} = \mathbf{L}_{rs}\mathbf{i}_{s16} + \mathbf{L}_{rr}\mathbf{i}_{r16} \quad (2.7)$$

Sendo:

$$\lambda_{s16} = \begin{bmatrix} \lambda_{s1} \\ \lambda_{s2} \\ \lambda_{s3} \\ \lambda_{s4} \\ \lambda_{s5} \\ \lambda_{s6} \end{bmatrix} \quad \lambda_{r16} = \begin{bmatrix} \lambda_{r1} \\ \lambda_{r2} \\ \lambda_{r3} \\ \lambda_{r4} \\ \lambda_{r5} \\ \lambda_{r6} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{s16} = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{s4} \\ i_{s5} \\ i_{s6} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{r16} = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \\ i_{r4} \\ i_{r5} \\ i_{r6} \end{bmatrix}$$

Com os elementos das matrizes  $\mathbf{L}_{ss}$ ,  $\mathbf{L}_{rr}$  e  $\mathbf{L}_{sr}$  tendo a forma geral:

$$\begin{aligned} L_{s1s1} &= L_{s2s2} = L_{s3s3} = L_{s4s4} = L_{s5s5} = L_{s6s6} = L_{ls} + L_{ms} \\ L_{s1s2} &= L_{s2s3} = L_{s3s4} = L_{s4s5} = L_{s5s6} = L_{s1s6} = L_{ms} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ L_{s1s3} &= L_{s2s4} = L_{s3s5} = L_{s4s6} = L_{s5s1} = L_{s6s2} = L_{ms} \cos\left(2\frac{\pi}{3}\right) \\ L_{s1s4} &= L_{s2s5} = L_{s3s6} = L_{s4s1} = L_{s5s2} = L_{ms} \cos(\pi) \end{aligned}$$

Onde  $L_{ls}$  representa a indutância de dispersão e  $L_{ms}$  a indutância de magnetização do estator que é dada por:

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 r l \pi}{4g} N_s^2 \quad (2.8)$$

Onde:

$N_s$  é o número de espiras efetivas do estator ;

$g$  a largura do entreferro (air gap);

$r$  o raio médio do rotor (ao centro do entreferro);

$l$  o comprimento da bobina

De maneira análoga, a menos da relação entre o número de espiras rotor/estator, têm-se para o rotor:

$$\begin{aligned} L_{r1r1} &= L_{r2r2} = L_{r3r3} = L_{r4r4} = L_{r5r5} = L_{r6r6} = L_{lr} + L_{mr} \\ L_{r1r2} &= L_{r2r3} = L_{r3r4} = L_{r4r5} = L_{r5r6} = L_{r1r6} = L_{mr} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ L_{r1r3} &= L_{r2r4} = L_{r3r5} = L_{r4r6} = L_{r5r1} = L_{r6r2} = L_{mr} \cos\left(2\frac{\pi}{3}\right) \\ L_{r1r4} &= L_{r2r5} = L_{r3r6} = L_{r4r1} = L_{r5r2} = L_{mr} \cos(\pi) \end{aligned}$$

Onde  $L_{lr}$  representa a indutância de dispersão e  $L_{mr}$  a indutância de magnetização do rotor. Considerando que haja uma simetria entre os caminhos magnéticos do estator e rotor, pode-se fazer a aproximação

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms}$$

Para as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e do rotor, têm-se:

$$\begin{aligned} L_{s1r1} &= L_{s2r2} = L_{s3r3} = L_{s4r4} = L_{s5r5} = L_{s6r6} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right) L_{ms} \cos(\delta_r) \\ L_{s1r2} &= L_{s2r3} = L_{s3r4} = L_{s4r5} = L_{s5r6} = L_{s1r6} = L_{ms} \left(\frac{N_r}{N_s}\right) \cos\left(\frac{\pi}{3} + \delta_r\right) \\ L_{s1r3} &= L_{s2r4} = L_{s3r5} = L_{s4r6} = L_{s5r1} = L_{s6r2} = L_{ms} \left(\frac{N_r}{N_s}\right) \cos\left(2\frac{\pi}{3} + \delta_r\right) \\ L_{s1r4} &= L_{s2r5} = L_{s3r6} = L_{s4r1} = L_{s5r2} = L_{ms} \left(\frac{N_r}{N_s}\right) \cos(\pi + \delta_r) \\ L_{msr} &= L_{ms} \left(\frac{N_r}{N_s}\right) \end{aligned}$$

As matrizes resultantes são dadas por

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} \\ \frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -L_{ms} \\ -L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} \\ \frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} \\ \frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -L_{mr} \\ -L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} \\ \frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & \frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{msr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(2\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\pi + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{3} + \delta_r) \\ \cos(5\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(2\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\pi + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{3} + \delta_r) \\ \cos(4\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(2\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\pi + \delta_r) \\ \cos(\pi + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(2\frac{\pi}{3} + \delta_r) \\ \cos(2\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\pi + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{3} + \delta_r) \\ \cos(\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(2\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\pi + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Uma propriedade importante da matriz de indutância mútua é que:

$$\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T$$

### 2.2.2 Tensões $v_{123456}$

Desenvolvendo a equação da tensão estatórica, a partir da equação (2.1), tem-se

$$\mathbf{v}_{s16} = \mathbf{R}_{ss}\mathbf{i}_{s16} + \frac{d\lambda_{s16}}{dt} \quad (2.12)$$

Onde  $\mathbf{R}_{ss}$  é uma matriz diagonal  $6 \times 6$  dada por:

$$\mathbf{R}_{ss} = r_s \mathbf{I}$$

Sendo  $\mathbf{I}$  a matriz identidade e  $r_s$  a resistência de cada enrolamento de fase do estator, considerando que todas têm valores iguais.

De maneira análoga, para o rotor a partir da equação (2.2) tem-se

$$\mathbf{v}_{r16} = \mathbf{R}_{rr}\mathbf{i}_{r16} + \frac{d\lambda_{r16}}{dt} \quad (2.13)$$

Onde  $\mathbf{v}_{s16} = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4} \ v_{s5} \ v_{s6}]^T$  e  $\mathbf{v}_{r16} = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3} \ v_{r4} \ v_{r5} \ v_{r6}]^T$ .



Utilizando as equações dos fluxos estatóricos (2.6) e rotóricos (2.7), podem-se obter as equações de tensão:

$$\mathbf{v}_{s16} = \mathbf{R}_{ss}\mathbf{i}_{s16} + \mathbf{L}_{ss}\frac{d\mathbf{i}_{s16}}{dt} + \mathbf{L}_{sr}\frac{d\mathbf{i}_{r16}}{dt} + \omega_r L_{msr} \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{r16} \quad (2.14)$$

$$H_{11} = \begin{bmatrix} -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \\ \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r \end{bmatrix}$$

$$H_{12} = \begin{bmatrix} \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r \\ -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{v}_{r16} = \mathbf{R}_{rr}\mathbf{i}_{r16} + \mathbf{L}_{rr}\frac{d\mathbf{i}_{r16}}{dt} + \mathbf{L}_{rs}\frac{d\mathbf{i}_{s16}}{dt} + \omega_r L_{msr} \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{s16} \quad (2.15)$$

$$G_{11} = \begin{bmatrix} -\sin \delta_r & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \\ \sin \delta_r & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r \end{bmatrix}$$

$$G_{12} = \begin{bmatrix} \sin \delta_r & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r \\ -\sin \delta_r & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \end{bmatrix}$$

Onde

$$\omega_r = \frac{d\delta_r}{dt}$$

### 2.2.3 Conjugado $C_{e123456}$

De modo geral, o conjugado eletromagnético é dado por:

$$C_e = P \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \delta_r} \mathbf{i}_r \quad (2.16)$$

Aplicando a equação (2.11) em (2.16) o conjugado fica dado por:

$$C_e = P \mathbf{i}_{s16} L_{msr} \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{r16} \quad (2.17)$$

$$C_{11} = \begin{bmatrix} -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \\ \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r \end{bmatrix}$$

$$C_{12} = \begin{bmatrix} \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \delta_r \\ -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \end{bmatrix}$$

Sendo  $P$  o número de pares de pólos do motor.

### 2.2.4 Potência $P_{ins123456}$

A potência fornecida à máquina pelas  $n$  fases, instantaneamente, é

$$P_{ins} = \mathbf{i}_{s123456}^T \mathbf{V}_{s123456} + \mathbf{i}_{r123456}^T \mathbf{V}_{r123456} \quad (2.18)$$

## 2.3 Equações Gerais da MIH $30^\circ$ ( $\pi/6$ rad)

### 2.3.1 Fluxos $\lambda_{123456}$

Como ressaltado na introdução, de modo geral, o deslocamento espacial ( $\theta$ ) entre os múltiplos enrolamentos trifásicos numa máquina multifases qualquer, para melhoria do desempenho é  $\frac{\pi}{n}$  para  $n$  par e  $\frac{2\pi}{n}$  para  $n$  ímpar, onde  $n$  é o número total de fases da máquina. Portanto, para a máquina de seis fases os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos devem ser deslocados um do outro de  $\delta_{s1,s2} = \theta = \frac{\pi}{6} \text{rad}$ . Os conjuntos do

rotor, quando tiver o mesmo número de fases do estator, devem ter o mesmo deslocamento  $\delta_{r1,r2} = \theta = \frac{\pi}{6} rad$ .

De modo análogo, à máquina simétrica ( $60^\circ$ ), os fluxos são dados por

$$\lambda_{s16} = L_{ss}i_{s16} + L_{sr}i_{r16} \quad (2.19)$$

$$\lambda_{r16} = L_{rs}i_{s16} + L_{rr}i_{r16} \quad (2.20)$$

Onde as matrizes indutâncias são obtidas, novamente aplicando as equações gerais (2.3) e (2.4), resultando em

$$\mathbf{L}_{ss16} = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ls} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} & 0 & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & 0 & L_{ms} + L_{ls} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} & 0 & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & 0 & L_{ms} + L_{ls} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} \\ 0 & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\mathbf{L}_{rr16} = \begin{bmatrix} L_{mr} + L_{lr} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & L_{mr} + L_{lr} & 0 & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & 0 & L_{mr} + L_{lr} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & L_{mr} + L_{lr} & 0 & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & 0 & L_{msr} + L_{lr} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} \\ 0 & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & \frac{\sqrt{3}}{2}L_{mr} & L_{mr} + L_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\mathbf{L}_{sr16} = L_{msr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(8\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(9\frac{\pi}{6} + \delta_r) \\ \cos(11\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(3\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(7\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(8\frac{\pi}{6} + \delta_r) \\ \cos(8\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(9\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{6} + \delta_r) \\ \cos(7\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(8\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(11\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(3\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{6} + \delta_r) \\ \cos(4\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(5\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(8\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(9\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(\delta_r) & \cos(\frac{\pi}{6} + \delta_r) \\ \cos(3\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(4\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(7\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(8\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(11\frac{\pi}{6} + \delta_r) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix}$$

### 2.3.2 Tensões $v_{123456}$

As tensões estatóricas e rotóricas são dadas por

$$\mathbf{v}_{s16} = \mathbf{R}_{ss}\mathbf{i}_{s16} + \frac{d\lambda_{s16}}{dt} \quad (2.23)$$

Onde  $\mathbf{R}_{ss}$  é uma matriz diagonal  $6 \times 6$  dada por:

$$\mathbf{R}_{ss} = r_s \mathbf{I}$$

Sendo  $\mathbf{I}$  a matriz identidade e  $r_s$  a resistência de cada enrolamento de fase do estator, considerando que todas sejam iguais.

Para o rotor

$$\mathbf{v}_{r16} = \mathbf{R}_{rr}\mathbf{i}_{r16} + \frac{d\lambda_{r16}}{dt} \quad (2.24)$$

Utilizando as equações dos fluxos estatóricos (2.19) e rotóricos (2.20), podem-se obter as equações de tensão na forma:

$$\mathbf{v}_{s16} = \mathbf{R}_{ss}\mathbf{i}_{s16} + \mathbf{L}_{ss}\frac{d\mathbf{i}_{s16}}{dt} + \mathbf{L}_{sr}\frac{d\mathbf{i}_{r16}}{dt} + \omega_r L_{msr} \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{r16} \quad (2.25)$$

$$L_{11} = \begin{bmatrix} -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & -\cos \delta_r \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \delta_r & -\sin \delta_r \\ \sin \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \delta_r & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \end{bmatrix}$$

$$L_{12} = \begin{bmatrix} -\cos \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \delta_r \\ -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \delta_r & -\cos \delta_r & -\cos \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \delta_r & -\sin \delta_r & -\sin \left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \sin \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \cos \left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{v}_{r16} = \mathbf{R}_{rr}\mathbf{i}_{r16} + \mathbf{L}_{rr}\frac{d\mathbf{i}_{r16}}{dt} + \mathbf{L}_{rs}\frac{d\mathbf{i}_{s16}}{dt} + \omega_r L_{msr} \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{s16} \quad (2.26)$$

$$M_{11} = \begin{bmatrix} -\sin \delta_r & \cos\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r & \cos \delta_r \\ -\cos\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos \delta_r & -\sin \delta_r \\ -\cos\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \sin\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos \delta_r & \sin\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \end{bmatrix}$$

$$M_{12} = \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\cos \delta_r \\ \sin\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & -\cos\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ \cos\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) & \sin\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) \\ -\sin \delta_r & \cos \delta_r & \sin\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos \delta_r & -\sin \delta_r & \cos\left(\frac{1}{3}\pi + \delta_r\right) \\ -\cos\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin\left(\frac{1}{6}\pi + \delta_r\right) & -\sin \delta_r \end{bmatrix}$$

Onde

$$\omega_r = \frac{d\delta_r}{dt}$$

O conjugado eletromagnético e a potência instantânea, também são determinados de forma semelhante à máquina simétrica (60°).

## 2.4 Representação dqxyoo' da MIH

Para simplificar os cálculos, a máquina de indução hexafásica, como na trifásica, pode-se realizar uma transformação de variáveis de forma a originar matrizes com elementos constantes.

$$\mathbf{w}_{123456} = \bar{\mathbf{P}}_g \mathbf{w}_{dqxyoo'}^g \quad (2.27)$$

Com  $\mathbf{w}_{123456} = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4 \ w_5 \ w_6]^T$ ,  $\mathbf{w}_{dqxyoo'}^g = [w_d \ w_q \ w_x \ w_y \ w_o \ w_{o'}]^T$  onde  $\mathbf{w}$  é uma variável qualquer que pode ser tensão, corrente ou fluxo. A Figura 2.2 mostra a nova disposição dos eixos mutuamente ortogonais. Os dois primeiros vetores da transformação (2.27) estão relacionados ao subespaço ou plano “ $d - q$ ”, que mapeiam o fluxo resultante no entreferro da máquina. Estando assim, relacionado a parte ativa da máquina e a conversão eletromecânica de energia. O plano “ $x - y$ ” é ortogonal ao plano “ $d - q$ ”, sendo assim, é esperado que não produza fluxo girante no entreferro da máquina e conseqüentemente não participe da conversão eletromecânica de energia.

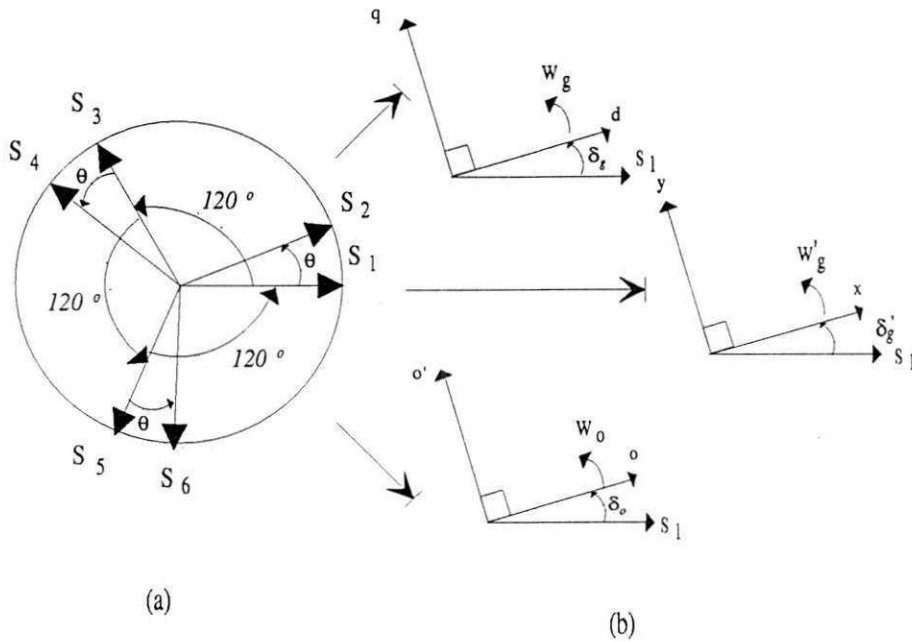


Figura 2.2: Subespaços ou planos \$dq\$, \$xy\$ e \$oo'\$ mutuamente ortogonais.

Por último, o plano “\$o - o'\$”, também ortogonal aos demais, mapeia as componentes de sequência zero ou homopolares.

A matriz de transformação \$\bar{P}\_g\$, considerando-se um deslocamento \$\theta\$ específico (\$\theta = \frac{\pi}{3}rad\$ ou \$\theta = \frac{\pi}{6}rad\$) entre os enrolamentos é dada por

$$\bar{P}_g = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} P_{s11} & P_{s12} \\ P_{s21} & P_{s22} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$P_{s11} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta & \cos k\delta' \\ \cos(-\delta + \theta) & \sin(-\delta + \theta) & \cos k(\delta' - \theta) \\ -\cos(\delta + \frac{1}{3}\pi) & \sin(\delta + \frac{1}{3}\pi) & \cos k(\delta' - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

$$P_{s21} = \begin{bmatrix} -\sin(-\delta + \frac{1}{6}\pi + \theta) & \cos(-\delta' + \frac{1}{6}\pi + \theta) & \cos k(\delta' - \frac{2}{3}\pi - \theta) \\ -\sin(\delta + \frac{1}{6}\pi) & -\cos(\delta' + \frac{1}{6}\pi) & \cos k(\delta' - \frac{4}{3}\pi) \\ -\cos(-\delta + \frac{1}{3}\pi + \theta) & -\sin(-\delta' + \frac{1}{3}\pi + \theta) & \cos k(\delta' - \frac{4}{3}\pi - \theta) \end{bmatrix}$$

$$P_{s12} = \begin{bmatrix} -\sin k\delta' & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin k(\delta' - \theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin k(\delta' - \frac{2}{3}\pi) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad P_{s22} = \begin{bmatrix} -\sin k(\delta' - \frac{2}{3}\pi - \theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin k(\delta' - \frac{4}{3}\pi) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin k(\delta' - \frac{4}{3}\pi - \theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

Onde \$k = 2\$ para \$\theta = \frac{\pi}{3}rad\$ e \$k = 5\$ para \$\theta = \frac{\pi}{6}rad\$.

A matriz \$\bar{P}\_g\$ é ortogonal e o coeficiente \$\frac{1}{\sqrt{3}}\$ é introduzido para tornar a transformação com potência constante na nova representação. A componente relacionada como \$w\_o\$,

é chamada de componente de sequência zero em acordo com a transformação trfásica padrão.

Para o plano  $dq$ , as variáveis podem ser expressas num referencial genérico que gira com a velocidade angular de  $\omega_g$  e a velocidade do circuito (estator ou rotor) é designada por  $w_c$ . Se a transformação é aplicada ao circuito do estator, então  $w_c = 0$ ; para o circuito do rotor,  $w_c = \omega_r$ . Assim

$$\delta = \delta_g - \delta_c \quad (2.29)$$

$$\delta_g = \int_0^t \omega_g dt + \delta_g(0) \quad (2.30)$$

$$\delta_c = \int_0^t w_c dt + \delta_c(0) \quad (2.31)$$

Para o plano  $xy$ , as variáveis podem ser expressas, também num referencial genérico que gira com a velocidade angular de  $\omega'_g$  (onde de forma mais geral  $\omega'_g \neq \omega_g$ ) e a velocidade do circuito (estator ou rotor) é designada por  $w'_c$ . Se a transformação é aplicada ao circuito do estator, então  $w'_c = 0$ ; para o circuito do rotor,  $w'_c = \omega_r$ . Dessa forma, as grandezas do rotor, também são refletidas para o mesmo referencial do estator. Assim

$$\delta' = \delta'_g - \delta'_c \quad (2.32)$$

$$\delta'_g = \int_0^t \omega'_g dt + \delta'_g(0) \quad (2.33)$$

$$\delta'_c = \int_0^t w'_c dt + \delta'_c(0) \quad (2.34)$$

Generalizando a definição para grandezas estatóricas ( $\bar{P}_s$ ) e rotóricas ( $\bar{P}_r$ ), têm-se:

$$\mathbf{w}_{s123456} = \bar{P}_s \mathbf{w}_{sdqxyo'}^g \quad (2.35)$$

$$\mathbf{w}_{r123456} = \bar{P}_r \mathbf{w}_{rdqxyo'}^g \quad (2.36)$$

### 2.4.1 Matriz de Transformação para a MIH simétrica (60°)

$$\bar{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) & \cos(\delta'_g) & -\sin(\delta'_g) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - \frac{\pi}{3}) & \cos(\delta'_g - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta'_g - 2\frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\delta'_g - 4\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta'_g - 4\frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - 3\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - 3\frac{\pi}{3}) & \cos(\delta'_g - 6\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta'_g - 6\frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - 4\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - 4\frac{\pi}{3}) & \cos(\delta'_g - 8\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta'_g - 8\frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - 5\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta_g - 5\frac{\pi}{3}) & \cos(\delta'_g - 10\frac{\pi}{3}) & -\sin(\delta'_g - 10\frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Para as variáveis do estator, com o eixo  $d$  alinhado segundo a fase  $s_1$ , fazendo-se  $\delta = \delta' = 0$  ( $\omega_g = \omega'_g = 0$ ), a matriz de transformação para o estator, é dada por

$$\bar{\mathbf{P}}_s = \frac{\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Com neutro duplo a matriz de transformação pode ser dada por

$$\bar{\mathbf{P}}_s = \frac{\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Onde apenas as componentes homopolares  $o$  e  $o'$  são modificadas.

A matriz de transformação do rotor ( $\bar{\mathbf{P}}_r$ ) é obtida a partir da matriz (2.37), fazendo as seguintes substituições de  $\delta_g$  e  $\delta'_g$  por

$$\delta_g = \delta_g - \delta_r \quad \text{e} \quad \delta'_g = \delta'_g - \delta_r$$

### 2.4.2 Fluxos em $dqxyo'o'$

Das equações (2.6) e (2.7), aplicando as matrizes de transformação têm-se

$$\lambda_{sdqxyo'o'} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \\ \lambda_{sx}^g \\ \lambda_{sy}^g \\ \lambda_{so}^g \\ \lambda_{so'}^g \end{bmatrix} \quad \lambda_{rdqxyo'o'} = \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \\ \lambda_{rx}^g \\ \lambda_{ry}^g \\ \lambda_{ro}^g \\ \lambda_{ro'}^g \end{bmatrix} \quad i_{sdqxyo'o'} = \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{sx}^g \\ i_{sy}^g \\ i_{so}^g \\ i_{so'}^g \end{bmatrix} \quad i_{rdqxyo'o'} = \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{rx}^g \\ i_{ry}^g \\ i_{ro}^g \\ i_{ro'}^g \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{P}}_s \lambda_{sdqxyo'o'}^g = \mathbf{L}_{ss123456} \bar{\mathbf{P}}_s i_{sdqxyo'o'}^g + \mathbf{L}_{sr123456} \bar{\mathbf{P}}_r i_{rdqxyo'o'}^g \quad (2.39)$$

Multiplicando ambos os lados por  $\bar{\mathbf{P}}_s^{-1}$ , tem-se:

$$\lambda_{sdqxyo'o'}^g = \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss123456} \bar{\mathbf{P}}_s i_{sdqxyo'o'}^g + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr123456} \bar{\mathbf{P}}_r i_{rdqxyo'o'}^g \quad (2.40)$$



ou

$$\lambda_{sdqxyoo'}^g = L_{ssdqxyoo'} i_{dqxyoo'}^g + L_{srdqxyoo'}^g i_{dqxyoo'}^g \quad (2.41)$$

Que resulta em

$$\mathbf{L}_{ssdqxyoo'} = \begin{bmatrix} L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

e

$$\mathbf{L}_{srdqxyoo'} = \begin{bmatrix} 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

As equações para os fluxos rotóricos são:

$$\bar{\mathbf{P}}_r \lambda_{rdqxyoo'}^g = L_{rs123456} \bar{\mathbf{P}}_s i_{sdqxyoo'}^g + L_{rr123456} \bar{\mathbf{P}}_r i_{rdqxyoo'}^g \quad (2.44)$$

Multiplicando os dois lados da equação por  $\bar{\mathbf{P}}_r^{-1}$  tem-se:

$$\lambda_{rdqxyoo'}^g = \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} L_{rs123456} \bar{\mathbf{P}}_s i_{sdqxyoo'}^g + \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} L_{rr123456} \bar{\mathbf{P}}_r i_{rdqxyoo'}^g \quad (2.45)$$

ou

$$\lambda_{rdqxyoo'}^g = L_{rsdqxyoo'} i_{sdqxyoo'}^g + L_{rddqxyoo'} i_{rdqxyoo'}^g \quad (2.46)$$

Que resulta em

$$\mathbf{L}_{rsdqxyoo'} = \begin{bmatrix} 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\mathbf{L}_{rrdqxyoo'} = \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{0} & L_{lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{0} & 0 & L_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

### 2.4.3 Tensões em $dqxyoo'$

De forma análoga, ocorrem com as tensões. As equações para as tensões estatóricas em  $dqxyoo'$  são dadas por:

$$\bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{v}_{dqxyoo'}^g = R_{ss123456} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{i}_{dqxyoo'}^g + \frac{d}{dt} [\bar{\mathbf{P}}_s \lambda_{sdqxyoo'}^g] \quad (2.49)$$

Multiplicando ambos os lados da equação por  $\bar{\mathbf{P}}_s^{-1}$ , tem-se:

$$\bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{v}_{sdqxyoo'}^g = \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \mathbf{R}_{ss123456} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \frac{d\bar{\mathbf{P}}_s}{dt} \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (2.50)$$

Sabendo-se que

$$\frac{d\bar{\mathbf{P}}_s}{dt} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} T_{11} &= \begin{bmatrix} -\omega_g \sin \delta_g & -\omega_g \cos \delta_g \\ \omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) & -\omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) \\ \omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) & \omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) \end{bmatrix} & T_{13} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ T_{12} &= \begin{bmatrix} -\omega'_g \sin \delta'_g & -\omega'_g \cos \delta'_g \\ \omega'_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) & \omega'_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) \\ -\omega'_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) & \omega'_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) \end{bmatrix} & T_{23} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ T_{21} &= \begin{bmatrix} \omega_g \sin \delta_g & \omega_g \cos \delta_g \\ -\omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) & \omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) \\ -\omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) & -\omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) \end{bmatrix} \\ T_{22} &= \begin{bmatrix} -\omega'_g \sin \delta'_g & -\omega'_g \cos \delta'_g \\ \omega'_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) & \omega'_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) \\ -\omega'_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) & \omega'_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Com

$$\mathbf{R}_{ss123456} = \mathbf{R}_{ssdqxyoo'} = r_s \mathbf{I} \quad (2.52)$$

Onde  $\mathbf{I}$  representa a matriz identidade e  $\tau_s$  a resistência do enrolamento.

Têm-se para as tensões estatórica :

$$v_{sdqxyoo'}^g = R_{ssdqxyoo'} i_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega'_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega'_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (2.53)$$

As equações das tensões rotóricas  $v_{rdqxyoo'}$  são dadas por:

$$\bar{\mathbf{P}}_r v_{rdqxyoo'}^g = \mathbf{R}_{rr123456} \bar{\mathbf{P}}_r i_{rdqxyoo'}^g + \frac{d}{dt} [\bar{\mathbf{P}}_r \lambda_{rdqxyoo'}^g] \quad (2.54)$$

Multiplicando ambos os lados da equação por  $\bar{\mathbf{P}}_r^{-1}$ , tem-se:

$$\bar{\mathbf{P}}_r^{-1} \bar{\mathbf{P}}_r v_{rdqxyoo'}^g = \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} \mathbf{R}_{rr123456} \bar{\mathbf{P}}_r i_{rdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{rdqxyoo'}^g}{dt} + \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} \frac{d\bar{\mathbf{P}}_r}{dt} \lambda_{rdqxyoo'}^g \quad (2.55)$$

Realizando as operações indicadas, tem-se então:

$$v_{rdqxyoo'}^g = \mathbf{R}_{rrdqxyoo'} i_{rdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{rdqxyoo'}^g}{dt} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g + \omega_r & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ -\omega_r + \omega_g & 0 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega'_g + \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega'_r + \omega_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{0} & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rdqxyoo'}^g \quad (2.56)$$

#### 2.4.4 Conjugado em $dq$

A expressão para o conjugado eletromagnético na representação  $dqxyoo'$ , é dada por:

$$C_e = P i_{sdqzyoo'}^{gT} \bar{\mathbf{P}}_s^T \frac{\partial L_{sr123456}(\delta_r)}{\partial \delta_r} \bar{\mathbf{P}}_r i_{rdqxyoo'}^g \quad (2.57)$$

$$C_e = P i_{sdqzyoo'}^{gT} \begin{bmatrix} 0 & -3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} i_{rdqxyoo'}^g$$

$$C_e = P \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^{gT} \begin{bmatrix} -3L_{msr} i_{rq}^g \\ 3L_{msr} i_{rd}^g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_e = 3PL_{msr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.58)$$

A equação mecânica para o movimento é dada por

$$C_m = C_e - J \frac{dw_{rm}}{dt} - F w_{rm} \quad (2.59)$$

$$w_r = P \frac{d\theta_r}{dt} = P w_{rm} \quad (2.60)$$

Onde  $C_m$  é o conjugado mecânico ou de carga,  $J$  o momento de inércia,  $F$  o coeficiente de atrito,  $P$  o número de pares de pólos e  $\theta_r$  a posição mecânica do rotor.

### 2.4.5 Potência em $dqxyoo'$

Utilizando a equação da potência instantânea, tem-se:

$$P_{ins} = \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^{gT} \bar{\mathbf{P}}_s^T \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{v}_{sdqzyoo'}^g + \mathbf{i}_{rdqxyoo'}^{gT} \bar{\mathbf{P}}_r^T \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{v}_{rdqzyoo'}^g \quad (2.61)$$

Sabendo-se que  $\bar{\mathbf{P}}_s^T = \bar{\mathbf{P}}_s^{-1}$  e  $\bar{\mathbf{P}}_r^T = \bar{\mathbf{P}}_r^{-1}$ , a equação(2.61) torna-se:

$$P_{ins} = \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^{gT} \mathbf{v}_{sdqzyoo'}^g + \mathbf{i}_{rdqxyoo'}^{gT} \mathbf{v}_{rdqzyoo'}^g \quad (2.62)$$

Como considerou-se uma matriz de transformação com potência invariante, tanto a potência em  $P_{ins123456}$  quanto em  $dqxyoo'$  são iguais. Por isso, tanto a tensão quanto a corrente de saída reais do inversor diferem do valor em  $dq$  do fator  $1/\sqrt{3}$ . Observe ainda que as potências em  $xy$  e  $oo'$  representam perdas. Portanto, devem ter magnitude reduzida. A potência  $dq$  está relacionada com o trabalho produzido pela máquina.

### 2.4.6 Representação em variáveis de estado

A representação em variáveis de estado, em função dos fluxos, facilita a implementação de programas de simulação. Reescrevendo as expressões (2.53) e (2.56) em função das

derivadas de  $\lambda_{sdqxyoo'}^g$  e  $\lambda_{rdqxyoo'}^g$ , têm-se:

$$\frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} = v_{sdqxyoo'}^g - R_{ssdqxyoo'} i_{sdqxyoo'}^g - \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega'_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega'_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (2.63)$$

$$\frac{d\lambda_{rdqxyoo'}^g}{dt} = v_{rdqxyoo'}^g - R_{rrdqxyoo'} i_{rdqxyoo'}^g - \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g + \omega_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_r + \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega'_g + \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_r + \omega'_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rdqxyoo'}^g \quad (2.64)$$

As correntes  $i_{sdqxyoo'}^g$  e  $i_{rdqxyoo'}^g$  podem ser definidas através das expressões (2.41) e (2.46) em função dos fluxos. Logo, multiplicando a expressão (2.41) por  $L_{rrdqxyoo'}$  e (2.46) por  $-L_{srdqxyoo'}$ , o resultado será:

$$\begin{aligned} L_{rrdqxyoo'} \lambda_{sdqxyoo'}^g &= L_{rrdqxyoo'} L_{ssdqxyoo'} i_{sdqxyoo'}^g + L_{rrdqxyoo'} L_{srdqxyoo'} i_{rdqxyoo'}^g \\ -L_{srdqxyoo'} \lambda_{rdqxyoo'}^g &= -L_{srdqxyoo'} L_{rsdqxyoo'} i_{sdqxyoo'}^g - L_{srdqxyoo'} L_{rrdqxyoo'} i_{rdqxyoo'}^g \end{aligned}$$

Somando as duas equações, tem-se:

$$(L_{rrdqxyoo'} L_{ssdqxyoo'} - L_{srdqxyoo'} L_{rsdqxyoo'}) i_{sdqxyoo'}^g = L_{rrdqxyoo'} \lambda_{sdqxyoo'}^g - L_{srdqxyoo'} \lambda_{rdqxyoo'}^g$$

Com isso, chega-se a uma expressão das correntes estáticas em função dos fluxos

$$i_{sdqxyoo'}^g = A \lambda_{sdqxyoo'}^g - B \lambda_{rdqxyoo'}^g \quad (2.65)$$

Com as simplificações dos parâmetros, logo abaixo, introduzidas, têm-se

$$l_s = L_{ls} + 3L_{ms}$$

$$l_r = L_{lr} + 3L_{mr}$$

$$l_m = 3L_{msr}$$

Onde

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} \end{bmatrix}$$

e

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Procedendo de forma semelhante para as correntes rotóricas obtém-se:

$$i_{rdqxyoo'}^g = C \lambda_{sdqxyoo'}^g - D \lambda_{rdqxyoo'}^g \quad (2.66)$$

Sendo:

$$C = \begin{bmatrix} -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

e

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l_r l_s - l_m^2} l_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{lr}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{lr}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{lr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{lr}} \end{bmatrix}$$

Substituindo os valores de  $i_{sdqxyoo'}^g$  e  $i_{rdqxyoo'}^g$  nas expressões dos fluxos (2.63) e (2.64)

chega-se a:

$$\frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} = \mathbf{v}_{sdqzyoo'}^g - \mathbf{R}_{ssdqxyoo'} (\mathbf{A}\lambda_{sdqxyoo'}^g - \mathbf{B}\lambda_{rdqxyoo'}^g) - \quad (2.67)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega'_g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega'_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdqxyoo'}^g$$

$$\frac{d\lambda_{rdqxyoo'}^g}{dt} = \mathbf{v}_{rdqzyoo'}^g - \mathbf{R}_{rrdqxyoo'} (\mathbf{C}\lambda_{sdqxyoo'}^g - \mathbf{D}\lambda_{rdqxyoo'}^g) - \quad (2.68)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega_g + \omega_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_r + \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega'_g + \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_r + \omega'_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rdqxyoo'}^g$$

Considerando  $\omega_g = \omega'_g = 0$ ,  $E = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  e os vetores  $\lambda^g = \begin{bmatrix} \lambda_{sdqxyoo'}^g \\ \lambda_{rdqxyoo'}^g \end{bmatrix}$ ,

$\mathbf{v}^g = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sdqzyoo'}^g \\ \mathbf{v}_{rdqzyoo'}^g \end{bmatrix}$ , tem-se a seguinte representação em variáveis de estado ( $\dot{\lambda}^g = d\lambda^g/dt$ ):

$$\dot{\lambda}^g = \begin{bmatrix} -\mathbf{R}_{ssdqxyoo'} \mathbf{A} & \mathbf{R}_{ssdqxyoo'} \mathbf{B} \\ -\mathbf{R}_{rrdqxyoo'} \mathbf{C} & \mathbf{R}_{rrdqxyoo'} \mathbf{D} + \omega_r \mathbf{E} \end{bmatrix} \lambda^g + \mathbf{v}^g \quad (2.69)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - Cm) - F\omega_r \quad (2.70)$$

### 2.4.7 Modelo Bifásico Equivalente

Utilizando a representação  $dqxyoo'$  para a máquina hexafásica em um referencial genérico "g", obtém-se um conjunto de equações que representam o modelo bifásico da máquina

hexafásica, onde são introduzidas as seguintes simplificações nas equações do modelo:

$$\begin{aligned}
 p &= \frac{d}{dt} \\
 l_s &= L_{ls} + 3L_{ms} \\
 l_r &= L_{lr} + 3L_{mr} \\
 l_m &= 3L_{msr} \\
 k_c &= l_r l_s - l_m^2 \\
 P &= N^\circ \text{ pares de polos}
 \end{aligned}$$

Para as componentes ativas  $dq$  têm-se;

$$\begin{bmatrix} p\lambda_{sd} \\ p\lambda_{sq} \\ p\lambda_{rd} \\ p\lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{k_c} l_r & \omega_g & \frac{r_s}{k_c} l_m & 0 \\ -\omega_g & -\frac{r_s}{k_c} l_r & 0 & \frac{r_s}{k_c} l_m \\ \frac{r_r}{k_c} l_m & 0 & -\frac{r_r}{k_c} l_s & \omega_g - \omega_r \\ 0 & \frac{r_r}{k_c} l_m & -\omega_g + \omega_r & -\frac{r_r}{k_c} l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Para as componentes  $xy$  têm-se;

$$\begin{bmatrix} p\lambda_{sx} \\ p\lambda_{sy} \\ p\lambda_{rx} \\ p\lambda_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_{ls}} & \omega'_g & 0 & 0 \\ -\omega'_g & -\frac{r_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_r}{L_{lr}} & \omega'_g - \omega_r \\ 0 & 0 & -\omega'_g + \omega_r & -\frac{r_r}{L_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sx} \\ \lambda_{sy} \\ \lambda_{rx} \\ \lambda_{ry} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sx} \\ v_{sy} \\ v_{rx} \\ v_{ry} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Para as componentes homopolares  $oo'$ ;

$$\begin{bmatrix} p\lambda_{so} \\ p\lambda_{so'} \\ p\lambda_{ro} \\ p\lambda_{ro'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_{ls}} & \omega_g & 0 & 0 \\ -\omega_g & -\frac{r_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_r}{L_{lr}} & \omega_g \\ 0 & 0 & -\omega_g & -\frac{r_r}{L_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{so} \\ \lambda_{so'} \\ \lambda_{ro} \\ \lambda_{ro'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{so} \\ v_{so'} \\ v_{ro} \\ v_{ro'} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

As matrizes de transformação fluxo-corrente são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{k_c} l_r & 0 & -\frac{1}{k_c} l_m & 0 \\ 0 & \frac{1}{k_c} l_r & 0 & -\frac{1}{k_c} l_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{k_c} l_m & 0 & \frac{1}{k_c} l_s & 0 \\ 0 & -\frac{1}{k_c} l_m & 0 & \frac{1}{k_c} l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$



$$\begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{lr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{r_r}{L_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sx} \\ \lambda_{sy} \\ \lambda_{rx} \\ \lambda_{ry} \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

$$\begin{bmatrix} i_{so} \\ i_{so'} \\ i_{ro} \\ i_{ro'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{lr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{r_r}{L_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{so} \\ \lambda_{so'} \\ \lambda_{ro} \\ \lambda_{ro'} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

As transformações de corrente de  $i_{sdqxyoo'}$  para  $i_{s123456}$  são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \\ i_{s4} \\ i_{s5} \\ i_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}\sqrt{3}(i_{sd} + i_{sx} + \frac{\sqrt{2}}{2}i_{so} + \frac{\sqrt{2}}{2}i_{so'}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{3}(i_{sd} - i_{sx} + \sqrt{2}i_{so} - \sqrt{2}i_{so'}) + \frac{1}{2}(i_{sq} + i_{sy}) \\ -\frac{1}{6}\sqrt{3}(i_{sd} + i_{sx} - \sqrt{2}i_{so} - \sqrt{2}i_{so'}) + \frac{1}{2}(i_{sq} - i_{sy}) \\ -\frac{1}{3}\sqrt{3}(i_{sd} - i_{sx} - \frac{\sqrt{2}}{2}i_{so} + \frac{\sqrt{2}}{2}i_{so'}) \\ -\frac{1}{6}\sqrt{3}(i_{sd} + i_{sx} - \sqrt{2}i_{so} - \sqrt{2}i_{so'}) - \frac{1}{2}(i_{sq} - i_{sy}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{3}(i_{sd} - i_{sx} + \sqrt{2}i_{so} - \sqrt{2}i_{so'}) - \frac{1}{2}(i_{sq} + i_{sy}) \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

As transformações de tensão de  $v_{s123456}$  para  $v_{sdqxyoo'}$  são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{sx} \\ v_{sy} \\ v_{so} \\ v_{so'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}\sqrt{3}(v_{s1} + \frac{1}{2}v_{s2} - \frac{1}{2}v_{s3} - v_{s4} - \frac{1}{2}v_{s5} + \frac{1}{2}v_{s6}) \\ \frac{1}{2}(v_{s2} + v_{s3} - v_{s5} - v_{s6}) \\ \frac{1}{3}\sqrt{3}(v_{s1} - \frac{1}{2}v_{s2} - \frac{1}{2}v_{s3} + v_{s4} - \frac{1}{2}v_{s5} - \frac{1}{2}v_{s6}) \\ \frac{1}{2}(v_{s2} - v_{s3} + v_{s5} - v_{s6}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{6}(v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} + v_{s4} + v_{s5} + v_{s6}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{6}(v_{s1} - v_{s2} + v_{s3} - v_{s4} + v_{s5} - v_{s6}) \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

A expressão do conjugado em função dos fluxos é dada por

$$C_e = \frac{Pl_m}{k_c} (\lambda_{sq}^g \lambda_{dr}^g - \lambda_{ds}^g \lambda_{rq}^g) \quad (2.80)$$

Este conjunto de equações facilita a simulação da máquina de indução hexafásica.

## 2.4.8 Matriz de Transformação para a MIH assimétrica (30°)

Na máquina hexafásica assimétrica (30°), as equações são semelhantes às do caso anterior, mudando-se somente o valor das indutâncias mútuas e a matriz de transformação.

A matriz de transformação do estator é dada por

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) & \cos(\delta'_g) & -\sin(\delta'_g) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\delta_g - \frac{\pi}{6}) & \cos(\delta'_g - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\delta'_g - \frac{5\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{6}) & -\sin(\delta_g - \frac{4\pi}{6}) & \cos(\delta'_g - \frac{8\pi}{6}) & -\sin(\delta'_g - \frac{8\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\delta_g - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\delta'_g - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\delta'_g - \frac{\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{8\pi}{6}) & -\sin(\delta_g - \frac{8\pi}{6}) & \cos(\delta'_g - \frac{4\pi}{6}) & -\sin(\delta'_g - \frac{4\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\delta_g - \frac{9\pi}{6}) & -\sin(\delta_g - \frac{9\pi}{6}) & \cos(\delta'_g - \frac{9\pi}{6}) & -\sin(\delta'_g - \frac{9\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Para as variáveis do estator, com o eixo  $d$  alinhado segundo a fase  $s_1$ , fazendo-se  $\delta_g = \delta'_g = 0$  ( $\omega_g = 0$ ), a matriz de transformação é dada por

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ 0 & -1 & 0 & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

A matriz de transformação do rotor ( $\bar{\mathbf{P}}_r$ ) é obtida a partir da matriz (2.81), fazendo as seguintes substituições de  $\delta_g$  e  $\delta'_g$  por

$$\delta_g = \delta_g - \delta_r \quad \text{e} \quad \delta'_g = \delta'_g - \delta_r$$

#### 2.4.9 Fluxos em $dqxyoo'$

Das equações (2.19) (2.20), aplicando as matrizes de transformação têm-se

$$\lambda_{sdqxyoo'} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \\ \lambda_{sx}^g \\ \lambda_{sy}^g \\ \lambda_{so}^g \\ \lambda_{so'}^g \end{bmatrix} \quad \lambda_{rdqxyoo'} = \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \\ \lambda_{rx}^g \\ \lambda_{ry}^g \\ \lambda_{ro}^g \\ \lambda_{ro'}^g \end{bmatrix} \quad i_{sdqxyoo'} = \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{sx}^g \\ i_{sy}^g \\ i_{so}^g \\ i_{so'}^g \end{bmatrix} \quad i_{rdqxyoo'} = \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{rx}^g \\ i_{ry}^g \\ i_{ro}^g \\ i_{ro'}^g \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{P}}_s \lambda_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{L}_{ss123456} \bar{\mathbf{P}}_s i_{dqxyoo'}^g + \mathbf{L}_{sr123456} \bar{\mathbf{P}}_r i_{dqxyoo'}^g \quad (2.83)$$

Multiplicando ambos os lados por  $\bar{P}_s^{-1}$ , tem-se:

$$\lambda_{sdqxyoo'}^g = \bar{P}_s^{-1} L_{ss123456} \bar{P}_s i_{dqxyoo'}^g + \bar{P}_s^{-1} L_{sr123456} \bar{P}_r i_{dqxyoo'}^g \quad (2.84)$$

ou

$$\lambda_{sdqxyoo'}^g = L_{ssdqxyoo'} i_{dqxyoo'}^g + L_{srdqxyoo'}^g i_{dqxyoo'}^g \quad (2.85)$$

Que resulta em

$$L_{ssdqxyoo'} = \begin{bmatrix} L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

e

$$L_{srdqxyoo'} = \begin{bmatrix} 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

As equações para os fluxos rotóricos são:

$$\bar{P}_r \lambda_{rdqxyoo'}^g = L_{rs123456} \bar{P}_s i_{s2odq}^g + L_{rr123456} \bar{P}_r i_{rdqxyoo'}^g \quad (2.88)$$

Multiplicando os dois lados da equação por  $\bar{P}_r^{-1}$  tem-se:

$$\lambda_{rdqxyoo'}^g = \bar{P}_r^{-1} L_{rs123456} \bar{P}_s i_{sdqxyoo'}^g + \bar{P}_r^{-1} L_{rr123456} \bar{P}_r i_{rdqxyoo'}^g \quad (2.89)$$

ou

$$\lambda_{rdqxyoo'}^g = L_{rsdqxyoo'} i_{sdqxyoo'}^g + L_{rrdqxyoo'} i_{rdqxyoo'}^g \quad (2.90)$$

Que resulta em

$$L_{rsdqxyoo'} = \begin{bmatrix} 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3L_{msr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

$$\mathbf{L}_{rrdqxyoo'} = \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

#### 2.4.10 Tensões em $dqxyoo'$

De forma análoga, ocorrem com as tensões. As equações para as tensões estatóricas em  $dqxyoo'$  são dadas por:

$$\bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{v}_{dqxyoo'}^g = R_{ss123456} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{i}_{dqxyoo'}^g + \frac{d}{dt} [\bar{\mathbf{P}}_s \boldsymbol{\lambda}_{sdqxyoo'}^g] \quad (2.93)$$

Multiplicando ambos os lados da equação por  $\bar{\mathbf{P}}_s^{-1}$ , tem-se:

$$\bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{v}_{sdqxyoo'}^g = \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} R_{ss123456} \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \frac{d\bar{\mathbf{P}}_s}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{sdqxyoo'}^g \quad (2.94)$$

Sabendo-se que

$$\frac{d\bar{\mathbf{P}}_s}{dt} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \end{bmatrix} \quad (2.95)$$

$$\begin{aligned} T_{11} &= \begin{bmatrix} -\omega_g \sin \delta_g & -\omega_g \cos \delta_g \\ \omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) & -\omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) \\ \omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) & \omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{3}\pi) \end{bmatrix} & T_{13} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ T_{12} &= \begin{bmatrix} -\omega_g \sin \delta'_g & -\omega_g \cos \delta'_g \\ \omega_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) & \omega_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) \\ -\omega_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) & \omega_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{6}\pi) \end{bmatrix} & T_{23} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ T_{21} &= \begin{bmatrix} \omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) & \omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) \\ -\omega_g \cos (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) & \omega_g \sin (\delta_g + \frac{1}{6}\pi) \\ -\omega_g \cos \delta_g & \omega_g \sin \delta_g \end{bmatrix} \\ T_{22} &= \begin{bmatrix} \omega_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) & -\omega_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) \\ \omega_g \sin (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) & \omega_g \cos (\delta'_g + \frac{1}{3}\pi) \\ -\omega_g \cos \delta'_g & \omega_g \sin \delta'_g \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Com

$$\mathbf{R}_{ss123456} = \mathbf{R}_{ssdqxyoo'} = r_s \mathbf{I} \quad (2.96)$$

Onde  $\mathbf{I}$  representa a matriz identidade e  $r_s$  a resistência do enrolamento.

Têm-se para as tensões estatóricas:

$$\mathbf{v}_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{R}_{ssdqxyoo'} \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \quad (2.97)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_g' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_g' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (2.98)$$

As equações das tensões rotóricas  $\mathbf{v}_{rdqxyoo'}$  são dadas por:

$$\bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{v}_{rdqxyoo'}^g = \mathbf{R}_{rr123456} \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{i}_{rdqxyoo'}^g + \frac{d}{dt} [\bar{\mathbf{P}}_r \lambda_{rdqxyoo'}^g] \quad (2.99)$$

Multiplicando ambos os lados da equação por  $\bar{\mathbf{P}}_r^{-1}$ , tem-se:

$$\bar{\mathbf{P}}_r^{-1} \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{v}_{rdqxyoo'}^g = \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} \mathbf{R}_{rr123456} \bar{\mathbf{P}}_r \mathbf{i}_{rdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{rdqxyoo'}^g}{dt} + \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} \frac{d\bar{\mathbf{P}}_r}{dt} \lambda_{rdqxyoo'}^g \quad (2.100)$$

Realizando as operações indicadas, tem-se então:

$$\mathbf{v}_{rdqxyoo'}^g = \mathbf{R}_{rrdqxyoo'} \mathbf{i}_{rdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{rdqxyoo'}^g}{dt} + \quad (2.101)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega_g + \omega_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_r + \omega_g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_g + \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_r + \omega_g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rdqxyoo'}^g$$

O conjugado e a potência instantânea, também são determinados de forma semelhante à máquina simétrica (60°). Pelas equações de fluxos, matrizes indutâncias e tensões da máquina assimétrica (30°) conclui-se que na forma os modelos são semelhantes

As transformações de tensão de  $\mathbf{v}_{sdqxyoo'}$  para  $\mathbf{v}_{s123456}$  são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ v_{s4} \\ v_{s5} \\ v_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{sd} + v_{sx} + \frac{1}{2}\sqrt{2}v_{so} + \frac{1}{2}\sqrt{2}v_{so'}) \\ \frac{1}{2}(v_{sd} - v_{sx}) + \frac{1}{6}\sqrt{3}(v_{sq} + v_{sy} + \sqrt{2}v_{so} - \sqrt{2}v_{so'}) \\ \frac{1}{2}(v_{sq} - v_{sy}) - \frac{1}{6}\sqrt{3}(v_{sd} + v_{sx} - \sqrt{2}v_{so} - \sqrt{2}v_{so'}) \\ \frac{1}{2}(v_{sx} - v_{sd}) + \frac{1}{6}\sqrt{3}(v_{sq} + 3v_{sy} + \sqrt{2}v_{so} - \sqrt{2}v_{so'}) \\ \frac{1}{2}(v_{sy} - v_{sq}) - \frac{1}{6}\sqrt{3}(v_{sd} + v_{sx} - \sqrt{2}v_{so} - \sqrt{2}v_{so'}) \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(-v_{sq} - v_{sy} + \frac{1}{2}\sqrt{2}v_{so} - \frac{1}{2}\sqrt{2}v_{so'}) \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

As transformações de tensão de  $v_{s123456}$  para  $v_{sdqxyo'o'}$  são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{sx} \\ v_{sy} \\ v_{so} \\ v_{so'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}\sqrt{3}(v_{s1} - \frac{1}{2}v_{s3} - \frac{1}{2}v_{s5}) + \frac{1}{2}(v_{s2} - v_{s4}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{3}(v_{s2} + v_{s4} - 2v_{s6}) + \frac{1}{2}(v_{s3} - v_{s5}) \\ \frac{1}{3}\sqrt{3}(v_{s1} - \frac{1}{2}v_{s3} - \frac{1}{2}v_{s5}) + \frac{1}{2}(v_{s4} - v_{s2}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{3}(v_{s2} + v_{s4} - 2v_{s6}) + \frac{1}{2}(v_{s5} - v_{s3}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{6}(v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} + v_{s4} + v_{s5} + v_{s6}) \\ \frac{1}{6}\sqrt{6}(v_{s1} - v_{s2} + v_{s3} - v_{s4} + v_{s5} - v_{s6}) \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

### 2.4.11 Circuito Equivalente $dqxyo'o'$

O circuito equivalente da máquina de indução hexafásica, que de forma geral é semelhante nas duas configurações ( $60^\circ$  ou  $30^\circ$ ), para um referencial girante genérico pode ser obtido a partir das equações (2.53), (2.56), (2.41) e (2.46). Por exemplo, escrevendo as equações de eixo  $d$  na forma escalar e refletindo todas as grandezas rotóricas para o estator, pela relação de espiras ( $\frac{N_s}{N_r}$ ), têm-se:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} - \omega_g \lambda_{sq} \quad (2.104)$$

$$v'_{rd} = r'_r i'_{rd} + \frac{d\lambda'_{rd}}{dt} - (\omega_g - \omega_r) \lambda'_{rq} \quad (2.105)$$

$$\lambda_{sd} = (L_{ls} + 3L_{ms})i_{sd} + 3L_{msr}i'_{rd} = L_{ls}i_{sd} + L_m(i_{sd} + i'_{rd}) \quad (2.106)$$

$$\lambda'_{rd} = (L'_{lr} + 3L_{mr})i'_{rd} + 3L_{mrs}i_{sd} = L'_{lr}i'_{rd} + L_m(i_{sd} + i'_{rd}) \quad (2.107)$$

$$L_m = 3L_{ms} \quad \text{e} \quad L_{msr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)L_{ms} \quad (2.108)$$

Substituindo os fluxos (2.106) e (2.107) nas equações (2.104) e (2.105) respectivamente, têm-se:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + L_{ls} \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{di'_{rd}}{dt} - \omega_g \lambda_{sq} \quad (2.109)$$

$$v'_{rd} = r'_r i'_{rd} + L'_{lr} \frac{di'_{rd}}{dt} + L_m \frac{di'_{rd}}{dt} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} - (\omega_g - \omega_r) \lambda'_{rq} \quad (2.110)$$

$$v_{sx} = r_s i_{sx} + L_{ls} \frac{di_{sx}}{dt} - \omega'_g \lambda_{sy} \quad (2.111)$$

$$v'_{rx} = r'_r i'_{rx} + L'_{lr} \frac{di'_{rx}}{dt} - (\omega'_g - \omega_r) \lambda'_{ry} \quad (2.112)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + L_{ls} \frac{di_{so}}{dt} \quad (2.113)$$

$$v'_{ro} = r'_r i'_{ro} + L'_{lr} \frac{di'_{ro}}{dt} \quad (2.114)$$

É possível representar a parte ativa da máquina numa forma escalar compacta

$$v_{sdq} = r_s i_{sdq} + L_{ls} \frac{di_{sdq}}{dt} + L_m \frac{di_{sdq}}{dt} + L_m \frac{di'_{rdq}}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdq} \quad (2.115)$$

$$v'_{rdq} = r'_r i'_{rdq} + L'_{lr} \frac{di'_{rdq}}{dt} + L_m \frac{di'_{rdq}}{dt} + L_m \frac{di_{sdq}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda'_{rdq} \quad (2.116)$$

Onde as variáveis estatóricas são dadas por:

$$v_{sdq} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad i_{sdq} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad \lambda_{sdq} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \end{bmatrix}$$

Deste modelo ainda é possível obter uma representação complexa ou vetorial mínima. Definindo uma transformação complexa como

$$w_{dq} = \bar{S} w_{dq}^{+-} \quad (2.117)$$

Onde

$$\bar{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \quad \bar{S}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}$$

$$v_{sdq}^{+-} = r_s i_{sdq}^{+-} + L_{ls} \frac{di_{sdq}^{+-}}{dt} + L_m \frac{di_{sdq}^{+-}}{dt} + L_m \frac{di'_{rdq}^{+-}}{dt} + j\omega_g \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \lambda_{sdq}^{+-} \quad (2.118)$$

$$v'_{rdq} = r'_r i'_{rdq} + L'_{lr} \frac{di'_{rdq}}{dt} + L_m \frac{di'_{rdq}}{dt} + L_m \frac{di_{sdq}}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \lambda'_{rdq} \quad (2.119)$$

Onde as variáveis estatoricas são dadas por

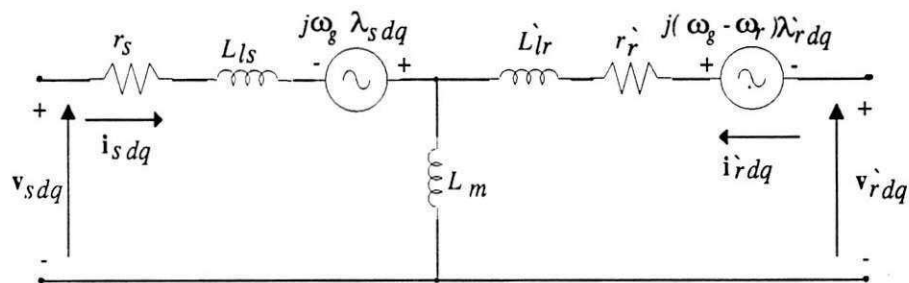
$$v_{sdq}^{+-} = \begin{bmatrix} v_{sdq}^+ \\ v_{sdq}^- \end{bmatrix} \quad i_{sdq}^{+-} = \begin{bmatrix} i_{sdq}^+ \\ i_{sdq}^- \end{bmatrix} \quad \lambda_{sdq}^{+-} = \begin{bmatrix} \lambda_{sdq}^+ \\ \lambda_{sdq}^- \end{bmatrix}$$

As variáveis complexas  $+-$  podem ser entendidas como vetores, no plano, onde as partes reais e imaginárias correspondem a suas coordenadas cartesianas. Verificando as equações (2.118) e (2.119), nota-se que não há acoplamento entre os componentes  $+$  ou  $-$ . Isto permite caracterizar a máquina ativa apenas por um dos componentes  $+$  ou  $-$ .

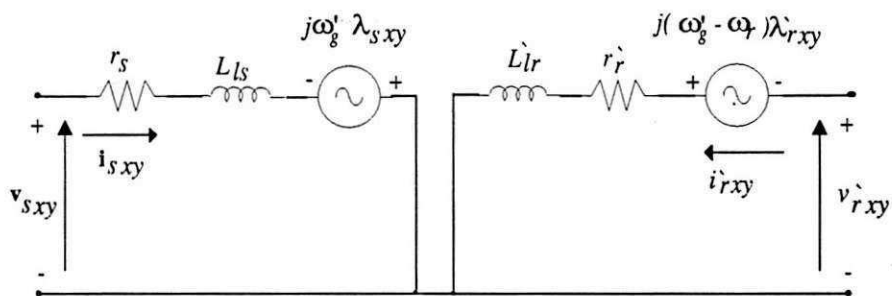
$$v_{sdq} = r_s i_{sdq} + L_{ls} \frac{di_{sdq}}{dt} + L_m \frac{di_{sdq}}{dt} + L_m \frac{di'_{rdq}}{dt} + j\omega_g \lambda_{sdq} \quad (2.120)$$

$$v'_{rdq} = r'_r i'_{rdq} + L'_{lr} \frac{di'_{rdq}}{dt} + L_m \frac{di'_{rdq}}{dt} + L_m \frac{di_{sdq}}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda'_{rdq} \quad (2.121)$$

De modo semelhante, pode ser feito para os outros planos ( $xy$  e  $oo'$ ) e as equações (2.120) e (2.121), representam exatamente o circuito mostrado na Figura 2.3(a). A Figura 2.3(b), ilustra o circuito equivalente para o plano  $xy$ , onde se reflete o circuito rotórico para o referencial estático. Isto permite, por exemplo trabalhar com variáveis  $xy$  contínuas, em regime permanente, fazendo-se no campo girante  $\omega'_g = \omega_s$ .



(a)-Circuito equivalente do plano dq



(b)-Circuito equivalente do plano xy

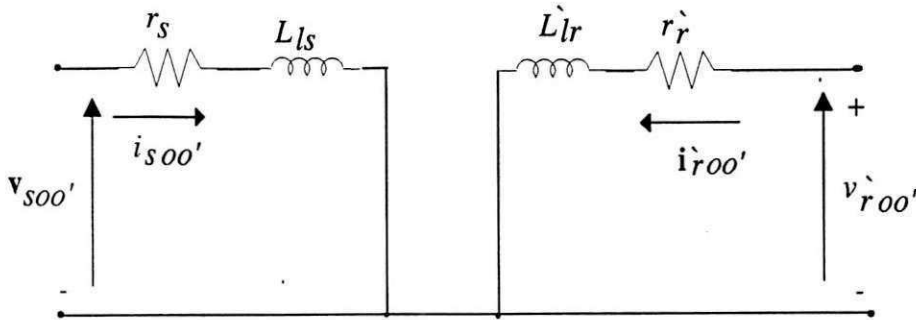
Figura 2.3: Circuito equivalente  $dqxy$  da máquina de indução hexafásica com o circuito do rotor no mesmo referencial do estator (60 ou 30°).

A Figura 2.4, ilustra o circuito equivalente do plano  $oo'$  sem refletir o circuito rotórico para o mesmo referencial estático e dado pelas equações (2.122) e (2.123).

$$v_{soo'}^s = r_s i_{soo'}^s + L_{ls} \frac{di_{soo'}^s}{dt} \quad (2.122)$$

$$v_{roo'}^r = r_r i_{roo'}^r + L_{lr} \frac{di_{roo'}^r}{dt} \quad (2.123)$$





(c)-Circuito equivalente do plano  $oo'$

Figura 2.4: Circuito equivalente do plano  $oo'$  da máquina de indução hexafásica sem refletir o circuito do rotor para o mesmo referencial do estator ( $60$  ou  $30^\circ$ ).

## 2.5 Conclusão

O tratamento matemático utilizado para a modelagem das máquinas de indução foi desenvolvido a partir de uma transformação de base e de hipóteses simplificadoras, resultando em modelos bifásicos equivalentes, mais simples, a coeficientes constantes.

Para a máquina trifásica a transformação  $odq$  corresponde a representar a armadura original do estator e do rotor por uma armadura bifásica  $d - q$  e mais uma bobina isolada de índice  $o$  que está associado à componente homopolar ou de sequência zero (tensão comum a todas as fases). Para a máquina hexafásica, a transformação  $dqxyoo'$  tem a adição de um segundo subespaço ortogonal ao primeiro ( $x - y$ , que não gera conjugado eletromagnético), e as componentes  $o$  e  $o'$  que correspondem às componentes homopolares, não produzindo fluxo no entreferro da máquina nem conjugado eletromagnético. Nos dois casos, pode-se representar a máquina ativa apenas considerando os eixos  $d$  e  $q$ .

# Capítulo 3

## Tensão de Modo Comum

### 3.1 Introdução

A disponibilidade de dispositivos de chaveamento com melhores características elétricas tem resultado em considerável aumento no desempenho de acionamento de máquinas com frequência variável [40], sobretudo, devido à possibilidade de geração de tensão com maior frequência de chaveamento.

Simultaneamente, foi constatado que o chaveamento em alta frequência pode originar sérios problemas em máquinas *CA* acionadas por inversores PWM [41]. O desgaste mecânico de mancais, por exemplo, tem sido frequentemente observado neste tipo de sistema.

Uma das consequências deste problema é o aparecimento de ruídos audíveis nos motores que são bastante indesejáveis em ambientes como "cleanrooms" [42]. Em casos mais graves, os mancais podem ser rompidos parализando o funcionamento da máquina.

O desgaste mecânico dos mancais é atribuído às correntes que fluem nos próprios mancais e à tensão no eixo da máquina [43]. Vários estudos têm demonstrado que a tensão de modo comum alternadas nos enrolamentos do rotor e estator geradas por inversores convencionais são a principal causa do aumento da tensão no eixo da máquina. Nesses estudos, foram apresentados modelos e fórmulas para os principais elementos do sistema que têm influência na tensão do eixo do rotor e corrente nos mancais em máquinas *CA* acionadas por inversor PWM [44, 45].

As soluções para o desgaste dos mancais têm-se concentrado na diminuição da tensão de modo comum pelo fato de não precisarem de equipamento adicional nem tampouco de mudanças na estrutura da máquina. Novas estratégias de modulação foram propostas com esse objetivo, [13, 46]. Apesar de apresentarem bom desempenho

quanto à diminuição da tensão de modo comum, os melhores resultados foram obtidos a partir de soluções que apresentavam custo adicional.

Recentemente a Rockwell Automation fabricou uma nova linha de motores de indução com blindagem eletrostática que previnem o desgaste prematuro dos mancais da máquina [47]. Jouanne e Zhang [15] apresentaram um inversor com ponte dupla para o acionamento de um motor de indução com circuito duplo (máq. hexafásica). Outras soluções que necessitam de adição de equipamentos se baseiam na introdução de filtros de saída [48, 49] ou circuitos ativos [50] entre o inversor PWM e os pólos do motor.

Nesse contexto, a utilização de uma máquina com seis fases surge como uma alternativa para a investigação da eliminação da tensão de modo comum em máquinas CA acionadas por inversor PWM.

### 3.2 Tensão de Modo Comum em Máquinas de Indução

Uma típica fonte de tensão senoidal trifásica é balanceada e simétrica sob condições normais. Ou seja, a soma fasorial das três tensões de fase é sempre igual a zero. Dessa forma, é normal que o neutro do circuito tenha uma tensão nula. No entanto, este não é o caso para fontes de tensão trifásicas chaveadas que utilizam modulação PWM. Nessas fontes, uma tensão  $CC$  é convertida em tensões trifásicas. Embora as componentes de frequência fundamental sejam simétricas e balanceadas, é impossível fazer a soma das três tensões de saída instantaneamente igual a zero com apenas dois níveis de tensão disponíveis. Portanto, a tensão resultante no neutro é não nula. Esta tensão pode ser definida como a tensão de modo comum e pode ser medida do ponto central dos capacitores que formam o barramento  $CC$  do conversor e o ponto de estrela do circuito do motor. A tensão de modo comum ( $v_{n0}$ ) em uma máquina de indução trifásica equilibrada é dada pela média aritmética das tensões nos seus pólos. Dessa forma,

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{10} + v_{20} + v_{30}) \quad (3.1)$$

Quando esta máquina é alimentada por tensões senoidais equilibradas, do tipo

$$\begin{aligned} v_{10} &= V \sin(\omega t) \\ v_{20} &= V \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_{30} &= V \sin(\omega t + 120^\circ) \end{aligned}$$

a tensão de modo comum será dada por

$$\begin{aligned} v_{n0} &= \frac{1}{3}V [\sin(\omega t) + \sin(\omega t - 120^\circ) + \sin(\omega t + 120^\circ)] \\ &= 0 \end{aligned}$$

Portanto, neste caso, a soma instantânea das tensões nos pólos da máquina é zero e, conseqüentemente, a tensão de modo comum é nula.

Para uma máquina de indução trifásica alimentada por um inversor fonte de tensão PWM, como mostrado na Figura 3.1, as tensões em cada pólo do motor podem instantaneamente ser  $+\frac{E}{2}$  ou  $-\frac{E}{2}$ , conforme os estados das chaves semicondutoras  $q_1$ ,  $q_2$  e  $q_3$ . Os estados destas chaves são associados aos valores binários '1' e '0'. O valor binário '1' corresponde ao estado de condução e '0' ao de bloqueio.

No estado '1', a tensão de saída no braço é  $\frac{E}{2}$  enquanto que no estado '0' esta tensão é de  $-\frac{E}{2}$ . Sendo então dois o número de estados para cada um dos três braços, existem oito combinações diferentes de estados das chaves. Na tabela 3.1 são mostradas as oito combinações de estados com os valores das tensões em cada pólo da máquina e a tensão de modo comum resultante, calculada a partir da equação (3.1). Note que em nenhuma das oito combinações a tensão de modo comum é nula. Portanto, nesse sistema, é impossível eliminar instantaneamente a tensão de modo comum.

Combinação	$q_1$	$q_2$	$q_3$	$v_{10}$	$v_{20}$	$v_{30}$	$v_{n0}$
1	0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$
2	0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
3	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
4	0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{6}$
5	1	0	0	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$
6	1	0	1	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{6}$
7	1	1	0	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{6}$
8	1	1	1	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$

Tabela 3.1: Estados do Inversor

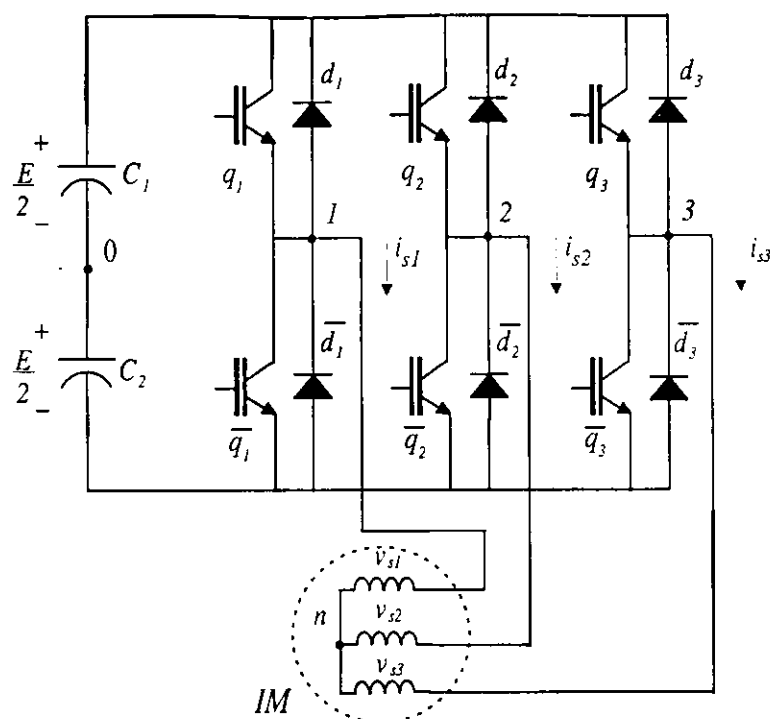


Figura 3.1: Topologia do inversor trifásico

### 3.3 Circuito Equivalente de Modo Comum

Uma capacitância é criada sempre que dois componentes condutivos são separados por um isolante. As capacitâncias em um cabo e especialmente dentro de um motor são bastante pequenas. Uma pequena capacitância significa uma alta impedância para baixas frequências, dessa forma, bloqueando as correntes parasitas de baixa frequência. No entanto, pulsos rápidos produzidos por fontes de potência modernas contêm frequências bastante altas de forma que pequenas capacitâncias dentro do motor fornecem um caminho de baixa impedância para as correntes fluírem.

Na máquina de indução, os circuitos do estator e do rotor, juntamente com a carcaça, apresentam capacitâncias de acoplamento entre si como mostrado na Figura 3.2 [51]. A capacitância do estator para a carcaça ( $C_{sf}$ ) é um elemento distribuído representando o acoplamento capacitivo para a carcaça ao longo do comprimento dos condutores do estator. Para muitas investigações, o acoplamento magnético entre estator e rotor é suficiente. Porém, com o alto  $dv/dt$  apresentado com a utilização de dispositivos de chaveamento modernos, as considerações sobre o acoplamento capacitivo não podem ser ignoradas. Portanto, a capacitância entre estator e rotor ( $C_{sr}$ ) e a capacitância entre rotor e carcaça ( $C_{rf}$ ) devem fazer parte do modelo do motor.

Os mancais e a graxa isolante apresentam uma combinação de capacitâncias, resistências e uma impedância não-linear, ver Figura 3.3 [52]. A resistência dos aros

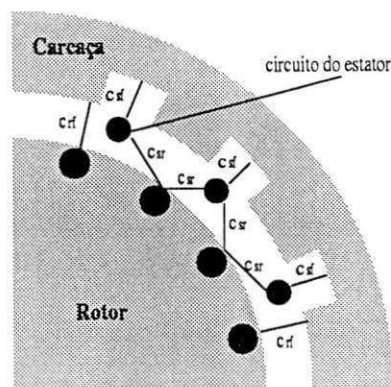


Figura 3.2: Acoplamento capacitivo no motor.

internos e externos dos mancais resultam na resistência  $R_b$ . Além disso, cada esfera está imersa em um filme lubrificante, fazendo com que cada esfera apresente duas capacitâncias, entre o aro interno e o aro externo. Entre as esferas, os aros internos e externos são separados por lubrificante, que formam uma barreira dielétrica. Portanto, é formada uma capacitância entre cada par de esferas. A impedância não-linear  $Z_l$  é resultado das anormalidades elétricas e mecânicas e a aleatoriedade dos mancais. Na representação da impedância das esferas dos mancais é apresentada uma combinação em paralelo de uma capacitância efetiva ( $C_b$ ) e a impedância não-linear ( $Z_l$ ). Finalmente, a graxa isolante adiciona uma capacitância em série ( $C_{graxa}$ ).

A combinação do modelo dos mancais com um modelo simples inversor/motor resulta no modelo da Figura 3.4. O motor é representado como dois conjuntos de circuitos trifásicos, os circuitos do estator e rotor. O acoplamento capacitivo do estator para a carcaça está concentrado no neutro do circuito do estator, enquanto que o acoplamento capacitivo entre estator e rotor conecta as redes de sequência zero do estator e rotor. Finalmente, a capacitância entre rotor e carcaça e os mancais fornecem os caminhos para o terra a partir do eixo do rotor, representado pelo neutro do rotor.

O circuito entre o neutro do estator e o neutro do rotor mostrado na figura 3.4 em série com o equivalente de modo comum do estator ( $r_0$  e  $L_0$ ) formam o circuito

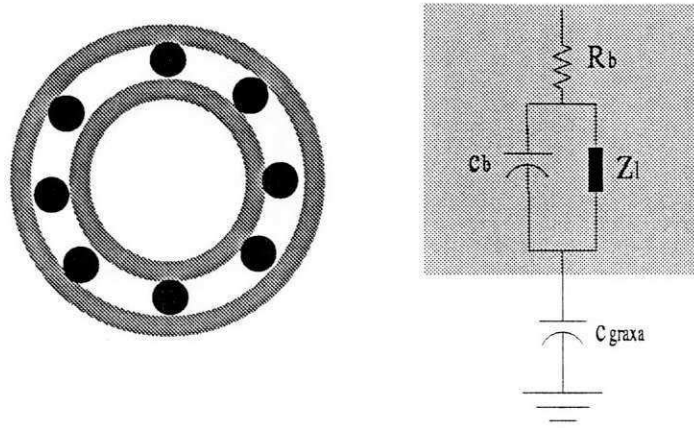


Figura 3.3: Modelo de mancais do motor

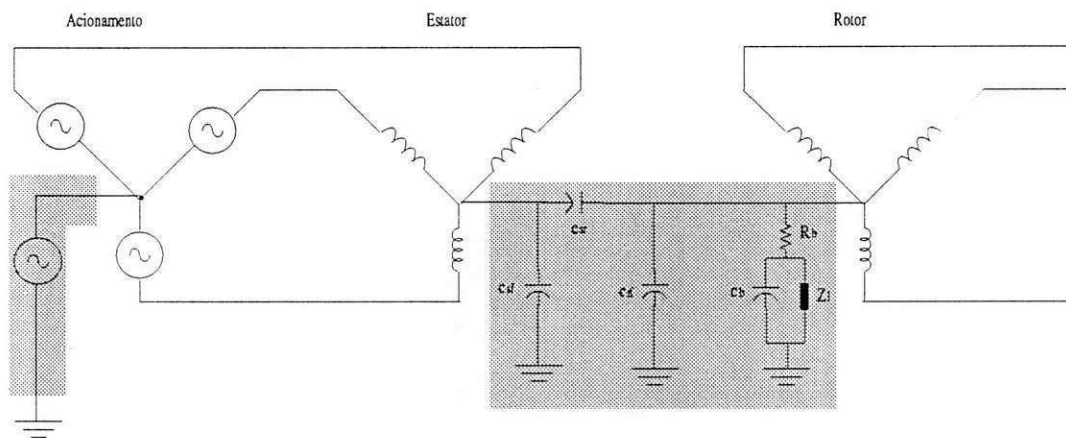


Figura 3.4: Modelo inversor/motor.

equivalente de modo comum do conjunto motor-inversor, como mostrado na figura 3.5. As impedâncias série ( $Z_{serie}$ ) e paralela ( $Z_{paralelo}$ ) representam os cabos e a tensão  $V_{sg}$ , a tensão de modo comum fornecida pelo inversor.

### 3.4 Desgaste nos Mancais

As correntes nos mancais foram notadas desde o advento dos motores elétricos. No entanto, a incidência de desgaste nos mancais tem aumentado bastante nos últimos anos pelo fato da utilização de acionamento moderno a velocidade variável, com variações de tensão rápidas e altas frequências de chaveamento, apresentarem pulsos de corrente sobre os mancais, cuja descarga repetida pode danificar gradualmente a superfície dos mancais.

A fonte das correntes nos mancais é a tensão que é induzida sobre eles. A tensão de modo comum, a partir das capacitâncias parasitas internas, podem causar tensões no

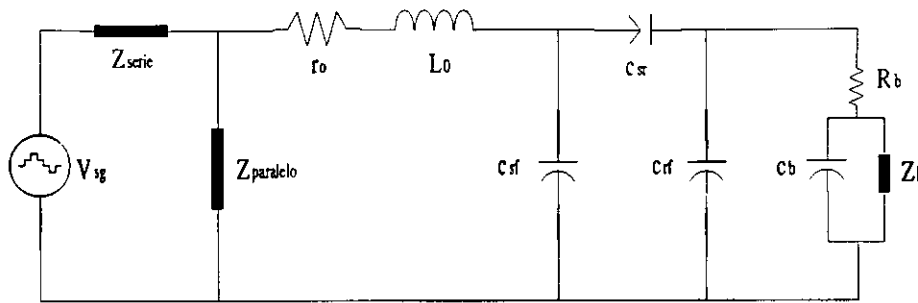


Figura 3.5: Circuito equivalente de modo comum.

eixo do motor suficientemente grandes para gerar pulsos de corrente de alta frequência nos mancais.

A tensão no eixo da máquina representa a energia ou cargas elétricas armazenadas no entreferro capacitivo do motor. A tensão no eixo será descarregada sobre sua única carga - os mancais. Isto ocorre quando os mancais apresentam uma alta impedância durante um longo tempo e de repente se tornam um elemento de baixa impedância devido ao contato com os aros dos mancais. A descarga elétrica sobre os mancais é suficiente para formar crateras nos seus aros, desgastando-os gradativamente.

Várias soluções têm sido propostas para eliminar ou apenas diminuir o desgaste excessivo dos mancais em máquinas *CA* acionadas por inversores PWM. Dentre estas, algumas das soluções se baseiam em modificações na máquina. A utilização de mancais cerâmicos previnem o fluxo de corrente nos mancais. Porém, a tensão de modo comum e a tensão no eixo do motor permanecem, podendo causar danos à carga ou a um tacômetro que esteja montado no mesmo eixo. A utilização de um lubrificante condutor impediria o aparecimento de tensão no eixo, mas, atualmente, tal lubrificante possui elementos que podem danificar os mancais. Outra solução são dispositivos que fornecem um caminho de baixa impedância entre o eixo do motor e a carcaça, que eliminam a tensão no eixo e as correntes nos mancais. Porém, a *bucha* do dispositivo está em contato direto com o eixo, necessitando de manutenção regular. A utilização de um motor de indução com blindagem eletrostática apresentou resultados satisfatórios quanto à diminuição da tensão no eixo e à corrente nos mancais [47].

Outras soluções são baseadas na adição de equipamento entre o inversor e a máquina tais como filtros de saída [48] e circuitos ativos [50].

Finalmente, tem-se como soluções, novas estratégias de modulação para redução de tensão de modo comum em máquinas de indução trifásicas [13] [46].



### 3.5 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentada a definição para a tensão de modo comum e seus efeitos em máquinas de indução, especialmente o desgaste de mancais. Também foi apresentado um circuito equivalente de modo comum, no qual estavam incluídas as capacitâncias parasitas que fornecem caminhos de corrente no interior da máquina.

Na Tabela 3.1 foi mostrado que todos os vetores para a máquina trifásica apresentam tensão de modo comum não-nula. Dessa forma, qualquer estratégia de modulação é incapaz de eliminar instantaneamente a tensão de modo comum neste tipo de máquina sem utilização de equipamento adicional. No entanto, em uma máquina de indução com número par de fases acionada por inversor PWM é possível eliminar completamente a tensão de modo comum, como será apresentado no capítulo 4.

# Capítulo 4

## Estratégias de Controle de Tensão para a MIH

### 4.1 Introdução

Os sinais modulados em largura de pulso encontram extensa aplicação em eletrônica de potência. Independente da técnica utilizada para gerá-los, os sinais modulados em largura de pulso se caracterizam por estabelecer uma relação tensão-tempo. Na análise do espectro dos pulsos de comando, lança-se mão do conceito de função de chaveamento [53] expressão matemática que descreve o comportamento de pulsos modulados em função da variação dos ciclos de trabalho dos mesmos. Os valores que as funções de chaveamento podem assumir são descritos pelos estados lógicos 0 e 1. Estes estados lógicos representam, respectivamente, as situações de não condução e condução das chaves controladas de cada braço do inversor.

Existem basicamente dois métodos para a geração das funções de chaveamento: um baseado na portadora, também conhecido como método seno-triângulo, cuja implementação na forma vetorial por equações algébricas simples, recebe o nome de modulação escalar digital [54–56] e outro baseado em teoria de vetores espaciais (*space vector theory*), normalmente conhecido como método da modulação vetorial [57, 58].

No caso da máquina de indução hexafásica (MIH), uma única portadora (onda triangular) é comparada (comparador de tensão), com seis sinais de referência senoidais (ditas modulantes). Assim, os pontos de interseção entre modulante e portadora, assinalados na saída do comparador, definem os instantes de mudança de estado lógico do sinal modulado, cujo o período da componente fundamental é igual ao período da modulante e o período de chaveamento de um braço do inversor (ciclos de abertura e fechamento das chaves do mesmo) é constante e igual ao período da portadora.

Já o conceito de vetores espaciais é típico para a aplicação em sistemas trifásicos e multifases (sistemas formados por mais de um conjunto trifásico). Baseia-se na representação das tensões de saída do inversor por intermédio de vetores espaciais, chamados de vetores de tensão, os quais ao serem projetados no plano complexo  $dq$  permitem a sintetização de um vetor denominado vetor de referência. Este vetor possui localização e a magnitude determinadas, no plano  $dq$ , pelas referências hexafásicas. No caso da modulação vetorial, o princípio da relação tensão tempo, inerente a qualquer método de geração de função de chaveamento, está contido na idéia de intervalo de aplicação de um vetor de tensão e o período de chaveamento está relacionado com a taxa de amostragem dos sinais de referência, que deve ser elevada tal qual a relação entre a frequência da portadora e modulante da modulação seno-triângulo. A largura de pulso é definida pelos tempos de aplicação de vetores que geram o vetor tensão de referência no plano  $dq$ .

A geração de tensão para a máquina assíncrona hexafásica, a partir de um inversor com seis braços é baseado no fornecimento de tensões de pólo instantâneas de valor  $(\frac{E}{2})$  ou  $(-\frac{E}{2})$  em relação ao ponto central dos capacitores (*link DC ou barramento CC*). Para este caso, devido à máquina possuir número par de fases, é possível eliminar instantaneamente a tensão de modo comum, diferentemente da máquina trifásica, na qual é possível apenas eliminar a tensão de modo comum na média.

Neste capítulo, inicialmente são apresentados os conceitos básicos que relaciona os pulsos de comando das chaves com as tensões de saída do conversor e determinado o grau de liberdade das conexões com neutro simples ou duplo. O acionamento tipo em degraus das máquinas de  $60^\circ$  e  $30^\circ$  é avaliado e figuras de mérito como ondulação de conjugado, distorção das correntes de fase e tensão de modo comum são comparados entre si e em relação ao acionamento trifásico convencional.

Em seguida, são apresentadas diversas estratégias de modulação vetorial para a máquina de  $60^\circ$  e são avaliadas, basicamente quanto à tensão de modo comum e à distorção harmônica total ponderada da tensão no plano  $dq$  e fase. Resultados de simulação e experimentais, para estas modulações, são apresentados e avaliados em termos de desempenho operacional. A análise das modulações da máquina de  $30^\circ$ , pretende fazer uma síntese das vantagens e desvantagens dos acionamentos de  $30^\circ$  e  $60^\circ$ .

## 4.2 Tensões no Acionamento Hexafásico

Considerando o esquema da Figura 4.1, com os neutros conectados entre si ou não ( $n_1$ - final das fases  $s_1, s_3, s_5$  e  $n_2$ -final das fases  $s_2, s_4, s_6$ ), e considerando que os estados de condução das chaves superiores, são associadas às variáveis binárias  $q_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ ), onde  $q_i = 1$  indica que a chave está fechada e  $q_i = 0$  indica que a chave está aberta. É usual referenciar as tensões de saída do inversor  $v_{i0}$ ,  $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  (tensões de pólo) em relação ao ponto central (0) do banco de capacitores de entrada ( $E$  tensão do barramento  $CC$ ). Assim, essas tensões são definidas como

$$v_{i0} = \begin{cases} E/2 & \text{para } q_i = 1 \\ -E/2 & \text{para } q_i = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

Esta expressão, pode ser resumida por

$$v_{i0} = (2q_i - 1) \frac{E}{2} \quad (4.2)$$

As chaves de cada braço do inversor são complementares e, como consequência, as tensões de fase da máquina  $v_{si}$ ,  $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  (máquina com neutro simples  $n_1 = n_2 = n$ ), pela lei das tensões de Kirchhoff, podem ser dadas como

$$v_{s1} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.3)$$

$$v_{s2} = v_{20} - v_{n0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.4)$$

$$v_{s3} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.5)$$

$$v_{s4} = v_{40} - v_{n0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.6)$$

$$v_{s5} = v_{50} - v_{n0} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.7)$$

$$v_{s6} = v_{60} - v_{n0} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.8)$$

Onde  $v_{n0}$  é a tensão entre o neutro da máquina ( $n$ ) e o ponto central do barramento  $CC$  (0) ou do banco de capacitores, como indicado na Figura 4.1.

Para a condição de neutro duplo, ainda é válida a premissa que as chaves de cada braço do inversor são complementares e, como consequência, as tensões de fase da máquina  $v_{si}$ ,  $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  (máquina com neutro duplo  $n_1 \neq n_2$ ), pela lei das tensões de Kirchhoff, podem ser dadas como

$$v_{s1} = v_{10} - v_{n1} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (4.9)$$

$$v_{s2} = v_{20} - v_{n2} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n2} \quad (4.10)$$

$$v_{s3} = v_{30} - v_{n1} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (4.11)$$

$$v_{s4} = v_{40} - v_{n2} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{n2} \quad (4.12)$$

$$v_{s5} = v_{50} - v_{n1} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{n1} \quad (4.13)$$

$$v_{s6} = v_{60} - v_{n2} = (2q_6 - 1) \frac{E}{2} - v_{n2} \quad (4.14)$$

Onde  $v_{n1}$  e  $v_{n2}$  são as tensões entre os neutros de cada conjunto trifásico ( $n_1$  e  $n_2$ ) e o ponto central do barramento  $CC$  (0) ou do banco de capacitores respectivamente, como indicado na Figura 4.1.

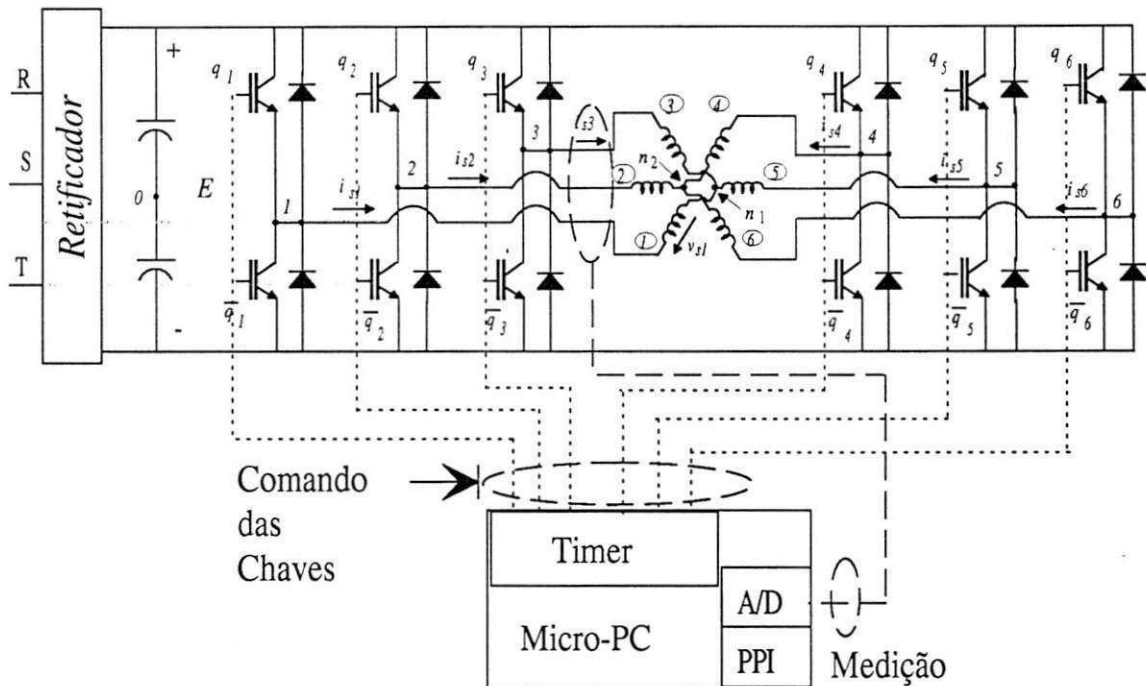


Figura 4.1: Topologia do inversor hexafásico.

O acréscimo de componente de seqüência zero às tensões de pólo  $v_{i0}$  não produzem distorção nas tensões de linha, como pode ser demonstrado

$$v_{sij} = v_{i0} + v_{n0} - v_{j0} - v_{n0} = v_{i0} - v_{j0}$$

Para a geração de um campo magnético girante em uma máquina hexafásica simétrica (defasamento entre os enrolamentos de  $60^\circ$  elétricos), com amplitude constante, as

tensões de referência devem ser expressas por

$$v_{s1}^* = -v_{s4}^* = V_m \cos(\omega t) \quad (4.15)$$

$$v_{s3}^* = -v_{s6}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.16)$$

$$v_{s5}^* = -v_{s2}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4.17)$$

Para a geração de um campo magnético girante em uma máquina hexafásica assimétrica (defasamento entre os enrolamentos de  $30^\circ$  elétricos) com amplitude constante, as tensões de referência são dadas por

$$v_{s1}^* = V_m \cos(\omega t) \quad (4.18)$$

$$v_{s2}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (4.19)$$

$$v_{s3}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.20)$$

$$v_{s4}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (4.21)$$

$$v_{s5}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (4.22)$$

$$v_{s6}^* = V_m \cos\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right) \quad (4.23)$$

#### 4.2.1 Tensões básicas no inversor hexafásico com neutro simples

Toda a análise que se segue independe da máquina de indução hexafásica (MIH) seja simétrica ( $60^\circ$ ) ou assimétrica ( $30^\circ$ ). Se a MIH tiver o mesmo número de espiras em seus enrolamentos (i. é., for equilibrada), a soma das tensões de fase é nula. Dessa forma, utilizando as equações de (4.3) a (4.8), tem-se que

$$\sum_{i=1}^6 v_{si} = 0 \quad (4.24)$$

daí, a tensão  $v_{n0}$  é dada por

$$v_{n0} = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 v_{i0} \quad (i = 1, 2, 3, 4, 5, 6) \quad (4.25)$$

Neste caso, a tensão de modo comum é igual a média aritmética das tensões de pólo.

### 4.2.2 Tensões básicas no inversor hexafásico com neutro duplo

Toda a análise que se segue independe da máquina de indução hexafásica (MIH) seja simétrica ( $60^\circ$ ) ou assimétrica ( $30^\circ$ ). Se a MIH tiver o mesmo número de espiras em seus enrolamentos (i. é., for equilibrada), a soma das tensões de fase de cada conjunto trifásico é nula. Dessa forma, utilizando as equações de (4.9) a (4.14), têm-se que

$$v_{s1} + v_{s3} + v_{s5} = v_{10} + v_{30} + v_{50} - 3v_{n1} = 0 \quad (4.26)$$

$$v_{s2} + v_{s4} + v_{s6} = v_{20} + v_{40} + v_{60} - 3v_{n2} = 0 \quad (4.27)$$

daí, as tensões  $v_{n1}$  e  $v_{n2}$  são dadas por

$$v_{n1} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 v_{i0} \quad (i = 1, 3, 5) \quad (4.28)$$

$$v_{n2} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{k0} \quad (k = 2, 4, 6) \quad (4.29)$$

Neste caso, a tensão de modo comum é igual a média aritmética das tensões de neutro.

### 4.2.3 Cálculo da Tensão de Modo Comum

Na máquina hexafásica, alimentada por inversor PWM, é possível eliminar a tensão de modo comum. De fato, de forma a eliminar a tensão de modo comum ( $v_{n0}$ ) na máquina serão apresentadas estratégias de modulação que devem satisfazer as seguinte restrições

$$v_{n0} = \frac{1}{6}(v_{10} + v_{20} + v_{30} + v_{40} + v_{50} + v_{60}) = 0 \quad (4.30)$$

para máquina com neutro simples. Para a configuração com neutro duplo

$$v_{n1} = \frac{1}{3}(v_{10} + v_{30} + v_{50}) \quad (4.31)$$

$$v_{n2} = \frac{1}{3}(v_{20} + v_{40} + v_{60}) \quad (4.32)$$

$$v_{n0} = (v_{n1} + v_{n2})/2 = 0 \quad (4.33)$$

É importante notar que as equações (4.30) e (4.33) implicam que três chaves superiores e três chaves inferiores têm que estar conduzindo simultaneamente.

## 4.3 Acionamento tipo em Degraus

O acionamento em degraus não é propriamente um tipo de modulação, no entanto, é feito um estudo comparativo entre o acionamento tipo em degraus trifásico e hexafásico.

O comportamento de cada configuração (máquina simétrica e assimétrica, com neutro simples ou duplo) é avaliado levando em conta a distorção da corrente de fase, tensão de modo comum e ondulação de conjugado, todos em regime permanente.

No estudo por simulação foi considerado que todas as máquinas (trifásica, hexafásica 30° e hexafásica 60°) possuem os mesmos parâmetros  $dq$  mas é feito o ajuste na tensão do barramento  $CC$  de modo que desenvolvam a mesma potência.

### 4.3.1 Máquina Trifásica

As curvas mostradas a seguir foram obtidas, através de simulação, com tensão de barramento  $CC$  igual a  $E = 500V$ , frequência da harmônica fundamental  $f = 50Hz$  ( $\omega = 2\pi f$ ). Especificamente, as curvas da máquina trifásica foram obtidas com um ajuste na tensão do barramento  $CC$  do fator  $\sqrt{2}$  ( $E = 707V$ ). A representação esquemática de um inversor fonte de tensão trifásico é mostrado na Figura 3.1. A Figura 4.2, apresenta as tensões de pólo com a tensão de fase resultante ( $v_{s1} = v_{10} - v_{n0}$ ). A Figura 4.3 ilustra a tensão de fase, a tensão de pólo e a evolução da respectiva corrente de fase do inversor tipo seis degraus (*six-steps*), alimentando um motor de indução trifásico (MIT), em regime permanente. A forma de onda da tensão de fase pode ser descrita pela equação (4.34) em termos da série trigonométrica de Fourier [59]. Assim

$$v_{s1}(t) = \frac{4}{3\pi} E \sum_{h=1}^{\infty} [1 + \cos(\frac{1}{3}h\pi)] \frac{1}{h} \sin(h\omega t) \quad (4.34)$$

onde  $h = 1$ , representa a componente fundamental e  $h = 6k \pm 1$  para  $k = 1, 2, 3, \dots$  as componentes harmônicas.

Considerando que uma fase do motor é representada pela resistência  $R_e$ , a indutância  $L_e$  e pela força contra-eletromotriz  $e_c$  induzida nos enrolamentos da máquina, todos conectados em série, a corrente de fase pode ser expressa como a soma das componentes harmônicas :

$$i_{s1}(t) = \frac{V_s^1 \sin(\omega t - \varphi_1) - E_c \sin(\omega t - \varphi_1 - \varphi_e)}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_e)^2}} + \sum_{h=5}^{\infty} \frac{V_s^h \sin(h\omega t - \varphi_h)}{\sqrt{R_e^2 + (h\omega L_e)^2}}, \quad (4.35)$$

onde  $V_s^1$  é a amplitude da harmônica fundamental,  $V_s^h$  é amplitude da  $h$ -ésima harmônica,  $E_c$  é a amplitude da tensão induzida no enrolamento da máquina,  $\varphi_1 = \arctan(\omega L_e / R_e)$ ,  $\varphi_e$  é o deslocamento angular entre  $E_c$  e  $V_s^1$ ,  $\varphi_h = \arctan(h\omega L_e / R_e)$ ,  $h = 6k \pm 1$  para  $k = 1, 2, 3, \dots$



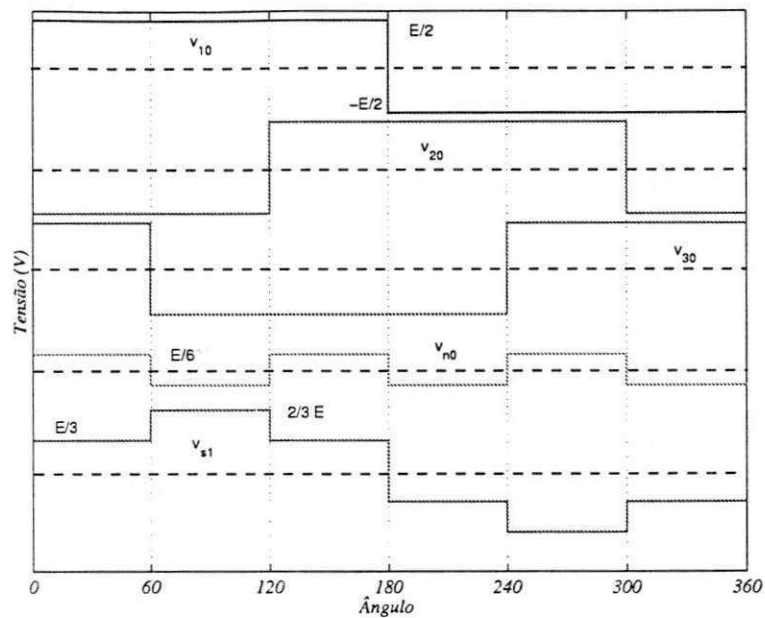


Figura 4.2: Tensões de pólo, de neutro e de fase ( $s_1$ ).

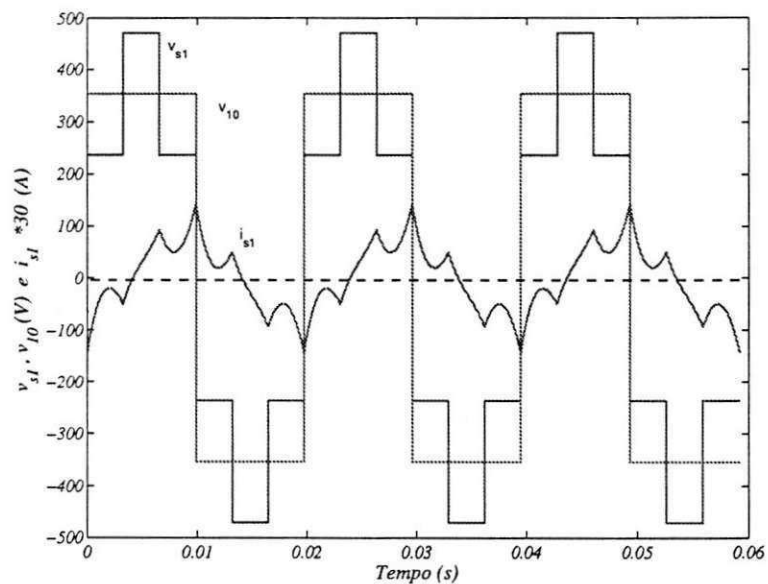


Figura 4.3: Resultado de simulação: tensão de fase; tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor trifásico tipo seis degraus alimenta uma máquina de indução trifásica. (regime permanente)

### 4.3.2 Máquina Hexafásica Simétrica

#### Neutro Simples

A configuração neutro simples é obtida conectando os pontos  $n_1$  e  $n_2$  na Figura 4.1. A Figura 4.4 mostra a tensão de fase, a tensão de pólo e a respectiva corrente de fase do inversor em degraus, alimentando um motor de indução hexafásico, simétrico ( $60^\circ$ ), em regime permanente e com neutro simples. Neste tipo de máquina, naturalmente a tensão de modo comum é nula ( $v_{n0} = 0$ ), o que resulta na igualdade entre as tensões de fase e a respectiva tensão de pólo ( $v_{si} = v_{i0}$  com  $i = 1, 2, 3, 4, 5$  e  $6$ ). Isto acarreta uma distorção bem maior da corrente de fase, em termos de número de harmônicos e amplitude das mesmas, quando comparado com a máquina trifásica. Da mesma forma, a tensão de fase pode ser descrita como uma série

$$v_{s1}(t) = \frac{2}{\pi} E \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin(h\omega t) \quad (4.36)$$

onde  $h = 2k + 1$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ . Analisando o comportamento da máquina através da transformação de base  $dqxyo'$  um fato importante é que as tensões de eixo  $x$ ,  $y$  e  $o$  são sempre nulas ( $v_{sx} = v_{sy} = v_{so} = 0$ ), e a componente de eixo  $o'$  não, e possui valor acentuado ( $v_{so'} \neq 0$ ). Este fato vem confirmar a forte distorção na corrente de fase (ver Tabela 4.1).

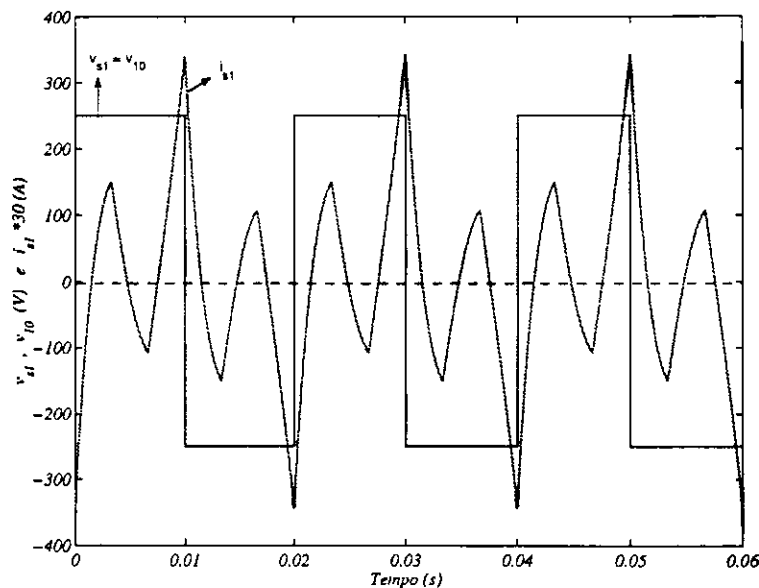


Figura 4.4: Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica ( $60^\circ$ ) com neutro simples. (regime permanente)

### Neutro Duplo

A configuração neutro duplo é obtida mantendo os pontos  $n_1$  e  $n_2$  isolados na Figura 4.1. A mesma máquina, agora operando com neutro duplo, tem todas as tensões nulas ( $v_{sx} = v_{sy} = v_{so} = v_{s'o'} = 0$ ), inclusive a tensão de modo comum ( $v_{n0} = (v_{n1} + v_{n2})/2 = 0$ ). Figura 4.5 apresenta a distribuição da tensão em degraus e tensão de fase resultante. A Figura 4.6 mostra o comportamento da tensão ( $v_{s1} = v_{10} - v_{n1}$ ) e da corrente de fase, que é semelhante ao de um sistema trifásico e também pode ser descrita pela equação (4.34);

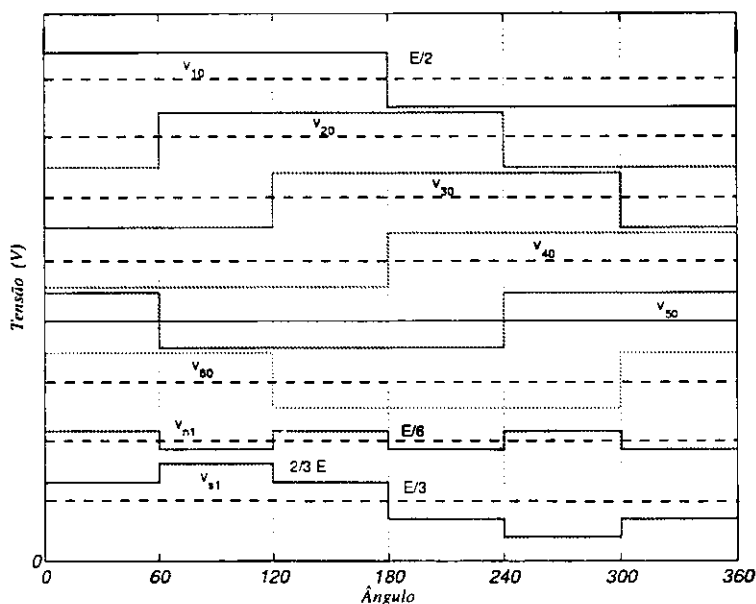


Figura 4.5: Tensões de pólo, de neutro e de fase ( $s_1$ ).

O comportamento do conjugado nas duas configurações é o mesmo, pois as componentes  $dq$  não mudam com a condição dos neutros, e apresenta ondulação excessiva, semelhante à máquina trifásica convencional alimentada com seis degraus (ver Tabela 4.1).

### 4.3.3 Máquina Hexafásica Assimétrica

#### Neutro Simples

A Figura 4.7 ilustra o comportamento da tensão de fase, a tensão de pólo e a respectiva corrente de fase do inversor tipo em degraus, alimentando um motor de indução hexafásico, assimétrico ( $30^\circ$ ), em regime permanente e com neutro simples. Neste tipo de máquina, a tensão de modo comum não é nula ( $v_{n0} \neq 0$ ). A corrente de fase apresenta

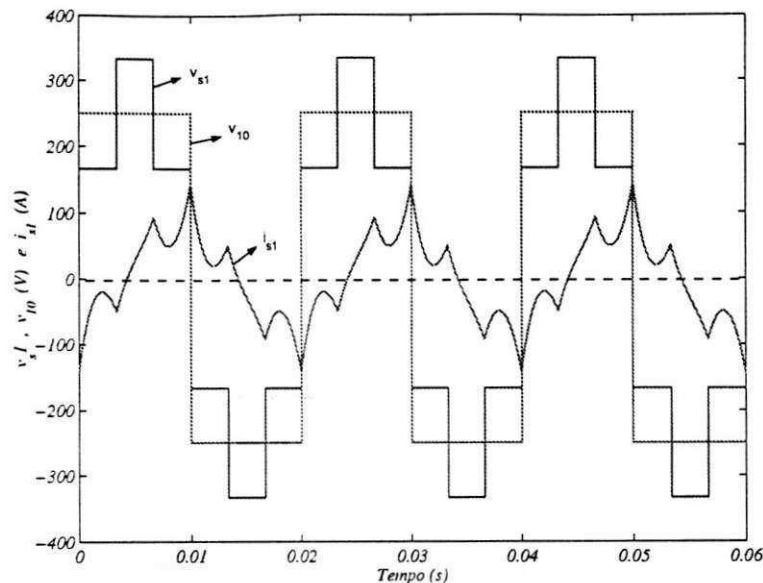


Figura 4.6: Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo seis degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica ( $60^\circ$ ) com duplo neutro. (regime permanente)

forte distorção, em termos de número de harmônicos e amplitude das mesmas, quando comparado com a máquina trifásica.

Analisando o comportamento da máquina através da transformação de base  $dqxyo'o'$  um fato importante é que as tensões de eixo  $x$ ,  $y$  e  $o'$  não são nulas ( $v_{sx} \neq 0$ ,  $v_{sy} \neq 0$  e  $v_{so'} \neq 0$ ) e todas tem valor acentuado. Este fato explica a forte distorção na corrente de fase.

### Neutro Duplo

A mesma máquina, agora operando com neutro duplo, têm as tensões de eixo  $x$ ,  $y$  e modo comum não nulas ( $v_{sx} \neq 0$ ,  $v_{sy} \neq 0$  e  $v_{no} \neq 0$ ). As tensões homolares são nulas ( $v_{so} = v_{so'} = 0$ ), que faz repercutir na redução de amplitude das componentes harmônicas em relação a configuração anterior (neutro simples). A Figura 4.8 mostra as tensões de pólo e a tensão de fase resultante. A Figura 4.9 ilustra o comportamento da tensão e da corrente de fase que também pode ser descrita pela equação (4.34)

#### 4.3.4 Comparação entre MIH de $60^\circ$ e $30^\circ$

A comparação entre os dois tipos de máquinas é feita com base em simulações. Alguns critérios de comparação levam em conta as características de conjugado eletromagnético e distorção na corrente de fase.

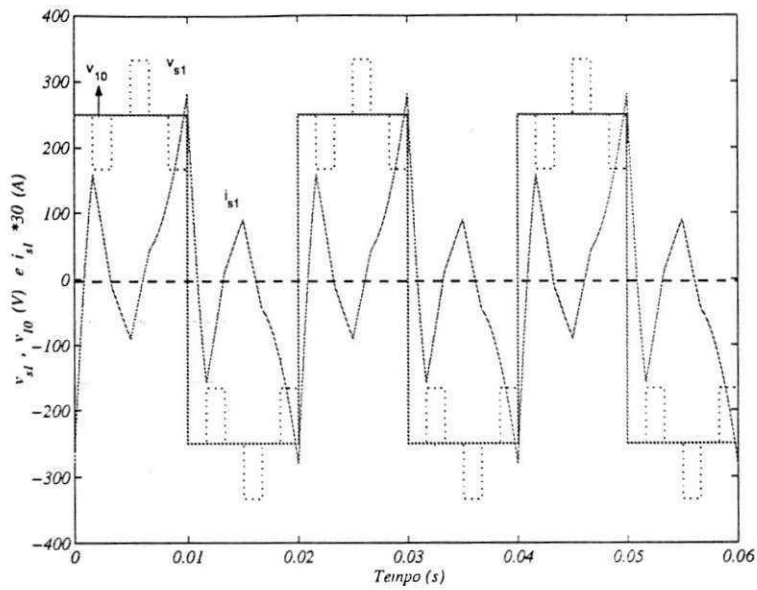


Figura 4.7: Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica ( $30^\circ$ ) com neutro simples. (regime permanente)

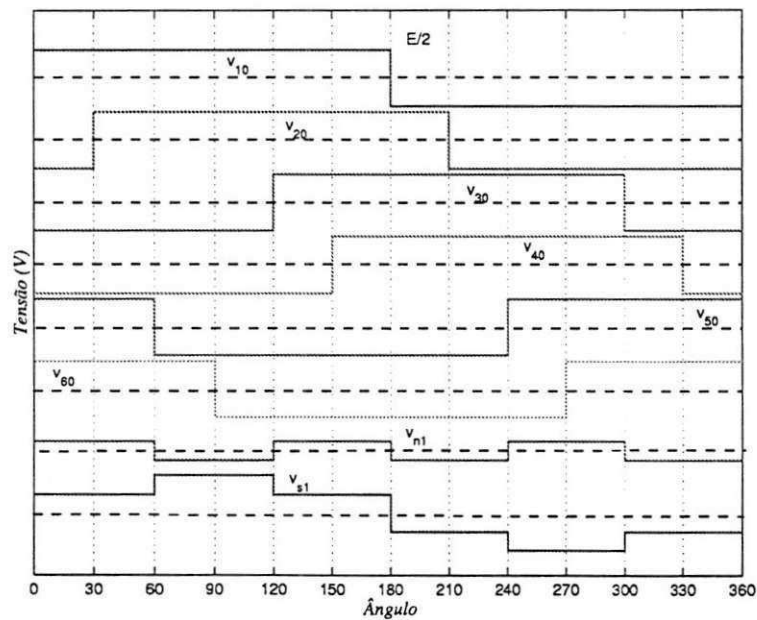


Figura 4.8: Tensões de pólo, de neutro e de fase ( $s_1$ ).

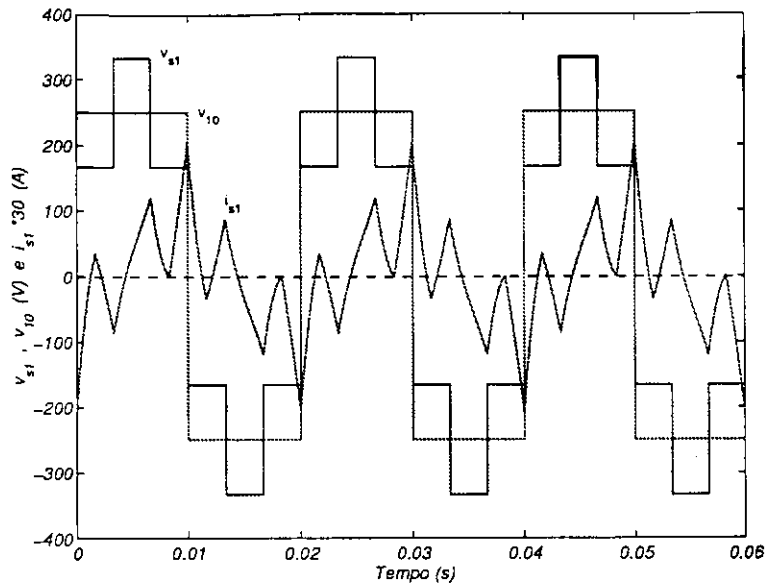


Figura 4.9: Resultado de simulação: tensão de fase, tensão de pólo e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo seis degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica (30°) com duplo neutro. (regime permanente)

A avaliação da distorção da corrente de fase é feita através da *distorção harmônica total (THD)*, e determinada pela expressão

$$THD = 100 \left[ \frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^h (a_i)^2} \right]$$

No plano  $dq$ , o comportamento do conjugado eletromagnético está diretamente relacionado com as correntes  $dq$ . Por este motivo, é possível fazer uma avaliação da ondulação de conjugado eletromagnético através da *distorção harmônica total (THD)* do vetor de corrente  $i_{sdq}$ . A forma usada é determinada pela expressão

$$Thdx(h) = 100 \left[ \frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^h (a_i)^2} \right]$$

em que:

$x$  é o eixo para qual está sendo realizado o cálculo ( $x = d$  ou  $x = q$ );

$a_1$  é a amplitude da componente fundamental do respectivo eixo;

$a_i$  é a amplitude da  $i$ -ésima componente harmônica e

$h$  é o número de harmônicos considerados no cálculo (250)

Em seguida, calcula-se o valor da distorção sobre o vetor de corrente resultante, como segue:

$$THD = \sqrt{T^2 hdd(h) + T^2 hdq(h)}$$

As Figuras 4.10 e 4.11 ilustram as correntes de fase das máquinas de  $30^\circ$  e  $60^\circ$  com duplo neutro. Neste caso é possível notar picos de corrente com valores mais elevados para a máquina de  $30^\circ$ . Na Figura 4.11, o espectro de frequência das correntes mostradas na Figura 4.10 confirma a presença de componentes harmônicas de maior amplitude na máquina de  $30^\circ$ .

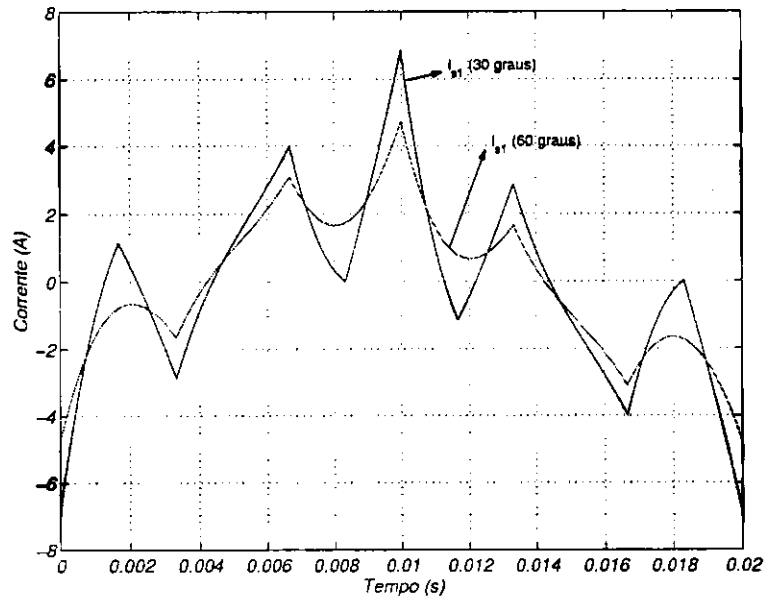


Figura 4.10: Resultado de simulação: correntes de fase ( $i_{s1}$ ) gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica com duplo neutro.

Porém, este fato não resulta em perturbação de conjugado, em baixa frequência (300 Hz), na máquina de  $30^\circ$  como se observa nas Figuras 4.12 e 4.13.

### Resultados Experimentais

Os resultados experimentais (tensão  $v_{s1}$  e corrente  $i_{s1}$  de fase) ilustrados nas Figuras 4.14 e 4.15 são relativos às máquinas de indução hexafásicas de  $60^\circ$  e  $30^\circ$  com neutro duplo respectivamente e comprovam os resultados de simulação.

### 4.3.5 Conclusões

Apesar da análise harmônica das grandezas de fase ser favorável à máquina de  $60^\circ$ , a análise do conjugado eletromagnético mostrou-se favorável à máquina de  $30^\circ$ . A Figura 4.13 faz uma representação das correntes no plano  $dq$  e permitem observar amplitude de maior valor para a máquina de  $60^\circ$ . O quadro comparativo Tabela 4.1, tenta sintetizar as condições de funcionamento de todas as configurações e permite concluir que as

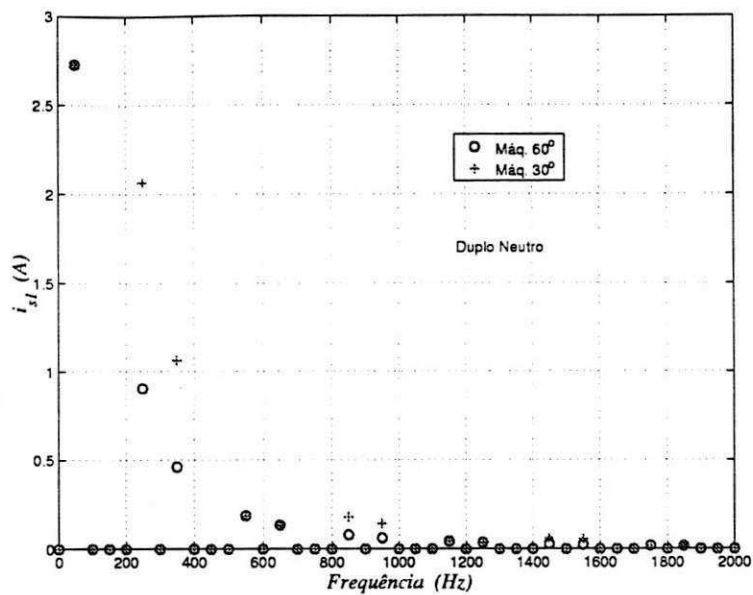


Figura 4.11: Resultado de simulação: espectro de frequência das correntes de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica com duplo neutro.

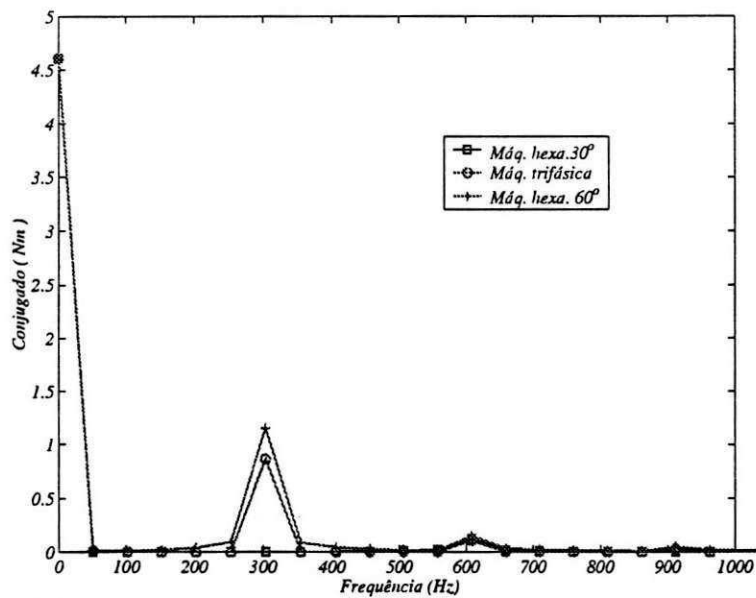


Figura 4.12: Espectro de conjugado para as máquinas trifásicas e hexafásicas 60° e 30°. Frequência da fonte 50Hz.



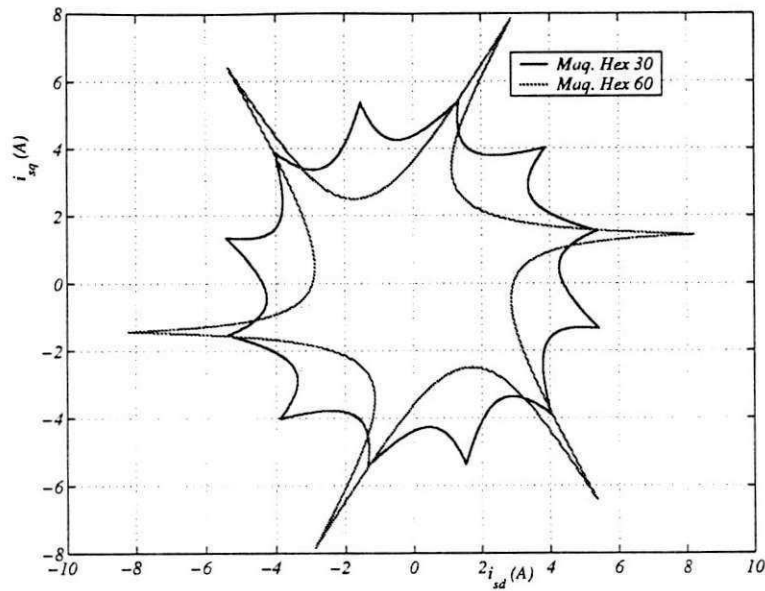


Figura 4.13: Vetor de corrente no Plano  $dq$

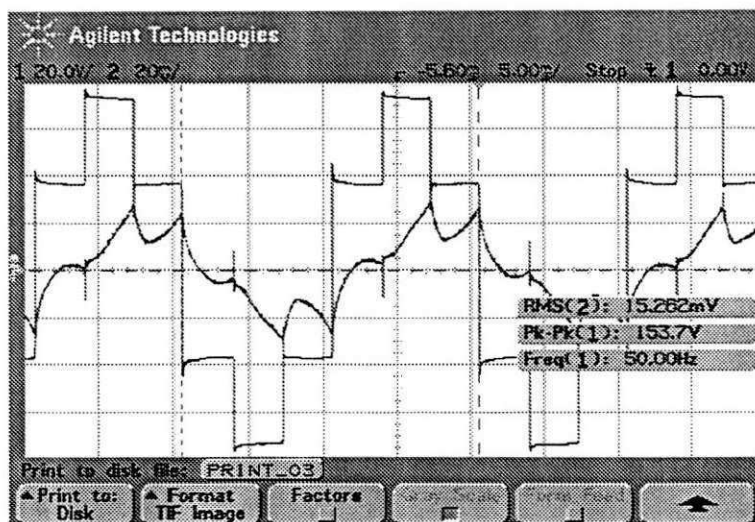


Figura 4.14: Resultado Experimental: tensão de fase e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica  $60^\circ$  com neutro duplo. (regime permanente)

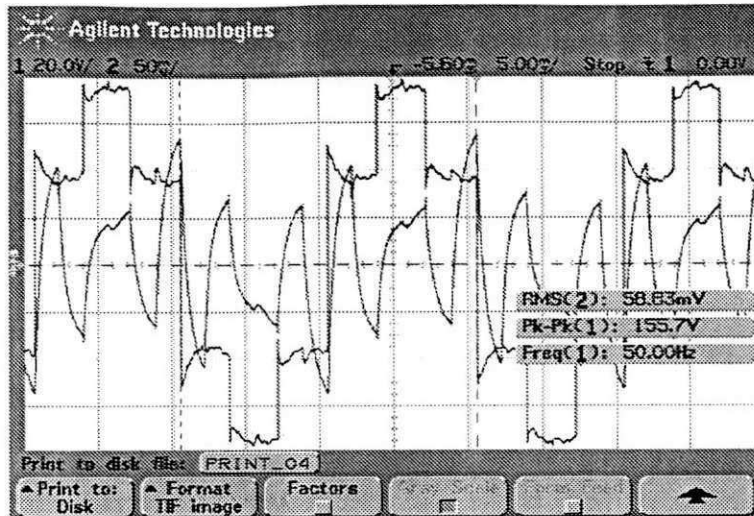


Figura 4.15: Resultado Experimental: tensão de fase e corrente de fase gerada quando um inversor hexafásico tipo em degraus alimenta uma máquina de indução hexafásica  $30^\circ$  com neutro duplo. (regime permanente)

Tabela 4.1: Quadro comparativo acionamento em degraus

	$M. 3\phi$	$M. 6\phi-60^\circ(1n)$	$M. 6\phi-60^\circ(2n)$	$M. 6\phi-30^\circ(1n)$	$M. 6\phi-30^\circ(2n)$
$V_{n0}$	$\neq 0$	0	0	$\neq 0$	$\neq 0$
$V_{sxy}$	-	0	0	$\neq 0$	$\neq 0$
$THD-I_{sf}$	38,32	209	38,40	168,80	85,9
$THD-I_{sdq}$	54,31	53,64	54,31	12,40	12,40

configurações alimentadas em degraus, com neutro simples, pelas suas características negativas são inviáveis. Com neutro duplo, a distorção harmônica total da corrente de fase da máquina de  $60^\circ$  mostrou ser bem melhor que a máquina de  $30^\circ$ . Esta última conclusão, juntamente com o fato de que, apenas a reconfiguração das conexões da máquina trifásica padrão permite obter uma máquina hexafásica  $60^\circ$ , direcionaram o trabalho no sentido de investigar mais detidamente a máquina  $60^\circ$ .

Como dito, esta análise dá o rumo para aprofundar a discussão sobre qual configuração de máquina hexafásica é melhor ou, pelo menos, identificar as qualidades e desvantagens de cada uma quando associado com as novas técnicas de modulação PWM. A seguir são propostas e analisadas estratégias de modulação vetorial e escalar para a máquina hexafásica simétrica ( $60^\circ$ ).

## 4.4 Modulação Vetorial da MIH 60°

A modulação vetorial toma como ponto de partida a definição de vetores de tensão associados a cada uma das 64 ( $2^6$ ) combinações possíveis do inversor de 6 braços. O problema da seqüência apropriada pode ser melhor entendido se os valores de fase ( $\mathbf{v}_{s123456}$ ) forem transformados para os sistemas de coordenadas ortogonais  $dqxyoo'$  ( $\mathbf{v}_{sdqxyoo'}^s$ ) no referencial estacionário. Como discutido no capítulo 2, esta transformação é feita por

$$\mathbf{v}_{s123456} = \bar{\mathbf{P}}_s \mathbf{v}_{sdqxyoo'}^s \quad (4.37)$$

com  $\mathbf{v}_{s123456} = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4} \ v_{s5} \ v_{s6}]^T$ ,  $\mathbf{v}_{sdqxyoo'}^s = [v_{sd}^s \ v_{sq}^s \ v_{sx}^s \ v_{sy}^s \ v_{so}^s \ v_{so'}^s]^T$ .

A decomposição dos vetores em três subespaços (planos)  $dq$ ,  $xy$  e  $oo'$  permite que o conversor gere, nos respectivos planos, vetores complexos de tensão, dados por  $\mathbf{V}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$ ,  $\mathbf{V}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$  e  $\mathbf{V}_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$ , onde  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  são as componentes  $dq$  do vetor gerado pelo conversor e de maneira análoga vale o mesmo para os outros planos. A combinação dos estados das chaves originam 64 diferentes vetores no plano  $dq$  e  $xy$  como mostra a Figura 4.16. Para facilitar a identificação de todos os vetores de tensão, são introduzidos dois índices "a" e "a'" que estão associados aos estados das chaves ( $q_1, q_3, q_5$ ) e ( $q_2, q_4, q_6$ ) respectivamente, com valores variando de 0 a 7, de acordo com o sistema de numeração binária e descritos nas Tabelas 4.2 (a) e (b). Os vetores ativos resultantes (amplitude e fase) e vetores nulos para o setores  $z = 1$  e  $z = 2$  são mostrados na Tabela 4.2(c), bem como a amplitude da componente homopolar  $v_{so'}$  e da tensão de modo comum  $v_{n0}$ . Assim  $\mathbf{V}_{(aa')}$  identifica qualquer vetor nos planos  $dq$  ou  $xy$ . A tensão de saída do inversor pode ser representada como um vetor espacial complexo como ilustra a Figura 4.16.

Para o plano  $dq$

$$\mathbf{V}_{sdq(aa')} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{3}} E [e^{j(a-1)\pi/3} + e^{ja'\pi/3}] , & \text{para } a, a' = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ 0, & \text{para } a, a' = 0, 7 \end{cases} \quad (4.38)$$

Para o plano  $xy$

$$\mathbf{V}_{sxy(aa')} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{3}} E [e^{j(1-a)\pi/3} + e^{j(3-a')\pi/3}] , & \text{para } a, a' = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ 0, & \text{para } a, a' = 0, 7 \end{cases} \quad (4.39)$$

Dos 64 vetores identificados no plano  $dq$ , 20 (vinte) possuem tensão de modo comum nula ( $v_{n0} = 0$ ) e dentre os quais 2 (dois) são *vetores nulos*  $\mathbf{V}_{07}$  e  $\mathbf{V}_{70}$  ( $\mathbf{V}_{sdq} = 0$ ). Para facilitar a identificação, no diagrama desses 20 vetores, os mesmos aparecem inscritos numa caixa na Figura 4.16.

Tabela 4.2: Vetores disponíveis nos planos  $dq$ ,  $xy$ ,  $a$ ,  $a'$ ,  $vs0'$  e  $vn0$  para o setor 1

$a$	$q_1$	$q_3$	$q_5$	$V_{sdq} = V_{aa'} = v_d + jv_q$	$V_{sxy} = V_{aa'} = v_x + jv_y$	$v_{s0'}$	$v_{n0}$
0	0	0	0	$V_{61} = \frac{1}{\sqrt{3}}E$	$Ee^{j\frac{\pi}{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
1	1	0	0	$V_{25} = \frac{1}{\sqrt{3}}E$	$Ee^{j\frac{3\pi}{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
2	1	1	0	$V_{10} = \frac{1}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{3}E$
3	0	1	0	$V_{76} = \frac{1}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{3}}Ee^{j\pi}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{3}E$
4	0	1	1	$V_{17} = \frac{1}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{3}}E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\frac{1}{6}E$
5	0	0	1	$V_{06} = \frac{1}{\sqrt{3}}E$	$\frac{1}{\sqrt{3}}Ee^{j\pi}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{1}{6}E$
6	1	0	1	$V_{16} = \frac{2}{\sqrt{3}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
7	1	1	1	$V_{11} = Ee^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$	0	$-\frac{1}{6}E$
				$V_{26} = Ee^{j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$	0	$\frac{1}{6}E$
				$V_{70} = 0$	0	$\sqrt{\frac{3}{2}}E$	0
				$V_{07} = 0$	0	$-\sqrt{\frac{3}{2}}E$	0
				$V_{00} = 0$	0	0	$-\frac{1}{2}E$
				$V_{77} = 0$	0	0	$\frac{1}{2}E$
				$V_{13} = 0$	$\frac{2}{\sqrt{3}}E$	0	$-\frac{1}{6}E$
				$V_{62} = 0$	$\frac{2}{\sqrt{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$	0	$-\frac{1}{6}E$
				$V_{51} = 0$	$\frac{2}{\sqrt{3}}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$	0	$-\frac{1}{6}E$
				$V_{36} = \frac{1}{\sqrt{3}}Ee^{j\pi/3}$	$Ee^{j7\pi/6}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
				$V_{12} = \frac{1}{\sqrt{3}}Ee^{j\pi/3}$	$Ee^{j\pi/6}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
				$V_{21} = \frac{2}{\sqrt{3}}Ee^{j\pi/3}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0

Os 64 vetores permitem ainda identificar 12 (doze) setores de 30° e os 20 vetores de valor  $v_{n0} = 0$  definem apenas 6 (seis) setores de 60°. A decisão de trabalhar com 12 ou 6 setores está relacionada com a escolha dos padrões de chaveamento descritos na próxima seção.

Para a situação em que a máquina está conectada com neutro simples, isolado e equilibrada  $v_{s0} = 0$  e  $i_{s0} = 0$ . Para a máquina com neutro duplo, tanto  $v_{s0}$  como  $v_{s0'}$  são nulos, o que corresponde que os vetores de tensão são mapeados na origem do plano  $oo'$ . Vale lembrar que as componentes  $xyo0'$  não geram conjugado.

#### 4.4.1 Eliminação da Tensão de Modo Comum Média (Casos 1a e 2a)

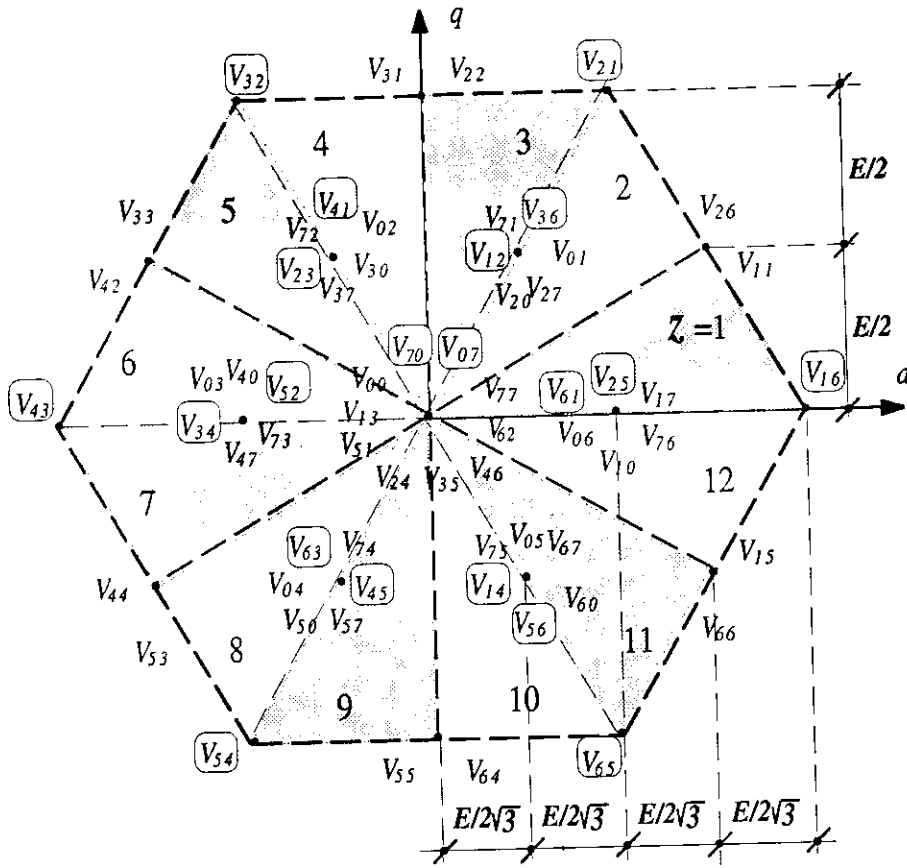
Os padrões aqui sugeridos têm como objetivo a eliminação da tensão de modo comum levando em conta o seu valor médio em um período de chaveamento  $T$ . Na modulação vetorial, o vetor tensão de referência desejado ( $\mathbf{V}_{sdq}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$ ) é sintetizado por vetores espaciais adjacentes resultantes da média ponderada, pelo tempo de aplicação, durante o intervalo  $T$ . Para determinar o tempo de aplicação dos vetores, considere que o vetor de referência é constante durante o intervalo de amostragem  $T$ .

A escolha entre os 64 vetores disponíveis de modo a obter  $v_{n0} = v_{sx} = v_{sy} = v_{so'} = 0$ , em média, para evitar distorção nas tensões e correntes de fase, reduz a quantidade de vetores possíveis. Este fato explica a utilização de vetores  $dq$  semelhantes durante intervalo de tempo idêntico para cada um dos vetores. Um exemplo simples é a aplicação do par de vetores  $\mathbf{V}_{00}$  e  $\mathbf{V}_{77}$  que são denominados de vetores roda livre. Um outro par que irá ocorrer muitas vezes em diversas propostas, refere-se aos *vetores nulos* identificados por  $\mathbf{V}_{07}$  e  $\mathbf{V}_{70}$ . A utilização *individual* destes vetores, no período de chaveamento  $T$ , implica em uma tensão de modo comum nula mas  $v_{so'} \neq 0$ . Todavia, a aplicação deste par de “vetores semelhantes” durante intervalos idênticos resulta em uma média nula para  $v_{so'}$ . Como avaliado no acionamento seis degraus, a componente  $v_{so'}$  surge quando a configuração da máquina é feita com neutro simples e nula com neutro duplo.

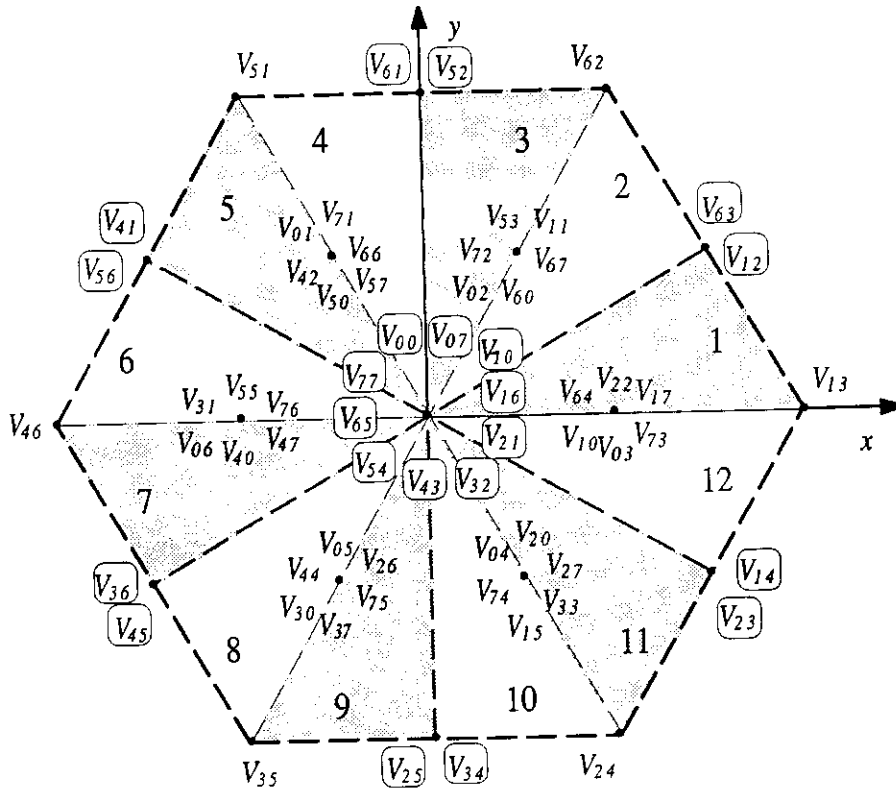
Um modo simples de se obter uma seleção de vetores iniciais (Caso 1a), que obedece naturalmente a essas exigências, é através da modulação seno-triângulo. Os setores são de  $30^\circ$  e vetores de todos os grupos são utilizados de modo que só haja uma transição entre eles. O Caso 2a é obtido a partir do Caso 1a, pela substituição de alguns vetores, com mesma amplitude em  $dq$ , mas com  $v_{n0} = 0$ .

Ainda, a despeito de um grande número de vetores disponíveis, definindo os setores de  $30^\circ$ , pode-se classificar em quatro *grupos* de vetores que compõem o plano  $dq$  (0,1,2 e 3). O grupo dos vetores nulos ( $\mathbf{V}_0$ ), o grupo dos vetores ativos pequenos ( $\mathbf{V}_1$ ), o grupo dos vetores ativos médios ( $\mathbf{V}_2$ ) e por fim o grupo dos vetores ativos grandes ( $\mathbf{V}_3$ ). Observando a Figura 4.16 e a Tabela 4.3 é possível identificar os grupos do setor 1 e seus respectivos vetores. Na Figura 4.17, encontram-se ilustrados os grupos de vetores para a totalidade dos setores de  $30^\circ$ .

A composição de um vetor de referência ( $\mathbf{V}_{sdq}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$ ) a partir da média ponderada dos vetores pertencentes aos grupos 0, 1, 2 e 3 ( $\mathbf{V}_0 = v_{0d} + jv_{0q}$ ,  $\mathbf{V}_1 =$



(a)



(b)

Figura 4.16: Plano dq (a) e xy (b) com todos os vetores disponíveis.

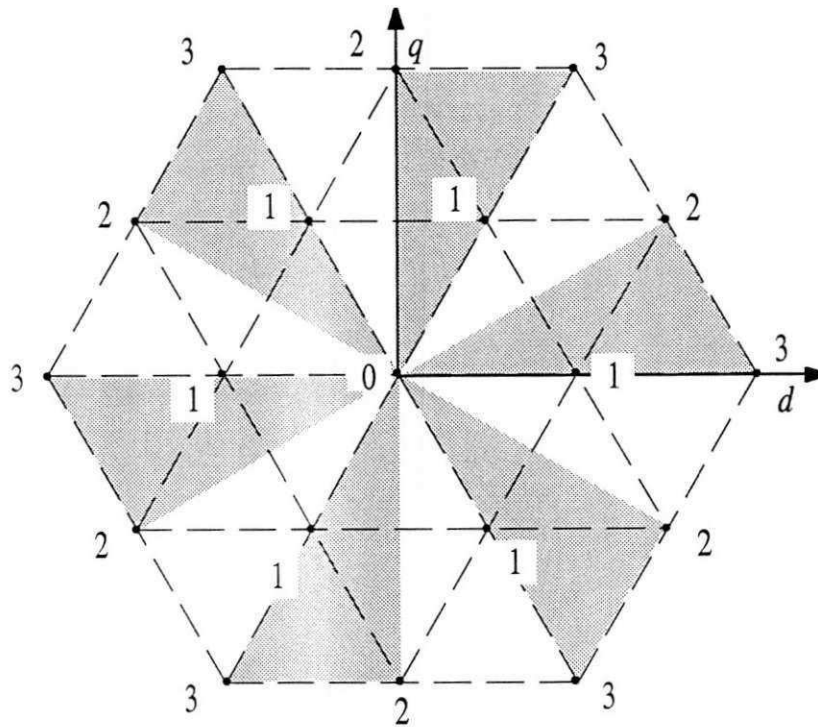


Figura 4.17: Identificação de todos os grupos de vetores para setores de 30°.

Tabela 4.3: Grupo de vetores

Grupo	Setor-1
$V_0$	$V_{00}, V_{07}, V_{15}, V_{24}, V_{35}, V_{46}, V_{51}, V_{62}, V_{70}$ e $V_{77}$
$V_1$	$V_{06}, V_{10}, V_{17}, V_{25}, V_{61}$ , e $V_{76}$
$V_2$	$V_{26}$ , e $V_{11}$
$V_3$	$V_{16}$

$v_{1d} + jv_{1q}$ ,  $\mathbf{V}_2 = v_{2d} + jv_{2q}$ , e  $\mathbf{V}_3 = v_{3d} + jv_{3q}$ ) permite escrever a equação (4.40)

$$\mathbf{V}_{sdq}^* T = \mathbf{V}_0 t_0 + \mathbf{V}_1 t_1 + \mathbf{V}_2 t_2 + \mathbf{V}_3 t_3 \quad (4.40)$$

Note que  $\mathbf{V}_0 = 0$ ;  $\mathbf{V}_3 = 2\mathbf{V}_1$ , então a equação (4.40) pode ser reescrita como

$$\mathbf{V}_{sdq}^* T = (t_1/2 + t_3)\mathbf{V}_3 + \mathbf{V}_2 t_2 \quad (4.41)$$

Separando-a em termos de componentes  $dq$  e escrevendo-a na forma matricial é possível obter a seguinte solução:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{3d} & v_{2d} \\ v_{3q} & v_{2q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1/2 + t_3 \\ t_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{sd}^* T \\ v_{sq}^* T \end{bmatrix} \implies \\ \begin{bmatrix} t_1/2 + t_3 \\ t_2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{v_{3d}v_{2q} - v_{2d}v_{3q}} \begin{bmatrix} v_{2q} & -v_{2d} \\ -v_{3q} & v_{3d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^* T \\ v_{sq}^* T \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Ou seja

$$t_k = t_1/2 + t_3 = \frac{(v_{2q}v_{sd}^{s*} - v_{2d}v_{sq}^{s*})T}{v_{3d}v_{2q} - v_{3q}v_{2d}} \quad (4.42)$$

$$t_l = t_2 = \frac{(v_{3d}v_{sq}^{s*} - v_{3q}v_{sd}^{s*})T}{v_{3d}v_{2q} - v_{3q}v_{2d}} \quad (4.43)$$

A obtenção da solução na forma  $t_1/2 + t_3$  é consequência dos vetores dos grupos 1 e 3 serem colineares e para obter  $v_{s\sigma'} = 0 \implies t_1 = t_3$ .

Nesta ocasião é conveniente apresentar detalhes sobre a máxima amplitude considerando  $t_1 = t_3$  e  $t_1$  e  $t_3$  dados por (4.45) e (4.46). Nos casos em que a máquina é configurada com duplo neutro ( $v_{s\sigma'} = 0$ ) e despreza-se o fato de ter a tensão de modo comum nula na média, é possível distribuir o tempo de aplicação dos vetores em função do índice de modulação  $M$ , definido como

$$M = \frac{\sqrt{(v_{sd}^*)^2 + (v_{sq}^*)^2}}{E} \quad (4.44)$$

O uso das equações (4.45) e (4.46) resulta num melhor aproveitamento do barramento  $CC$ , isto é, permite que a amplitude da tensão de fase alcance o valor  $E/\sqrt{3}$ .

$$t_1 = 2(1 - M)(t_1/2 + t_3) \quad (4.45)$$

$$t_3 = M(t_1/2 + t_3) \quad (4.46)$$

Para determinar  $t_0$ , que mantém a frequência de operação constante, basta aplicar a equação (4.47)

$$t_0 = T - t_1 - t_2 - t_3 \quad (4.47)$$



O intervalo de tempo  $t_0$  pode ser repartido e aplicado no início,  $t_{0i}$ , e no final  $t_{0f}$  do período de chaveamento  $T$ . Neste caso, o fator de distribuição ( $\mu$ ), é definido por

$$\mu = \frac{t_{0i}}{t_{0i} + t_{0f}} = \frac{t_{0i}}{t_0} \quad (4.48)$$

O fator de distribuição  $\mu$  pode assumir significado diferente de acordo com os vetores selecionados no período  $T$ . Ora indica a distribuição dos vetores roda livre, ora indica a distribuição dos vetores nulos.

Uma outra solução possível é a aplicação apenas dos vetores médios e grandes por setor de  $30^\circ$ ; isto é; fazendo  $t_1 = 0$ , o que também acarreta o aproveitamento pleno da tensão do barramento  $CC$ .

A distribuição dos tempos de aplicação dos vetores é feita observando o plano  $xy$  e, para a configuração de neutro simples, também o valor de  $v_{s0'}$ . Por inspeção, a distribuição adequada zera estas componentes na média do período de chaveamento. Por exemplo, os vetores adjacentes do grupo 3;  $V_{16}$  e  $V_{21}$  consultando a Tabela 4.2, no plano  $xy$ , são nulos mas a componente  $v_{s0'}$  tem a mesma amplitude e sentido distintos. Portanto o tempo de aplicação deve ser distribuído igualmente entre eles para que  $v_{s0'}$ , na média do período de chaveamento, seja nulo. Para os vetores localizados na mesma posição do plano  $dq$ , por exemplo, os do grupo 2;  $V_{11}$  e  $V_{26}$  consultando a Tabela 4.2, observa-se que, no plano  $xy$  eles possuem a mesma amplitude e são opostos ( $v_{s0'}$  é zero), portanto num período de chaveamento devem aparecer "casados" e o tempo de aplicação igualmente distribuído entre eles. Isto resulta em  $V_{sxy}$  e  $v_{n0}$  nulos na média.

A localização do vetor tensão de referência nos setores  $z$  pode ser determinada a partir da comparação dos valores instantâneos das tensões como dado na Tabela 4.4.

Para a condição de neutro simples, algumas condições devem ser satisfeitas, para que o valor médio de  $v_{n0}$  e  $v_{s0'}$  sejam nulos, como:

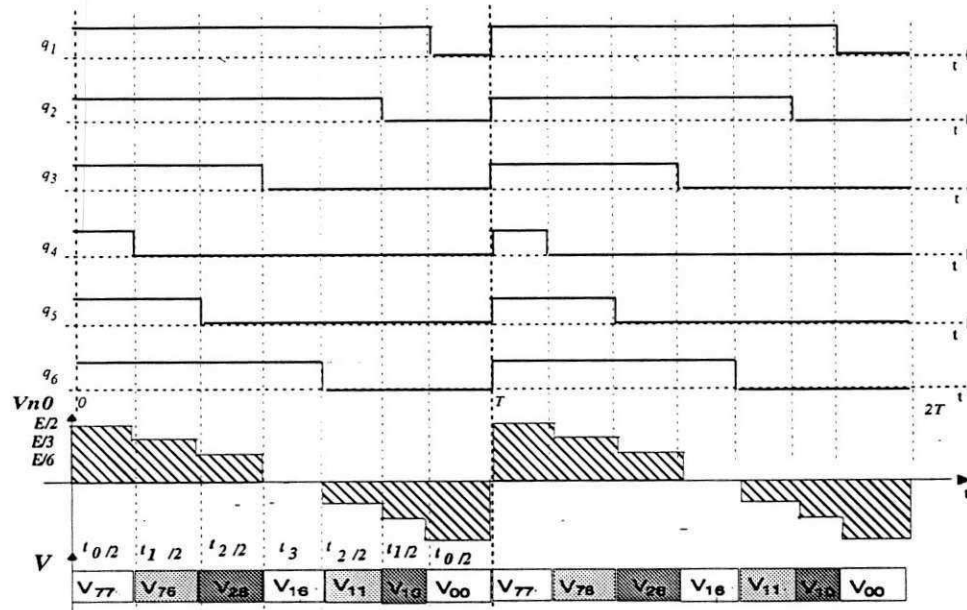
- razão de distribuição  $\mu = 0,5$

e das equações (4.42) e (4.43)

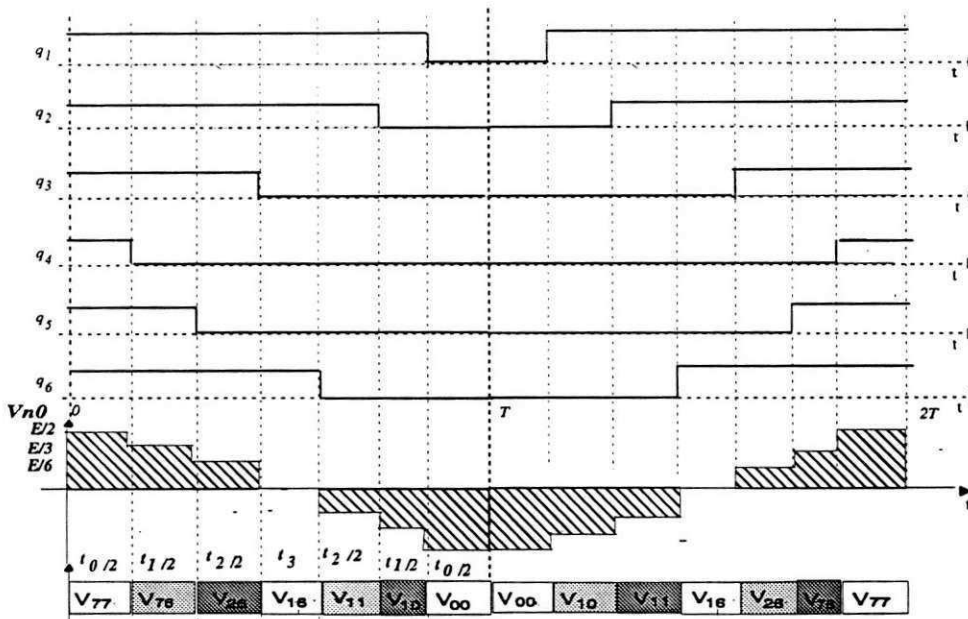
$$t_1/2 + t_3 = t_k, \quad t_1 = t_3 \quad \text{o que resulta em} \quad t_1 = t_3 = \frac{2}{3}t_k \quad (4.49)$$

Com neutro duplo  $\mu = 0,5$  permanece e  $t_1$  pode ser diferente de  $t_3$ . Uma vez definido como calcular os tempos  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$  e estabelecidas as regras  $t_1=t_3$ , para neutro simples, bem como a necessidade de utilizar dois vetores por grupo para que  $v_{n0} = 0$ , então os casos 1a e 2a resultam de uma seleção prévia dos vetores disponíveis.

*Caso 1a: Utilizando vetores de roda livre*



(a)



(b)

Figura 4.18: Pulsos de comando e tensão de modo comum (com média nula) utilizando vetores de roda livre (Caso 1a). (a) Sem reversão (b) pulso centrado.

Tabela 4.4: Teste para a determinação dos setores

Quadrante (Q)	Condição	Setor
Se $v_{sd}^* > 0$ e $v_{sq}^* > 0$ $Q = 1$	Se $v_{sq}^* \leq 1/\sqrt{3}v_{sd}^*$	1
	Se $v_{sq}^* \geq \sqrt{3}v_{sd}^*$	3
	Caso contrário	2
Se $v_{sd}^* < 0$ e $v_{sq}^* > 0$ $Q = 2$	$v_{sq}^* \geq -\sqrt{3}v_{sd}^*$	4
	$v_{sq}^* \leq -1/\sqrt{3}v_{sd}^*$	6
	Caso contrário	5
Se $v_{sd}^* < 0$ e $v_{sq}^* < 0$ $Q = 3$	$v_{sq}^* \geq 1/\sqrt{3}v_{sd}^*$	7
	$v_{sq}^* \leq \sqrt{3}v_{sd}^*$	9
	Caso contrário	8
Se $v_{sd}^* > 0$ e $v_{sq}^* < 0$ $Q = 4$	$v_{sq}^* \leq -\sqrt{3}v_{sd}^*$	10
	$v_{sq}^* \geq -1/\sqrt{3}v_{sd}^*$	12
	Caso contrário	11

Um padrão de chaveamento definido com base na modulação seno-triângulo é dito *convencional* e pode ser definido pela aplicação de vetores roda livre ( $V_{77}$  e  $V_{00}$ ) no começo e no final de cada período de chaveamento e a ocorrência de apenas uma transição por fase.

A Tabela 4.5 apresenta a seleção dos vetores para o setor 1 ( $z=1$ , setores de  $30^\circ$ ) e na parte superior da tabela a distribuição dos tempos é indicada. Observe que os tempos de aplicação dos vetores apresentados nas tabelas possui um índice (0,1,2 ou 3) que se refere ao grupo do qual pertence o vetor aplicado.

O símbolo  $\langle j \rangle$  indica o número transições ( $j$ ) necessárias para a mudança de um vetor para o seguinte. A Figura 4.19(a) mostra os respectivos vetores. Note que a frequência de chaveamento é minimizada, pois só ocorre uma transição por fase.

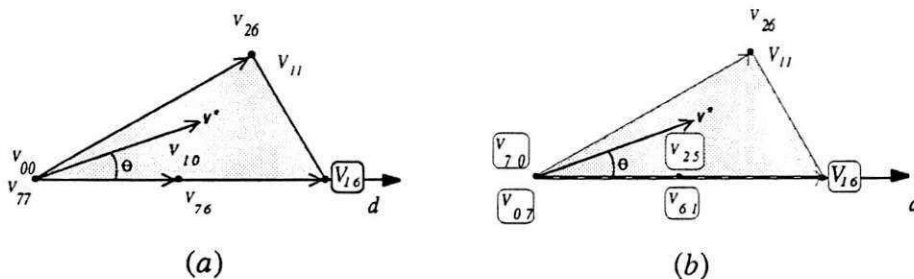


Figura 4.19: Seleção dos vetores do setor 1. (a) Caso 1a, (b) Caso 2a

A Figura 4.18(a) apresenta os estados das chaves superiores de cada pólo (pulsos de comando) e a tensão  $v_{n0}$  resultante (sem reversão). Note que o comportamento ou

Tabela 4.5: Vetores do caso 1a

$t_0/2$	$t_1/2$	$t_2/2$	$t_3$	$t_2/2$	$t_1/2$	$t_0/2$
$[V_{77} < 1 >$	$V_{76} < 1 >$	$V_{26} < 1 >$	$V_{16} < 1 >$	$V_{11} < 1 >$	$V_{10} < 1 >$	$V_{00}]$

Tabela 4.6: Vetores do caso 2a

$t_0/2$	$t_1/2$	$t_2/2$	$t_3$	$t_2/2$	$t_1/2$	$t_0/2$
$[V_{07} < 2 >$	$V_{25} < 1 >$	$V_{26} < 1 >$	$V_{16} < 1 >$	$V_{11} < 1 >$	$V_{61} < 4 >$	$V_{70}]$

a forma de onda dos pulsos de comando está relacionado diretamente com a tensão de saída do conversor.

Figura 4.18(b) é ilustrado o modo de aplicar os pulsos de comando das chaves denominado de pulso com reversão ou pulso centrado e desse modo resulta em menos harmônicos no sistema.

Com neutro simples ou duplo, o fator de distribuição deve ser igual  $\mu = 0,5$  além de manter  $t_1 = t_3$  para que a tensão de modo comum seja nula na média.

*Caso 2a: Substituição dos vetores de roda livre por vetores nulos*

Esta modulação é obtida a partir do padrão anterior, eliminando-se o par de vetores roda livre ( $V_{00}$  e  $V_{77}$ ) e substituindo-o pelo par de vetores nulos  $V_{07}$  e  $V_{70}$  (com  $\mu = 0,5$ ). Também, o par de vetores pequenos ( $V_{10}$  e  $V_{76}$ ) foi substituído por vetores do grupo 1 com  $v_{n0} = 0$ .

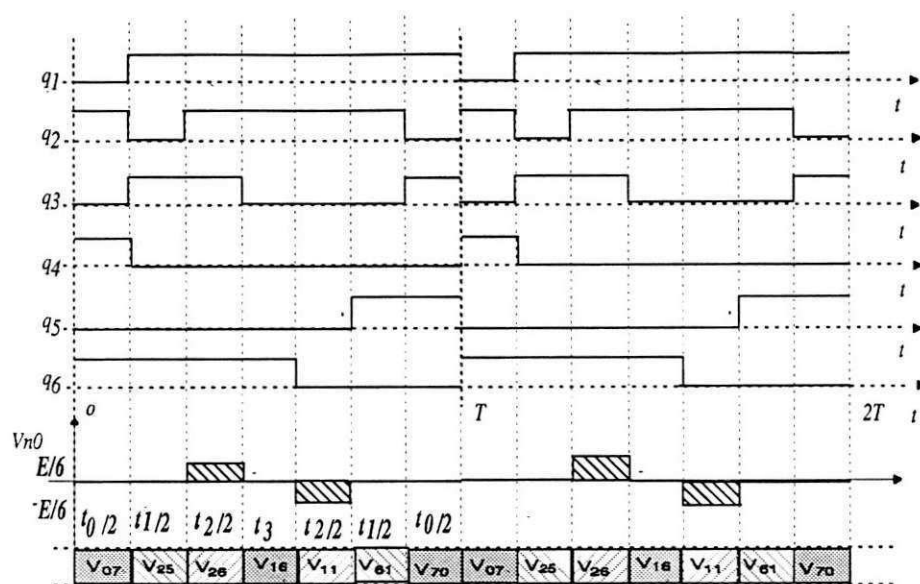
Com neutro simples, todas as restrições citadas no Caso 1a se repetem. Com neutro duplo  $t_1$  pode ser diferente de  $t_3$  e pode-se por exemplo usar os tempos ponderados em função do índice de modulação para ampliar o aproveitamento do barramento  $CC$ .

A Tabela 4.6 indica a seleção dos vetores para o setor 1 e a Figura 4.19(b) ilustra a posição no plano  $dq$  dos respectivos vetores.

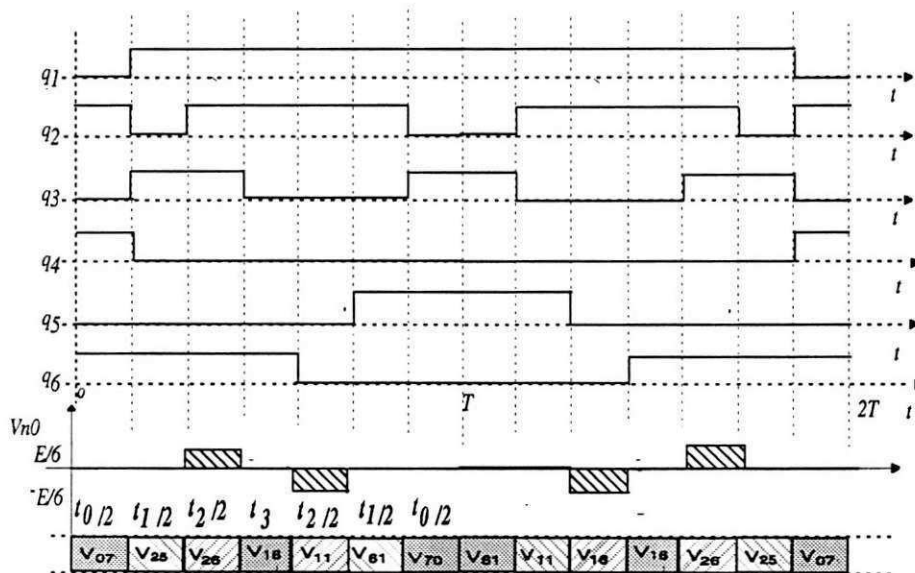
Do ponto de vista de redução da tensão de modo comum o Caso 2a, ilustrado na Figura 4.20, é mais indicado, porque o máximo valor de  $v_{n0}$  é igual  $E/6$ , enquanto que no Caso 1a o máximo valor de  $v_{n0}$  é igual a  $E/2$ . Contudo, o número de transições das chaves (10), por período de chaveamento ( $T$ ), é maior que no Caso 1a (6).

Outro fato relevante é o número de transições por fase, em cada período de chaveamento  $T$ , que a estratégia apresenta no período da fundamental. O Caso 2a, apresentou um número maior de transições por fase em relação ao Caso 1a, cerca de  $4/3$ , por fase em média, portanto os períodos de chaveamento devem ser ajustados para compatibilizar as frequências de chaveamento.

Considerando o desenvolvimento anterior, o seguinte algoritmo pode ser usado para gerar a modulação



(a)



(b)

Figura 4.20: Pulsos de comando e tensão de modo comum (com média nula) utilizando vetores nulos sem roda livre (Caso 2a). (a) Sem reversão (b) pulso centrado.

*Algoritmo*

Passo 1: Identificar o setor utilizando as condições da Tabela 4.4.

Passo 2: Calcular os tempos  $t_k$  e  $t_l$  usando (4.42) e (4.43).

Passo 3: Calcular e distribuir os tempos de acordo com a configuração de neutro simples ou duplo da máquina (cálculos de  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$ ).

Passo 4: Determinar o intervalo de tempo  $t_0$  de aplicação dos vetores roda livres ou nulos usando (4.47). Aplique  $V_{77}$  e  $V_{00}$ , para o Caso 1a, ou  $V_{07}$  e  $V_{70}$ , para o Caso 2a, com  $t_{0i} = t_{0f} = t_0/2$  e substitua os vetores do grupo 1 pelos seus equivalentes (mesmo  $V_{sdq}$ ) mas com  $v_{n0}$  nulo.

Passo 5: Aplicar os vetores de tensão durante os intervalos de tempo previamente calculados.

#### 4.4.2 Eliminação da Tensão de Modo Comum Instantânea (Casos 3a, 4a, 5a e 6a)

Para eliminar a tensão de modo comum instantânea é necessário que a restrição expressa em (4.30) para neutro simples ou (4.33) para neutro duplo seja satisfeita instantaneamente. Com isto o número de vetores disponíveis fica reduzido a 20, sendo dois deles nulos ( $V_{07}$  e  $V_{70}$ ). Utilizando apenas estes dezoito vetores, o plano  $dq$  é dividido em seis setores de  $60^\circ$   $w = 1, 2, 3, 4, 5$  e  $6$ . A Figura 4.21 apresenta todos os vetores com  $v_{n0} = 0$  no plano  $dq$  e  $xy$ .

Considere que o vetor de referência é representado por  $V_{sdq}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$  e é constante durante o intervalo de amostragem  $T$  e que os dois vetores adjacentes usados são  $V_k = v_{dk} + jv_{qk}$  e  $V_l = v_{dl} + jv_{ql}$  ( $k = w$ ;  $l = w + 1$  se  $w \leq 5$ ; e  $l = 1$  se  $w = 6$ ). Note que tanto o vetor  $V_k$  como  $V_l$  é uma combinação entre os vetores dos grupos 1 e 3 de mesma direção (colineares). Pode-se, assim, escrever em termos médios a seguinte igualdade para os vetores

$$V_s^* = \frac{t_k}{T} V_k + \frac{t_l}{T} V_l \quad (4.50)$$

onde  $t_k$  e  $t_l$  são os intervalos de tempo durante os quais os vetores adjacentes  $V_k$  e  $V_l$  são aplicados, respectivamente. Reescrevendo a equação (4.50) em termos das componentes  $dq$ , têm-se:

$$t_k = \frac{(v_{lq}v_{sd}^* - v_{ld}v_{sq}^*)T}{v_{kd}v_{lq} - v_{kq}v_{ld}} = t_1/2 + t_3 \quad (4.51)$$

$$t_l = \frac{(v_{kd}v_{sq}^* - v_{kq}v_{sd}^*)T}{v_{kd}v_{lq} - v_{kq}v_{ld}} = t_1'/2 + t_3' \quad (4.52)$$

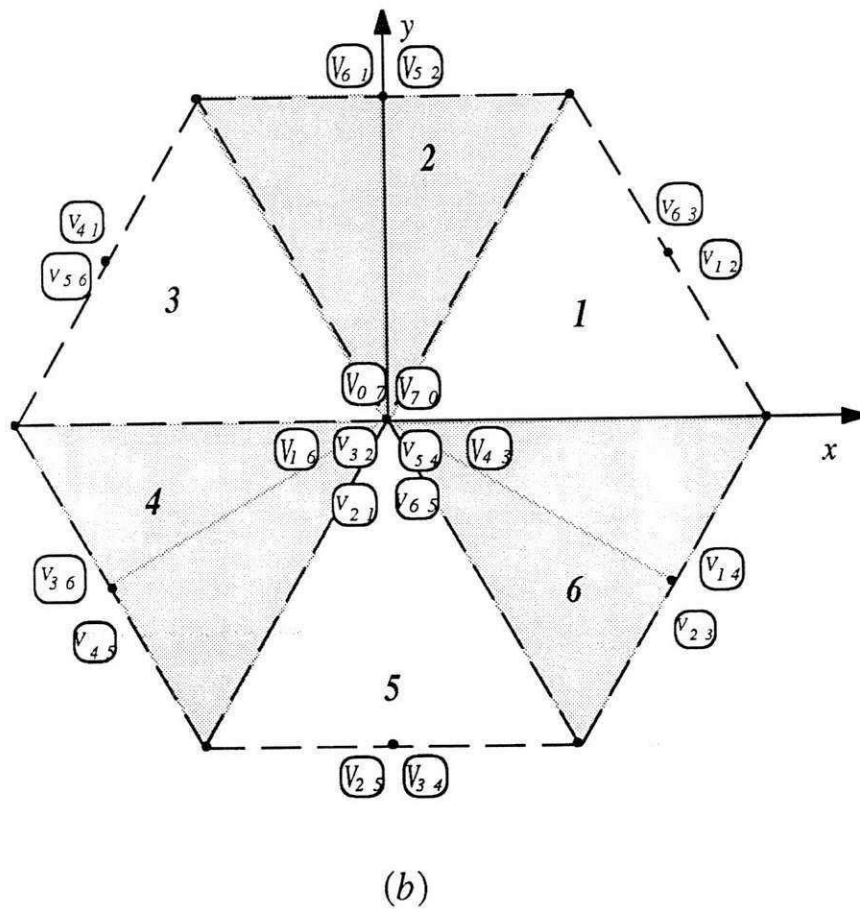
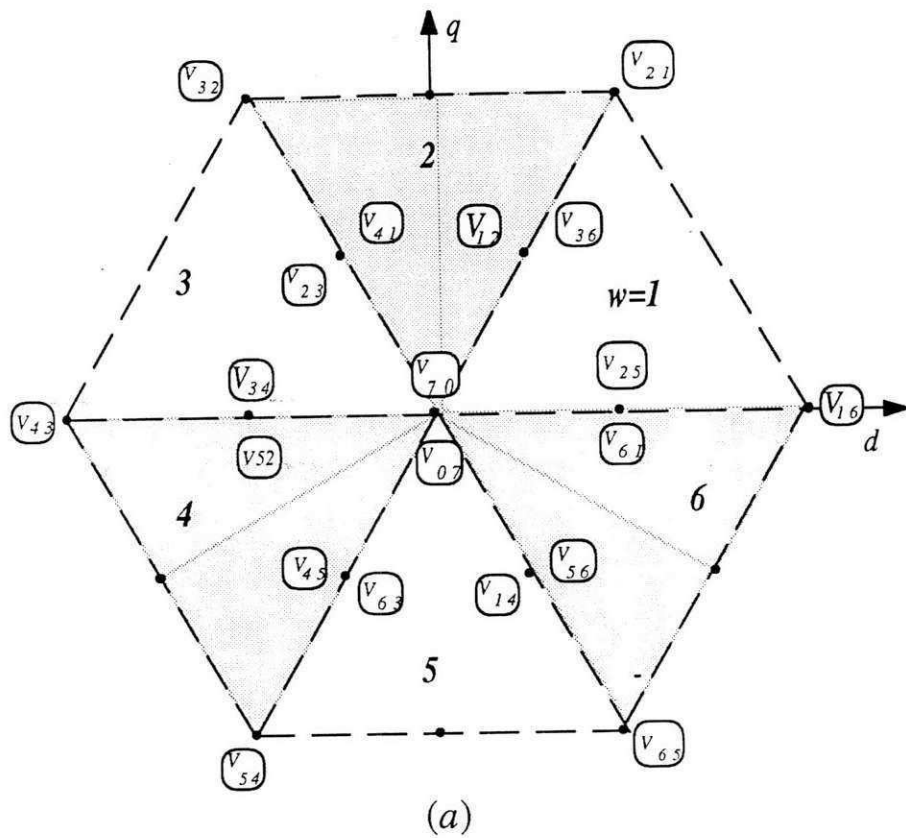


Figura 4.21: Vetores com  $v_{n0} = 0$ , disponíveis no plano  $dq$  e  $xy$  para os seis setores  $w$ .

Tabela 4.7: Teste para a determinação dos seis setores  $w$

Semiplano	Condição	Setor
Se $v_{sq}^* > 0$	Se $v_{sq}^* < \sqrt{3}v_{sd}^*$ e $v_{sd}^* \geq 0$	1
	Se $v_{sq}^* \leq \sqrt{3}v_{sd}^*$ e $v_{sd}^* < 0$	3
	caso contrário	2
Se $v_{sq}^* \leq 0$	$v_{sq}^* \geq \sqrt{3}v_{sd}^*$ e $v_{sd}^* \leq 0$	4
	$v_{sq}^* \geq -\sqrt{3}v_{sd}^*$ e $v_{sd}^* > 0$	6
	caso contrário	5

Note ainda que o tempo calculado a partir dos vetores grandes é dividido com o vetor pequeno colinear a ele. Este fato facilita a determinação dos tempos e reduz o esforço computacional nos cálculos. Para a operação com frequência constante do inversor, os vetores nulos  $V_{07}$  e  $V_{70}$  devem ser aplicados durante o tempo restante do intervalo de amostragem ( $\mu = 0,5$ ), que pode ser determinado como

$$t_0 = t_{07} + t_{70} = T - t_1 - t_3 - t'_1 - t'_3 \quad (4.53)$$

Neste caso, o fator de distribuição é dado por

$$\mu = \frac{t_{07}}{t_{07} + t_{70}} = \frac{t_{07}}{t_0} \quad (4.54)$$

Note que o fator de distribuição agora se relaciona com os vetores nulos e as restrições relativas ao cálculo e distribuição dos tempos são as mesmas do Caso 1a, quanto as configurações de neutro simples ou duplo.

*Determinação dos setores de 60°*

- Cálculo da posição do vetor de referência  $\beta = \frac{180^\circ}{\pi} \arctan(v_{sq}^*/v_{sd}^*)$
- Se  $\beta \leq 0$  e  $V_{sq}^* < 0 \implies \beta = \beta + 360^\circ$  caso contrário  $\beta = \beta + 180^\circ$
- Se  $\beta \geq 0$  e  $V_{sq}^* < 0 \implies \beta = \beta + 180^\circ$
- Setor  $w = \text{int}(\beta/60^\circ + 1)$  (valor inteiro)

Ou pela Tabela 4.7

*Caso 3a: Usando todos os vetores nulos por período de chaveamento ( $\mu = 0.5$ )*

Esta estratégia aplica todos os vetores com a tensão de modo comum nula por setor de 60°. Por exemplo, a seqüência dos vetores aplicados por período  $T$ , no setor 1 ( $w = 1$ ) é mostrado na Tabela 4.8 e ilustrado na Figura 4.23(a). Os pulsos de comando podem ser vistos na Figura 4.22.



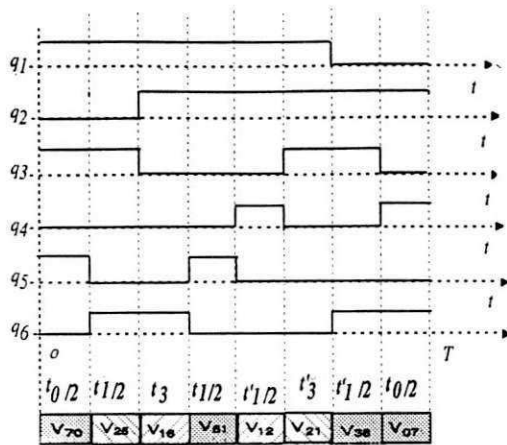


Figura 4.22: Pulsos de comando da chaves superiores (Setor 1, Caso 3a)

Tabela 4.8: Vetores do caso 3a

$t_0/2$	$t_1/2$	$t_3$	$t_1/2$	$t_1/2$	$t_3$	$t_1/2$	$t_0/2$							
$[V_{70}$	$< 2 >$	$V_{25}$	$< 2 >$	$V_{16}$	$2$	$V_{61}$	$< 2 >$	$V_{12}$	$2$	$V_{21}$	$< 2 >$	$V_{36}$	$< 2 >$	$V_{07}]$

O número de transições, por fase é maior de que o Caso 1a, cerca de 5/3 em média no período da fundamental. Portanto, a frequência de chaveamento deve ser compatibilizada.

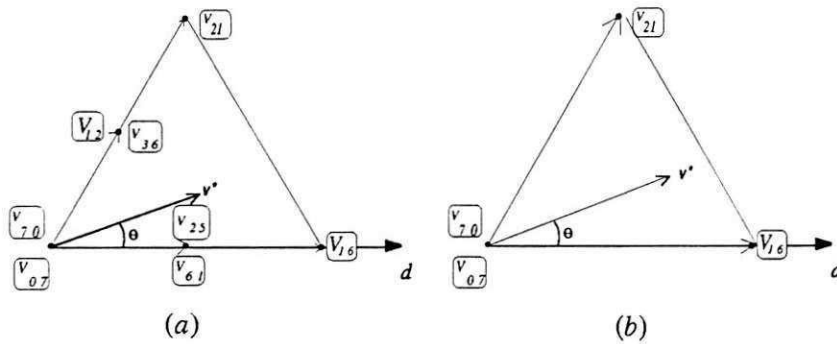


Figura 4.23: Vetores selecionados: (a) para o Caso 3a e (b) para o Caso 4a (Setor  $w = 1$ )

*Caso 4a: Usando apenas vetores grandes por período de chaveamento*

Este caso utiliza apenas os vetores grandes. Portanto, deve ser adequado para índice de modulação alto. No padrão de chaveamento que é visto na Tabela 4.9 constam os vetores pré-selecionados e ilustrados na Figura 4.23(b). Na Figura 4.24 são apresentados os pulsos de comando das chaves (setor  $w = 1$ ).

Com neutro simples, esta estratégia apresenta dificuldade na distribuição do tempo de aplicação dos vetores, uma vez que se deseja  $v_{3\sigma} = 0$ , na média do período  $T$ . As

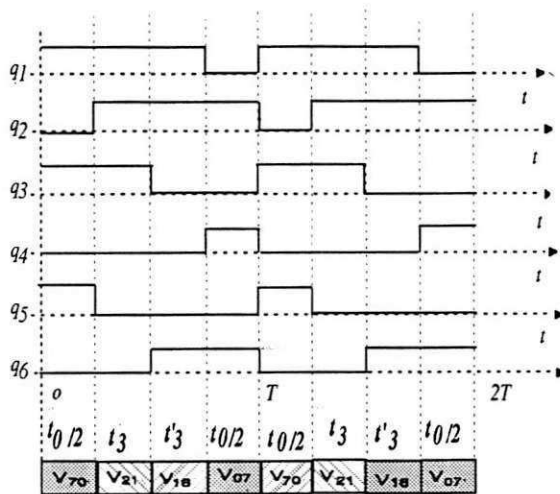


Figura 4.24: Pulsos de comando das chaves superiores (Setor 1, Caso 4a).

Tabela 4.9: Vetores do caso 4a

$t_0/2$	$t_3$	$t'_3$	$t_0/2$
$V_{70}$	$\langle 2 \rangle$	$V_{21}$	$\langle 2 \rangle$
$V_{16}$	$\langle 2 \rangle$	$V_{07}$	$\langle 2 \rangle$

tensões  $v_{sx}$  e  $v_{sy}$  são nulas instantaneamente independente da configuração. Como  $t_3$  e  $t'_3$  são previamente calculados, a solução é resolver o sistema para cada período de chaveamento  $T$

$$\begin{aligned}
 t_{70} + t_{07} &= T - t_3 - t'_3 \\
 (t_{70} + t_{07})\sqrt{\frac{3}{2}} &= -(t_3 - t'_3)\frac{1}{\sqrt{6}}
 \end{aligned}$$

Observando a Figura 4.21, pode-se determinar a seqüência ideal de seleção dos vetores para os outros setores, no sentido horário para os setores ímpares e no sentido anti-horário para os setores pares.

A vantagem deste esquema é o número de transições menor (6) que o do Caso 1a, o que equivale a uma redução das perdas nas chaves e freqüência de chaveamento média igual à do Caso 1a.

*Caso 5a: Usando alternadamente vetores com tensão de modo comum nula*

Este caso é uma variação do Caso 3a, mudando-se a forma de aplicar os vetores. A Tabela 4.10 apresenta a seleção dos vetores, para o setor  $z=1$ , aplicados no primeiro período  $T$  e para o segundo período  $T$  na Tabela 4.11. A Figura 4.25, mostra os pulsos de comando das chaves do respectivo período.

Este caso apresenta 10 transições por período  $T$  e o valor médio de  $v_{sxy}$  é aproxi-

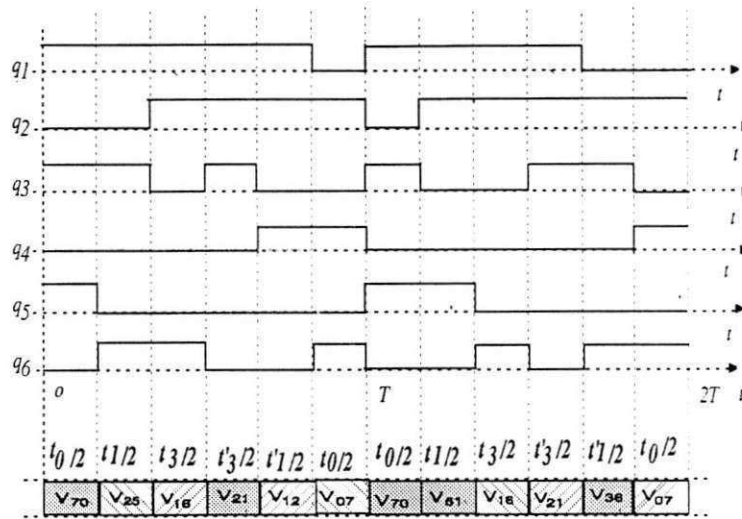


Figura 4.25: Pulsos de comando das chaves superiores (Setor 1, Caso 5a).

Tabela 4.10: Vetores do caso 5a primeiro período

$t_0/2$	$t_1/2$	$t_3/2$	$t'_3/2$	$t'_1/2$	$t_0/2$
$[V_{70} < 2 >$	$V_{25} < 2 >$	$V_{16} < 2 >$	$V_{21} < 2 >$	$V_{12} < 2 >$	$V_{07}]$

Tabela 4.11: Vetores do caso 5a segundo período

$t_0/2$	$t_1/2$	$t_3/2$	$t'_3/2$	$t'_1/2$	$t_0/2$
$[V_{70} < 2 >$	$V_{61} < 2 >$	$V_{16} < 2 >$	$V_{21} < 2 >$	$V_{36} < 2 >$	$V_{07}]$

Tabela 4.12: Vetores do caso 6a

$t_0/4$	$t_1/2$	$t'_1/2$	$t_0/2$	$t'_1/2$	$t_1/2$	$t_0/4$
$[V_{70} < 2 > V_{25} < 2 > V_{36} < 2 > V_{07} < 2 > V_{12} < 2 > V_{61} < 2 > V_{70}]$						

madamente nulo em dois períodos ( $2T$ ). As recomendações para as configurações com neutro simples ou duplo e o cálculo dos tempos são semelhantes ao Caso 3a.

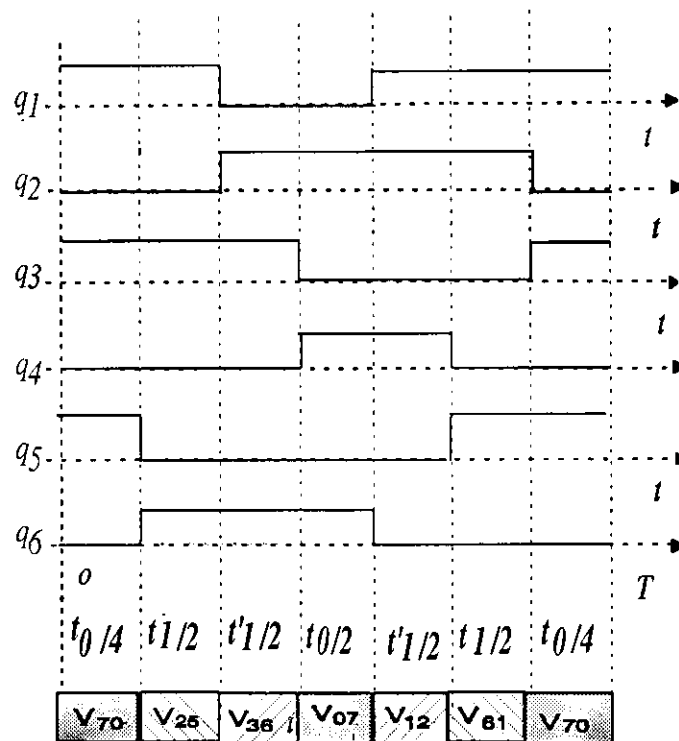


Figura 4.26: Pulsos de comando das chaves superiores (Setor 1, Caso 6a).

*Caso 6a: Usando apenas vetores pequenos por período de chaveamento.*

Seleciona apenas os vetores pequenos e a Tabela 4.12 apresenta os vetores, para o setor  $z=1$ , aplicados no primeiro período  $T$ . A Figura 4.26, ilustra os pulsos de comando das chaves do respectivo período.

Esta estratégia é adequada para índices de modulação baixos, menores que 0,5 ( $M < 0,5$ ), e a máquina operando com neutro duplo. Com neutro simples, a distorção causada por  $v_{s0}$  aparece de forma acentuada, portanto não é indicada. Pode ser aplicada combinada com as estratégias anteriores (3a, 4a ou 5a) de modo a obter uma baixa distorção em toda faixa de  $M$ .

Um algoritmo similar ao apresentado para os casos 1a e 2a pode ser definido para os casos 3a, 4a, 5a e 6a. O cálculo dos tempos do caso 4a pode ser feito usando as

mesmas equações do caso 3a, fazendo  $t_1 = 0$  e para o caso 6a fazendo  $t_3 = 0$ .

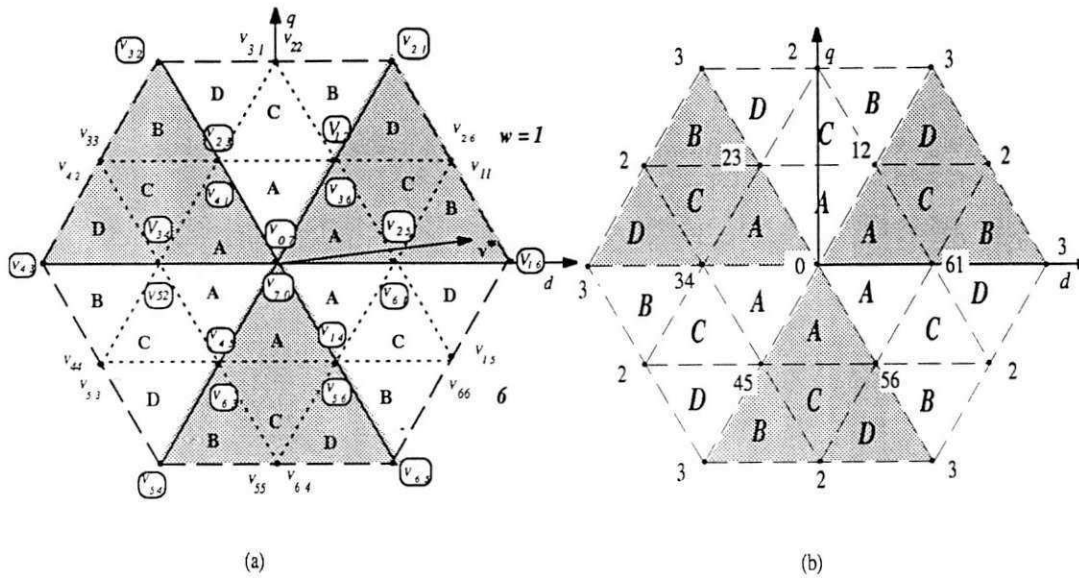


Figura 4.27: Grupos de vetores para implementação do PWM baseado na divisão do plano  $dq$  em setores de  $30^\circ$ (a) e para o PWM baseado na divisão do plano  $dq$  em regiões triangulares (b).

### 4.4.3 Padrão PWM Baseado na Identificação de Regiões Triangulares

*Caso 7a: Modulação Triangular.*

Este padrão de chaveamento será referido como *modulação triangular* para facilitar a identificação nas comparações futuras. Neste caso, a proposta é sintetizar o vetor de referência a partir dos três vetores que estejam o mais próximo possível da extremidade do vetor de referência (vizinhos). Ou seja: dada a localização de  $\mathbf{v}^*$  é sempre possível identificar um conjunto definido por três grupos de vetores os quais definem uma região triangular que contém a extremidade  $\mathbf{v}^*$ .

Para melhor ilustrar a descrição anterior, na Figura 4.27(a) mostra-se o vetor de referência  $\mathbf{v}^*$ , localizado no triângulo B (setor 1) e os vetores disponíveis ( $\mathbf{V}_{25}$ ,  $\mathbf{V}_{26}$ ,  $\mathbf{V}_{16}$ ,  $\mathbf{V}_{11}$  e  $\mathbf{V}_{61}$ ), além de todas as regiões “A”, “B”, “C” e “D” – para cada setor de  $60^\circ$  do plano  $dq$ .

Na Figura 4.28 é possível verificar as equações de  $v_{sq} = f(v_{sd})$  que definem as retas limites entre as diferentes regiões triangulares. Com base nestas equações é possível identificar se o vetor de referência encontra-se nos triângulos “A”, “B”, “C” ou “D” de forma a determinar a seqüência de vetores a ser aplicada. De modo mais claro, os

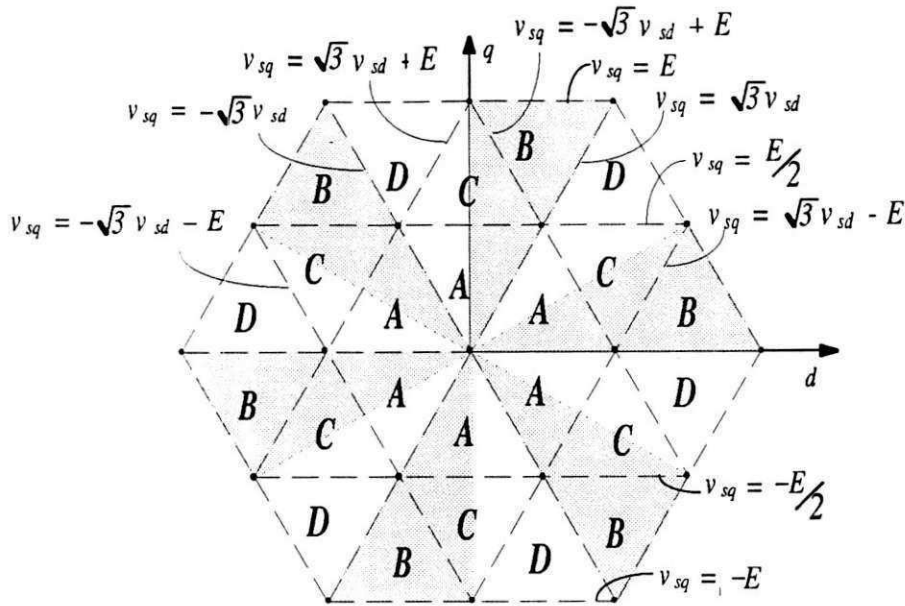


Figura 4.28: Ilustração do plano  $dq$  repartido em regiões triangulares para setores de  $60^\circ$ .

Tabela 4.13: Testes lógicos para identificação das regiões triangulares.

$0 \leq \theta < 60^\circ$	$60^\circ \leq \theta < 120^\circ$	$120^\circ \leq \theta < 180^\circ$
$\text{se } v_{sq}^* > E/2 \rightarrow D$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* < -\sqrt{3}v_{sd}^* + E \rightarrow A$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* < \sqrt{3}v_{sd}^* - E \rightarrow B$ c.c. $\rightarrow C$ (c.c.=caso contrário)	$\text{se } v_{sq}^* < E/2 \rightarrow A$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* > -\sqrt{3}v_{sd}^* + E \rightarrow B$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* > \sqrt{3}v_{sd}^* + E \rightarrow D$ c.c. $\rightarrow C$	$\text{se } v_{sq}^* > E/2 \rightarrow B$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* < -\sqrt{3}v_{sd}^* + E \rightarrow D$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* < \sqrt{3}v_{sd}^* + E \rightarrow A$ c.c. $\rightarrow C$
$180^\circ \leq \theta < 240^\circ$	$240^\circ \leq \theta < 300^\circ$	$300^\circ \leq \theta < 360^\circ$
$\text{se } v_{sq}^* < -E/2 \rightarrow D$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* > -\sqrt{3}v_{sd}^* - E \rightarrow A$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* > \sqrt{3}v_{sd}^* + E \rightarrow B$ c.c. $\rightarrow C$	$\text{se } v_{sq}^* > -E/2 \rightarrow A$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* < -\sqrt{3}v_{sd}^* - E \rightarrow B$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* < \sqrt{3}v_{sd}^* - E \rightarrow D$ c.c. $\rightarrow C$	$\text{se } v_{sq}^* < -E/2 \rightarrow B$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* > -\sqrt{3}v_{sd}^* + E \rightarrow D$ c.c. $\text{se } v_{sq}^* > \sqrt{3}v_{sd}^* - E \rightarrow A$ c.c. $\rightarrow C$

testes a serem realizados para identificação das regiões triangulares é apresentado na Tabela 4.13. Ainda para este padrão PWM, ficam definidas as seqüências de aplicação dos vetores da Tabela 4.14, onde, para todas as regiões triangulares no plano  $dq$ , estão indicadas a seleção dos vetores e a distribuição dos tempos. A Figura 4.27(b), mostra os índices que relacionam os tempos da Tabela 4.14 com o grupo ao qual pertence o vetor.

Tabela 4.14: Seleção dos Vetores do Caso 7a.

$t_i \setminus (\Delta)$	$0 \leq \theta < 60^\circ$ (A)	$t_i \setminus (\Delta)$	$60^\circ \leq \theta < 120^\circ$ (A)	$t_i \setminus (\Delta)$	$120^\circ \leq \theta < 180^\circ$ (A)
$t_0/4$	$V_{70}$	$t_0/4$	$V_{70}$	$t_0/4$	$V_{70}$
$t_{61}/2$	$V_{61}$	$t_{23}/2$	$V_{23}$	$t_{23}/2$	$V_{23}$
$t_{12}/2$	$V_{12}$	$t_{12}/2$	$V_{12}$	$t_{34}/2$	$V_{34}$
$t_0/2$	$V_{07}$	$t_0/2$	$V_{07}$	$t_0/2$	$V_{07}$
$t_{12}/2$	$V_{36}$	$t_{12}/2$	$V_{36}$	$t_{34}/2$	$V_{52}$
$t_{61}/2$	$V_{25}$	$t_{23}/2$	$V_{41}$	$t_{23}/2$	$V_{41}$
$t_0/4$	$V_{70}$	$t_{23}/2$	$V_{70}$	$t_0/4$	$V_{70}$

$t_i \setminus (\Delta)$	$0 \leq \theta < 60^\circ$ (B)	$t_i \setminus (\Delta)$	$60^\circ \leq \theta < 120^\circ$ (B)	$t_i \setminus (\Delta)$	$120^\circ \leq \theta < 180^\circ$ (B)
$t_{61}/2$	$V_{25}$	$t_{12}/2$	$V_{36}$	$t_{23}/2$	$V_{41}$
$t_2/2$	$V_{26}$	$t_2/2$	$V_{31}$	$t_2/2$	$V_{42}$
$t_3$	$V_{16}$	$t_3$	$V_{21}$	$t_3$	$V_{32}$
$t_2/2$	$V_{11}$	$t_2/2$	$V_{22}$	$t_2/2$	$V_{33}$
$t_{61}/2$	$V_{61}$	$t_{12}/2$	$V_{12}$	$t_{23}/2$	$V_{23}$

$t_i \setminus (\Delta)$	$0 \leq \theta < 60^\circ$ (C)	$t_i \setminus (\Delta)$	$60^\circ \leq \theta < 120^\circ$ (C)	$t_i \setminus (\Delta)$	$120^\circ \leq \theta < 180^\circ$ (C)
$t_{61}/2$	$V_{25}$	$t_{12}/2$	$V_{36}$	$t_{34}/2$	$V_{41}$
$t_2/2$	$V_{26}$	$t_2/2$	$V_{31}$	$t_2/2$	$V_{42}$
$t_{12}/2$	$V_{36}$	$t_{23}/2$	$V_{41}$	$t_{23}/2$	$V_{52}$
$t_{61}/2$	$V_{61}$	$t_{12}/2$	$V_{12}$	$t_{34}/2$	$V_{23}$
$t_2/2$	$V_{11}$	$t_2/2$	$V_{22}$	$t_2/2$	$V_{33}$
$t_{12}/2$	$V_{12}$	$t_{23}/2$	$V_{23}$	$t_{23}/2$	$V_{34}$

$t_i \setminus (\Delta)$	$0 \leq \theta < 60^\circ$ (D)	$t_i \setminus (\Delta)$	$60^\circ \leq \theta < 120^\circ$ (D)	$t_i \setminus (\Delta)$	$120^\circ \leq \theta < 180^\circ$ (D)
$t_{12}/2$	$V_{36}$	$t_{23}/2$	$V_{41}$	$t_{34}/2$	$V_{52}$
$t_2/2$	$V_{26}$	$t_2/2$	$V_{31}$	$t_2/2$	$V_{42}$
$t_3$	$V_{21}$	$t_3$	$V_{32}$	$t_3$	$V_{43}$
$t_2/2$	$V_{11}$	$t_2/2$	$V_{22}$	$t_2/2$	$V_{33}$
$t_{12}/2$	$V_{12}$	$t_{23}/2$	$V_{23}$	$t_{34}/2$	$V_{34}$



$t_i \setminus (\Delta)$	$180^\circ \leq \theta < 240^\circ$ (A)	$t_i \setminus (\Delta)$	$240^\circ \leq \theta < 300^\circ$ (A)	$t_i \setminus (\Delta)$	$300^\circ \leq \theta < 360^\circ$ (A)
$t_0/4$	$V_{70}$	$t_0/4$	$V_{70}$	$t_0/4$	$V_{70}$
$t_{45}/2$	$V_{45}$	$t_{45}/2$	$V_{45}$	$t_{61}/2$	$V_{61}$
$t_{34}/2$	$V_{24}$	$t_{56}/2$	$V_{56}$	$t_{56}/2$	$V_{56}$
$t_0/2$	$V_{07}$	$t_0/2$	$V_{07}$	$t_0/2$	$V_{07}$
$t_{34}/2$	$V_{52}$	$t_{56}/2$	$V_{14}$	$t_{56}/2$	$V_{14}$
$t_{45}/2$	$V_{63}$	$t_{45}/2$	$V_{63}$	$t_{61}/2$	$V_{25}$
$t_0/4$	$V_{70}$	$t_0/4$	$V_{70}$	$t_0/4$	$V_{70}$

$t_i \setminus (\Delta)$	$180^\circ \leq \theta < 240^\circ$ (B)	$t_i \setminus (\Delta)$	$240^\circ \leq \theta < 300^\circ$ (B)	$t_i \setminus (\Delta)$	$300^\circ \leq \theta < 360^\circ$ (B)
$t_{34}/2$	$V_{52}$	$t_{45}/2$	$V_{63}$	$t_{56}/2$	$V_{14}$
$t_2/2$	$V_{53}$	$t_2/2$	$V_{64}$	$t_2/2$	$V_{15}$
$t_3$	$V_{43}$	$t_3$	$V_{54}$	$t_3$	$V_{65}$
$t_2/2$	$V_{33}$	$t_2/2$	$V_{55}$	$t_2/2$	$V_{66}$
$t_{34}/2$	$V_{34}$	$t_{45}/2$	$V_{45}$	$t_{56}/2$	$V_{56}$

$t_i \setminus (\Delta)$	$180^\circ \leq \theta < 240^\circ$ (C)	$t_i \setminus (\Delta)$	$240^\circ \leq \theta < 300^\circ$ (C)	$t_i \setminus (\Delta)$	$300^\circ \leq \theta < 360^\circ$ (C)
$t_{34}/2$	$V_{52}$	$t_{45}/2$	$V_{63}$	$t_{61}/2$	$V_{14}$
$t_2/2$	$V_{53}$	$t_2/2$	$V_{64}$	$t_2/2$	$V_{15}$
$t_{45}/2$	$V_{63}$	$t_{56}/2$	$V_{14}$	$t_{56}/2$	$V_{25}$
$t_{34}/2$	$V_{34}$	$t_{45}/2$	$V_{45}$	$t_{61}/2$	$V_{56}$
$t_2/2$	$V_{33}$	$t_2/2$	$V_{55}$	$t_2/2$	$V_{66}$
$t_{45}/2$	$V_{45}$	$t_{56}/2$	$V_{56}$	$t_{56}/2$	$V_{61}$

$t_i \setminus (\Delta)$	$180^\circ \leq \theta < 240^\circ$ (D)	$t_i \setminus (\Delta)$	$240^\circ \leq \theta < 300^\circ$ (D)	$t_i \setminus (\Delta)$	$300^\circ \leq \theta < 360^\circ$ (D)
$t_{45}/2$	$V_{63}$	$t_{23}/2$	$V_{14}$	$t_{61}/2$	$V_{25}$
$t_2/2$	$V_{53}$	$t_2/2$	$V_{64}$	$t_2/2$	$V_{15}$
$t_3$	$V_{54}$	$t_3$	$V_{65}$	$t_3$	$V_{16}$
$t_2/2$	$V_{33}$	$t_2/2$	$V_{55}$	$t_2/2$	$V_{66}$
$t_{45}/2$	$V_{45}$	$t_{23}/2$	$V_{56}$	$t_{61}/2$	$V_{61}$

A presente estratégia PWM tem melhores características com neutro duplo (neutro duplo  $v_{so} = v_{s0'} = 0$ ). A escolha dos vetores a serem aplicados é função da região triangular definida por A, B, C, D e do índice de modulação ( $M$ ). Para índices de modulação maiores que 0,5 ( $M > 0,5$ ), a tensão de modo comum só é nula na média (os vetores do grupo 2 são usados). Na distribuição dos tempos de aplicação dos vetores,

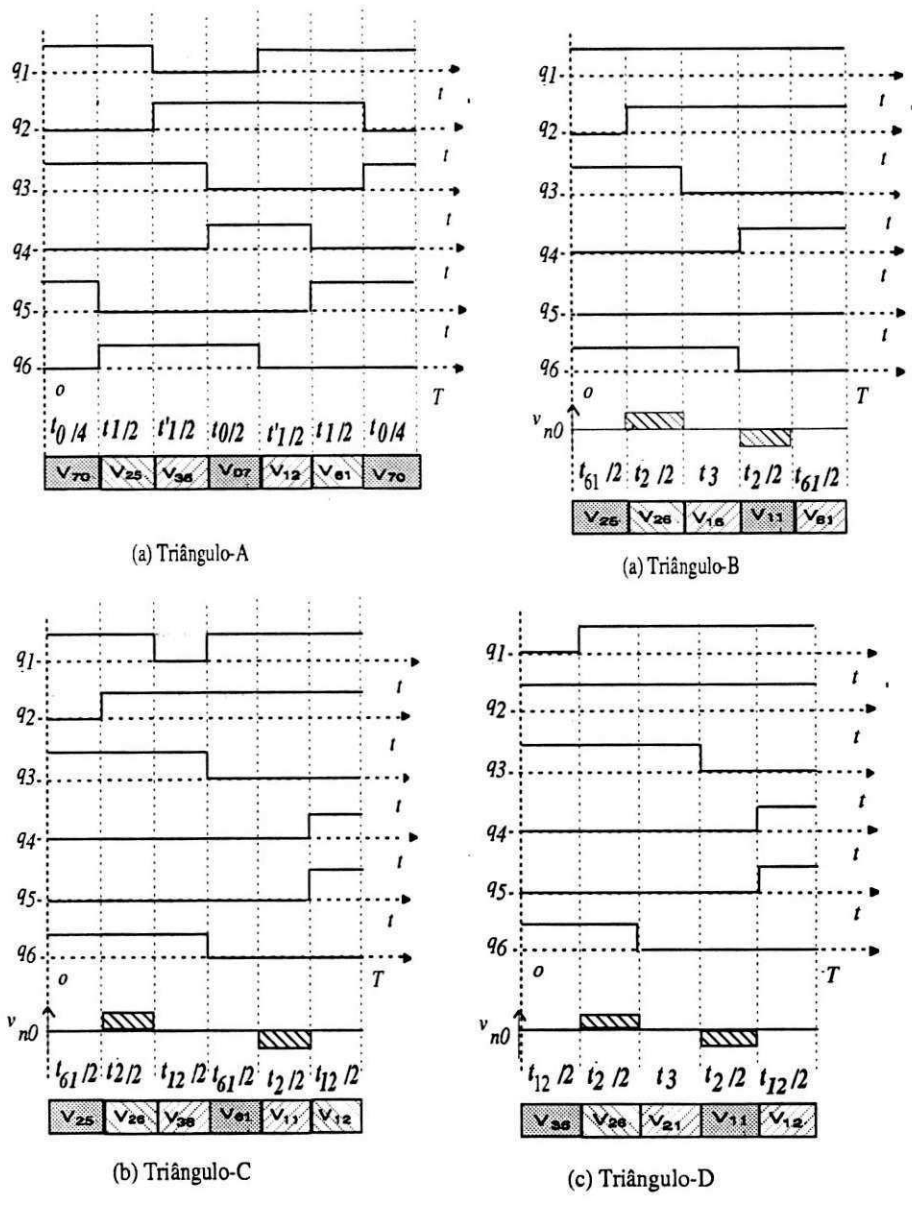


Figura 4.29: Pulsos de comando das chaves superiores para as regiões triangulares A, B, C e D (Setor 1, Caso 7a)

é importante destacar que, além da sintetização do vetor de referência, espera-se que  $v_{sx}$  e  $v_{sy}$  tenham média nula em um período de chaveamento  $T$ . Os pulsos de comando das chaves para as regiões triangulares A, B, C e D são mostrados na Figura 4.29. Os vetores selecionados para a região A são os mesmos do Caso 6a.

A notação dos intervalos de tempo dos vetores apresentados na Tabela 4.14 foi definida com base na Figura 4.27(b) e os índices 2 e 3 estão associados aos grupos de vetores 2 e 3. O índice duplo, fixa exatamente qual vetor do grupo 1 está sendo falado, por exemplo 61 é o vetor entre os setores vizinhos 6 e 1. Dito isto, o vetor  $\mathbf{V}_1$  na equação (4.55) para as regiões triangulares B e D é sempre o vetor comum a dois setores adjacentes. Na região C, vai ser sempre o primeiro vetor do sentido anti-horário. Para a região A,  $\mathbf{V}_1 = \mathbf{V}_0$  (vetor nulo). De acordo com a técnica PWM no espaço vetorial, pode-se escrever

$$\mathbf{v}^*T = \mathbf{V}_1t_1 + \mathbf{V}_2t_2 + \mathbf{V}_3t_3 \quad (4.55)$$

com os tempos  $t_1$ ,  $t_2$  e  $t_3$  restritos a

$$T = t_1 + t_2 + t_3 \quad (4.56)$$

Usando (4.55) e (4.56), introduzindo  $\mathbf{V}_1 = v_{1d} + jv_{1q}$ ,  $\mathbf{V}_2 = v_{2d} + jv_{2q}$ ,  $\mathbf{V}_3 = v_{3d} + jv_{3q}$  e  $\mathbf{v}^* = v_{sd}^* + v_{sq}^*$  podem-se determinar os tempos  $t_2$  e  $t_3$ , que neste caso são

$$t_2 = \frac{(v_{sd}^* - v_{1d})(v_{3q} - v_{1q}) - (v_{sq}^* - v_{1q})(v_{3d} - v_{1d})}{(v_{2d} - v_{1d})(v_{3q} - v_{1q}) - (v_{2q} - v_{1q})(v_{3d} - v_{1d})}T \quad (4.57)$$

$$t_3 = \frac{(v_{sq}^* - v_{1q})(v_{2d} - v_{1d}) - (v_{sd}^* - v_{1d})(v_{2q} - v_{1q})}{(v_{2d} - v_{1d})(v_{3q} - v_{1q}) - (v_{2q} - v_{1q})(v_{3d} - v_{1d})}T \quad (4.58)$$

#### Algoritmo

- Passo 1: Identificar o setor, utilizando as condições da Tabela 4.7.
- Passo 2: Identificar a região triangular utilizando as condições da Tabela 4.13.
- Passo 3: Calcular os tempos  $t_2$  e  $t_3$  usando (4.57) e (4.58).
- Passo 4: Determinar o intervalo de tempo  $t_1$  usando (4.56) e distribuir os tempos segundo a Tabela 4.14.
- Passo 5: Programar o tempo de aplicação dos vetores.

## 4.5 Modulação Escalar para MIH 60°

A técnica de modulação escalar aplicada na máquina trifásica padrão tem seus conceitos bem definidos na literatura ([54–56, 60]). A influência do fator de distribuição ( $\mu$ ),

suas relações com a distribuição dos tempos de vetores e as modulantes equivalentes são bem discutidas na literatura.

Visto isto, é possível definir uma técnica de modulação escalar para o cálculo direto das larguras de pulso usando as tensões de fase de referência para o controle do inversor hexafásico. Como demonstrado para o caso trifásico, há uma equivalência entre a técnica vetorial e a escalar digital. A partir do cálculo da largura de pulso, é possível obter os tempos de aplicação dos vetores no sistema hexafásico.

Em virtude da simplicidade de cálculos e implementação da modulação escalar, comprovando-se sua equivalência para o caso do acionamento hexafásico, a mesma se torna bastante adequada. No entanto, no caso das estratégias desenvolvidas, é importante notar que além da introdução de componentes homopolares é necessário definir regras para a distribuição das larguras de pulso, em uma mesma fase.

Observando as equações básicas (4.1) e (4.2), as larguras de pulso  $\tau_i, i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  durante as quais as chaves correspondentes devem ser mantidas em estado de condução são dadas por

$$\tau_i = \left(\frac{v_{i0}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)T = \left(\frac{v_{si}^* + v_h}{E} + \frac{1}{2}\right)T \quad \text{onde } i = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (4.59)$$

A tensão  $v_h$  é uma componente de seqüência nula (ou homopolar) e como demonstrado, na seção (4.2) deste capítulo, não produz distorção nas tensões de fase.

Com neutro simples, para um caso geral, onde  $v_h \neq 0$  a mesma é calculada, pela expressão (4.60), em função da razão de distribuição das rodas livres (*free-wheeling*)  $\mu$

$$v_h = E\left(\frac{1}{2} - \mu\right) - (1 - \mu)v_{sM}^* - \mu v_{sm}^*. \quad (4.60)$$

Onde  $v_{sM}^*$  e  $v_{sm}^*$  são os valores máximo e mínimo no conjunto  $[v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*, v_{s4}^*, v_{s5}^*, v_{s6}^*]$ , respectivamente.

Note que se  $\mu = 0, 5$ ;  $v_h$  se anula pois  $v_{sM}^* = -v_{sm}^*$ . Isto significa perder a liberdade de impor um  $\mu$  diferente, resultando, por exemplo, em não aproveitar plenamente a tensão do barramento  $CC$ .

Com neutro duplo, é possível definir um fator de distribuição distinto para cada conjunto trifásico ( $\mu_1$  e  $\mu_2$ ) com o fator de distribuição total ou geral ( $\mu_T$ ), que é função de  $\mu_1$  e  $\mu_2$ , admitindo múltiplas soluções.

$$\mu_1 = \frac{T - \tau_{M1}}{T - \tau_{M1} + \tau_{m1}} \quad (4.61)$$

$$\mu_2 = \frac{T - \tau_{M2}}{T - \tau_{M2} + \tau_{m2}} \quad (4.62)$$

$$\mu_T = \frac{T - \tau_M}{T - \tau_M + \tau_m} = \frac{\mu_2}{\mu_2 + (1 - \mu_1)} \quad (4.63)$$

Onde  $\tau_{M1}$  e  $\tau_{m1}$  são os valores máximo e mínimo do primeiro conjunto trifásico  $[\tau_1, \tau_3, \tau_5]$ , respectivamente. Para o segundo conjunto trifásico  $\tau_{M2}$  e  $\tau_{m2}$  são os valores máximo e mínimo de  $[\tau_2, \tau_4, \tau_6]$ , respectivamente. Para a máquina total  $\tau_M$  e  $\tau_m$  são os valores máximo e mínimo no conjunto  $[\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5, \tau_6]$ , respectivamente.

De modo geral, as componentes homopolares ( $v_{h1}$  e  $v_{h2}$ ) podem ser calculadas pelas expressões

$$v_{h1} = E\left(\frac{1}{2} - \mu_1\right) - (1 - \mu_1)v_{sM1}^* - \mu_1 v_{sm1}^* \quad (4.64)$$

e

$$v_{h2} = E\left(\frac{1}{2} - \mu_2\right) - (1 - \mu_2)v_{sM2}^* - \mu_2 v_{sm2}^* \quad (4.65)$$

Onde  $v_{sM1}^*$  e  $v_{sm1}^*$  são os valores máximo e mínimo do primeiro conjunto trifásico  $[v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*]$ , respectivamente. Para o segundo conjunto trifásico  $v_{sM2}^*$  e  $v_{sm2}^*$  são os valores máximo e mínimo de  $[v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*]$ , respectivamente.

Se, em cada conjunto trifásico;  $v_{h1} = v_{h2} = 0$  os  $\mu$ 's variam em cada máquina de forma semelhante à máquina trifásica padrão. Este comportamento é ilustrado na Figura 4.30. Na Figura 4.31 é ilustrado o caso onde se deseja  $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$  e apresenta como resultado sinais modulantes não senoidais pela superposição de componente hompolar. Na Figura 4.32, são apresentados os pulsos de comando e vetores resultantes quando nenhuma componente homopolar é injetada. Por outro lado, as alterações que ocorrem, na distribuição dos tempos e na seleção de vetores, quando é feito  $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$  são ilustradas na Figura 4.33.

A Figura 4.34 apresenta um conjunto de sinais modulantes e os respectivos  $\mu$ 's para fase  $s_1$  do primeiro grupo trifásico.

De modo geral, devido às particularidades das tensões da máquina hexafásica simétrica ( $60^\circ$ ), as expressões (4.59) tornam-se

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{10}^* \quad (4.66)$$

$$\tau_3 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{30}^* \quad (4.67)$$

$$\tau_5 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{50}^* \quad (4.68)$$

$$\tau_2 = T - \tau_5 \quad (4.69)$$

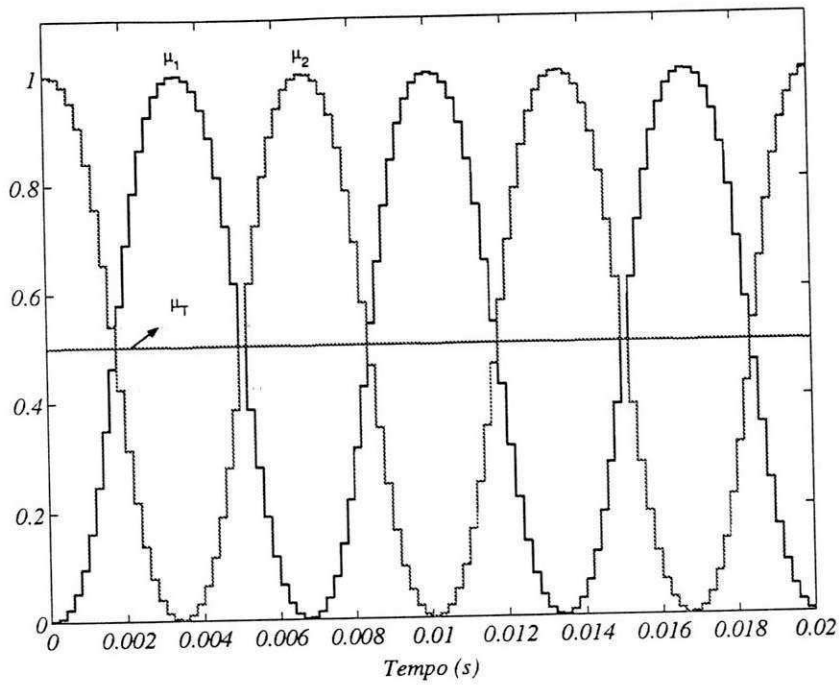


Figura 4.30: Comportamento dos  $\mu$ 's quando  $v_{h1} = v_{h2} = 0$ .

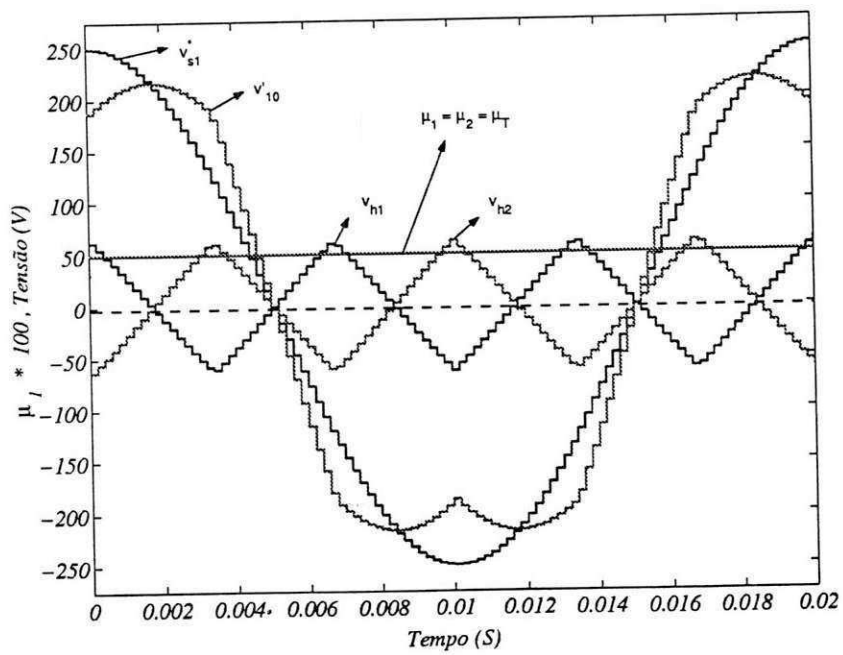


Figura 4.31: Sinais modulante e homopolares para  $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$ .

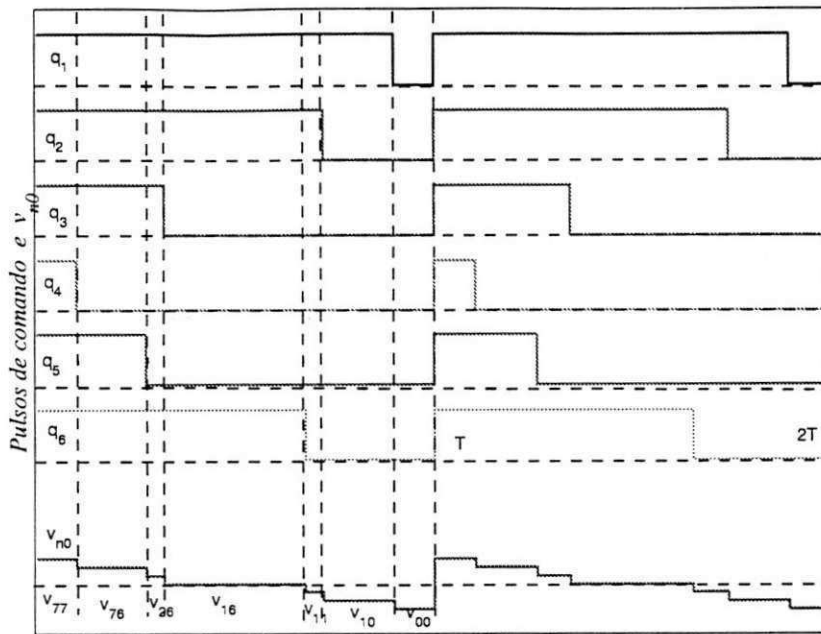


Figura 4.32: Pulsos de comando e vetores resultantes para  $v_{h1} = v_{h2} = 0$ .

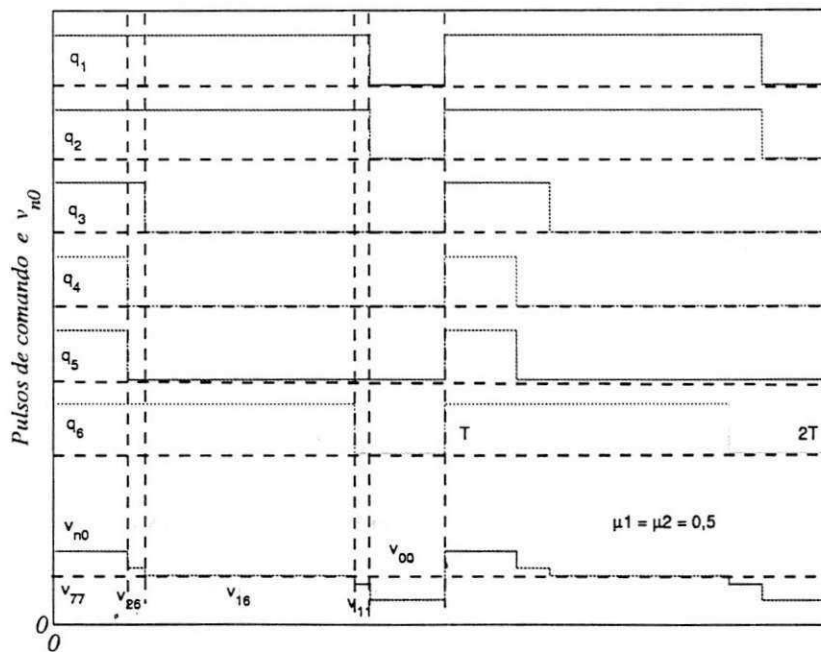


Figura 4.33: Pulsos de comando e vetores resultantes para  $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$ .

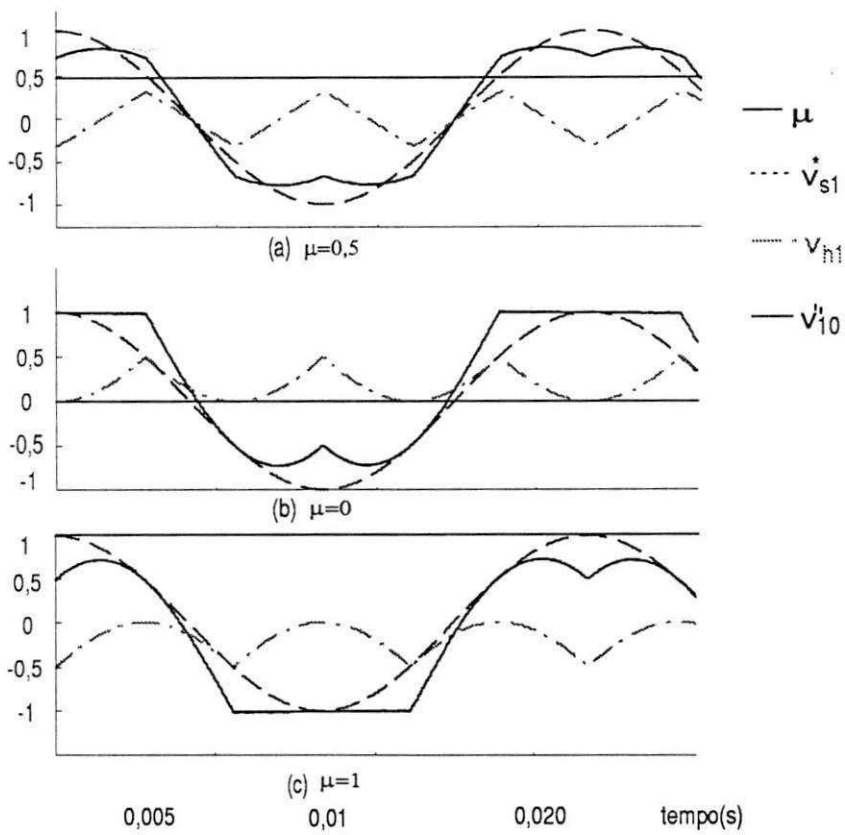


Figura 4.34: Sinais modulantes não senoidais, componentes homopolares e os respectivos  $\mu$ 's.



$$\tau_4 = T - \tau_1. \quad (4.70)$$

$$\tau_6 = T - \tau_3. \quad (4.71)$$

Os valores das larguras de pulso  $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5$  e  $\tau_6$  podem ser usados para definir os tempos de aplicação dos vetores usados em cada estratégia vetorial definida anteriormente.

#### Casos 1a e 2a

Passo 1: Identificar o setor  $z$  utilizando as condições da Tabela 4.4 ou pela avaliação das larguras de pulso.

Passo 2: ordenar  $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5$  e  $\tau_6$  pela magnitude  $\tau_{Mk} > \tau_{Mi} > \tau_i > \tau_k > \tau_{mk} > \tau_{mi}$  (I) ou  $\tau_{Mi} > \tau_{Mk} > \tau_k > \tau_i > \tau_{mi} > \tau_{mk}$  (II), calculada a partir de  $\tau_{Mk} = \max\{\tau_1, \tau_3, \tau_5\}; k = 1, 3, 5$  (conjunto trifásico 1) e  $\tau_{Mi} = \max\{\tau_2, \tau_4, \tau_6\}; i = 2, 4, 6$  (conjunto trifásico 2);  $\tau_M = \max\{\tau_{Mk}, \tau_{Mi}\}; \tau_{mk} = T - \tau_{Mk}; \tau_{mi} = T - \tau_{Mi}; \tau_m = T - \tau_M$ . Com o conjunto total ordenado  $\{\tau_M, \tau_{i4}, \tau_{i3}, \tau_{i2}, \tau_{i1}, \tau_m\}$  que resulta de (I) ou (II), é possível determinar o tempo de aplicação de cada vetor.

Passo 3: Calcular  $t_{0i} = \tau_m; t_{0f} = T - \tau_M; t_3 = \tau_{i3} - \tau_{i2}; t_2 = 2(\tau_{i4} - \tau_{i3}); t_1 = 2(\tau_M - \tau_{i4}); t_0 = T - t_1 - t_2 - t_3$

Passo 4: Aplicar  $V_{77}$  e  $V_{00}$ , para o Caso 1a, ou  $V_{07}$  e  $V_{70}$ , para o Caso 2a, com  $t_{0i} = t_{0f} = t_0/2$ .

Passo 5: Programar o modelo de chaveamento para as tensões de polo.

De modo inverso é possível calcular facilmente a largura de pulso pelo tempo de aplicação de cada vetor

$$\tau_M = T - t_0/2 \quad (4.72)$$

$$\tau_{i4} = T - t_0/2 - t_1/2 \quad (4.73)$$

$$\tau_{i3} = T/2 + t_3/2 \quad (4.74)$$

$$\tau_{i2} = T/2 - t_3/2 \quad (4.75)$$

$$\tau_{i1} = T/2 + t_1/2 \quad (4.76)$$

$$\tau_m = t_0/2 \quad (4.77)$$

Em algumas estratégias há uma certa dificuldade de estabelecer a equivalência direta entre a modulação vetorial e escalar em virtude do maior número de fases e a maior quantidade (redundância) de vetores.

### 4.5.1 Resultados de Simulação

Os estudos por simulações foram realizados a partir de um programa em linguagem C, no qual as equações diferenciais do modelo  $dq$  foram resolvidas utilizando-se o método Runge-Kutta de 4ª ordem. Para a obtenção de resultados preliminares das estratégias propostas foi feita a implementação de um programa que simula duas configurações de acionamento de máquinas. A primeira configuração é composta por um conjunto inversor/máquina de indução trifásica. A segunda simula um conjunto inversor/máquina de indução hexafásica. Todos os dispositivos de chaveamento foram considerados ideais. O modelo da máquina foi escrito para o referencial estático  $dq$  utilizando os fluxos rotóricos e estáticos como variáveis de estado.

Devido às dificuldades e limitações da configuração com neutro simples, todos os resultados obtidos para, efeito de comparação da máquina hexafásica, foram tomados com *neutro duplo*, sem artifícios para melhorar o aproveitamento do barramento  $CC$  ( $V_{sdqMax} = \frac{\sqrt{3}}{2}E$ ). A nova definição do índice de modulação ( $m$ ) passa a ser

$$m = \frac{\sqrt{(v_{sd}^*)^2 + (v_{sq}^*)^2}}{\sqrt{3}/2E} \quad (4.78)$$

e a amplitude da tensão de fase pode alcançar  $E/2$ .

Quando da comparação entre tipos de máquina diferentes (trifásica padrão, hexafásica de 30° ou 60°) é feito o ajuste da tensão do barramento  $CC$ , de modo que desenvolvam a mesma potência em  $dq$ .

Para todas as estratégias de modulação foi utilizado um período de chaveamento  $T = 200\mu s$  (5kHz), exceto para os Casos 2a e 5a, onde  $T = 266,7\mu s$  e para o Caso 3a  $T = 333,3\mu s$ , de forma que a frequência de chaveamento média em todos os casos sejam compatíveis. A tensão do barramento  $CC$  é igual a  $E = 500$  V.

#### Tensão Modo Comum

Resultados da máquina trifásica foram obtidos por simulação para comparações relativas à tensão de modo comum. A Figura 4.35 mostra o comportamento da tensão de modo comum para a modulação escalar convencional, sem reversão de pulso, com  $v_{n0}$  médio nulo e será referido como Caso 0. Como esperado, a tensão de modo comum assume quatro valores, como demonstrado na Tabela 3.1.

As Figuras 4.36 e 4.37, mostram os resultados de simulação observados quando o acionamento hexafásico é utilizado para os casos 1a e 2a, respectivamente. Mais uma vez, como esperado, a tensão de modo comum apresenta sete níveis para o Caso 1a (amplitude máxima  $\frac{1}{2}E$ ) e apenas três níveis para o Caso 2a (amplitude máxima  $\frac{1}{6}E$ ).

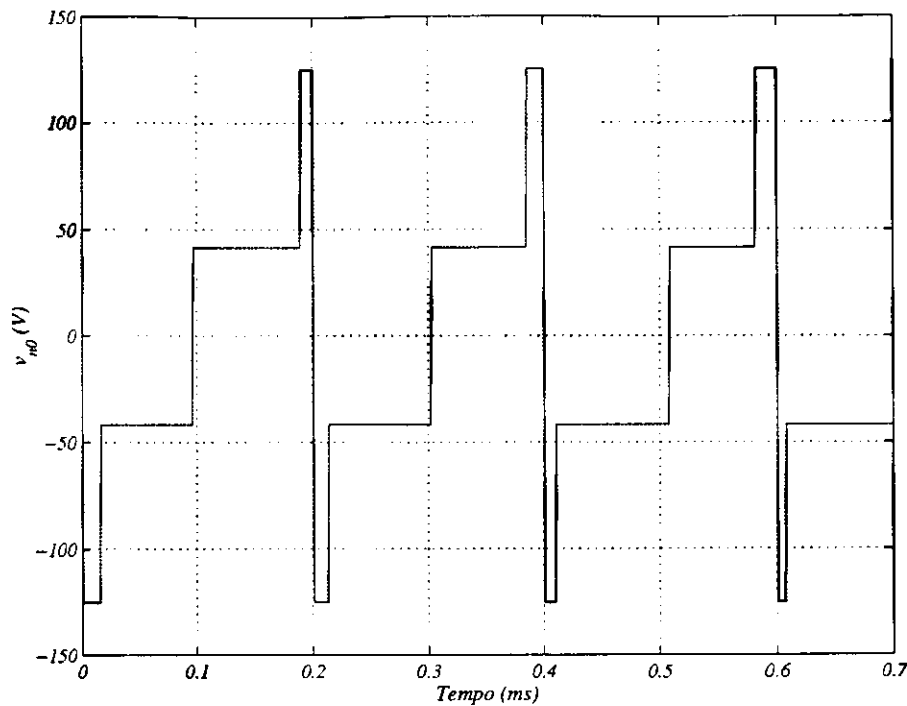


Figura 4.35: Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada quando um inversor trifásico alimenta uma máquina de indução trifásica (Caso 0).

Note que, para os casos 1a e 2a, um destes níveis é zero e isto sempre ocorre quando, num inversor hexafásico, quaisquer três das seis chaves superiores e três das chaves inferiores estão conduzindo simultaneamente.

Os resultados de simulação para as modulações com compensação instantânea da tensão de modo comum (Casos 3a, 4a, 5a e 6a), apresentaram tensão de modo comum exatamente nula pelo fato de se considerar que as chaves eram ideais. Portanto, tais resultados são omitidos.

No Caso 7a, para índices de modulação maiores que 0,57, o vetor tensão de referência passa pelas regiões B, C e D onde um dos três vetores escolhidos é do grupo 2 e, conseqüentemente, a tensão de modo comum deixa de ser nula instantaneamente. Entretanto, tem um comportamento semelhante ao Caso 2a, isto é, tensão de modo comum nula na média e com valor baixo (veja a Figura 4.37). Para índice de modulação menor que 0,57 a tensão de modo comum é nula instantaneamente.

#### Análise de WTHD e THD

Com o intuito de classificar as estratégias PWM, foram realizadas diversas simulações para cada uma das estratégias apresentadas, variando o índice de modulação ( $m$ ). Para cada simulação foi computado o valor da distorção harmônica ponderada (*WTHD* -

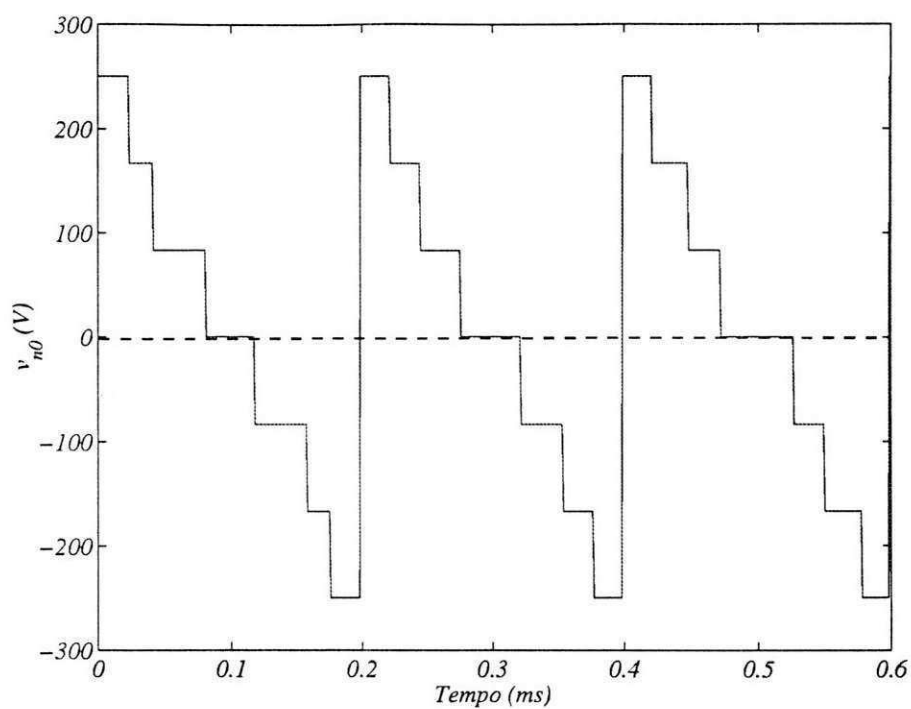


Figura 4.36: Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para Caso 1a.

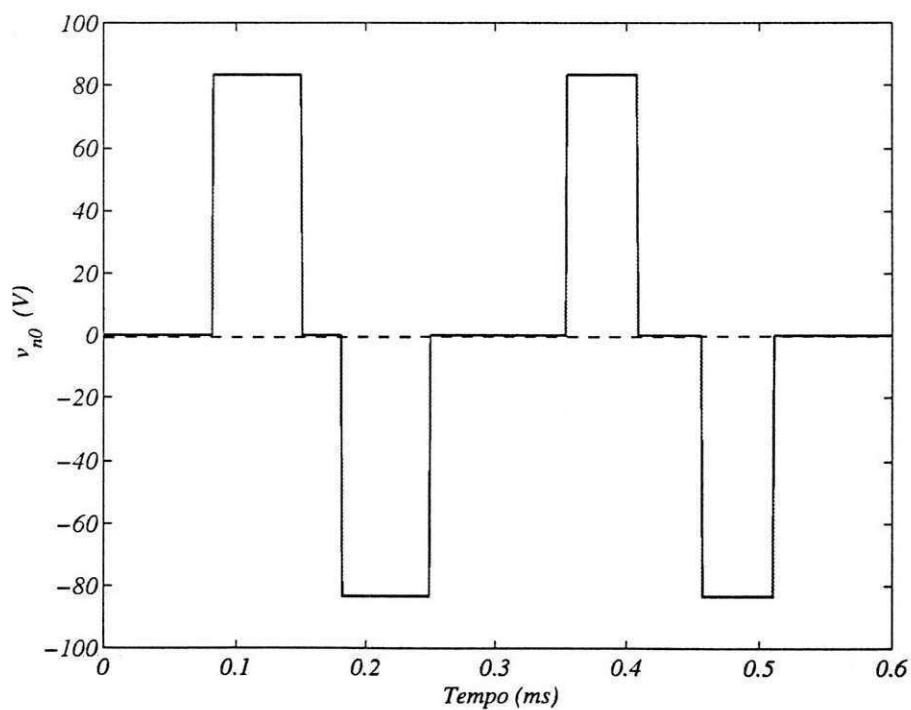


Figura 4.37: Resultado de simulação: tensão de modo comum gerada para Caso 2a.

Weighted Total Harmonic Distortion) das componentes de tensão do plano  $dq$  e de fase. O WTHD apresentado na Figura 4.38 foi calculado a partir da expressão

$$WTHD(h) = 100 \left[ \frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^h \left( \frac{a_i}{i} \right)^2} \right]$$

sendo que:

$a_1$  é a amplitude da componente fundamental do respectivo eixo;

$a_i$  é a amplitude da  $i$ -ésima componente harmônica e

$h$  é o número de harmônicos considerados no cálculo (250)

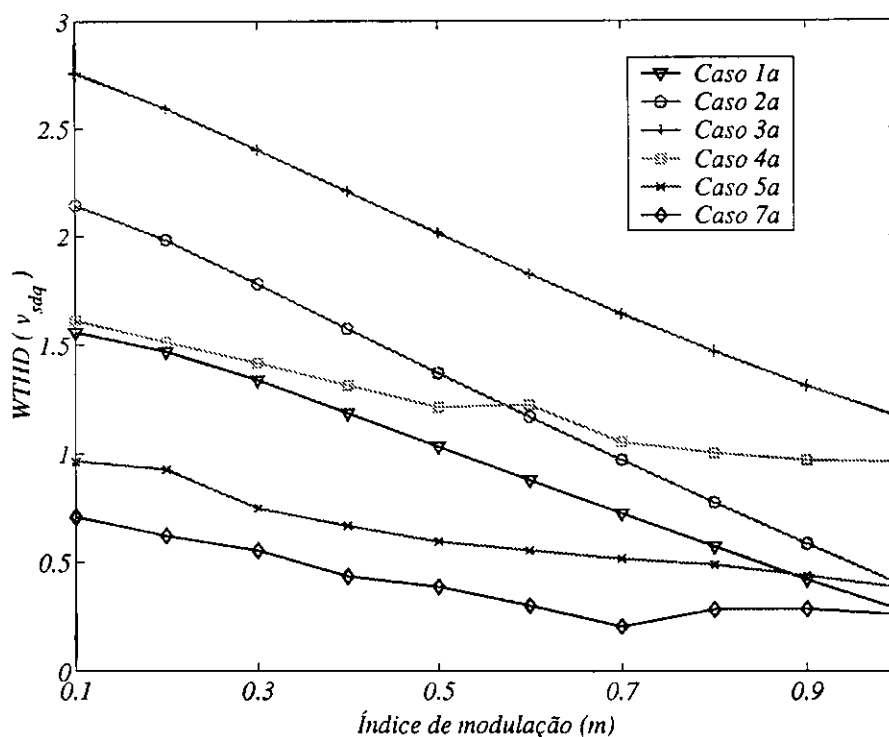


Figura 4.38: Resultados de simulação referente à distorção harmônica total das componentes de tensão  $dq$  (WTHD).

A opção de utilizar este índice de avaliação advém do fato que é possível realizar os cálculos em termos da tensão de saída (considerando o efeito da frequência de chaveamento) bem como da corrente de carga.

A Figura 4.38 mostra as curvas de distorção harmônica total ponderada (WTHD) para as estratégias de modulação definidas anteriormente e relativo as componentes de tensões  $dq$ . Observando as curvas da WTHD, claramente se verifica que o Caso 3a apresenta pior distorção harmônica em toda faixa de índice de modulação além de não aproveitar plenamente a tensão do barramento  $CC$ . O Caso 1a apresentou uma

distorção harmônica baixa para  $m = 1$ . As modulações dos Casos 5a e 7a apresentou comportamento excelente em toda faixa de índice de modulação  $m$ , em relação às demais, sendo melhor a do Caso 7a.

A Figura 4.39 mostra o comportamento da tensão de fase quanto a WTHD das estratégias e se observa que o Casos 1a e 4a apresentam bom comportamento em toda faixa de índice de modulação. Os Casos 7a, 5a e 3a apresentou um comportamento pior para índices de modulação menores que 0,5.

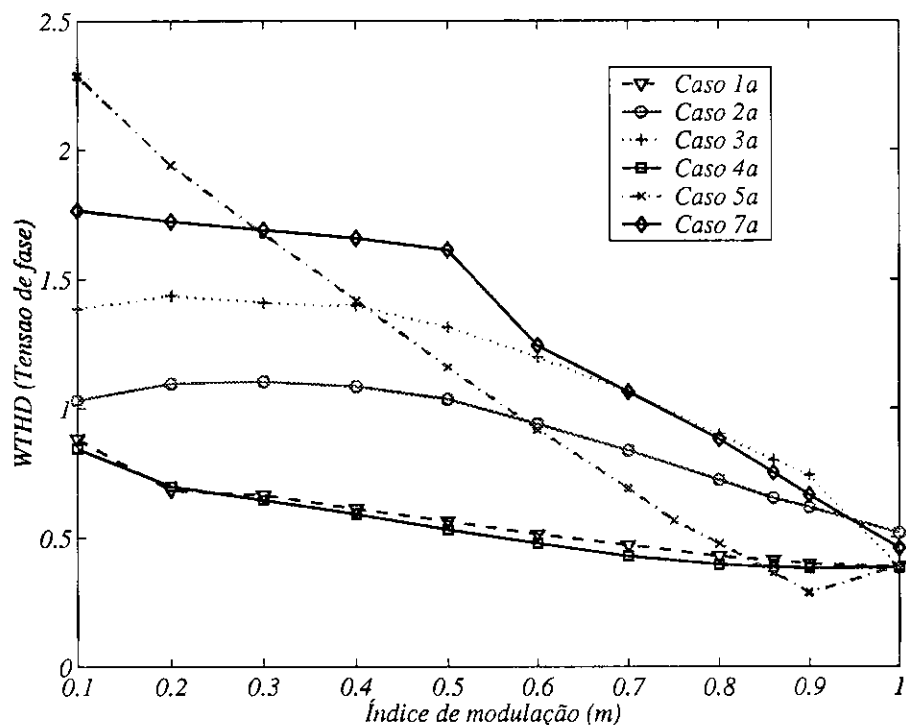


Figura 4.39: Resultados de simulação referente à distorção harmônica total da tensão de fase (WTHD).

O quadro comparativo Tabela 4.15, sintetiza o comportamento das modulações PWM analisadas para índice de modulação  $m = 1$ . O THD das correntes de fase ( $THD i_{sf}$ ), avalia o nível de distorção na corrente de saída do conversor (regime permanente). O THD do vetor de corrente  $i_{sdq}$  ( $THD i_{sdq}$ ) avalia a distorção do fluxo resultante no entreferro (em regime permanente) e conseqüentemente o comportamento do conjugado eletromagnético, quanto a ondulação.

A nomenclatura  $v_{n0} \neq 0$  significa que a tensão de modo comum é nula na média;  $v_{n0} = 0$  significa que é nula instantaneamente e  $v_{n0} \pm 0$  indica que para  $m \leq 0,57$  é nula instantaneamente e para o resto da faixa é nula na média.

Quando se comparam as máquinas trifásicas e hexafásicas, quando alimentadas pela modulação convencional, Caso 0 e Caso 1a, respectivamente, apesar da análise

Tabela 4.15: Quadro comparativo acionamento PWM 60 graus

	Caso 0	Caso 1a	Caso 2a	Caso 3a	Caso 4a	Caso 5a	Caso 7a
$v_{n0}$	$\neq 0$	$\neq 0$	$\neq 0$	$= 0$	$= 0$	$= 0$	$\pm 0$
$THD i_{sf}$	7,33	15,40	19,08	28,93	6,00	2,99	14,28
$THD i_{sdq}$	10,37	3,08	26,98	10,15	8,48	4,22	2,82

harmônica das grandezas de fase ser favorável à máquina de trifásica, a análise do conjugado eletromagnético mostrou-se favorável a máquina de hexafásica.

Desprezando o comportamento da tensão de modo comum (se zera na média ou não), a Figura 4.40, mostra a evolução da WTHD, para o Caso 1a, quando se varia os  $\mu$ 's entre 0 e 1, obedecendo sempre que  $\mu_1 = \mu_2$ . A menor distorção ocorre nos extremos (0 ou 1) onde se grampeiam os sinais modulantes por intervalos de  $120^\circ$  por fase.

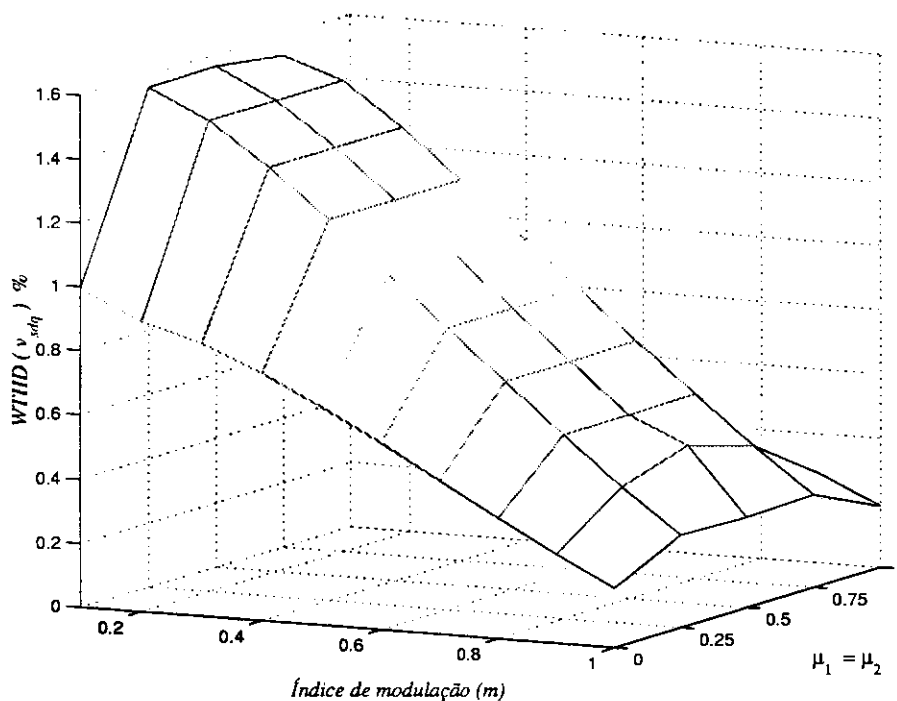


Figura 4.40: Resultados de simulação referente à distorção harmônica total (WTHD) Caso-1a.

Na Figura 4.41, é feita a comparação entre a máquina trifásica (Caso 0) e a hexafásica (Caso 1a), com modulação escalar convencional para as duas com  $\mu = 0,5$ . O índice de modulação neste gráfico é definido pela equação (4.44). A máquina hexafásica apresentou resultados mais satisfatórios em toda faixa de índice de modulação.

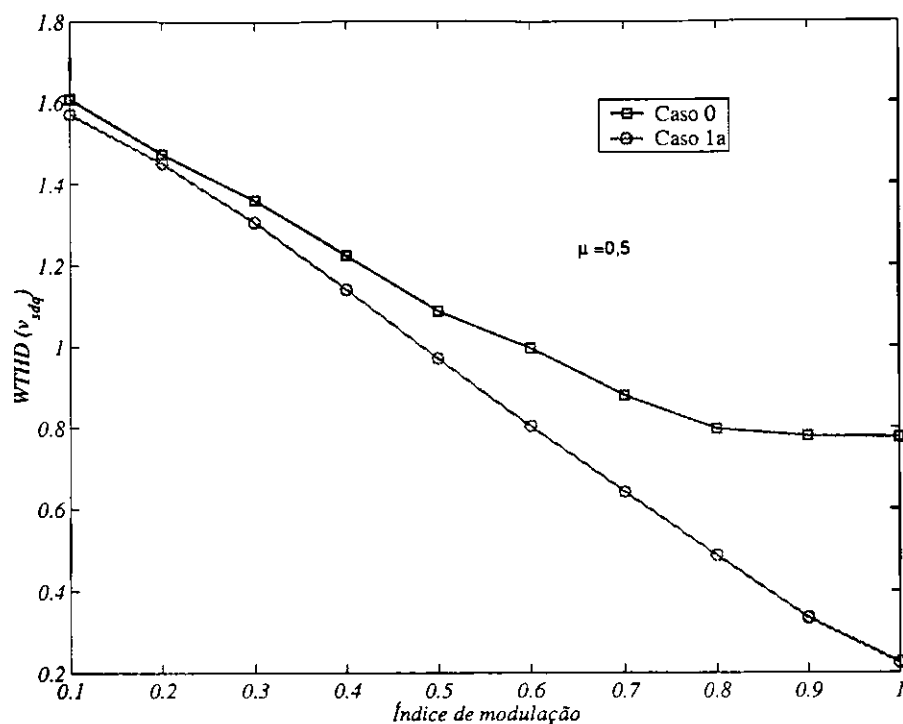


Figura 4.41: Resultados de simulação referente à distorção harmônica total (WTHD) Casos 0 e 1a.

#### 4.5.2 Resultados Experimentais

A estratégia de modulação para eliminação da tensão de modo comum em sistemas de acionamento *CA* foi testada experimentalmente em laboratório. A bancada utilizada para este teste, possui uma ponte de diodos trifásica de entrada e seis braços com IGBT's, permitindo as duas configurações diferentes para o acionamento de motores, composto por um conversor estático de potência, máquinas de indução trifásica e hexafásica e um microcomputador (PC-Pentium-266MHz) equipado com placas de aquisição e sensores apropriados. A geração dos sinais de comando para o inversor e aquisição de dados são realizados por uma placa dedicada adicionada ao PC. Na placa, encontram-se três conversores analógico-digitais de 12 bits (AD1674), dotados de filtros "anti-aliasing" e um segurador de ordem zero, além dos circuitos temporizadores programáveis para o controle do inversor. Por outro lado, devido às limitações de "hardware" da plataforma experimental de implementar o modo pulso com reversão todas as simulações foram feitas sem reversão para se ter consistência das comparações e validar os resultados experimentais.

As curvas dos sinais medidos foram obtidas por um osciloscópio digital da marca Agilent, modelo 54622A e 100 MHz. A ponta de prova de corrente é da mesma marca e modelo 1146A (escala 100 mV/A).



O primeiro sistema de acionamento é composto por um inversor trifásico (três braços) que alimenta a máquina de indução trifásica (Caso 0). O segundo baseia-se em um inversor com seis braços que alimenta uma máquina assíncrona de seis fases. A máquina hexafásica simétrica é obtida a partir de uma máquina de indução trifásica com dois pólos, 24 ranhuras que foi reconfigurada de modo a gerar os seis enrolamentos no estator com 2 pólos. As máquinas são operadas em um esquema de controle Volts/Hertz.

A Figura 4.42, mostra o resultado experimental da tensão de modo comum  $v_{n0}$  correspondente ao sistema composto do inversor trifásico e máquina trifásica com modulação escalar convencional (Caso 0). A Figura 4.43, mostra a tensão e a corrente de fase (i.e.,  $v_{s1}$  e  $i_{s1}$ ) com o espectro de frequência desta última. A modulação PWM aplicada é a chamada escalar convencional, sem reversão, que justifica o aparecimento de raias de baixa frequência (100, 150 e/ou 200 Hz), comprovado nas simulações.

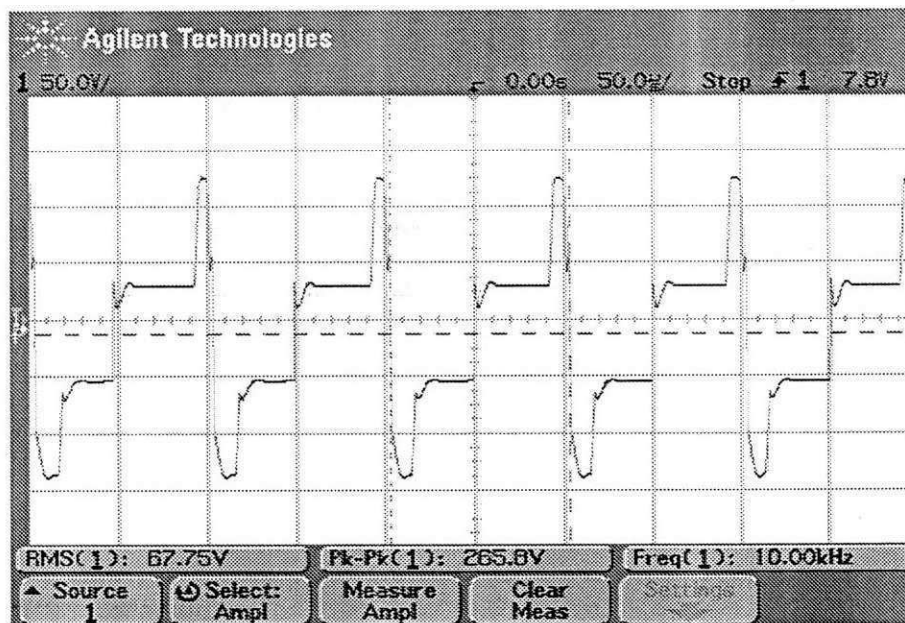


Figura 4.42: Resultado experimental da tensão de modo comum da máquina trifásica (Caso 0).

A Figura 4.44, mostra os resultados experimentais para a tensão de modo comum correspondente à operação da máquina hexafásica alimentada por um inversor com seis braços e modulação escalar convencional (Caso 1a). Na Figura 4.45, são mostradas a tensão de fase  $v_{s1}$  e a corrente de fase  $i_{s1}$  da máquina hexafásica para o Caso 1a, com o correspondente espectro de frequência da corrente. Além da não reversão do pulso propiciar o aparecimento de harmônicos na máquina hexafásica, devido às componentes  $i_{sx}$  e  $i_{sy}$ , que só são nulas na média do período, ajudam a incrementar essa distorção

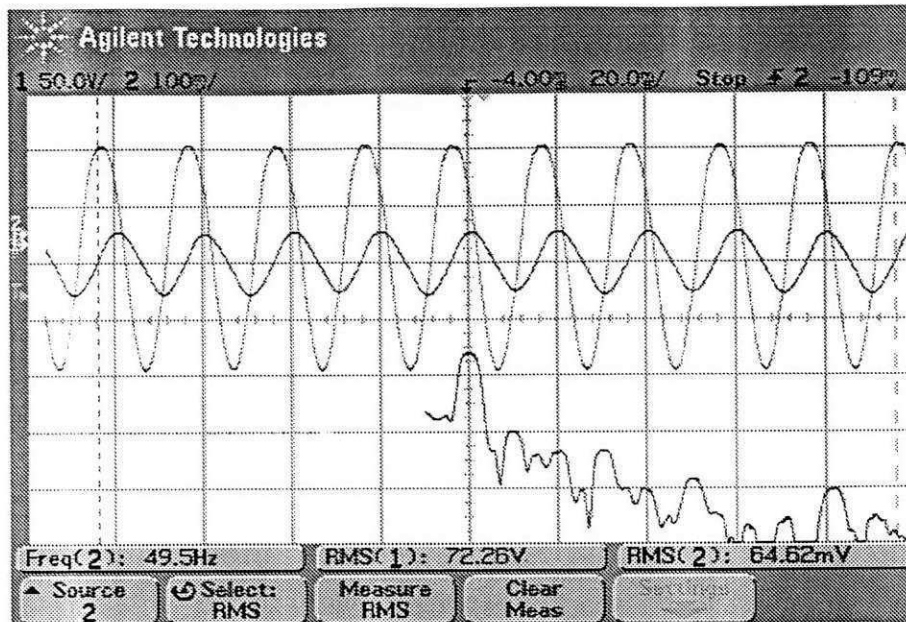


Figura 4.43: Resultado experimental da tensão de fase  $v_{s1}$ , corrente de fase  $i_{s1}$ . Espectro de frequência de  $i_{s1}$  (Caso 0).

a relação número de ranhuras/pólo/fase que ficou baixa (Veja quadro comparativo Tabela 4.15, THD  $i_{s1}$ ).

Na Figura 4.46, é mostrada a tensão  $v_{n0}$  para o Caso 4a que se esperava nula instantaneamente. Na Figura 4.47, são mostradas a tensão de fase  $v_{s1}$  e a corrente de fase  $i_{s1}$  da máquina hexafásica para o Caso 4a, juntamente com o espectro de frequência da corrente.

Os resultados experimentais confirmam os estudos teóricos esperados e obtidos na simulação dos respectivos casos averiguados.

## 4.6 Modulação Vetorial para a MIH 30°

Como salientado na introdução geral, a máquina hexafásica que geralmente é motivo de estudo e aplicação é a de 30°. Então, para efeito de uma análise comparativa entre as duas máquinas de 60 e 30°, serão analisadas duas estratégias de modulação vetorial já conhecidas na literatura, uma proposta por Gopakumar et alli [11], e outra por Lipo et alli [13], além de alimentar com a modulação convencional que é semelhante ao Caso 1a, em termos dos vetores previamente selecionados. Da mesma forma como na máquina de 60°, toma-se como ponto de partida a definição de vetores de tensão associados a cada uma das 64 ( $2^6$ ) combinações possíveis do inversor de 6 braços. Aplicando as transformações ortogonais conservativas, resultam na decomposição dos vetores em

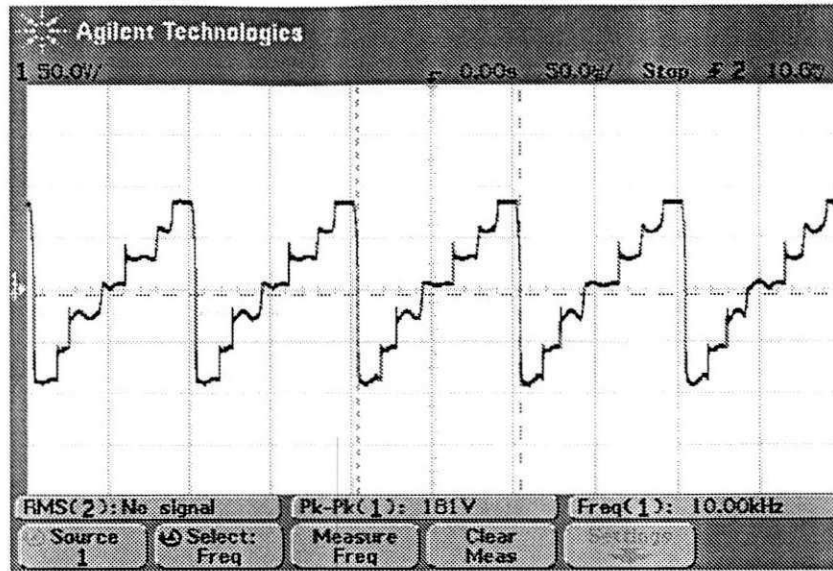


Figura 4.44: Resultado experimental da tensão de modo comum  $v_{n0}$  da máquina hexafásica (Caso 1a).

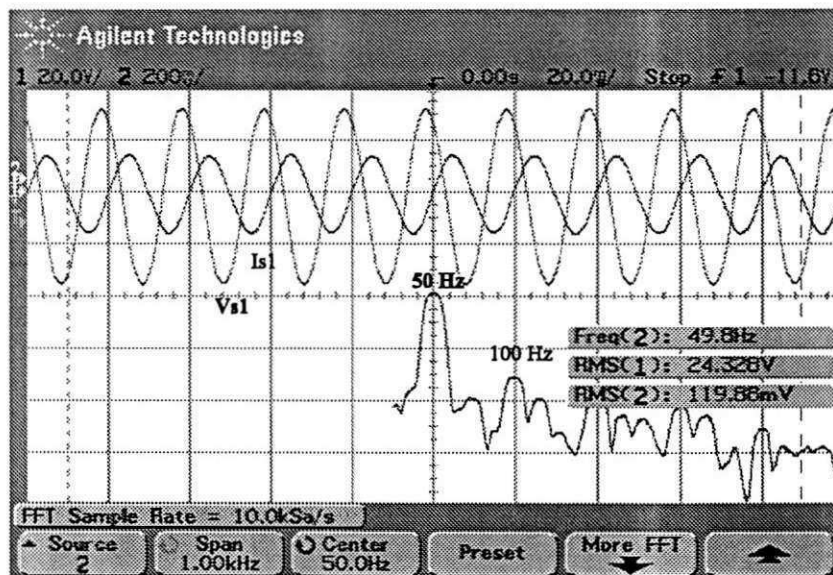


Figura 4.45: Resultado experimental da tensão de fase  $v_{s1}$  e da corrente  $i_{s1}$  da máquina hexafásica 60°(Caso 1a).Espectro de frequência de  $i_{s1}$

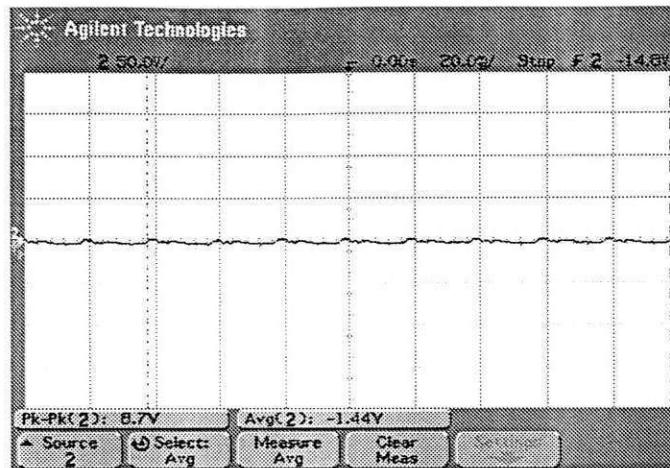


Figura 4.46: Resultado experimental da tensão de modo comum  $v_{n0}$  da máquina hexafásica (Caso 4a).

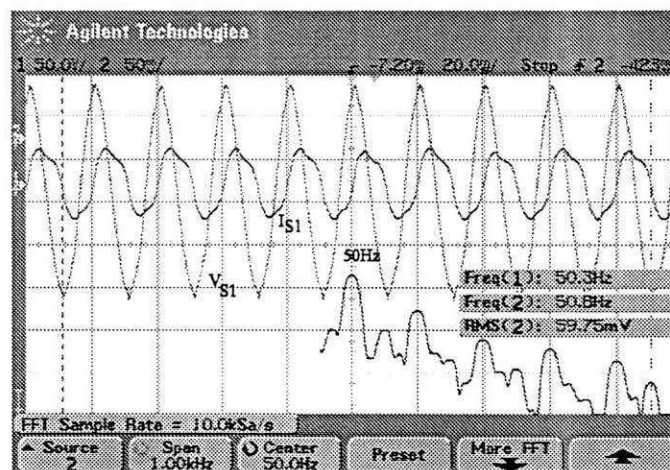


Figura 4.47: Resultado experimental da tensão de fase  $v_{s1}$  e da corrente  $i_{s1}$ , da máquina hexafásica  $60^\circ$  (Caso 4a). Espectro de frequência de  $i_{s1}$

três subespaços (planos)  $dq$ ,  $xy$  e  $oo'$  permitindo que o conversor gere, nos respectivos planos, vetores complexos de tensão, dados por  $\mathbf{V}_{sdq} = V_{sd} + jV_{sq}$ ,  $\mathbf{V}_{sxy} = V_{sx} + jV_{sy}$  e  $\mathbf{V}_{soo'} = V_{so} + jV_{so'}$ . Para facilitar a identificação de todos os vetores de tensão, são introduzidos dois índices "a" e "a'" que estão associados aos estados das chaves  $(q_1, q_3, q_5)$  e  $(q_2, q_4, q_6)$  respectivamente, com valores variando de 0 a 7 e descritos nas Tabelas 4.16(a) e (b). Os vetores ativos resultantes (amplitude e fase) e vetores nulos para o setores  $z = 1$  e  $z = 2$  e os respectivos vetores no plano  $xy$ , são mostrados na Tabela 4.16(c). Assim  $V_{(aa')}$  identifica qualquer vetor nos planos  $dq$  ou  $xy$ . A tensão de saída do inversor pode ser representada como um vetor espacial complexo como mostra a Figura 4.48.

Para o plano  $dq$

$$V_{sdq(aa')} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{3}}E[e^{j(a-1)\pi/3} + e^{j(2a'-1)\pi/6}] , & \text{para } a, a' = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ 0, & \text{para } a, a' = 0, 7 \end{cases} \quad (4.79)$$

Para o plano  $xy$

$$V_{sxy(aa')} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{3}}E[e^{j(1-a)\pi/3} + e^{j(7-2a')\pi/6}] , & \text{para } a, a' = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ 0, & \text{para } a, a' = 0, 7 \end{cases} \quad (4.80)$$

Dos 64 vetores identificados no plano  $dq$ , 20 (vinte) possuem tensão de modo comum nula ( $v_{n0} = 0$ ) e dentre os quais 2 (dois) são *vetores nulos*  $V_{07}$  e  $V_{70}$  ( $\mathbf{V}_{sdq} = 0$ ). Para facilitar a identificação, no diagrama desses 20 vetores, os mesmos aparecem inscritos numa caixa retangular na Figura 4.48 ou em 4.52. Os 64 vetores permitem ainda identificar 12 (doze) setores de  $30^\circ$  e os 20 vetores de valor  $v_{n0} = 0$  definem apenas 6 (seis) setores de  $60^\circ$ . A decisão de trabalhar com 12 ou 6 setores está relacionada com a escolha dos padrões de chaveamento descritos a seguir. Os resultados de simulação foram obtidos para uma frequência fundamental de 50 Hz e uma frequência de chaveamento de 5 kHz.

### 4.6.1 Modulação Vetorial Convencional

*Caso 1b: Modulação Gopakumar.*

Nas estratégias analisadas, será subentendido que a MIH possui neutro duplo. Portanto, as componentes hompolares  $i_{so}$  e  $i_{so'}$  são nulas naturalmente. Na estratégia proposta por Gopakumar, que será referida como *modulação Gopakumar*, dividiu-se o plano  $dq$  em 12 setores e aplicaram-se relações trigonométricas no cálculo dos tempos de aplicação dos vetores adjacentes grandes.

Este fato, apesar de facilitar os cálculos dos tempos de aplicação dos vetores, não garante que as componentes de eixo  $x$  e  $y$  sejam nulas ( $v_{sx} \neq 0$  e  $v_{sy} \neq 0$  na média).

Tabela 4.16: Vetores disponíveis no plano  $dq$  e  $xy$

$a$	$q_1$	$q_3$	$q_5$	$V_{sdq} = V_{aa'} = V_d + jV_q$	$V_{sxy} = V_{aa'} = V_x + jV_y$	$V_{so'}$	$v_{n0}$
0	0	0	0	$V_{61} = \frac{2}{\sqrt{6}} E e^{-j\frac{\pi}{12}}$	$\frac{2}{\sqrt{6}} E e^{j\frac{7\pi}{12}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	0
1	1	0	0	$V_{25} = 0,2989 E e^{-j\frac{\pi}{12}}$	$1,1154 E e^{-j\frac{5\pi}{12}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	0
2	1	1	0	$V_{10} = \frac{1}{\sqrt{3}} E$	$\frac{1}{\sqrt{3}} E$	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$-\frac{1}{3} E$
3	0	1	0	$V_{76} = \frac{1}{\sqrt{3}} E e^{-j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} E e^{j\frac{7\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	$\frac{1}{3} E$
4	0	1	1	$V_{17} = \frac{1}{\sqrt{3}} E$	$\frac{1}{\sqrt{3}} E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} E$	$\frac{1}{6} E$
5	0	0	1	$V_{06} = \frac{1}{\sqrt{3}} E e^{-j\frac{\pi}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} E e^{j\pi}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} E$	$-\frac{1}{6} E$
6	1	0	1	$V_{16} = 1,1154 E e^{-j\frac{\pi}{12}}$	$0,2989 E e^{-j\frac{5\pi}{12}}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	0
7	1	1	1	$V_{11} = 1,1154 E e^{j\frac{\pi}{12}}$	$0,2989 E e^{j\frac{5\pi}{12}}$	0	$-\frac{1}{6} E$
(a)				$V_{26} = \frac{2}{\sqrt{6}} E e^{j\frac{\pi}{12}}$	$\frac{2}{\sqrt{6}} E e^{j\frac{17\pi}{12}}$	0	$\frac{1}{6} E$
				$V_{70} = 0$	0	$\sqrt{\frac{3}{2}} E$	0
				$V_{07} = 0$	0	$-\sqrt{\frac{3}{2}} E$	0
				$V_{00} = 0$	0	0	$-\frac{1}{2} E$
				$V_{77} = 0$	0	0	$\frac{1}{2} E$
				$V_{13} = 0,2989 E e^{j\frac{5\pi}{12}}$	$1,1154 E e^{j\frac{\pi}{12}}$	0	$-\frac{1}{6} E$
				$V_{62} = 0,2989 E e^{j\frac{\pi}{12}}$	$1,1154 E e^{j\frac{5\pi}{12}}$	0	$-\frac{1}{6} E$
				$V_{71} = \frac{1}{\sqrt{3}} E e^{j\pi/3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} E e^{j\frac{5\pi}{6}}$	$\sqrt{\frac{3}{2}} E$	$-\frac{1}{6} E$
				$V_{36} = \frac{1}{\sqrt{3}} E e^{j\pi/3}$	$E e^{j7\pi/6}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	0
				$V_{12} = \frac{1}{\sqrt{3}} E e^{j\pi/3}$	$E e^{j\pi/6}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}} E$	0
				$V_{21} = \frac{2}{\sqrt{3}} E e^{j\pi/3}$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}} E$	0
(b)				(c)			

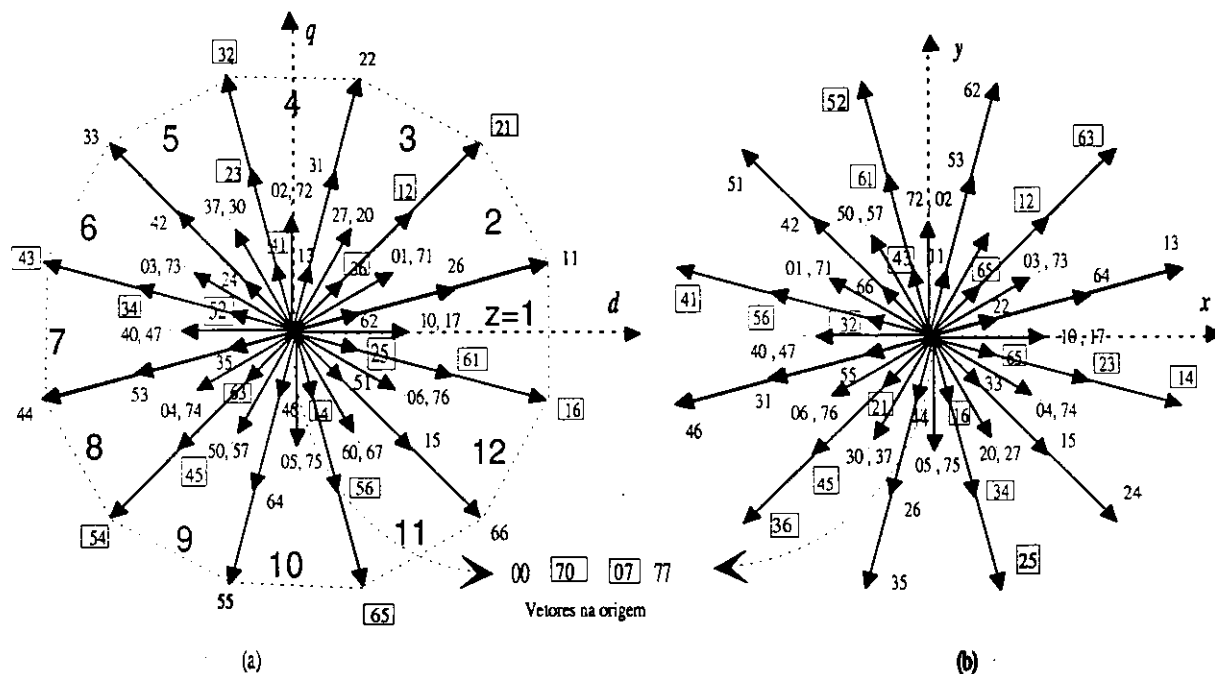


Figura 4.48: Plano  $dq$  (a) e  $xy$  (b) com todos os vetores disponíveis MIH  $30^\circ$ .

Tabela 4.17: Vetores da modulação vetorial convencional

$\leftarrow (T) \rightarrow$				$\leftarrow (T) \rightarrow$			
$\{t_0/2$	$t_1$	$t_2$	$t_0/2\}$	$\{t_0/2$	$t_1$	$t_2$	$t_0/2\}$
$[V_{77}$	$V_{16}$	$V_{11}$	$V_{00}]$	$[V_{00}$	$V_{11}$	$V_{16}$	$V_{77}]$

Como a impedância que limita as respectivas correntes é pequena, as mesmas assumem valores elevados que distorcem bastante as correntes de fase da MIH. Este problema é inerente da configuração  $30^\circ$ , quando se trabalha com um número reduzido de vetores, basta ver a Figura 4.48.

A tensão de modo comum é nula na média e se mostrou adequada para índices de modulação altos.

Os vetores previamente selecionados são apresentados na Tabela 4.17, para o setor 1 ( $z = 1, -15 < \theta < 15$ ) e note que há a reversão do pulso.

A seqüência de seleção dos vetores empregada por setor, é sempre no sentido anti-horário, observando de fazer a reversão no período seguinte de chaveamento  $T$ . Os vetores de roda livre empregados são aplicados igualmente e garantem a frequência de

chaveamento constante.

$$t_1 = 2KT \sin(30 - \alpha) \quad (4.81)$$

$$t_2 = 2KT \sin \alpha$$

$$t_0 = T - (t_1 + t_2)$$

em que  $K = |\mathbf{V}^*|/E$ ,  $\mathbf{V}^*$  é o vetor tensão de referência e  $\alpha$  sua posição.

A Figura 4.49(a) ilustra e confirma os resultados experimentais obtidos por Gopakumar onde as componentes de quinta e sétima harmônicas possuem valores elevados (17<sup>a</sup>, 19<sup>a</sup>, etc menos importantes), mas não produzem fluxo resultante no entreferro e, conseqüentemente, o conjugado eletromagnético é resultante, apenas, da componente fundamental. Na Figura 4.49(b) o comportamento da corrente de fase do Caso 7a é ilustrado e se observa que não há componentes harmônicas de baixa frequência na sua composição.

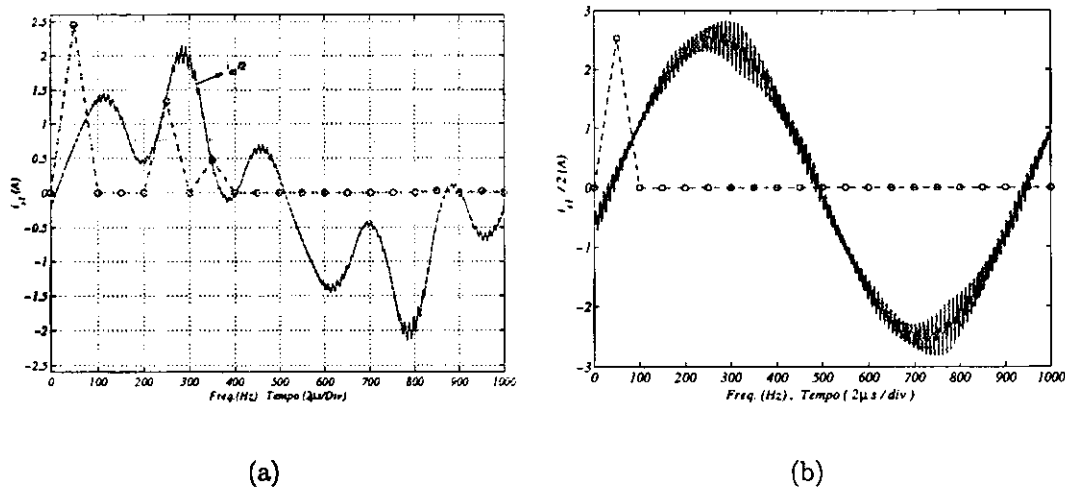


Figura 4.49: Resultado de simulação: Correntes de fase e respectivos espectros de frequência para: (a) modulação Gopakumar e (b) modulação triangular.

A Figura 4.50, faz a comparação do comportamento do conjugado com a modulação triangular (60°). Na Figura 4.51, são apresentadas as correntes no plano  $dq$ , em regime permanente, para as modulações Gopakumar e triangular (*com reversão*). Note que, quanto mais próximo de um círculo menos ondulação no conjugado eletromagnético existem. As componentes de alta frequência, que por acaso existam, são filtradas naturalmente pelas MIH's, o que permite dizer que as duas estratégias são equivalentes em termos de ondulação de conjugado eletromagnético.



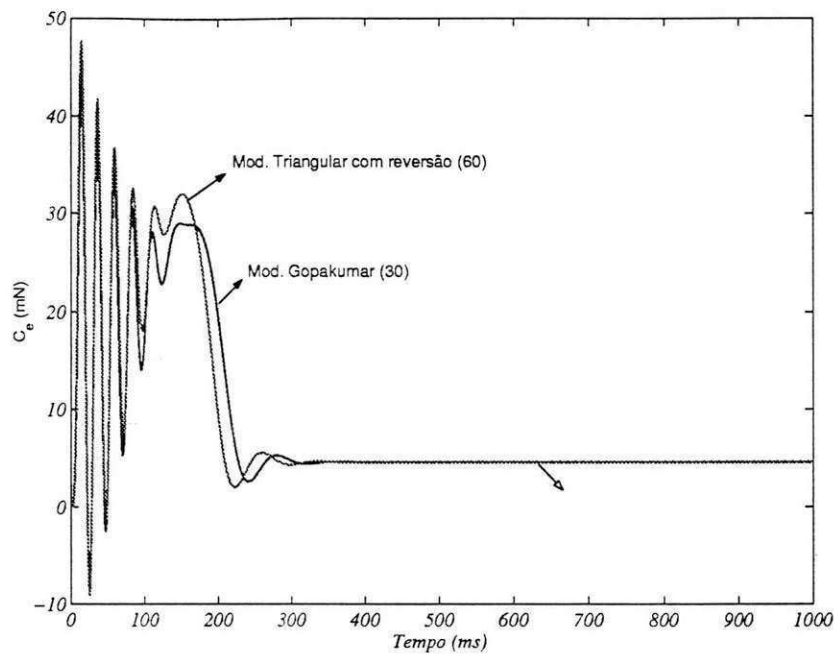


Figura 4.50: Resultado de simulação: Curvas de conjugado para modulação Gopakumar e modulação triangular com reversão ( $60^\circ$ ).

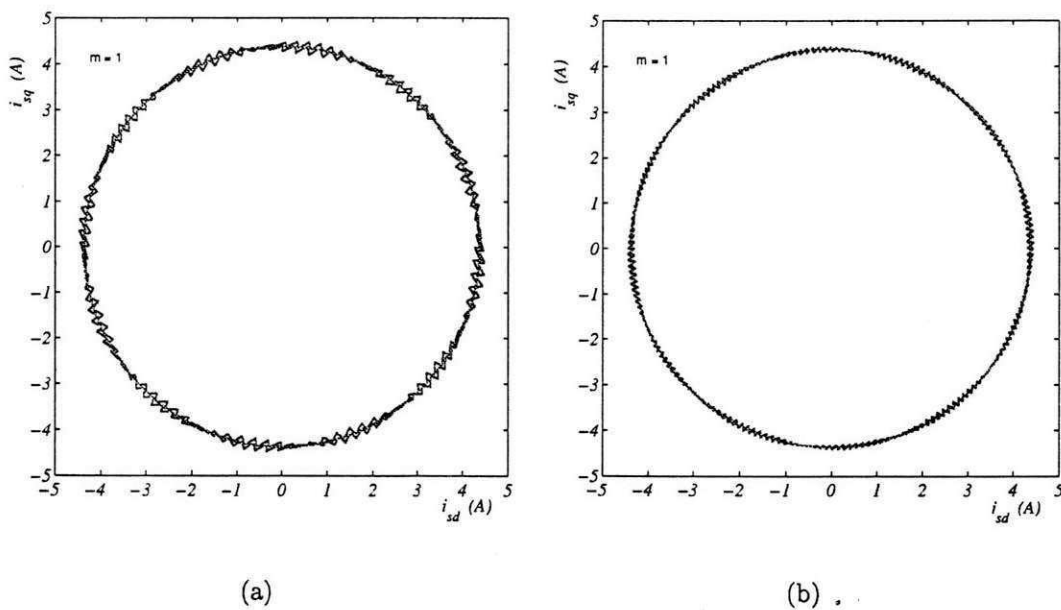


Figura 4.51: Resultado de simulação: Correntes no plano  $dq$  para: (a) modulação Gopakumar e (b) modulação triangular.

### 4.6.2 Modulação Lipo

Caso 2b: Modulação Lipo.

A estratégia proposta por Lipo faz a decomposição espacial dos vetores em três subespaços bidimensionais e ortogonais. E se propõe a eliminar a tensão de modo comum instantaneamente ( $v_{n0} = 0$ ) ao mesmo tempo em que as componentes  $v_{sx}$  e  $v_{sy}$  são feitas nulas na média do período de chaveamento  $T$ .

O diagrama da Figura 4.52 mostra os vetores médios e grandes de tensão de modo comum nula que são utilizados. Portanto, o plano  $dq$  fica dividido em 6 setores. A Tabela 4.18, mostra a seqüência dos vetores aplicados em cada setor. Note que a reversão do pulso é também implementada.

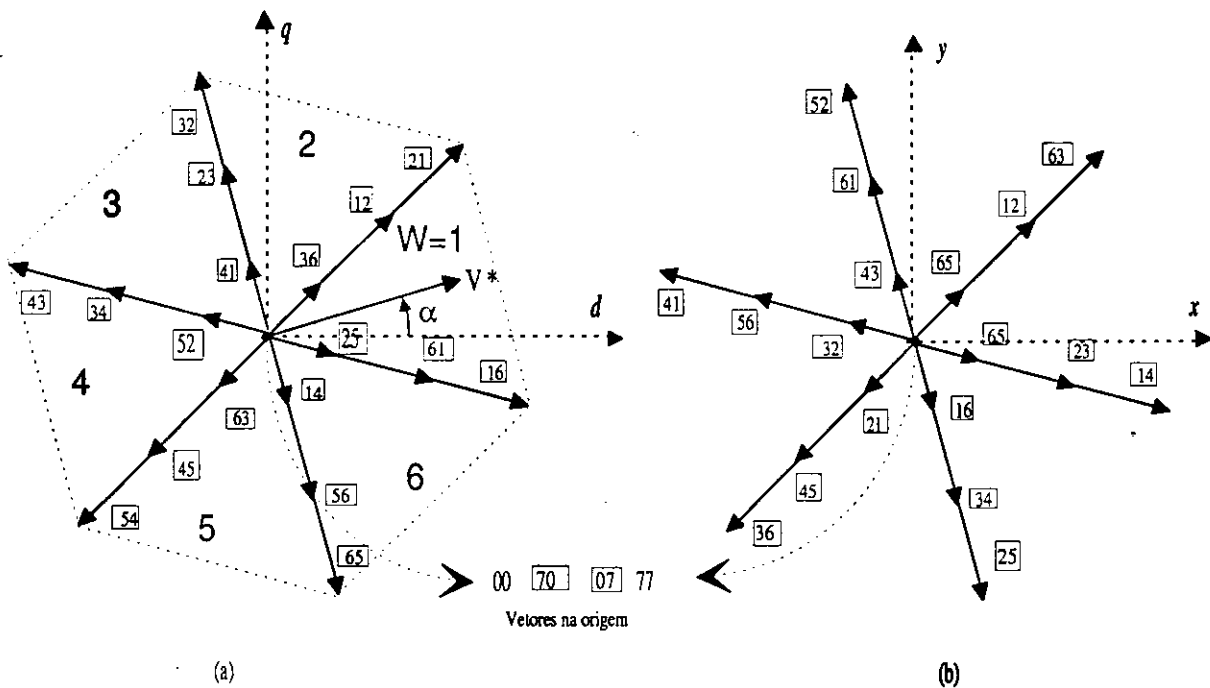


Figura 4.52: Plano  $dq$  (a) e  $xy$  (b) com os vetores de tensão de modo comum nula disponíveis MIH  $30^\circ$ .

Uma trajetória circular no plano  $dq$  pode ser produzida por dois grupos de tensões trifásicas senoidais, com deslocamento de fase de  $30^\circ$ . No plano  $xy$  a trajetória deve ser mantida em zero onde as componentes harmônicas são mapeadas. Isto significa que para produzir tensões senoidais o vetor de referência deve ser:

$$\mathbf{V}^* = \begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \\ v_{sx}^* \\ v_{sy}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V_m \cos wt \\ \sqrt{3}V_m \sin wt \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

Tabela 4.18: Vetores do Caso Lipo

Setor (w)	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_0$	$t_4$	$t_3$	$t_2$	$t_1$
1	16	12	21	61	70	61	21	12	16
2	21	23	32	12	07	12	32	23	21
3	32	34	43	23	70	23	43	34	32
4	43	45	54	34	07	34	54	45	43
5	54	56	65	45	70	45	65	56	54
6	65	61	16	56	07	56	16	61	65

onde  $\sqrt{3}V_m$  é a amplitude da onda senoidal no plano  $dq$ . Para  $V^*$  constante durante o intervalo de amostragem  $T$ , pode-se escrever, em termos médios, a seguinte igualdade

$$V^* = V_0 t_0 + V_1 t_1 + V_2 t_2 + V_3 t_3 + V_4 t_4 \quad (4.83)$$

onde

$$t_0 = T - t_1 - t_2 - t_3 - t_4$$

e reescrevendo em termos de componentes

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \\ v_{sx}^* \\ v_{sy}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1d} & v_{2d} & v_{3d} & v_{4d} \\ v_{1q} & v_{2q} & v_{3q} & v_{4q} \\ v_{1x} & v_{2x} & v_{3x} & v_{4x} \\ v_{1y} & v_{2y} & v_{3y} & v_{4y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \end{bmatrix}$$

Esta forma de determinar os tempos produz limitações na implementação experimental, quanto à frequência de chaveamento, devido ao grande esforço computacional exigido. A Figura 4.53, mostra o comportamento da corrente de fase  $i_{s1}$ , com o respectivo espectro de frequência, sendo bem melhor que no caso anterior (Caso 1b) quanto ao conteúdo de harmônicos.

A Figura 4.54, mostra as correntes no plano  $dq$  para o Caso 2b.

Em relação à modulação anterior (Caso 1b), a proposta de Lipo apresentou melhores resultados em termos de corrente de fase e tensão de modo comum mas comprometeu o conjugado eletromagnético.

### 4.6.3 Modulação Escalar para a MIH de 30°

*Caso 3b: Equivalente ao Caso 1a*

A forma de implementar a modulação escalar é a mesma de 60°, mudando apenas as tensões de referência de fase que entram na equação (4.59). Alimentando as máquinas

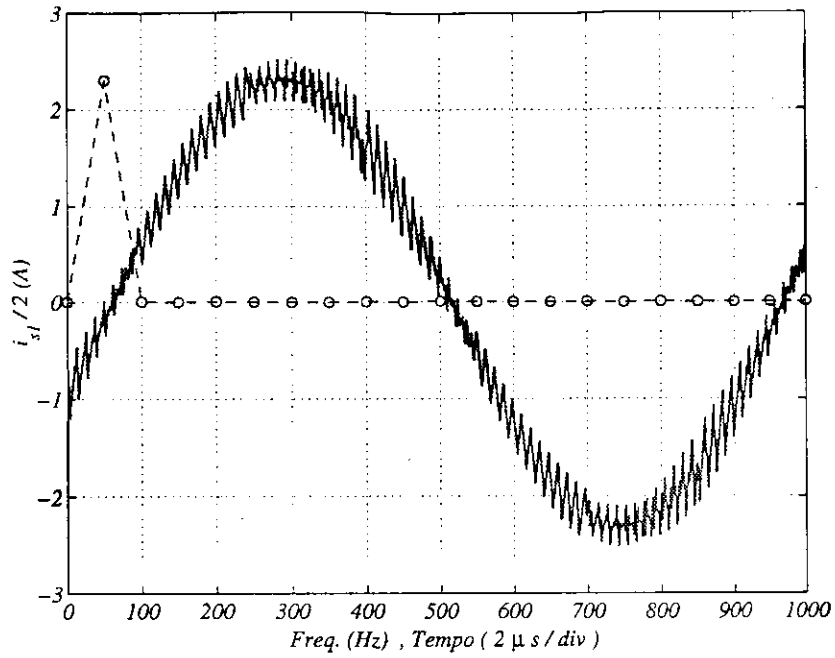


Figura 4.53: Resultado de simulação: Corrente de fase  $i_{s1}$  e respectivo espectro de corrente (Modulação Lipo).

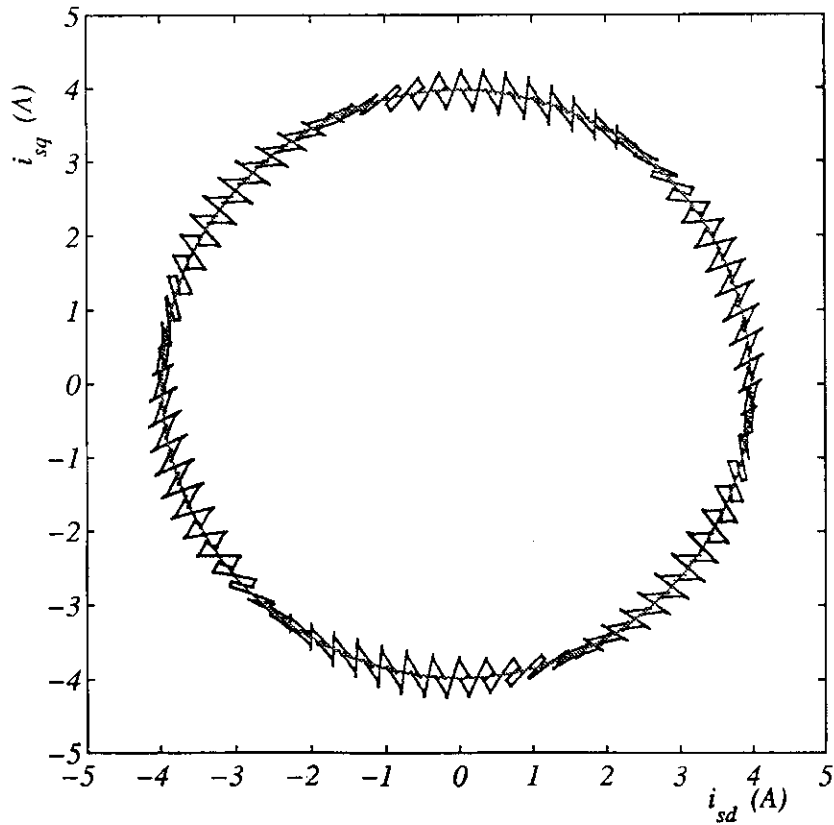


Figura 4.54: Resultado de simulação: Vetores de corrente no plano  $dq$  (modulação Lipo)

com uma modulação escalar *convencional*, que equivale a estratégia vetorial do Caso-1a (sem reversão), a tensão de modo comum é nula na média naturalmente.

#### 4.6.4 Resultados de Simulação

As premissas usadas para a máquina de  $60^\circ$  são ainda consideradas como: definição de  $m$ , máquinas com mesma potência, etc. Os resultados de WTHD para as componentes de tensão  $dq$  são apresentados na Figura 4.55 e como esperado, pela análise inicial do conjugado, o Caso 1b apresenta melhor comportamento em toda faixa de índice de modulação  $m$ .

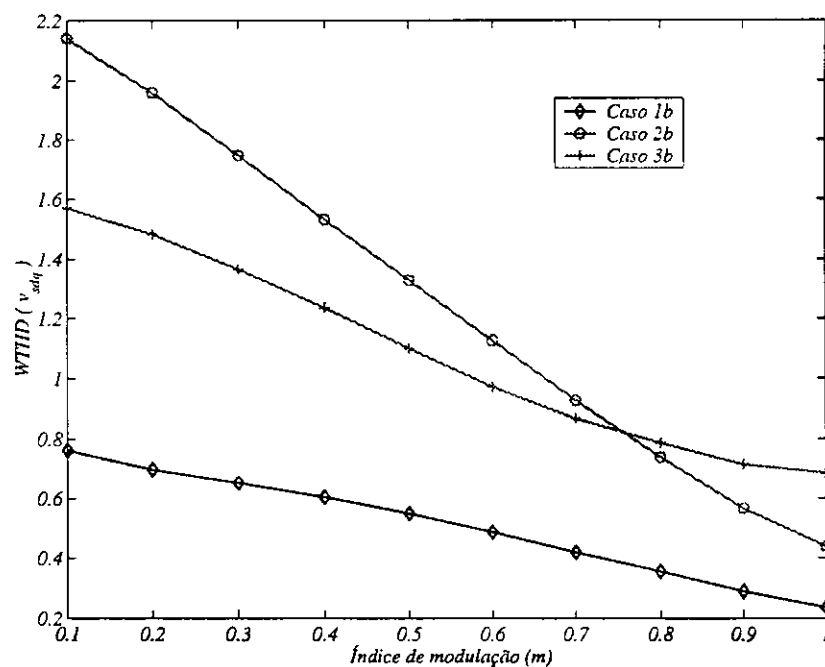


Figura 4.55: Resultado de simulação: Curvas de WTHD (Tensão  $dq$ ) para a máquina de  $30^\circ$ .

No entanto, como ilustra a Figura 4.56, o Caso 1b apresenta pior comportamento quanto a WTHD da tensão de fase.

O quadro comparativo Tabela 4.19, sintetiza os THD's de corrente de fase e correntes  $dq$  para  $m = 1$ . Embora haja uma diferença fundamental a favor dos casos 1b e 2b (a reversão do pulso), é possível afirmar que a máquina de  $60^\circ$ , quando alimentada com modulação PWM apresenta desempenho de conjugado eletromagnético melhor ou semelhante à de  $30^\circ$  e com baixa distorção nas correntes de fase. A Figura 4.57, faz a comparação entre as melhores estratégias para as duas máquinas. A Figura 4.58, confronta a modulação escalar convencional ( $v_h = 0$ ) aplicada nas três configu-

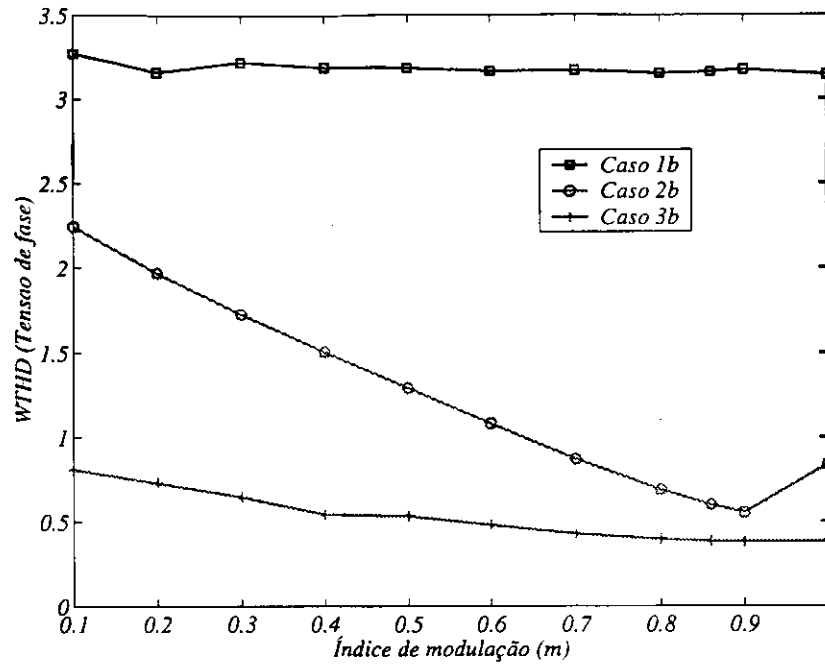


Figura 4.56: Resultado de simulação: Curvas de WTHD (Tensão de Fase) para a máquina de 30°.

Tabela 4.19: Quadro comparativo acionamento PWM

	Caso 0	Caso 1b	Caso 2b	Caso 3b	Caso 1a	Caso 5a	Caso 7a
$v_{n0}$	$\neq 0$	$\neq 0$	$= 0$	$\neq 0$	$\neq 0$	$= 0$	$\pm 0$
THD $i_{sf}$	7,33	55,38	3,46	11,95	6,00	2,99	14,28
THD $i_{sdq}$	10,37	2,56	4,89	7,31	8,48	4,23	2,83

rações (trifásica, hexafásicas 60° e 30°) e a máquina hexafásica 60° apresentou melhor resultado em toda faixa do índice de modulação  $m$ .

Algumas dessas modulações permitem elevar naturalmente o índice de modulação ( $m$ ) até 1,15. Analisando o quadro comparativo da Tabela 4.20, verifica-se que a modulação Caso 1b apresenta baixa ondulação de conjugado, mas compromete fortemente o sistema de alimentação. O Caso 7a apresenta melhor desempenho em termos de conjugado, podendo ainda minimizar a distorção da corrente de fase através da reversão do pulso.

Para fazer uma comparação mais justa, algumas estratégias de modulação da máquina de 60° (Caso 1a, Caso 4a e Caso 7a) foram simuladas com reversão, além de empregar artifícios ( $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$ ) para trabalhar na região de sobremodulação nos casos 1a e

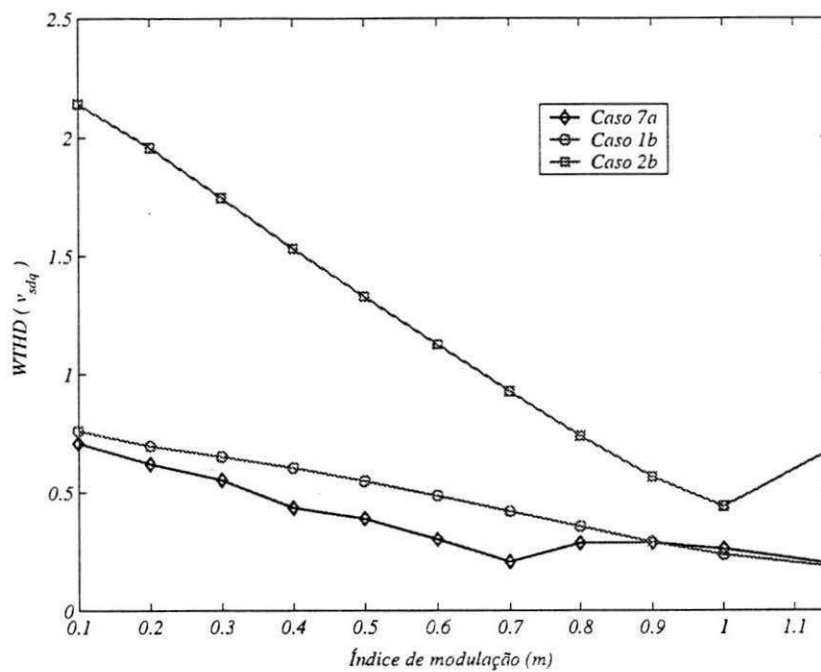


Figura 4.57: Resultado de simulação: Curvas de WTHD para as máquinas de 60° e 30°.

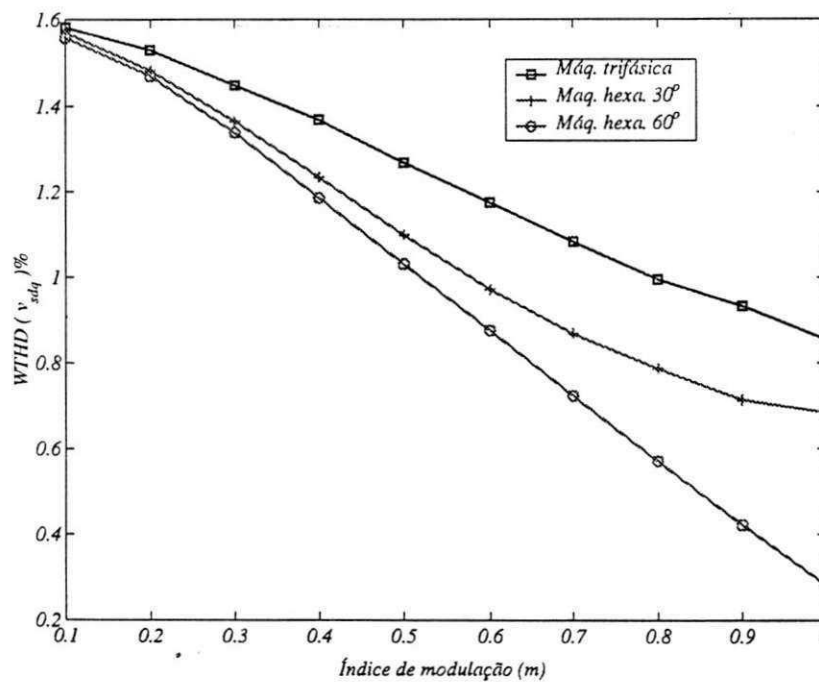


Figura 4.58: Resultado de simulação: Curvas de WTHD para modulação escalar convencional..

Tabela 4.20: Quadro comparativo acionamento PWM

$m = 1, 15$	Caso 7a	Caso 1b
$v_{n0}$	$\pm 0$	$\neq 0$
$THD i_{sf}$	8,50	58,10
$THD i_{sdq}$	2,26	2,56

4a. O índice de modulação agora é definido como sendo

$$M = \frac{\sqrt{(v_{sd}^*)^2 + (v_{sq}^*)^2}}{E} \tag{4.84}$$

A Figura 4.59 mostra os resultados da WTHD e o quadro comparativo Tabela 4.21 sintetiza o comportamento da THD das correntes de fase e das correntes  $dq$ . O Caso 7a apresenta baixa distorção (WTHD) ao longo de toda faixa de índice de modulação e desempenho aceitável quanto às distorções causadas na saída do conversor. Destaca-se também o Caso 1a que apresentou resultados comparáveis ao Caso 7a para índice de modulação unitário. No Caso 4a, era esperado uma baixa distorção das correntes de fase pelo fato de anular, naturalmente as componentes do plano  $xy$  bem como uma maior distorção das correntes no plano  $dq$ , pelo fato de um empregar um número reduzido de vetores por setor de  $60^\circ$  (quatro).

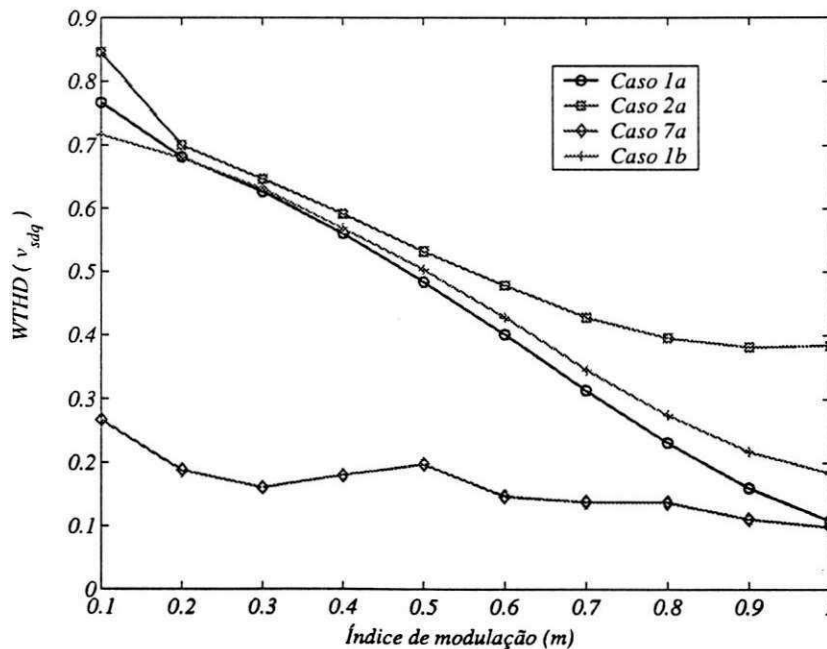


Figura 4.59: Resultado de simulação: Curvas de WTHD para as máquinas de  $60^\circ$  e  $30^\circ$  com reversão.



Tabela 4.21: Quadro comparativo acionamento PWM

	Caso 1a	Caso 4a	Caso 7a	Caso 1b
$v_{n0}$	$\neq 0$	$= 0$	$\pm 0$	$\neq 0$
$THD i_{sf}$	6,98	3,12	8,48	58,14
$THD i_{sdq}$	1,23	4,41	1,09	2,10

#### 4.6.5 Resultados Experimentais

A modulação do Caso 3b é usada para alimentar a máquina de 30° e os resultados de tensão de fase, corrente de fase e espectro de corrente são apresentados na Figura 4.60. Os resultados de simulação mostrados no quadro comparativo Tabela 4.19 entre os casos 3b e 1a, são confirmados pela observação do espectro de frequência das correntes de fase nas Figuras 4.60 e 4.45.

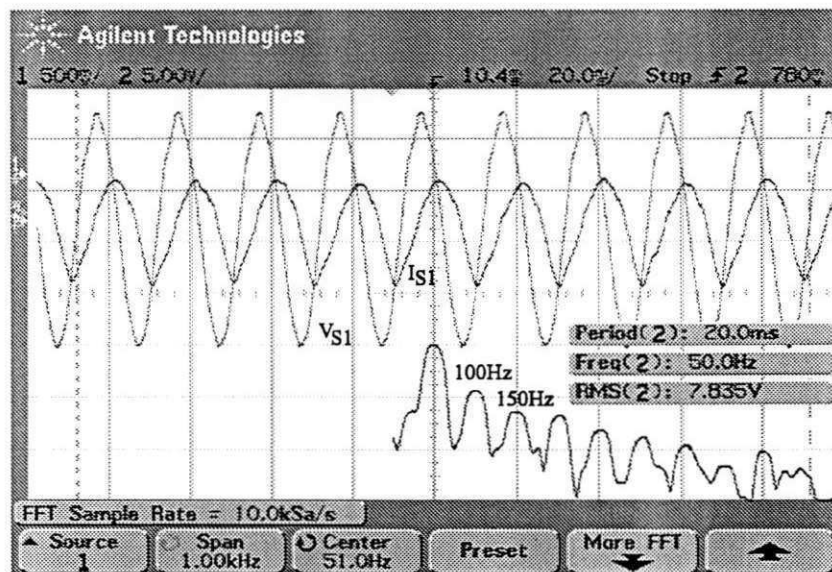


Figura 4.60: Resultado experimental da tensão de fase  $v_{s1}$  e da corrente  $i_{s1}$  da máquina hexafásica 30°(Caso 3b). Espectro de frequência de  $i_{s1}$

A Figura 4.61, mostra o comportamento da tensão de modo comum para a máquina de 30° alimentada pela modulação Caso 3b.

### 4.7 Análise de Regime Permanente

Para estabelecer as características de funcionamento destes sistemas (hexafásico 60° e 30°), uma vez que, para cada tipo de máquina, há um comportamento elétrico diferenciado, em termos de aproveitamento da tensão de barramento e até do nível de corrente

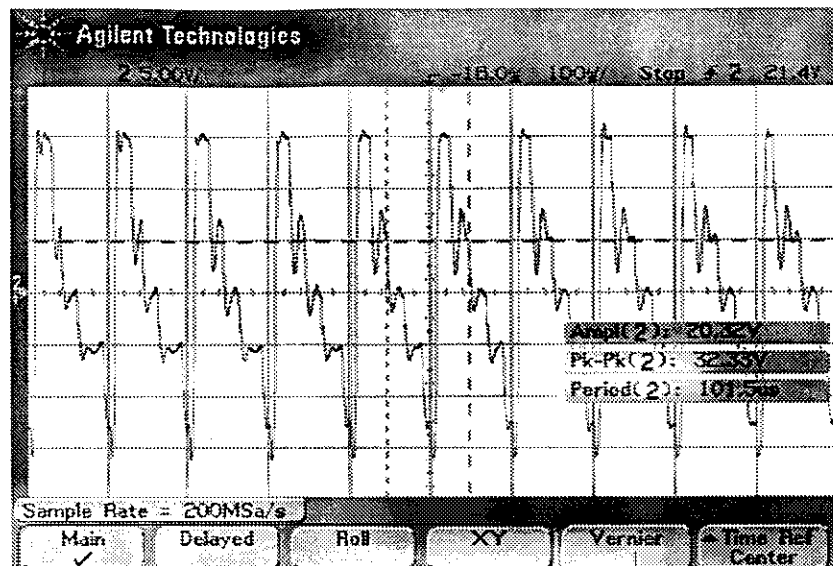


Figura 4.61: Resultado experimental da tensão de modo comum (Caso 3b).

de saída do inversor, será estabelecida uma comparação com o sistema trifásico.

Tomando como referência um sistema de acionamento, cujo inversor é composto por seis chaves, alimentando uma máquina trifásica configurada em estrela (Y), cujo os valores nominais deste sistema são: tensão do barramento  $CC$ ,  $E$ ; amplitude máxima para a tensão de fase,  $V_m = E/\sqrt{3}$ , amplitude máxima da corrente de fase,  $I_m$ .

No que se refere à máquina  $dq$  equivalente, são válidas as seguintes expressões para as tensões e para as correntes:

- Máquina trifásica

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\omega t) \quad , \quad v_{sq}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\omega t) \quad (4.85)$$

$$i_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \cos(\omega t - \varphi_i) \quad , \quad i_{sq}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t - \varphi_i) \quad (4.86)$$

- Máquina hexafásica de 60 e 30°

$$v_{sd}^s = \sqrt{3} V_m \cos(\omega t) \quad , \quad v_{sq}^s = \sqrt{3} V_m \sin(\omega t) \quad (4.87)$$

$$i_{sd}^s = \sqrt{3} I_m \cos(\omega t - \varphi_i) \quad , \quad i_{sq}^s = \sqrt{3} I_m \sin(\omega t - \varphi_i) \quad (4.88)$$

onde  $\varphi_i$  é a defasagem entre corrente e tensão.

Tabela 4.22: Comparação das máquinas

	MIT-Y	MIH-60° ou 30°
$E$	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
$V_m$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$
$I_m$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$

Como todos os sistemas admitem uma representação  $dq$  da máquina, considerando que as estratégias PWM de acionamento garantam componentes homopolares nulas ( $i_{so} = i_{so'} = i_{sx} = i_{sy} = 0$ ), então dadas as especificações nominais em função das grandezas  $dq$ , conclui-se que:

- Uma máquina hexafásica 60° (com  $V_m = E/\sqrt{3}$ ), alimentada por um inversor com seis braços requer uma tensão de barramento igual a  $E/\sqrt{2}$  para operar com o mesmo nível de potência.
- Considerando que nenhum artifício é usado para ampliar o aproveitamento do barramento  $CC$  pela máquina trifásica, então  $V_m = \frac{\sqrt{3}}{2}E/2$ . Portanto, é exigido uma tensão de barramento  $E/\sqrt{2}$  para operar com o mesmo nível de potência. Para a máquina de 30°, o desenvolvimento é semelhante quando se usa setores de 60°.

## 4.8 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentadas e avaliadas estratégias de modulação vetorial e escalar para as configurações mais usuais de máquina hexafásica (60° e 30°) configuradas com neutro duplo. Os resultados de simulação e experimentais foram apresentados e comparados com o caso padrão máquina assíncrona trifásica acionada por inversor trifásico e validaram o estudo teórico das estratégias.

Para viabilizar uma comparação direta entre as máquinas, alimentadas com suas respectivas estratégias de modulação ou em degraus, foi considerado que os tipos de máquinas são equivalentes, no sentido que desenvolvem o mesmo nível de potência. O sistema trifásico padrão é tomado como referência e considerando o aproveitamento pleno do barramento, a amplitude máxima da tensão de fase é dada por  $V_m = E/\sqrt{3}$ . O quadro comparativo Tabela 4.22, mostra o resumo dos valores normalizados relativos a um sistema trifásico com seis chaves alimentando uma máquina trifásica em estrela.

Caso não haja o aproveitamento pleno da tensão do barramento, a amplitude da tensão de fase do sistema trifásico é igual  $V_m = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{E}{2}$ . O quadro comparativo Tabela

Tabela 4.23: Comparação das máquinas

	MIT-Y	MIH-60° ou 30°
$E$	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
$V_m$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}}$
$I_m$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}}$

4.23, mostra o resumo dos valores normalizados.

Analisando o comportamento em função da distorção harmônica (WTHD e THD) apresentada pelas máquinas hexafásicas de 30° e 60°, segundo a estratégia que apresenta menor distorção, observa-se que as máquinas de 60° (Caso 7a) e de 30° (Caso 1b) possuem desempenho semelhantes. No entanto, as distorções causadas na saída do inversor pela máquina de 30° inviabilizam a sua aplicação. Quanto à modulação tipo escalar aplicada às máquinas de 30° e 60° apresentaram desempenho satisfatório e semelhantes.

Quando se envolve a *WTHD* e a tensão de modo comum nula instantaneamente, os Casos 3a, 4a, 5a e 2b competem e o Caso 5a apresenta melhor comportamento em toda faixa de índice de modulação ( $m$ ). O Caso 4a é de fácil implementação na forma escalar e tem um desempenho intermediário.

Quanto ao acionamento em degraus, analisadas entre as MIH's de 60° e 30°, a máquina de 30° apresentou comportamento de conjugado eletromagnético bem superior, mas apresentou elevada distorção na corrente de fase.

Em síntese, quanto às modulações PWM, as estratégias apresentadas para a máquina de 60° se mostraram viáveis, especialmente a modulação triangular que em dois pontos; a ondulação de conjugado eletromagnético e a distorção da corrente de fase, mostrou-se melhor.

## Capítulo 5

# Estimação em tempo real dos parâmetros da máquina de indução hexafásica

### 5.1 Introdução

Neste capítulo, é apresentada uma nova técnica para estimar em tempo real a resistência e a indutância de dispersão estatóricas da máquina de indução hexafásica de 30 e 60°. O método proposto fornece uma estimativa da resistência estatórica sem o conhecimento de qualquer outro parâmetro e é independente da estratégia de controle do acionamento. O método está baseado na medição de três correntes de fase e três tensões de linha, não sendo necessário utilizar o neutro da máquina.

Foi investigado que a estimação de  $r_s$ , juntamente com outros parâmetros da máquina pode provocar, em geral, problemas de mal condicionamento numérico [18]. Isto sugere que se encontre um modo para estimar  $r_s$ , independentemente dos outros parâmetros.

Pela alimentação da máquina com quantidades  $CC$  superpostas as tensões trifásicas simétricas, é possível determinar  $r_s$ , como proposto em [22]. Contudo, tais técnicas na maioria das vezes introduzem perturbações na velocidade da máquina, o que não é aceitável em aplicações de alto desempenho.

Pelas vantagens apresentadas pela máquina de indução hexafásica em relação a uma máquina de indução trifásica registradas em [11], [61], [2], [62] e já relacionadas no capítulo 1, é proposta uma técnica para estimar a resistência do estator de uma MIH empregada num sistema de acionamento hexafásico. Além da resistência do estator, a indutância de dispersão estatórica também pode ser estimada. A técnica proposta explora o comportamento da MIH com respeito às variáveis que não produzem conju-

gado. O método é concebido para ser usado em tempo real (*on-line*) com a estratégia de acionamento não perturbando a velocidade angular da máquina.

Comparativamente com a técnica apresentada em [31], que também explora as componentes homopolares (*variáveis da máquina que não produzem conjugado*) para a máquina trifásica, o método apresenta as seguintes vantagens:

- Não há necessidade do acesso ao ponto neutro da máquina;
- Não há necessidade de nenhuma conexão ao ponto central (0) do banco de capacitores que formam o barramento *CC*;
- É permitido o uso de tensão contínua para estimar a resistência estatórica.

## 5.2 Sistema de acionamento CA

Na caracterização da máquina elétrica, já discutida neste trabalho, é considerado que a máquina de indução é parte de um sistema de acionamento *CA* controlado por um microcomputador como esquematizado na Figura 4.1. O sistema é composto de três sensores de corrente e três sensores de tensão, um conversor estático de potência, uma máquina hexafásica e um microcomputador, cujo o programa em linguagem C controla o funcionamento do sistema.

## 5.3 Modelo Dinâmico da Máquina

O modelo dinâmico das máquinas hexafásicas simétrica e assimétrica, na forma matricial, foi discutido no capítulo 2. Outra forma de apresentá-lo é através do modelo vetorial compacto. Adotando um sistema de referência estacionário, para os propósitos da presente investigação, o modelo pode ser escrito e válido para os dois tipos de

configuração (30° e 60°) por

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sdq} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rdq} - j\omega_r \lambda_{rdq} \quad (5.2)$$

$$\lambda_{sdq} = l_s \mathbf{i}_{sdq} + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (5.3)$$

$$\lambda_{rdq} = l_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + l_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (5.4)$$

$$C_e = 3Pl_{sr}(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} \quad (5.6)$$

$$\mathbf{v}_{rxy} = r_r \mathbf{i}_{rxy} + l_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rxy} \quad (5.7)$$

$$\mathbf{v}_{soo'} = r_s \mathbf{i}_{soo'} + l_{ls} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{soo'} \quad (5.8)$$

$$\mathbf{v}_{roo'} = r_r \mathbf{i}_{roo'} + l_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{roo'} \quad (5.9)$$

onde  $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$ ,  $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ , e  $\lambda_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$  são os vetores complexos, no plano  $dq$ , de tensão, corrente e fluxo do estator, respectivamente,  $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$ ,  $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$ , e  $\lambda_{sxy} = \lambda_{sx} + j\lambda_{sy}$  são os vetores complexos, no plano  $xy$ , de tensão, corrente e fluxo do estator, respectivamente,  $\mathbf{v}_{soo'} = v_{so} + jv_{so'}$ ,  $\mathbf{i}_{soo'} = i_{so} + ji_{so'}$ , e  $\lambda_{soo'} = \lambda_{so} + j\lambda_{so'}$  são os vetores complexos homopolares, no plano  $oo'$ , de tensão, corrente e fluxo do estator, respectivamente (as variáveis equivalentes do rotor são obtidas pela substituição do índice  $s$  por  $r$ );  $C_e$  é o conjugado eletromagnético;  $\omega_r$  é a velocidade angular elétrica do rotor;  $r_s$  e  $r_r$  são as resistências do estator e rotor;  $l_s$ ,  $l_{ls}$ ,  $l_r$  e  $l_{lr}$  são as indutâncias próprias e indutâncias de dispersão do estator e rotor, respectivamente;  $l_{sr}$  é a indutância mútua e  $P$  é o número de pares de pólos da máquina. A indutância homopolar ou de sequência nula  $l_{ls}$  corresponde à indutância de dispersão estatórica como demonstrado no Capítulo 2 e para a máquina trifásica em [63].

É importante notar que quanto a forma as equações (2.113) e (2.114) de sequência zero é correta, os resultados particulares dos parâmetros obtidos, são devidas às considerações adotadas. Geralmente, a indutância do circuito de sequência zero, não é igual as indutâncias de dispersão do estator e rotor por fase. Na prática, as componentes dos fluxos de dispersão do estator e rotor consistem de uma componente que ou cruza ou entra no entreferro (fluxos de dispersão zigue-zague e do topo dos dentes) e a componente que não envolve o entreferro (ranhuras, harmônicos, "skew-inclinação das barras do rotor" e fluxo de dispersão dos enrolamentos). Assim, a indutância de sequência zero é ligeiramente menor que a indutância de dispersão, da ordem, de 0,8 a 0,95 deste valor [69].

As variáveis do estator  $dqxyo'o'$  sobre o modelo podem ser determinadas das variáveis 123456 usando a equação de transformação dada por

$$\mathbf{w}_{s123456} = \mathbf{P}_s \mathbf{w}_{sdqxyo'o'} \quad (5.10)$$

com  $\mathbf{w}_{s123456} = [w_{s1} \ w_{s2} \ w_{s3} \ w_{s4} \ w_{s5} \ w_{s6}]^T$ ,  $\mathbf{w}_{sdqxyo'o'} = [w_{sd} \ w_{sq} \ w_{sx} \ w_{sy} \ w_{so} \ w_{so'}]^T$ . As matrizes de transformação são aqui repetidas para as máquinas de 60 e 30°, (5.11) e (5.12), respectivamente.

$$\mathbf{P}_s^{60^\circ} = \frac{\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\mathbf{P}_s^{30^\circ} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -1 & 0 & -1 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Os modelos (5.6) e (5.8) podem ser usados para se obter  $r_s$ , sem, no entanto, produzir perturbação de conjugado eletromagnético na máquina hexafásica. Todavia, o modelo homopolar não é usado pelos mesmos problemas apresentados na máquina trifásica, ou seja, a conexão do neutro da máquina ao ponto central dos capacitores. A seguir são considerados os seguintes modelos:

$$v_{sx} = r_s i_{sx} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{sx} \quad (5.13)$$

$$v_{sy} = r_s i_{sy} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{sy} \quad (5.14)$$

$$v_{so'} = r_s i_{so'} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so'} \quad (5.15)$$

Onde de (5.10) resultam em:

- Para a máquina de 60°

$$v_{sx} = \frac{1}{3}\sqrt{3}(v_{s1} - \frac{1}{2}v_{s2} - \frac{1}{2}v_{s3} + v_{s4} - \frac{1}{2}v_{s5} - \frac{1}{2}v_{s6})$$



$$\begin{aligned}
 v_{sy} &= \frac{1}{2}(v_{s2} - v_{s3} + v_{s5} - v_{s6}) = \frac{1}{2}(v_{s23} + v_{s56}) \\
 v_{so'} &= \frac{1}{6}\sqrt{6}(v_{s1} - v_{s2} + v_{s3} - v_{s4} + v_{s5} - v_{s6}) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{6}}(v_{s12} + v_{s34} + v_{s56})
 \end{aligned} \tag{5.16}$$

$$\begin{aligned}
 i_{sx} &= \frac{1}{3}\sqrt{3}(i_{s1} - \frac{1}{2}i_{s2} - \frac{1}{2}i_{s3} + i_{s4} - \frac{1}{2}i_{s5} - \frac{1}{2}i_{s6}) \\
 i_{sy} &= \frac{1}{2}(i_{s2} - i_{s3} + i_{s5} - i_{s6})
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

$$\begin{aligned}
 i_{so'} &= \frac{1}{\sqrt{6}}(i_{s1} - i_{s2} + i_{s3} - i_{s4} + i_{s5} - i_{s6}) \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{s1} + i_{s3} + i_{s5})
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

Para a máquina de 30°

$$\begin{aligned}
 v_{sx} &= \frac{1}{2\sqrt{3}}(2v_{s1} - \sqrt{3}v_{s2} - v_{s3} + \sqrt{3}v_{s4} - v_{s5}) \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{3}}(2v_{s1} + \sqrt{3}v_{s4} - v_{s3} - v_{s5})
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

$$\begin{aligned}
 v_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}}(v_{s2} - \sqrt{3}v_{s3} + v_{s4} + \sqrt{3}v_{s5} - 2v_{s6}) \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{3}}(v_{s2} + \sqrt{3}v_{s5} + v_{s4} - 2v_{s6})
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

$$\begin{aligned}
 v_{so'} &= \frac{1}{\sqrt{6}}(v_{s1} - v_{s2} + v_{s3} - v_{s4} + v_{s5} - v_{s6}) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{6}}(v_{s12} + v_{s34} + v_{s56})
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

$$\begin{aligned}
 i_{sx} &= \frac{1}{2\sqrt{3}}(2i_{s1} - \sqrt{3}i_{s2} - i_{s3} + \sqrt{3}i_{s4} - i_{s5}) \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{3}}[3i_{s1} + (1 - \sqrt{3})i_{s2} + (1 + \sqrt{3})i_{s4} + i_{s6}]
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

$$\begin{aligned}
 i_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}}(i_{s2} - \sqrt{3}i_{s3} + i_{s4} + \sqrt{3}i_{s5} - 2i_{s6}) \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{3}}[-i_{s1} - (1 + \sqrt{3})i_{s3} - (1 - \sqrt{3})i_{s4} - 3i_{s6}]
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

$$\begin{aligned}
 i_{so'} &= \frac{1}{\sqrt{6}}(i_{s1} - i_{s2} + i_{s3} - i_{s4} + i_{s5} - i_{s6}) \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{s1} + i_{s3} + i_{s5})
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

Considere a máquina com neutro simples e a relação  $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} + i_{s4} + i_{s5} + i_{s6} = 0$  pode ser usada para simplificar as equações (5.18)-(5.22)-(5.24). Note que, na máquina de 60°, para se obter  $v_{sx}$ , e  $i_{sx}$  são necessários seis sensores de tensão (fase e/ou linha) e seis de corrente o que torna inviável. Para se obter  $v_{sy}$  e  $i_{sy}$  são necessários dois sensores de tensão (valor de linha) e quatro de corrente o que é mais razoável.

Na máquina de 30°, para se obter  $v_{sx}$ , e  $i_{sx}$  ou  $v_{sy}$  e  $i_{sy}$  são necessários, a medida de quatro tensões e quatro correntes. Enquanto, (nas duas máquinas) para se obter  $v_{so'}$  e  $i_{so'}$  são necessários apenas três sensores de corrente e três de tensão (valor de linha). Este fato justifica a escolha do modelo  $so'$  que foi usado pelo número menor de sensores de tensão e corrente e é comum aos dois tipos de máquina.

## 5.4 Estratégia de Estimação

O uso da técnica de estimação de mínimos quadrados ( $LS$ ) exige que se tenha um modelo específico do sistema sob estudo. Considere que a relação entre a entrada e a saída de um sistema dinâmico seja descrito pela equação de diferenças

$$y(t) = a_1y(t-1) - \dots - a_ny(t-n) + b_1u(t-1) + \dots + b_mu(t-m) \quad (5.25)$$

usando a notação na forma vetorial, têm-se

$$\theta = [a_1 \dots a_n \quad b_1 \dots b_m]^T \quad (5.26)$$

e

$$\Gamma^T(t) = [-y(t-1) \dots -y(t-n) \quad u(t-1) \dots u(t-m)] \quad (5.27)$$

Sendo  $\theta$  o vetor de parâmetros e  $\Gamma^T$  a matriz de regressão.

A equação (5.25) pode ser reescrita como

$$y(t) = \Gamma^T(t)\theta \quad (5.28)$$

Para enfatizar que o cálculo de  $y(t)$  depende dos parâmetros (*equação de regressão*) anteriores de  $\theta$ , escreve-se a equação acima como

$$\hat{y}(t|\theta) = \Gamma^T(t)\theta \quad (5.29)$$

sendo  $\hat{y}(t|\theta)$ ,  $\Gamma^T(t)$  e  $\theta$ , respectivamente o vetor de predição, a matriz de regressão e o vetor paramétrico.

Das equações (5.13) a (5.15) é possível determinar o modelo de regressão linear como em (5.29). As equações básicas do algoritmo de mínimos quadrados usadas para calcular o vetor paramétrico  $\theta$  podem ser encontradas em Middleton e Goodwin [64].

De (5.13) a (5.15) o modelo de regressão pode ser escrito como:

$$y(t) = \begin{bmatrix} v_{sw} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} i_{sw} & di_{sw}/dt \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} r_s & l_{ls} \end{bmatrix}^T \quad (5.32)$$

onde o índice  $w$  pode corresponder às variáveis  $x$ ,  $y$  ou  $\sigma'$  indiferentemente.

Este modelo é concebido para ser empregado durante um curto intervalo de estimação, simplesmente injetando uma pequena tensão homopolar ( $v_{sx}$  ou  $v_{sy}$  ou  $v_{s\sigma'}$ ) juntamente com as tensões equilibradas hexafásicas. Se a tensão injetada é  $CC$ , então a derivada de corrente é nula (isto é,  $di_{sx}/dt = 0$  ou  $di_{sy}/dt = 0$  ou  $di_{s\sigma'}/dt = 0$ ) e apenas a resistência do estator é estimada.

## 5.5 Projeto do Experimento

O procedimento a seguir é válido para os dois tipos de máquinas hexafásicas ( $30^\circ$  e  $60^\circ$ ). Considerando que a máquina está girando em condições normais de operação, isto é, alimentada com tensões hexafásicas, somam-se a estas uma pequena componente homopolar  $v_{s\sigma'}$ , isto é,

$$v'_{s1} = v_{s1} + v_{s\sigma'}/\sqrt{6} \quad (5.33)$$

$$v'_{s2} = v_{s2} - v_{s\sigma'}/\sqrt{6} \quad (5.34)$$

$$v'_{s3} = v_{s3} + v_{s\sigma'}/\sqrt{6} \quad (5.35)$$

$$v'_{s4} = v_{s4} - v_{s\sigma'}/\sqrt{6} \quad (5.36)$$

$$v'_{s5} = v_{s5} + v_{s\sigma'}/\sqrt{6} \quad (5.37)$$

$$v'_{s6} = v_{s6} - v_{s\sigma'}/\sqrt{6} \quad (5.38)$$

Como pode ser visto em (5.33)-(5.38), aplica-se  $v'_{si}$  ( $i = 1$  a  $6$ ) aos enrolamentos da máquina onde  $v_{s\sigma'}$  é o termo homopolar, que não altera o fluxo no entreferro, como desejado. Mas, por outro lado, distorce a tensão de referência fundamental que é usado como um sinal modulante do PWM hexafásico. As estratégias de PWM hexafásico foram estudadas no capítulo 4 e para o caso trifásico suas estratégias podem ser encontradas em [65].

As tensões de linha  $v_{s12}$ ,  $v_{s34}$  e  $v_{s56}$  e as correntes  $i_{s1}$ ,  $i_{s3}$  e  $i_{s5}$  são medidas por um sistema de aquisição que possui um filtro analógico e a corrente  $i_{s0'}$  e a tensão  $v_{s0'}$  são calculadas por (5.21) e (5.24). Em seguida calcula-se a derivada da corrente

$$\frac{d\hat{i}_{s0'}(t)}{dt} = \frac{\hat{i}_{s0'}(t + \tau) - \hat{i}_{s0'}(t)}{\tau} \quad (5.39)$$

onde  $\tau$  é o período de amostragem e  $\hat{i}_{s0'}$  a corrente filtrada. Processando os dados de tensão, da corrente e da derivada de corrente homopolares, através do algoritmo de mínimos quadrados resursivo, os valores de  $r_s$  e  $l_{ls}$  são determinados

No acionamento trifásico o uso do modelo homopolar para estimar  $r_s$  e  $l_{ls}$  é necessário o acesso ao neutro da máquina e ao ponto intermediário do banco de capacitores (conexão entre estes dois pontos), de modo que  $v_{s0}$  não pode ser  $CC$  devido ao desbalanceamento causado nas tensões dos capacitores que afeta o cálculo das larguras de pulso na modulação PWM [66].

## 5.6 Resultados de Simulação

Usando a técnica proposta para a estimação da resistência e da indutância de dispersão estatórica, foram realizadas as simulações para motores de indução hexafásicos de 30 e 60°, cujos dados são iguais e apresentados na Tabela 5.1. Usou-se uma fonte com modulação PWM escalar, com frequência de chaveamento de 10 kHz, frequência fundamental de 60 Hz e componente homopolar ( $v_{s0'}$ ) sobreposta, de amplitude igual a 10% da amplitude da tensão de fase e frequência 60 Hz.

Tabela 5.1: Parâmetros da máquina teórica.

Parâmetros da Máquina						
$r_s[\Omega]$	$l_{ls}[mH]$	$l_s[H]$	$l_r[H]$	$l'_{lr}[mH]$	$r'_r[\Omega]$	
5,793	19,3	0,386	0,386	19,3	3,421	

A Figura 5.1, ilustra a evolução no tempo do comportamento dos valores estimados de  $r_s$  e  $l_{ls}$ . Destas simulações, percebe-se que os valores estimados convergem rapidamente para os valores dados na Tabela 5.1 e como esperado os resultados são iguais nas duas máquinas. Na simulação, os valores iniciais do vetores paramétricos eram nulos e o motor operava em vazio. Em seguida, foram realizados experimentos para verificar a validade da técnica proposta.

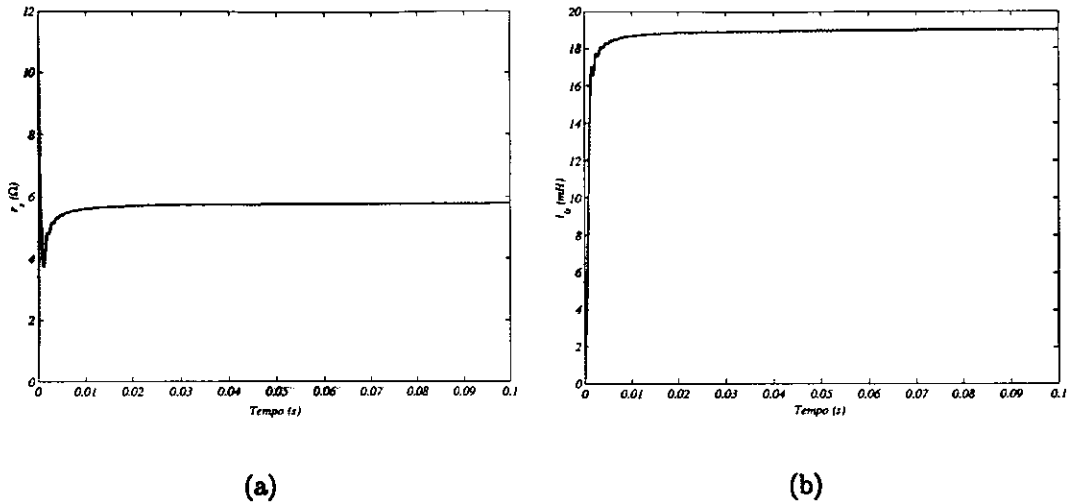


Figura 5.1: Resultado de simulação: Estimação da resistência e da indutância de dispersão estatórica com  $f_{s\sigma} = 60Hz$  e  $f_s = 60Hz$ . (Maq. de 60 ou 30°)

## 5.7 Resultados Experimentais

Os testes experimentais foram realizados na plataforma de acionamento já descrita anteriormente. Veja o diagrama de blocos simplificado na Figura 4.1. A máquina hexafásica simétrica (60°) é obtida a partir da reconfiguração dos enrolamentos do motor trifásico modelo 25.1012.108, carcaça 143T da GE e cujos os dados nominais são apresentados no apêndice. A máquina assimétrica (30°) é obtida através do rebobinamento, aproveitando a estrutura idêntica ao do motor trifásico anterior. Mantém-se a mesma capacidade de corrente dos condutores e a tensão nominal de cada enrolamento igual à da máquina original.

Alimentou-se a máquina com um inversor estático da SEMIKRON usando a técnica de controle Volts/Hertz. O sistema de acionamento é composto de um PC-Pentium equipado com placas dedicadas para o controle do inversor e aquisição dos dados da máquina de indução. O algoritmo de estimação empregado para processar os dados experimentais foi o de mínimos quadrados recursivos (RLS), que é desejável para aplicações em tempo real. O período de amostragem foi ajustado em  $100\mu s$  e igual ao período de chaveamento do inversor de tensão hexafásico que alimenta a máquina. A estratégia de modulação empregada foi a do Caso 1a (ou modulação escalar convencional)

A seguir são apresentados os valores estimados para as máquinas de 30 e 60°.

### 5.7.1 Máquina de 30°

A resistência da máquina é de  $20,1 \Omega$  e a indutância de dispersão é de  $49 \text{ mH}$ , ambos valores relativos ao estator. Estes valores foram determinados através de ensaios a vazio e de rotor bloqueado e pela medição direta de  $r_s$  do motor. Os ensaios a vazio e de rotor bloqueado foram realizados em  $60 \text{ Hz}$  e para a medição de  $r_s$  os enrolamentos do estator foram excitados com tensão  $CC$ . Os valores obtidos no ensaio de rotor bloqueado foi feito através de um inversor hexafásico, pois no laboratório não existe uma fonte de tensão hexafásica senoidal.

Na Tabela 5.2 estão apresentados os valores estimados da resistência estatórica em função da frequência fundamental ( $f_s = 10, 30 \text{ e } 60 \text{ Hz}$ ) e para diferentes amplitudes e frequências da tensão homopolar  $v_{s0}$ . A notação da tensão  $v_{s0}$  é especificada por sua frequência e o percentual em relação a amplitude da frequência fundamental. Por exemplo, '0Hz-5%' indica frequência zero ( $CC$ ) com amplitude de 5% da tensão fundamental. Em todos os casos os valores da resistência do estator concordam muito bem com os valores obtidos por medição.

Na Tabela 5.3 estão apresentados os valores estimados da indutância de dispersão para os mesmos valores de frequência  $f_s$  e tensão homopolar  $v_{s0}$ . A nomenclatura *ne* (não-estimado) na tabela indica os casos onde não foi possível obter boa estimativa de  $l_{ls}$ , devido a relação sinal-ruído presente na plataforma experimental. Em termos gerais, para evitar as condições de *ne* nos procedimentos de estimativa é possível alterar a frequência e/ou aumentar a amplitude de  $v_{s0}$  para aumentar a relação sinal-ruído.

Tabela 5.2: Estimação da resistência do estator para diferentes valores de  $v_{s0}$  e  $f_s$ .

Resistência do Estator( <i>ohm</i> )			
$v_{s0} \downarrow f_s \rightarrow$	10Hz	30Hz	60Hz
0Hz-5%	20.8	18.7	19.2
0Hz-10%	19.9	19.2	18.8
10Hz-10%	19.8	20.5	20.0

Tabela 5.3: Estimação da indutância de dispersão para diferentes valores de  $v_{s0}$  e  $f_s$ .

Indutância de Dispersão ( <i>mH</i> )			
$v_{s0} \downarrow f_s \rightarrow$	10Hz	30Hz	60Hz
10Hz-5%	<i>ne</i>	38.0	39.0
10Hz-10%	<i>ne</i>	41.0	39.0

As Figuras 5.2 e 5.3 mostram a evolução no tempo de  $r_s$  e  $l_{ls}$  quando a estimativa é

feita com  $f_{s\sigma'} = 10Hz - f_s = 30Hz$  e  $f_{s\sigma'} = 10Hz - f_s = 60Hz$ . Nestes casos a amplitude de  $v_{s\sigma'}$  são de 10% e 5%, respectivamente da amplitude da tensão fundamental. A estimação dos parâmetros foi inicializada com zero. Note que os valores estimados da resistência e da indutância de dispersão convergem rapidamente para os valores dados nas Tabelas 5.2 e 5.3. O transiente inicial é devido as condições de partida do algoritmo RLS.

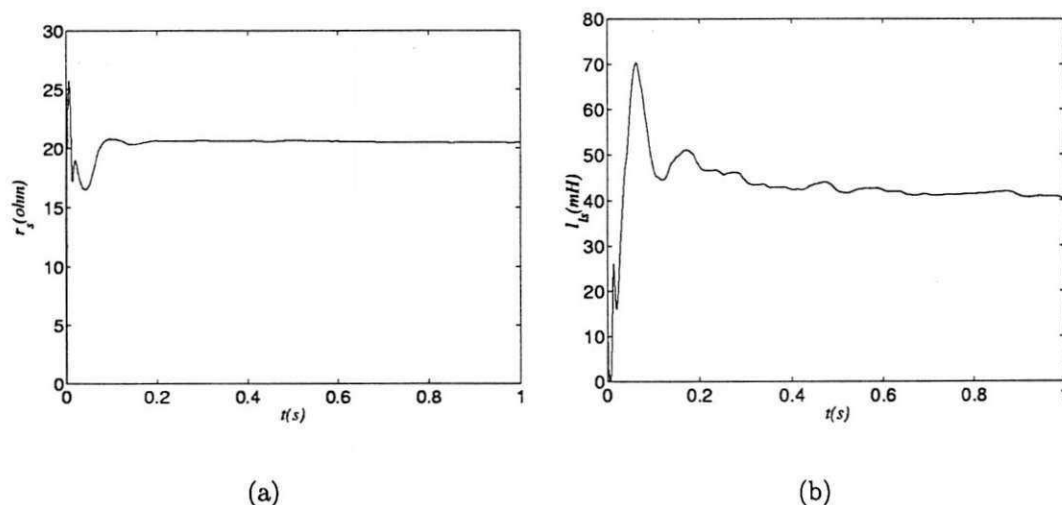


Figura 5.2: Estimação da resistência e da indutância de dispersão estatórica em  $f_{s\sigma'} = 10Hz$  com  $f_s = 30Hz$ .

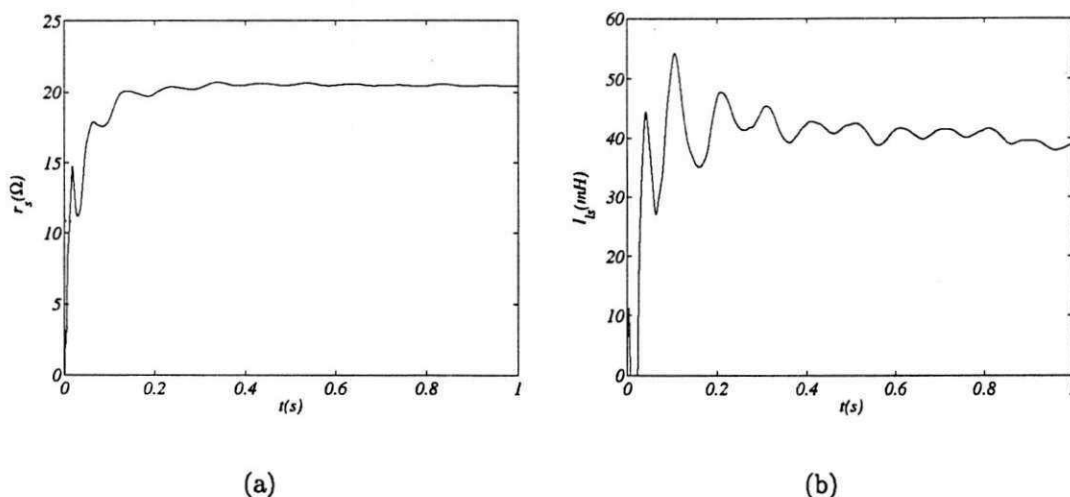


Figura 5.3: Estimação da resistência e indutância de dispersão estatórica em  $f_{s\sigma'} = 10Hz$  com  $f_s = 60Hz$ .

A Figura 5.4 mostra as correntes estatórica ( $i_{s1}, i_{s3}, i_{s5}, i_{s\sigma'}$  e  $v_{s\sigma'}$ ) para  $i_{s\sigma'}$  dado por '10Hz-5%' e  $f_s = 60Hz$ . Observa-se que a injeção da corrente  $i_{s\sigma'}$  introduz uma

corrente  $CA$  de baixa frequência na corrente de fase comparativamente com a operação da máquina com  $i_{s0'} = 0$ . Todavia, a corrente  $CA$  de baixa frequência não interfere no conjugado da máquina além de só existir durante um curto intervalo de estimação em tempo real.

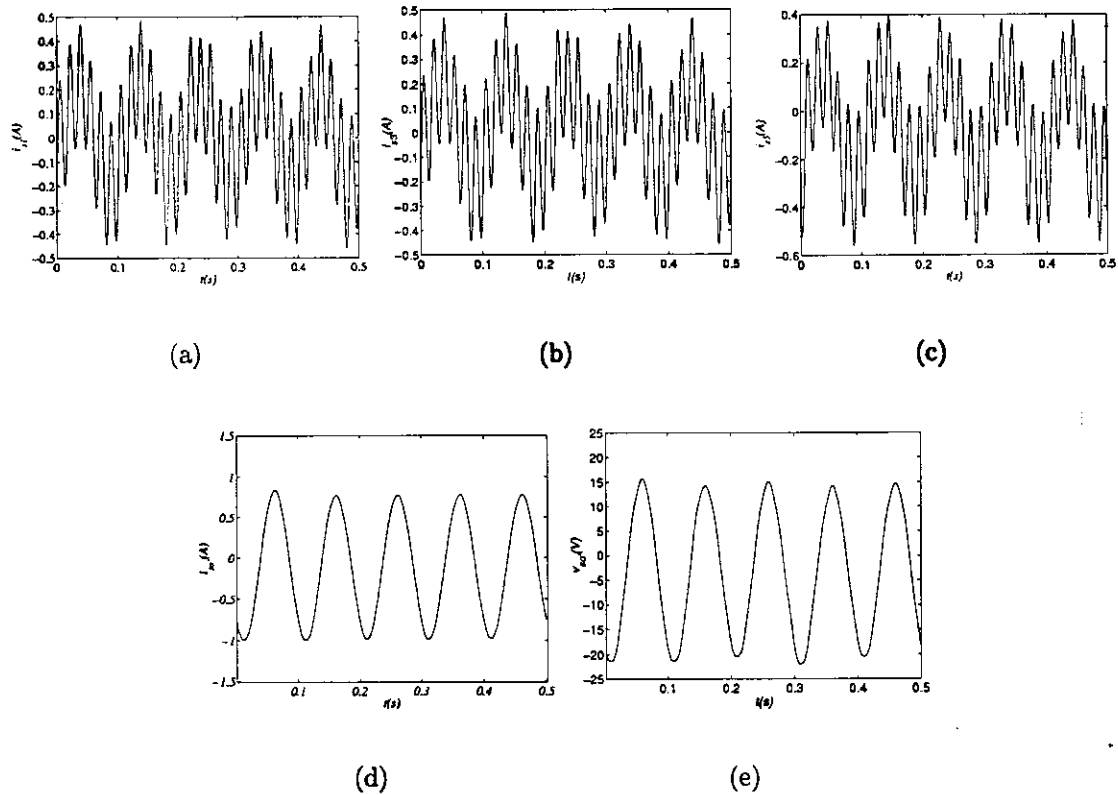


Figura 5.4: Correntes do Estator. (a)  $i_{s1}$ , (b)  $i_{s3}$ , (c)  $i_{s5}$ , (d)  $i_{s0'}$  e (e)  $v_{s0'}$  para  $v_{s0'}$  dado por '10Hz-5%' e  $f_s = 60Hz$ .

### 5.7.2 Máquina de 60°

Dos ensaios a vazio e rotor bloqueado realizados na máquina o valor da indutância de dispersão do estator obtida foi de 5,2 mH e a resistência estatórica obtida por medição direta foi de 17,9  $\Omega$ .

Na Tabela 5.4 estão apresentados os valores estimados da resistência estatórica em função da frequência homopolar ( $f_{s0'} = 0, 10, 20, 40, 60$  e  $120Hz$ ) e diferentes amplitudes de  $v_{s0'}$ . A frequência da fundamental é mantida constante e igual a 60 Hz. Em todos os casos os valores da resistência do estator, aproximam-se dos valores obtidos por medição.

Na Tabela 5.5 estão apresentados os valores estimados da indutância de dispersão



para os mesmos valores de frequência  $f_s$  e tensão homopolar  $v_{s0'}$ . Em termos gerais, para evitar as condições de  $ne$  nos procedimentos de estimação é possível alterar a frequência e/ou aumentar a amplitude de  $v_{s0'}$  para aumentar a relação sinal-ruído.

Tabela 5.4: Estimação da resistência do estator para diferentes valores de  $v_{s0'}$  e  $f_s = 60$  Hz.

		Resistência do Estator [ $\Omega$ ]					
$v_{s0'} \downarrow f_{s0'} \rightarrow$		0	5	20	40	60	120
5%		17,3	17,5	17,5	16,7	17,5	20
10%		17,75	18,3	17,2	17,3	18,3	19,5

Tabela 5.5: Estimação da indutância de dispersão para diferentes valores de  $v_{s0'}$  e  $f_s = 60$  Hz.

		Indutância de Dispersão ( $mH$ )				
$v_{s0'} \downarrow f_{s0'} \rightarrow$		5	20	40	60	120
5%		$ne$	4mH	4,5mH	4,7mH	4,5mH
10%		4mH	4mH	4,5mH	4,3mH	4,1mH

As Figuras 5.5 e 5.6 mostram a evolução no tempo de  $\tau_s$  e  $l_{ts}$  quando a estimação é feita com  $f_{s0'} = 40Hz - f_s = 60Hz$  e  $f_{s0'} = 20Hz - f_s = 60Hz$ . Nestes casos a amplitude de  $v_{s0'}$  são de 5% e 10%, respectivamente da amplitude da tensão fundamental. A estimação dos parâmetros foi inicializada com zero. Note que os valores estimados da resistência e da indutância de dispersão convergem rapidamente para os valores dados nas Tabelas 5.4 e 5.5. O transiente inicial é devido as condições de partida do algoritmo RLS.

A Figura 5.7 mostra a tensão e corrente homopolares '40Hz-5%' e  $f_s = 60Hz$ . A Figura 5.8 mostra a tensão e corrente homopolares para '20Hz-5%' e  $f_s = 60Hz$ .

## 5.8 Conclusão

Neste capítulo foi proposto uma técnica para determinar a resistência e a indutância de dispersão do estator de uma máquina de indução hexafásica baseado no modelo das componentes homopolares. O método proposto fornece uma estimação para a resistência do estator sem exigir conhecimento de outro parâmetro e é independente da estratégia de controle do acionamento. Além disso, a tensão homopolar não interfere no conjugado da máquina e pode ser usado durante a operação normal de acionamento. Os resultados experimentais demonstraram a viabilidade da técnica proposta.

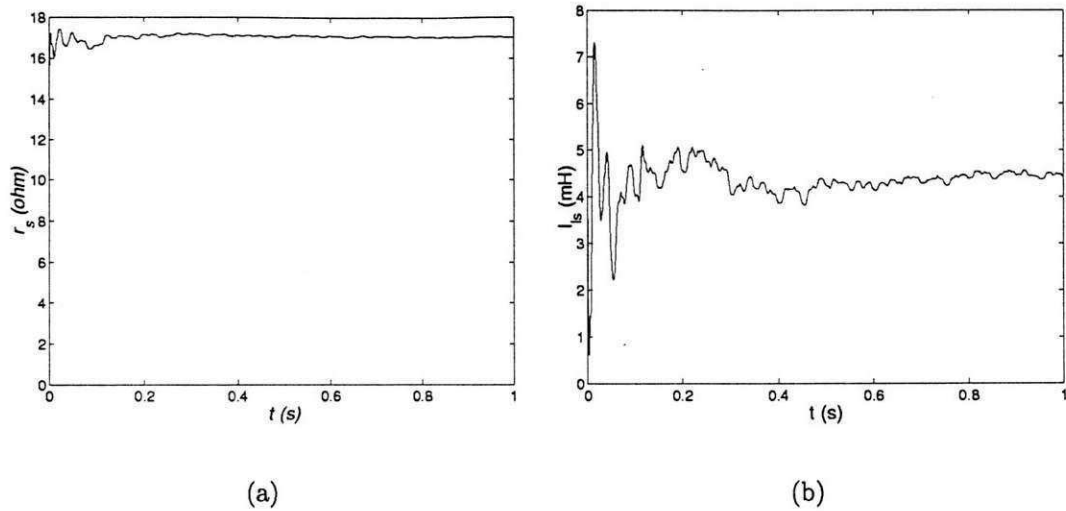


Figura 5.5: Estimação da resistência e da indutância de dispersão estatórica em  $f_{s0'} = 40Hz$  com  $f_s = 60Hz$ .

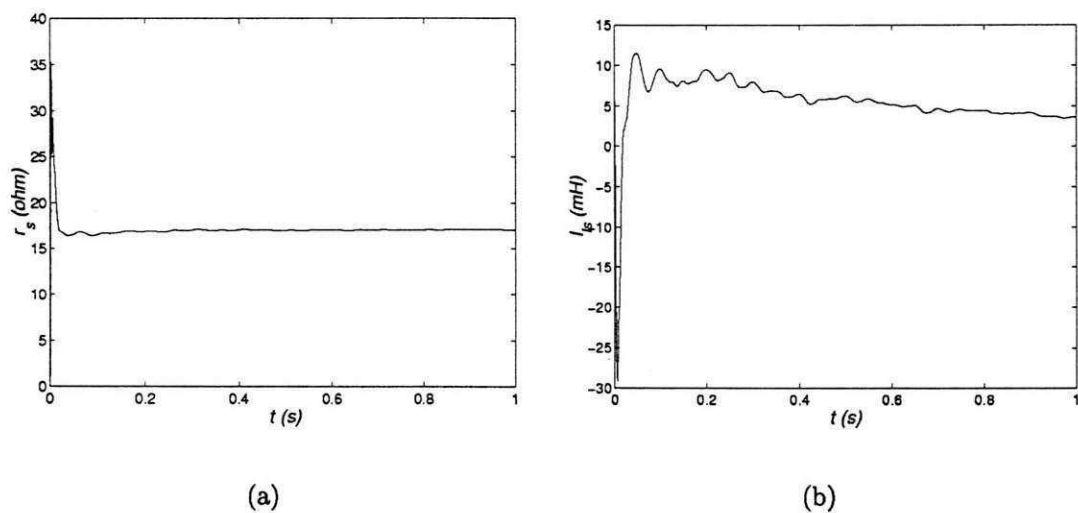


Figura 5.6: Estimação da resistência e indutância de dispersão estatórica em  $f_{s0'} = 20Hz$  com  $f_s = 60Hz$ .

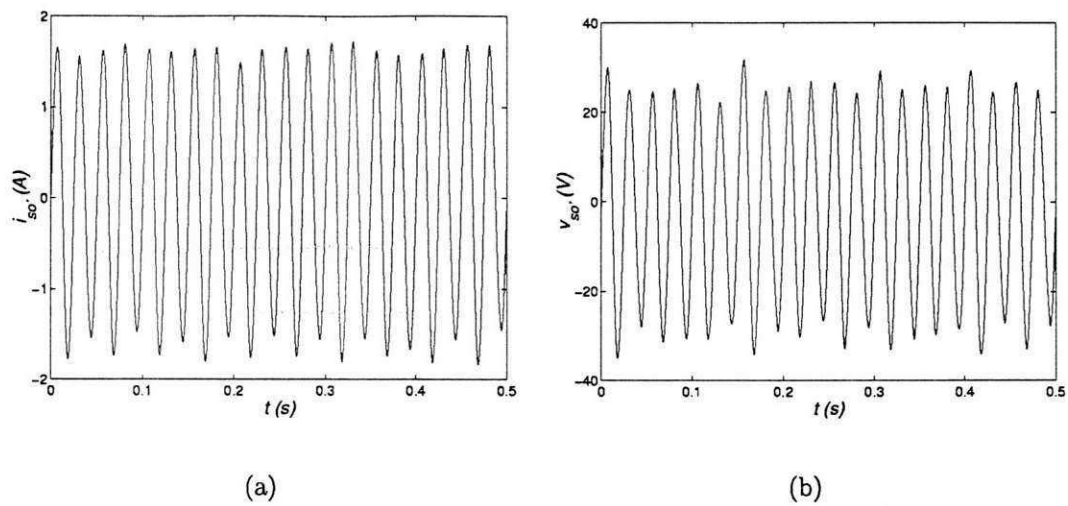


Figura 5.7: Tensão e corrente homopolar (a)  $i_{s0'}$  (b)  $v_{s0'}$  com  $f_{s0'} = 40Hz$  e  $f_s = 60Hz$ .

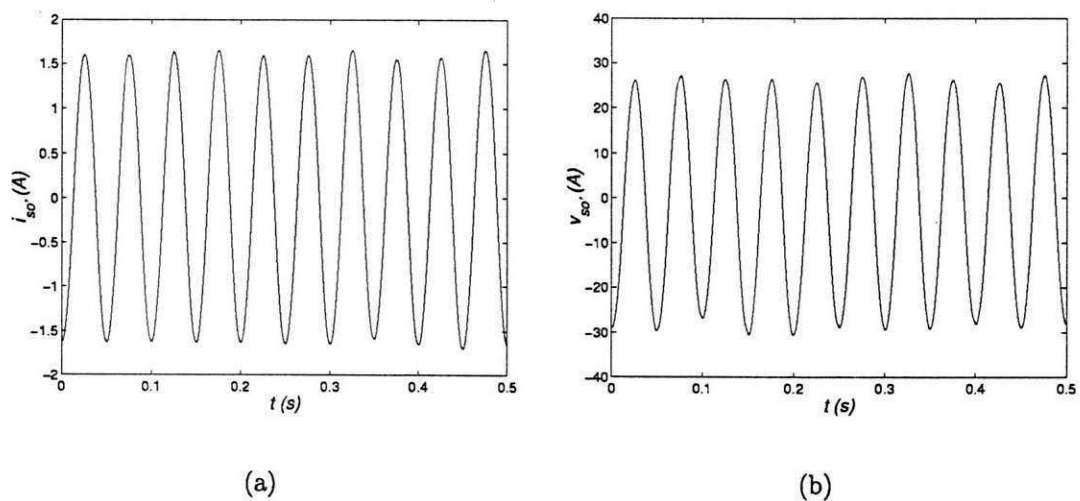


Figura 5.8: Tensão e corrente homopolar (a)  $i_{s0'}$  (b)  $v_{s0'}$  com  $f_{s0'} = 20Hz$  e  $f_s = 60Hz$ .

# Capítulo 6

## Conclusão Geral

Neste trabalho, tratou-se da utilização de uma máquina de indução não convencional, com seis fases e simétrica, como parte de um sistema de acionamento, em que estratégias de modulação PWM, de interesse prático, são sugeridas e avaliadas através de índices de desempenho como distorção harmônica total, eliminação da tensão de modo comum, e ondulação de conjugado eletromagnético.

O levantamento bibliográfico permitiu encontrar o tratamento matemático necessário na caracterização do comportamento elétrico e mecânico, de transformações de variáveis e geração de modelos simplificados da máquina hexafásica simétrica.

A configuração hexafásica assimétrica ( $30^\circ$ ), que atualmente é a opção adotada nas de pesquisas e escolhida nas aplicações em níveis de potência elevada e tração elétrica, tem suas qualidades bem determinadas e foi utilizada como referência para avaliação da máquina sob estudo. A assimetria não permite propor estratégias que utilize um número reduzido de vetores nem facilita o processo de determinação dos tempos de modo a eliminar a tensão de modo comum instantaneamente.

As diversas estratégias apresentadas propõe minorar o problema presente em acionamentos modernos de alta frequência (a tensão de modo comum), que produz, dentre outros efeitos, avaria prematura dos mancais.

As máquinas com número de fases par permitem eliminar de forma satisfatória e sem muita complexidade do sistema de controle do conversor, a tensão de modo comum. Todas as estratégias reduziram a tensão de modo comum, umas com mais eficiência, eliminam instantaneamente.

Com relação à distorção harmônica total ponderada das tensões no plano  $dq$ , que reflete o comportamento do conjugado eletromagnético, uma das estratégias se sobressai, apresentando valor baixo em toda faixa de índice de modulação (Caso 7a). Na comparação com o acionamento convencional trifásico e das estratégias vetoriais do

acionamento da máquina hexafásica assimétrica, a estratégia proposta apresentou melhores resultados quando exigidas, ao mesmo tempo, baixa ondulação de conjugado e baixo conteúdo de harmônicos na corrente de fase. Um fato importante é que a modulação escalar (Caso 1a, máquina de  $60^\circ$ ), com reversão de pulso, de fácil implementação através de equações algébricas simples e liberdade de ajuste de dois fatores de distribuição, apresentou resultados bem satisfatórios quanto à distorção das correntes de fase e do plano  $dq$  que se reflete no conjugado eletromagnético. Para índice de modulação unitário se aproxima bastante do Caso 7a, quanto distorção de  $i_{sdq}$ . Também, o Caso 4a pode ser implementado de forma escalar e apresentou a menor distorção na corrente de fase pelo fato das componentes no plano  $xy$  serem nulas instantaneamente.

Aproveitando o grau de liberdade maior do sistema hexafásico em relação ao trifásico, é proposta uma técnica de estimação dos parâmetros resistência e indutância de dispersão estatóricas em tempo real, no qual não é necessário nenhum conhecimento prévio, acesso ao ponto neutro da máquina ou ligação elétrica ao ponto central dos capacitores de entrada e não produz perturbação na velocidade. Resultados de simulação e experimentais, nas duas configurações  $60^\circ$  e  $30^\circ$ , comprovam a viabilidade desta técnica

## 6.1 Sugestões para trabalhos futuros

- Investigar o acionamento hexafásico com estrutura reduzida
- Desenvolver técnicas de acionamento de alto desempenho, como campo orientado, adequadas para a máquina hexafásica simétrica.
- Aprofundar o estudo de um tratamento genérico, baseado no conceito de razão de distribuição, para a geração de funções de chaveamento da máquina hexafásica.
- Investigar a aplicação da máquina hexafásica como gerador de indução acionado por sistemas eólicos.

# Apêndice

## Dados Nominais do Motor Trifásico

Dados do Motor

Marca *GE*

Potência: 3/4 CV

Tensão: 220/380/440/760 V,  $f = 60\text{Hz}$

Corrente: 2,71/1,57/1,36 A

Rotação: 3500 rpm, Regime Contínuo, Cat.-B, Isol.-B

## Detalhes de Projeto

O projeto do enrolamento da máquina hexafásica (simétrica ou assimétrica) é feito tomando como base a mesma geometria da máquina trifásica. O fluxo no entreferro da máquina deve ser mantido no mesmo nível da máquina original. E com base nos dados de placa (Tensão de fase- $V_f$ , Frequência-  $f$  e o número de pólos  $P$ ) e os dados geométricos do estator (Diâmetro interno- $D_i$  e comprimento axial  $L$ ), pode-se determinar o fluxo no entreferro da máquina original (trifásica).

Desprezando-se a resistência elétrica e a indutância do estator o valor da tensão de fase é dado por:

$$V_f = 4,44k_e N_s \Phi_p f \quad (6.1)$$

onde,

$$\Phi_p = \frac{2D_i L}{P} B_g \quad (6.2)$$

$$N_s = \frac{(\text{Espiras/bobina})(\text{lad os de bobina/ranhura})(\text{número de ranhuras})}{(\text{número de fases})(\text{circuitos})} \quad (6.3)$$

Por exemplo, para uma máquina trifásica com camada simples, (*lados de bobina/ranhura*) = 1, (*Espiras/bobina*) =  $n_s/2$ , (*circuitos*) =  $C$  (em paralelo), e (*número de ranhuras*) =  $Q$ . O número de espiras conectados em série é dado por

$$N_s = \frac{(n_s/2)(1)(Q)}{(3)(C)} \quad (6.4)$$

Substituindo a equação (6.2) (amplitude do fluxo no entreferro- $\Phi_p$ ), na equação (6.1), calculando-se o número de espiras, em série, por fase ( $N_s$ ), cuja as características da expressão (6.3) são levantadas no desenrolar da máquina original. Considerando o fator de enrolamento unitário ( $k_e$ ). Pode-se, enfim determinar a amplitude da densidade de fluxo ( $B_g$ ), para a fundamental.

E para uma máquina hexafásica, por exemplo, com camada dupla, tem-se

$$N_s = \frac{(n_s/4)(2)(Q)}{(6)(C)} \quad (6.5)$$

Com as mesmas dimensões físicas e o mesmo  $B_g$ , o fluxo por pólo  $\Phi_p$  é o mesmo para a máquina hexafásica. De (6.1) vê-se que  $N_s$  é o mesmo para a máquina hexafásica. Para manter  $N_s$  o mesmo ou  $n_s$  deve ser dobrado ou  $C$  deve ser reduzido à metade. Para esta configuração de máquina, a redução de  $C$  garante a acomodação dos condutores nas ranhuras. Todavia, a capacidade de corrente dos condutores ( $K_{srms}$ ) deve ser conferida para avaliar se suas dimensões ( $D_i$ ) estão corretamente selecionadas.

$$K_{srms} = \frac{Qn_s(I_s/C)}{\sqrt{2}\pi D_i} \quad (6.6)$$

Além disso, para o mesmo  $K_s$ , na máquina hexafásica, a corrente de linha é reduzida pela metade. Isto é razoável desde que agora existem dois grupos trifásicos ao invés de um originalmente.

## Configurações da Máquina Hexafásica

A partir de uma máquina indução trifásica convencional, com 12 terminais acessíveis (i.e. 2 circuitos), através de um conexão adequada, pode-se obter uma máquina hexafásica, sem a necessidade de projetos especiais ou reconstrução dos enrolamentos. A máquina fica equilibrada e simétrica com as bobinas com o mesmo número de espiras por fase e deslocadas eletricamente de  $60^\circ$  uma da outra. Para a máquina trifásica de dois pólos, a reconfiguração pode ser feita, apenas, na caixa de ligação como mostra o enrolamento concentrado na Figura 6.1

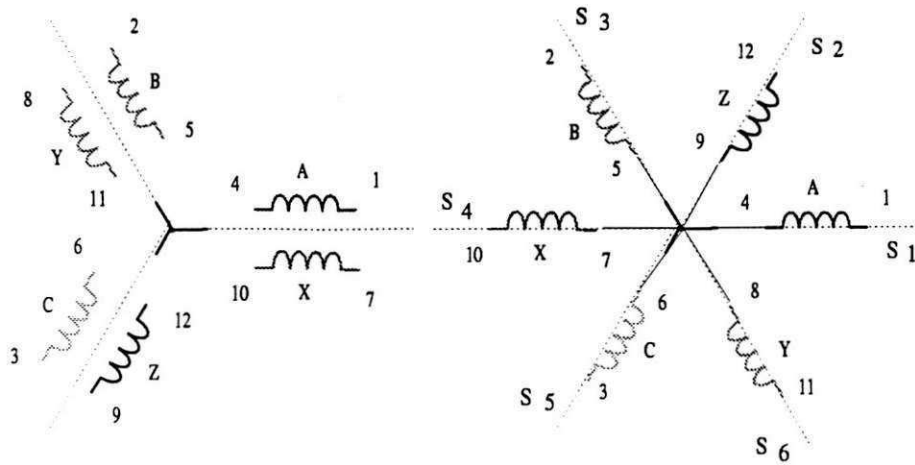


Figura 6.1: Conexão de uma máquina trifásica convencional de 12 terminais numa MIH simétrica. Enrolamento concentrado

Uma máquina de  $30^\circ$  foi rebobinada, aproveitando uma estrutura mecânica idêntica a de  $60^\circ$  (24 ranhuras, 2 pólos), modificando-se apenas o passo de bobina que originalmente era de  $9/12$  para  $10/12$ , mantendo-se o mesmo número de espiras e espessura do fio. O diagrama retificado e equivalente concentrado do enrolamento é mostrado na Figura 6.2

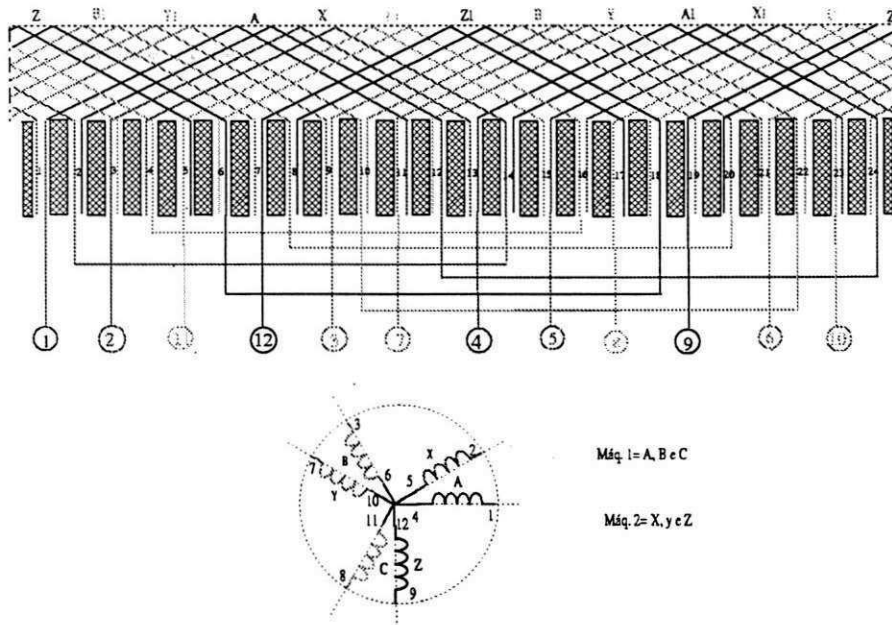


Figura 6.2: Diagrama retificado de uma MIH assimétrica ( $30^\circ$ ) com 2 pólos por fase. Diagrama equivalente concentrado



## Força magnetomotriz da MIH simétrica

O corpo ranhurado do estator, usado para acomodar os enrolamentos da máquina, produz uma distribuição do enrolamento com natureza discreta. Isto torna impossível a construção de uma máquina com o enrolamento distribuído de forma senoidal. A distribuição das bobinas e o encurtamento do passo dos enrolamentos permite uma distribuição aproximadamente senoidal. Esta técnica de projeto foi motivada pela falta de meios de controle da corrente da máquina no passado e portanto de explorar o conteúdo de harmônico dos enrolamentos da máquina

De modo geral a função de enrolamento para uma máquina elétrica é dada por

$$N_e(\delta_e) = \frac{4 N_s}{\pi P} \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{k_{dh} k_{ph}}{h} \sin(h\delta_e) \quad (6.7)$$

onde,  $N_s$  é o número total de espiras por fase,  $P$  é o número de pólos,  $k_{dh}$  é o fator de distribuição do harmônico e  $k_{ph}$  é o fator de passo do harmônico. Considerando apenas a componente fundamental e a terceira harmônica, tem-se

$$N_e(\delta_e) \simeq \frac{4 N_s}{\pi P} [k_{e1} \sin(\delta_e) + k_{e3} \sin(3\delta_e)] \quad (6.8)$$

onde  $k_{e1} = k_{d1} k_{p1}$  e  $k_{e3} = k_{d3} k_{p3}$ .

Assim a força magnetomotriz, por fase, para um dado enrolamento é

$$fmm(\delta_e, t) = N_e(\delta_e) i(t)$$

onde  $i$  é a corrente no enrolamento.

A máquina hexafásica simétrica (MIH) apresenta um número par de fases e, quando alimentada por tensões senoidais equilibradas, as tensões de fase são opostas duas a duas. Ou seja, considerando as tensões de fase  $v_{s1}(t)$ ,  $v_{s2}(t)$ ,  $v_{s3}(t)$ ,  $v_{s4}(t)$ ,  $v_{s5}(t)$  e  $v_{s6}(t)$ , sendo estas equilibradas e simétricas, têm-se:

$$v_{s1}(t) = -v_{s4}(t), \quad v_{s2}(t) = -v_{s5}(t) \quad e \quad v_{s3}(t) = -v_{s6}(t) \quad (6.9)$$

$$v_{s1}(t) = V_m \cos(\omega t) \Rightarrow i_{s1}(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi)$$

$$v_{s2}(t) = V_m \cos(\omega t - \pi/3) \Rightarrow i_{s2}(t) = I_m \sin(\omega t - \pi/3 - \varphi)$$

$$v_{s3}(t) = V_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \Rightarrow i_{s3}(t) = I_m \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)$$

$$v_{s4}(t) = V_m \cos(\omega t - \pi) \Rightarrow i_{s4}(t) = I_m \sin(\omega t - \pi - \varphi)$$

$$v_{s5}(t) = V_m \cos(\omega t - 4\pi/3) \Rightarrow i_{s5}(t) = I_m \sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi)$$

$$v_{s6}(t) = V_m \cos(\omega t - 5\pi/3) \Rightarrow i_{s6}(t) = I_m \sin(\omega t - 5\pi/3 - \varphi)$$

e considerando uma distribuição segundo (6.8) dos enrolamentos do estator, têm-se as seguintes forças magnetomotrizes ( $fmm_i$ ) por fase

$$\begin{aligned} fmm_1(t, \delta_e) &= \frac{4}{\pi} \frac{N_s}{P} [k_{e1} \sin(\delta_e) + k_{e3} \sin(3\delta_e)] i_{s1}(t) \\ fmm_2(t, \delta_e) &= \frac{4}{\pi} \frac{N_s}{P} [k_{e1} \sin(\delta_e - \frac{\pi}{3}) + k_{e3} \sin(3(\delta_e - \frac{\pi}{3}))] i_{s2}(t) \\ fmm_3(t, \delta_e) &= \frac{4}{\pi} \frac{N_s}{P} [k_{e1} \sin(\delta_e - \frac{2\pi}{3}) + k_{e3} \sin(3(\delta_e - \frac{2\pi}{3}))] i_{s3}(t) \\ fmm_4(t, \delta_e) &= \frac{4}{\pi} \frac{N_s}{P} [k_{e1} \sin(\delta_e - \pi) + k_{e3} \sin(3(\delta_e - \pi))] i_{s4}(t) \\ fmm_5(t, \delta_e) &= \frac{4}{\pi} \frac{N_s}{P} [k_{e1} \sin(\delta_e - \frac{4\pi}{3}) + k_{e3} \sin(3(\delta_e - \frac{4\pi}{3}))] i_{s5}(t) \\ fmm_6(t, \delta_e) &= \frac{4}{\pi} \frac{N_s}{P} [k_{e1} \sin(\delta_e - \frac{5\pi}{3}) + k_{e3} \sin(3(\delta_e - \frac{5\pi}{3}))] i_{s6}(t) \end{aligned}$$

sendo  $N_{se}$  o número de espiras efetivas do estator por fase e  $\delta_e$  a posição angular ao longo do entreferro. A força magnetomotriz resultante ( $fmm_R(t, \delta_e)$ ) gerada é girante e dada pela soma das  $fmm_i$  de cada fase  $i$  ( $i = 1$  a  $6$ )

$$\begin{aligned} fmm_R &= fmm_1 + fmm_2 + fmm_3 + fmm_4 + fmm_5 + fmm_6 \\ fmm_R(t, \delta_e) &= 3N_{se}I_m(e^{j(\omega t - \delta_e)} + e^{-j(\omega t - \delta_e)}) = 3N_{se}I_m \sin(\omega t - \delta_e) \quad (6.10) \end{aligned}$$

Como era de se esperar, o resultado mostra que a amplitude do fluxo girante é o dobro de uma máquina trifásica convencional. A componente de terceira harmônica espacial resultante é nula e não interfere no conjugado eletromagnético mesmo injetando uma corrente de terceira harmônica.

## Força magnetomotriz da MIH assimétrica

A máquina hexafásica assimétrica de  $30^\circ$  apresenta força magnetomotriz resultante, para fundamental, igual ao da máquina simétrica (6.10). Já a componente de terceira harmônica espacial quando percorrido pela respectiva harmônica de corrente (que através de um controle adequado pode ser injetada), produz um conjugado resultante não nulo, girante, de amplitude  $1/3$  e com mesma velocidade do campo da fundamental.







# Bibliografia

- [1] R. H. Nelson and P. C. Krause. Induction machine analysis for arbitrary. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 93:841–848, May 1974.
- [2] A. R. Muñoz and T. A. Lipo. Dual stator winding induction machine drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 36(5):1369–1379, September 2000.
- [3] Y. Zaho and T. A. Lipo. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 11(3), 1996.
- [4] R. O. C. Lira and T. A. Lipo. Torque density in a six-phase induction motor with third harmonic. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 6(4), 2001.
- [5] M. Mori, T. Mizuno, and T. Ashikaga I. Matsuda. A control method of an inverter-fed six-phase pole change induction motor for electric vehicles. In *Conf. Rec. PCC*, pages 25–32, 1997.
- [6] B. K. Bose. *Power Electronics and Variable Frequency Drives*. IEEE Press, Piscataway - USA, 1999.
- [7] E. A. Klingshirn. High phase order induction motors, part ii- experimental results. *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems.*, 102(1), January 1983.
- [8] M. A. Abbas, R. Chrisen, and T. M. jahns. Six-phase voltage source inverter driven induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 20(5):1251–1259, Sep/Oct 1984.
- [9] Lurong Ye and Longya Xu. Analysis of a novel winding structure minimizing harmonic current and torque ripple for dual six-step converter-fed high power ac machines. *IEEE*, pages 197–202, 1993.
- [10] T. A. Lipo. A d-q model for six phase induction machine. In *Rec. Int. Conf. Electric Machine, Greece*, pages 15–17, Setember 1980.

- [11] K. Gopakumar, V. T. Raganathan, and R. Dual. Split-phase induction motor operation from pwm voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29:927–932, September 1993.
- [12] Y. Zhao and T. A. Lipo. Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(5):1100–1109, May 1995.
- [13] G. Oriti, A. L. Julian, and T. A. Lipo. A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction. In *IEEE PESC Conf. Rec.*, pages 1541–1546, 1997.
- [14] A. R. Bakhshai, G. Joos, and H. jim. Space vector pwm control of a split-phase induction machine using the vector classification technique. In *Conf. Rec. APEC*, pages 802–808, 1998.
- [15] A. Von Jouanne and H. Zhang. A dual-bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents. *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(1):43–48, January 1999.
- [16] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, C.R da Silva, C.C. de Azevedo, and A.M.N. Lima. Six-phase ac drive system with reduced common-mode voltage. In *Conf. Rec. IEMDC*, page Aceito para apresentação, 2003.
- [17] C.C. de Azevedo, R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R. Braga Fl., and T.M. Oliveira. Eliminating the common-mode voltage in ac drive systems using a four-phase machine. In *Conf. Rec. IAS*, September 2001.
- [18] M. Vélez-Reyes, K. Minami, and G. C. Verghese. Recursive speed and parameter estimation for induction machines. In *Conf. Rec. IAS*, pages 607–611, 1989.
- [19] J. Holtz and T. Thimm. Identification of the machine parameters in a vector-controlled induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 27(6):1111–1118, November 1991.
- [20] J. Stephan, M. Bodson, and J. Chiasson. Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 30(3):746–759, May 1994.
- [21] D. E. Borgard, G. Olsson, and R. D. Lorenz. Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives. In *Conf. Rec. IAS*, pages 593–600, 1994.
-

- [22] L. A. de S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira. Parameter sensitivity of mrac models employed in ifo controlled ac motor drive. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 44(4):536–545, August 1997.
- [23] X. Xu, R. de Doncker, and D. W. Novotny. A stator flux oriented induction machine drive. In *Conf. Rec. PESC*, pages 870–876, Kyoto - Japan, 1988.
- [24] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, and D. Leggate. A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 27(4):720–727, July 1991.
- [25] B. K. Bose, M. G. Simoes, D.R. Crecelius, K. Rajashekara, and R. Martin. Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive. In *Conf. Rec. IAS*, pages 137–143, 1995.
- [26] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer Verlag, New York - USA, 1985.
- [27] T.G. Habetler, F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, and A. Bettini. Stator resistance tuning in a stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator. In *Conf. Rec. EPE*, pages 292–299, September 1993.
- [28] R. Blasco-Giménez, G.M. Asher, and M. Summer. A new method of stator resistance estimation for enhanced dynamic performance of sensorless vector control drives. In *Conf. Rec. EPE*, pages 1689–1694, September 1995.
- [29] R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Rowan, and D. Schlegel. A new flux and stator resistance identifier for ac drive systems. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 29(5):910–918, September 1996.
- [30] L. Umanand and S. Bhat. Online estimation of stator resistance of an induction motor for speed control applications. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 142(2):97–103, March 1995.
- [31] C.B. Jacobina, J.E. Chaves Fl., and A.M.N. Lima. Estimation of the stator resistance of induction machines based on zero-sequence model. *IEEE Trans. Power Electron.*, 15(2):346–353, March 2000.
- [32] C.B. Jacobina, C.C. de Azevedo C.R da Silva, , A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. On-line estimation of the stator resistance of a six-phase induction machine. In *Conf. Rec. IAS*, 2002.



- [33] R. F. Schifer and C. M. Ong. Six phase synchronous machine with ac and dc stator connections. part i: Equivalent circuit representation and steady-state analysis. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 102:2685–2693, August 1983.
- [34] R. F. Schifer and C. M. Ong. Six phase synchronous machine with ac and dc stator connections. part ii: Harmonic studies and a proposed uninterruptible power supply scheme. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, 102:2694–2701, August 1983.
- [35] T. Izhar and P. D. Evans. Permanent magnet multipole 6-phase brushless dc motor for automotive. In *Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications*, volume 1, pages 319–323, Jan 1997.
- [36] O. Ojo and I. E. Davidson. Pwm-vsi inverter assisted stand-alone dual stator winding induction generator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36:1604–1611, November 2000.
- [37] R. Lira M. S. Miranda and S. R. Silva. An alternative isolated wind electric pumping system using induction machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14:1611–1616, December 1999.
- [38] I. Tamrakar and O. P. Malik. Power factor correction of induction motors using pwm inverter fed auxiliary. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14:426–432, September 1999.
- [39] V. Pant and S. N. Singh. Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition. In *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, volume 1, pages 92–97, July 1999.
- [40] B. K. Bose. Power electronics and motion control - technology status and recent trends. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 29(5):902–909, sep/oct 1993.
- [41] D. F. Busse, J. M. Erdman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski. The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 33(2):567–576, Mar./Apr. 1997.
- [42] White Paper. Motors and drives for cleanroom applications. White paper, Reliance Electric Current Shield Technology, 1999.
- [43] M. J. Costello. Shaft voltages and rotating machinery. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 29(2):419–426, March 1993.

- [44] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald. Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(6):1365–1370, November 1996.
- [45] Y. Murai and Y. Kawase. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 28(4):858–863, September 1992.
- [46] M. D. Manjrekar and T. A. Lipo. An auxiliary zero state synthesizer to reduce common mode voltage in three-phase inverters. In *IEEE IAS Conf. Rec.*, pages 54–59, 1999.
- [47] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel, and A. Skibinski. An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: A solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current. In *IEEE IAS Conf. Rec.*, November 1996.
- [48] A. L. Julian, T. A. Lipo, and G. Oriti. Elimination of common-mode voltages in three phase sinusoidal power converters. In *IEEE PESC Conf. Rec.*, pages 1968–1972, 1996.
- [49] D. Rendusara and P. Enjeti. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential  $dv/dt$  at the motor terminals in PWM drive systems. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 13(6):1135–1143, November 1998.
- [50] S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi. An active circuit for cancellation common-mode voltage generated by a PWM inverter. In *IEEE PESC Conf. Rec.*, pages 1547–1553, 1997.
- [51] D. F. Busse, J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski. System electrical parameters and their effects on bearing currents. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 33(2):577–584, March 1997.
- [52] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski. Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(2):250–259, Mar./Apr. 1996.
- [53] P. Wood. *Switching Power Converters*. Robert E. Krieger Publishing Company, 1981.
- [54] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva. Pwm space vector based in digital scalar modulation. In *Proceedings PESC'97*, pages 606–611, 1997.

- [55] V. Blasko. A hybrid pwm strategy combining modified space vector and triangle comparison methods. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1872–1878, 1996.
- [56] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima. Induction motor drive system for low-power applications. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(2):250–259, Jan/Feb 1999.
- [57] H. W. V. D. Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 24(1):142–150, jan/feb 1988.
- [58] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 35(1):52–61, jan/feb 1999.
- [59] M. P. Kazmierkowski and H. Tunia. *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Esevier, Warszawa, 1994.
- [60] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo. Simple analytical and graphical tools for carrier based pwm methods. In *IEEE IAS Annual Meeting*, pages 1462–1471, 1997.
- [61] L. Xu and L. Ye. Analysis of a novel stator winding structure minimizing harmonic current and torque ripple for dual six-step converter-fed high power ac-machine. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 31(1):84–90, January 1995.
- [62] D. W. Schlegel J. Thunes, R. Kerkman and T. Rowan. Current regulator instabilities on parallel voltage-source inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 35(1):70–77, March 1996.
- [63] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE Press, Piscataway, NJ, 1995.
- [64] R. H. Middleton and G. C. Goodwin. *Digital control and estimation*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1990.
- [65] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(3):351–359, May 2001.

- [66] J. E. C. Filho. *Estimação de parâmetros e detecção de faltas incipientes de máquinas assíncronas*. Tese de Doutorado, UFPB, 2001.
- [67] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 6(4), December 1991.
- [68] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications experimental results. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 9(4), December 1994.
- [69] D. W. Novotny and T. A. Lipo. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford, New York, 1997.