



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

Contribuição ao Estudo dos Sistemas de Acionamento de Máquinas Assíncronas Hexafásicas

Clayton Ricarte da Silva

Tese de Doutorado 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 Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing. - UFCG
Maurício Beltrão de Rossiter Correa, Dr. - UFCG

Co-orientador

Hubert Razik, Ph.D. - Université Henri Poincaré

Campina Grande

©Clayton Ricarte da Silva, Fevereiro de 2007

Dedico este trabalho a meus pais, Moacyr Ricarte da Silva (in memoriam) e Neuza Elide Vieira da Silva pelo incentivo e dedicação, a minha esposa Rosimayre pelo companheirismo e paciência e aos meus filhos Isabela, Gabriel, Lucas, Sibebe e Aline por incentivarem todos os meus esforços.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina e Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa pelo apoio moral e incansável orientação sem as quais não seria possível a realização deste trabalho.

Agradeço a todos os meus amigos do LEIAM, em especial a Alexandre Cunha, Euzeli Cipriano, Isaac Freitas, Reginaldo Miranda, Patryckson Marinho, Eisenhower de Moura, Osglay Izídio, Welflen Ricardo, Alberto Mascarenhas, Rafael Rocha, Wellington Lima, Darlan Fernandes, Antônio Soares, Aluísio Bento, Lucas Hartmann, Montiê Alves, Fabricio Alves e Tâmisa Canuto pelo apoio humano, técnico e amizade constantes.

Agradeço também ao professor Edison R. C. da Silva pela atenção e incentivo em relação ao doutorado sanduíche.

Agradeço ao professor Hubert Razik, da Universidade Henri Poincaré (UHP), pela orientação e suporte durante o período do doutorado sanduíche.

Agradeço aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), em especial Ângela e Pedro e todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Ao CNPq e ao Centro Federal de Educação Tecnológica do Ceará - CEFET / Ce pelo suporte financeiro, confiança e apoio a capacitação docente.

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo apresentar contribuições ao estudo do acionamento de Máquinas Assíncronas Hexafásicas (*MAH*). Neste contexto, são exploradas as vantagens que o aumento do número de fases possibilita como: maior liberdade de controle, potências limites maiores para o conjunto motor-conversor, conjugado eletromagnético bem condicionado e maior confiabilidade em relação ao acionamento trifásico convencional. Para tanto, são apresentados os modelos dinâmico, de regime permanente e das indutâncias de dispersão. O uso desses modelos juntamente com a análise das *fmm*s permitem destacar as principais características dos dois tipos de máquinas assíncronas hexafásicas mais usuais (30° e 60°).

Para esses modelos são propostos técnicas de estimação dos parâmetros contínuos da *MAH*, como a resistência estatórica e as indutâncias de dispersão em condições normais de operação e sem perturbar a velocidade. É feita uma análise comparativa dos resultados de simulação e experimentais dessas técnicas e sua relação com as características construtivas dos protótipos.

São propostas e analisadas estratégias de modulação *PWM*, que minimizam as distorções nas correntes *dq* e de fase. Atenção particular é dada às estratégias que eliminam a tensão de modo comum. É feita uma análise de desempenho das estratégias, classificando-as segundo a *WTHD* e as oscilações de conjugado.

Novas topologias (4) de acionamento da *MAH* são testadas com o objetivo de reduzir o número de dispositivos. A principal característica da topologia é utilizar os enrolamentos da própria *MAH* como indutores de filtro de um conversor tipo *boost*. A disposição dos enrolamentos da *MAH* 60° possibilitou o desacoplamento das variáveis que veio facilitar a implementação dos controles de conjugado e fator de potência.

São desenvolvidos ainda os modelos para a *MAH* operando com falhas incipientes. Finalmente, são propostas técnicas para detecção de curto-circuito entre espiras no estator e a quebra de barras no rotor da máquina assíncrona hexafásica.

ABSTRACT

The aim of this work is to contribute to develop six-phase induction motor drive systems. To achieve this goal advantages related with number of phases are exploited. Some of these advantages are: more control option, improved power range, well conditioned torque and high reliability when compared with a three-phase motor drive systems. Details about dynamic and steady-state models as well as leakage inductance are addressed. Analysis of these models addressed to evaluate *mmfs* allow to highlight the main characteristics of the most well known six-phase machines.

For both machines parameters estimation of the continuous models are proposed. The procedure allow estimation of stator resistance and leakage inductance while the machines run without speed disturbance. Simulation and experimental estimation results are evaluated taking into account building characteristics of each machine. Pulse width modulation (*PWM*) strategies are proposed. They are evaluated in respect to harmonic distortion. Common-mode voltage reduction strategies are proposed. The strategies are ranked based on *WTHD* and torque oscillation.

Four new reduced component six-phase induction motor drive are evaluated. The main characteristic of such topologies is to use the stator windings as boost inductors. The way that windings are arranged is relevant to achieve a variable decoupling and power factor as well as torque control.

Finally models to represent incipient fault are developed, and short-circuit detection technique are proposed.

SUMÁRIO

| | |
|--|------|
| Lista de Figuras | xi |
| Lista de Tabelas | xix |
| Lista de Símbolos | xxii |
| Capítulo 1– Introdução Geral | 1 |
| 1.1 Revisão Bibliográfica | 3 |
| 1.2 Classificação das Máquinas Multifases | 6 |
| 1.2.1 Máquinas Multifases - Grupo 1 | 6 |
| 1.2.2 Máquinas Multifases - Grupo 2 | 7 |
| 1.2.3 Análise Harmônica da Força Magnetomotriz (fmm) na <i>MAH</i> | 7 |
| 1.3 Contribuições do Trabalho | 17 |
| 1.4 Organização do Trabalho | 18 |
| Capítulo 2– Modelo da Máquina Assíncrona Hexafásica (<i>MAH</i>) | 20 |
| 2.1 Representação em Variáveis Naturais | 20 |
| 2.1.1 Representação Matricial | 23 |
| 2.2 Representação em Duplo dqo | 26 |
| 2.2.1 Fluxos em Duplo dqo | 27 |
| 2.2.2 Tensões em Duplo dqo | 28 |
| 2.2.3 Representação Complexa | 29 |
| 2.2.4 Circuito Equivalente em Duplo dqo | 30 |

| | | |
|--|--|-----------|
| 2.2.5 | Conjugado Eletromagnético em Duplo dqo | 32 |
| 2.2.6 | Modelo com Desbalanceamento | 32 |
| 2.3 | Transformação de Duplo dqo para $dqxyoh$ | 34 |
| 2.3.1 | Fluxos em $dqxyoh$ | 35 |
| 2.3.2 | Tensões em $dqxyoh$ | 36 |
| 2.3.3 | Representação Complexa | 37 |
| 2.3.4 | Circuito Equivalente em $dqxyoh$ | 37 |
| 2.3.5 | Conjugado Eletromagnético em $dqxyoh$ | 38 |
| 2.3.6 | Análise Harmônica em Regime Permanente | 38 |
| 2.3.7 | $MAH - 30^\circ$ | 45 |
| 2.3.8 | $MAH - 60^\circ$ | 48 |
| 2.4 | Resultados Experimentais - Comprovação do Modelo | 48 |
| 2.5 | Conclusões | 51 |
| Capítulo 3– Estimação de Parâmetros da MAH | | 55 |
| 3.1 | Introdução | 55 |
| 3.2 | Características Gerais do Método de Estimação | 56 |
| 3.3 | Modelo Dinâmico da MAH | 57 |
| 3.3.1 | Fluxo de Dispersão da MAH em Variáveis Naturais ($\lambda_{ls135246}$) | 58 |
| 3.3.2 | Fluxo de Dispersão em $dqxyoh(\lambda_{lsdqxyoh})$ | 62 |
| 3.3.3 | Modelo Complexo da MAH | 64 |
| 3.3.4 | Modelos de Estimação | 65 |
| 3.4 | Estratégia de Estimação | 67 |
| 3.4.1 | Método dos Mínimos Quadrados | 67 |
| 3.4.2 | Projeto do Experimento | 68 |
| 3.4.2.1 | Determinação dos Parâmetros da MAH | 68 |
| 3.4.2.2 | Sistema de Acionamento CA | 73 |
| 3.4.2.3 | Sinais de Excitação | 74 |

| | | |
|--|--|------------|
| 3.5 | Resultados Experimentais | 78 |
| 3.5.1 | Estimação $MAH - 30^\circ(A)$ | 78 |
| 3.5.2 | Estimação $MAH - 30^\circ(B)$ | 85 |
| 3.5.3 | Estimação $MAH - 60^\circ$ | 96 |
| 3.5.4 | Estimação dos Parâmetros com a MAH Parada | 101 |
| 3.6 | Conclusão | 108 |
| Capítulo 4– Estratégias PWM para Máquinas Assíncronas com Seis Fases | | 110 |
| 4.1 | Introdução | 110 |
| 4.2 | Tensão no Acionamento Hexafásico | 112 |
| 4.2.1 | Transformação de Coordenadas | 113 |
| 4.2.2 | Modulação Vetorial Hexafásica | 118 |
| 4.3 | Estratégias de Modulação para a $MAH - 60^\circ$ | 120 |
| 4.3.1 | Mapeamento Vetorial como Duplo Trifásico | 133 |
| 4.3.1.1 | Relação entre a Modulação Vetorial e Escalar | 135 |
| 4.3.1.2 | Relação entre Modulação Escalar e a Baseada em Portadora | 137 |
| 4.3.1.3 | Estratégias de Modulação com Razão de Distribuição μ Pulsada | 142 |
| 4.3.2 | Efeito da Reversão do Pulso | 148 |
| 4.4 | Estratégias de Modulação para a $MAH - 30^\circ$ | 149 |
| 4.5 | Classificação das Estratégias PWM | 160 |
| 4.5.1 | Análise de $WTHD$ | 160 |
| 4.5.2 | Oscilação de Conjugado Eletromagnético | 163 |
| 4.6 | Conclusões | 164 |
| Capítulo 5– Estratégias PWM com Redução da Tensão de Modo Comum | | 166 |
| 5.1 | Introdução | 166 |
| 5.2 | Modelo Equivalente de Modo Comum | 168 |
| 5.3 | Estratégias de Modulação | 171 |

| | | |
|--|---|------------|
| 5.3.1 | Estratégias que Reduzem na Média a Tensão de Modo Comum | 172 |
| 5.3.2 | Eliminação Instantânea da Tensão de Modo Comum | 180 |
| 5.4 | Análise dos Resultados de Simulação e Experimentais | 185 |
| 5.4.1 | Análise Harmônica | 185 |
| 5.4.2 | Resultados Experimentais | 187 |
| 5.5 | Conclusão | 188 |
| Capítulo 6– Novas Topologias de Acionamento da <i>MAH</i> | | 189 |
| 6.1 | Introdução | 189 |
| 6.2 | Modelo do Sistema | 190 |
| 6.2.1 | Configuração <i>I</i> | 191 |
| 6.2.2 | Configuração <i>II</i> | 194 |
| 6.2.3 | Configuração <i>III</i> | 195 |
| 6.2.4 | Configuração <i>IV</i> | 195 |
| 6.3 | Estratégia de Controle | 196 |
| 6.3.1 | Configurações <i>I</i> e <i>II</i> | 196 |
| 6.3.2 | Configurações <i>III</i> e <i>IV</i> | 198 |
| 6.4 | Controle <i>PWM</i> | 198 |
| 6.4.1 | Configurações <i>I</i> e <i>III</i> | 198 |
| 6.4.2 | Configurações <i>II</i> e <i>IV</i> | 200 |
| 6.5 | Resultados de Simulação e Experimentais | 200 |
| 6.6 | Conclusão | 202 |
| Capítulo 7– Modelagem e Diagnóstico de Falhas na <i>MAH</i> | | 205 |
| 7.1 | Introdução | 205 |
| 7.2 | Métodos de Monitoramento das Máquinas Assíncronas | 207 |
| 7.2.1 | Análise Espectral das Grandezas do Estator | 209 |
| 7.2.2 | Análise Espectral das Grandezas do Rotor | 211 |

| | | |
|--|---|------------|
| 7.3 | Modelo da MAH para Falhas no Estator | 211 |
| 7.3.1 | Reescrevendo as Equações do Modelo | 214 |
| 7.3.2 | Conjugado Eletromagnético | 215 |
| 7.3.3 | Representação em $dqxyoh$ | 216 |
| 7.3.4 | Modelagem da Quebra de Barras ou Assimetrias do Rotor | 217 |
| 7.4 | Fundamentos dos Métodos de Diagnóstico | 219 |
| 7.4.1 | No Estator | 219 |
| 7.4.2 | No Rotor | 221 |
| 7.5 | Resultados de Simulação | 222 |
| 7.5.1 | Diagnóstico das Falhas no Estator | 224 |
| 7.5.2 | Diagnóstico das Falhas no Rotor | 227 |
| 7.6 | Resultados Experimentais | 229 |
| 7.6.1 | Deteção das Falhas no Estator | 230 |
| 7.6.2 | Deteção das Falhas no Rotor | 235 |
| 7.7 | Conclusão | 236 |
| Capítulo 8– Conclusão Geral e Trabalhos Futuros | | 238 |
| 8.1 | Conclusões | 238 |
| 8.2 | Trabalhos Futuros | 240 |
| Referências Bibliográficas | | 242 |

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|-----|--|----|
| 1.1 | Máquinas multifases-Grupo 1 (o número de fases estáticas é múltiplo de 3) . . . | 8 |
| 1.2 | Máquinas multifases-Grupo 2 (o número de fases estáticas é um número ímpar) | 9 |
| 1.3 | (a) Esboço de uma máquina assíncrona com 6 fases, 2 pólos e $Q_s = 12$ ranhuras, (b) e (c) representação em corte do enrolamento. | 11 |
| 1.4 | Distribuição da fmm resultante de uma máquina com $m = 6$ fases. | 12 |
| 2.1 | (a) Máquina Assíncrona Hexafásica (MAH) genérica formada por duas armaduras trifásicas no estator (s_1, s_3, s_5 e s_2, s_4, s_6) deslocadas de α e (b) convenções utilizadas para correntes e fluxos. | 23 |
| 2.2 | Possibilidades de transformação de coordenadas da máquina assíncrona hexafásica. | 26 |
| 2.3 | Circuito equivalente da MAH vista como dois conjuntos trifásicos (a) circuitos $dq1$ e $dq2$, (b) circuitos de seqüência zero o_1 e o_2 | 32 |
| 2.4 | Circuito equivalente da MAH em regime dinâmico: (a) circuito dq (b) circuito xy e (c) circuito oh | 38 |
| 2.5 | Circuito equivalente da MAH em regime permanente: (a) circuito dq (b) circuito xy e (c) circuitos o ou h | 44 |
| 2.6 | Esboço do inversor de seis braços conectado a uma MAH | 46 |
| 2.7 | Resultado de simulação, $MAH - 30^\circ(A)$: (a) Tensões v_{10}, v_{s1}, v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} ; (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} ; (e) Análise espectral de v_{10}, v_{s1} e v_{n10} e (f) Análise espectral de i_{s1}, i_{sd} e i_{sx} | 47 |
| 2.8 | Resultado de simulação $MAH - 30^\circ(A)$: (a) Evolução de conjugado C_e e oscilação de regime e (b) Análise espectral de C_e | 48 |
| 2.9 | Resultado de simulação $MAH - 30^\circ(B)$: (a) Tensões v_{10}, v_{s1}, v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} ; (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} ; (e) Conjugado C_e e (f) Regime permanente de C_e | 49 |

| | | |
|------|--|----|
| 2.10 | Resultado de simulação <i>MAH</i> – 60: (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} ; (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} ; (e) Análise espectral de v_{10} , v_{s1} e v_{n10} e (f) Análise espectral de i_{s1} , i_{sd} e i_{sx} . | 50 |
| 2.11 | Resultado de simulação <i>MAH</i> – 60: (a) Evolução de conjugado C_e e oscilação de regime e (b) Análise espectral de C_e . | 51 |
| 2.12 | Resultado experimental <i>MAH</i> – 30°: (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} e (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} . | 52 |
| 2.13 | Resultado experimental <i>MAH</i> – 60°: (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} e (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} . | 53 |
| 3.1 | Esboço de uma ranhura estatórica, <i>semi-fechada</i> , que acomoda duas camadas de condutores. | 59 |
| 3.2 | Distribuição dos condutores de um enrolamento dupla-camada para <i>MAH</i> 30° com dois pólos: a) Enrolamento passo pleno; b) efeito do encurtamento da bobina; c) encurtamento 5/6 e d) encurtamento 2/3. | 60 |
| 3.3 | Representação normalizada das indutâncias de dispersão do estator em função de k_m e do encurtamento r : a) L_{lsdq} , b) L_{lsxy} e c) L_{lsoh} . | 63 |
| 3.4 | Esquema de ligação: a) ensaio <i>dq</i> ; b) ensaio <i>xy</i> e c) ensaio <i>oh</i> . | 70 |
| 3.5 | Sistema de acionamento e aquisição de dados. | 74 |
| 3.6 | Tensões e correntes de seqüência zero resultantes para a estimação pelos eixos x e y : a) v_{sx} , b) i_{sx} , c) v_{sy} e d) i_{sy} ($f_s = 60Hz$; $f_{sx} = f_{sy} = 20Hz$). | 81 |
| 3.7 | Parâmetros estimados para a <i>MAH</i> – 30°(A) pelos eixos x e y ($f_s = 60Hz$; $f_{sx} = f_{sy} = 20Hz$): a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy} . | 82 |
| 3.8 | Correntes de fase estatóricas para a <i>MAH</i> –30°(A) com $f_s = 60Hz$ e $f_{sx} = 20Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s2} e c) i_{s4} . | 83 |
| 3.9 | Correntes de fase estatóricas para a <i>MAH</i> –30°(A) com $f_s = 60Hz$ e $f_{sy} = 20Hz$: a) i_{s3} , b) i_{s5} e c) i_{s6} . | 84 |
| 3.10 | Estimação para a <i>MAH</i> – 30°(A) com $f_s = 60Hz$ e $f_{sh} = 60Hz$: a) v_{sh} , b) i_{sh} , c) r_s e d) L_{lsh} . | 86 |
| 3.11 | Correntes de fase estatóricas para a <i>MAH</i> –30°(A) com $f_s = 60Hz$ e $f_{sh} = 60Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s3} e c) i_{s5} . | 87 |

| | | |
|------|--|-----|
| 3.12 | Parâmetros estimados para a $MAH - 30^\circ(B)$ pelos eixos x ($f_s = 60Hz$; $f_{sx} = 50Hz$): a) v_{sx} , b) i_{sx} , c) r_s e d) L_{lsx} . | 89 |
| 3.13 | Parâmetros estimados para a $MAH - 30^\circ(B)$ pelos eixos y ($f_s = 60Hz$; $f_{sy} = 50Hz$): a) v_{sy} , b) i_{sy} , c) r_s e d) L_{lsy} . | 90 |
| 3.14 | Correntes de fase estatóricas para a $MAH - 30^\circ(B)$ com $f_s = 60Hz$ e $f_{sx} = 50Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s2} e c) i_{s4} . | 91 |
| 3.15 | Correntes de fase estatóricas para a $MAH - 30^\circ(b)$ com $f_s = 60Hz$ e $f_{sy} = 50Hz$: a) i_{s3} , b) i_{s5} e c) i_{s6} . | 92 |
| 3.16 | Estimação para a $MAH - 30^\circ(B)$ com $f_{sh} = 30Hz$ e $f_s = 30Hz$: a) v_{sh} , b) i_{sh} , c) r_s e d) L_{lsh} . | 94 |
| 3.17 | Correntes de fase estatóricas para a $MAH - 30^\circ(B)$ com $f_{sh} = 30Hz$ e $f_s = 30Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s3} e c) i_{s5} . | 95 |
| 3.18 | Estimação para a $MAH - 60^\circ$ com $f_s = 50Hz$ e $f_{sx} = 10Hz$: a) v_{sx} , b) i_{sx} , c) r_s e d) L_{lsx} . | 98 |
| 3.19 | Estimação para a $MAH - 60^\circ$ com $f_s = 50Hz$ e $f_{sy} = 10Hz$: a) v_{sy} , b) i_{sy} , c) r_s e d) L_{lsy} . | 99 |
| 3.20 | Correntes de fase estatóricas para a $MAH - 60$ com ($f_s = 50Hz$ - $f_{sx} = 10Hz$): a) i_{s1} , e b) i_{s4} . | 99 |
| 3.21 | Correntes de fase estatóricas para a $MaH - 60$ com ($f_s = 60Hz$ - $f_{sy} = 10Hz$): a) i_{s2} , b) i_{s3} b) i_{s5} e c) i_{s6} . | 100 |
| 3.22 | Estimação para a $MAH - 60^\circ$ com $f_s = 50Hz$ e $f_{sh} = 10Hz$: a) v_{sh} , b) i_{sh} , c) r_s e d) L_{lsh} . | 102 |
| 3.23 | Correntes de fase estatóricas para a $MAH - 60$ com $f_s = 50 Hz$ e $f_{sh} = 10Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s3} e c) i_{s5} . | 103 |
| 3.24 | Evolução dos parâmetros para a $MAH - 30^\circ(A)$ com $f_s = f_{sx} = 20Hz$ e $f_s = f_{sy} = 50Hz$: a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy} . | 105 |
| 3.25 | Evolução dos parâmetros para a $MAH - 30^\circ(B)$ com $f_s = f_{sx} = 10Hz$ e $f_s = f_{sy} = 30Hz$: a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy} . | 106 |
| 3.26 | Evolução dos parâmetros para a $MAH - 60^\circ$ com $f_s = f_{sx} = 50Hz$ e $f_s = f_{sy} = 50Hz$: a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy} . | 107 |
| 4.1 | Sistema de acionamento CA para a máquina assíncrona hexafásica. | 113 |

| | | |
|------|---|-----|
| 4.2 | Disposição dos vetores de tensão nos planos (a) dq e (b) xy relativo ao mapeamento hexafásico da <i>MAH</i> com $\alpha = \pi/6 \text{ rad}$ | 116 |
| 4.3 | Disposição dos vetores de tensão nos planos (a) dq e (b) xy relativo ao mapeamento hexafásico da <i>MAH</i> com $\alpha = \pi/3 \text{ rad}$ | 117 |
| 4.4 | Princípio da modulação vetorial hexafásica. | 120 |
| 4.5 | Divisão dos setores em 30° , 60° e subregiões triangulares: (a) setores de 30° , (b) setores de 60° , (c) subregiões triangulares (<i>Caso 2</i>), (d) subregiões triangulares (<i>Caso 3</i>) e (e) subregiões triangulares (<i>Caso 4</i>). | 121 |
| 4.6 | Seleção dos vetores do Caso 1 ($S_{30} = 1$). | 122 |
| 4.7 | Pulsos de comando das chaves e tensões de linha resultantes v_{s13} e v_{s15} para os casos (a) 1a, (b) 1b, (c) 1c e (d) 1d. | 125 |
| 4.8 | Divisão do plano dq em regiões triangulares - e vetores do <i>Caso 2</i> | 127 |
| 4.9 | Pulsos de comando das chaves e tensões de linha resultantes v_{s13} e v_{s15} para os casos (a) 2a, (b) 2b, (c) 2c e (d) 2d. | 129 |
| 4.10 | Divisão do plano dq em regiões triangulares - e vetores do <i>Caso 3</i> | 130 |
| 4.11 | Pulsos de comando das chaves e tensões de linha resultantes v_{s13} e v_{s15} para os casos (a) 3a, (b) 3b, (c) 3c e (d) 3d. | 131 |
| 4.12 | Divisão do plano dq em regiões triangulares - e vetores do <i>Caso 4</i> | 132 |
| 4.13 | Mapeamento como duplo trifásico (a) vetores resultantes (b) pulsos de comando do Caso 1a (relações entre os tempos de aplicação dos vetores e as larguras de pulso). | 134 |
| 4.14 | Modulação seno-triângulo para um inversor de seis braços - <i>SPWM</i> | 139 |
| 4.15 | Mudança do vetor de referência da região B para a C: (a) no <i>Caso 3</i> e (b) no <i>Caso 4</i> | 140 |
| 4.16 | Modos de variação e aplicação do fator de distribuição - μ nas estratégias (a) Caso 5, (b) Caso 6, (c) Caso 7 e (d) Caso 8. | 143 |
| 4.17 | Sinais modulantes, de sequência zero e corrente de fase resultantes do acionamento da <i>MAH</i> . Para o caso contínuo (a) Caso 1b e os descontínuos (b) Caso 2, (c) Caso 3 e (d) Caso 5 | 144 |
| 4.18 | Sinais modulantes, de sequência zero e corrente de fase resultantes do acionamento da <i>MAH</i> dos casos descontínuos (a) Caso 6, (b) Caso 7 e (c) Caso 8. . . | 145 |

| | | |
|------|--|-----|
| 4.19 | Ordem dos vetores de tensão e o estado das chaves superiores para dois períodos de chaveamento (a) sem reversão do pulso de comando e (b) com reversão do pulso ou pulso centrado. | 149 |
| 4.20 | Evolução das correntes e do conjugado da <i>MAH</i> sem reversão do pulso de comando: (a) i_{s1} (b) i_{sd} , (c) i_{sx} e (d) C_e | 150 |
| 4.21 | Análise espectral das correntes sem reversão do pulso de comando e $f_{ch} = 5, 1kHz$: (a) i_{s1} , (b) i_{sd} e (c) i_{sx} | 151 |
| 4.22 | Evolução das correntes e do conjugado da <i>MAH</i> com pulso centrado: (a) i_{s1} (b) i_{sd} , (c) i_{sx} e (d) C_e | 152 |
| 4.23 | Análise espectral das correntes sem reversão do pulso de comando e $f_{ch} = 5, 1kHz$: (a) i_{s1} , (b) i_{sd} e (c) i_{sx} | 153 |
| 4.24 | Relação entre os pulsos de comando da <i>MAH</i> – 30° e o tempo de aplicação dos vetores quando $\mu_1 = \mu_2 = 0, 5$ (<i>Caso 1_30</i>). | 154 |
| 4.25 | Projeção dos vetores de tensão do <i>Caso 1_30</i> nos planos (a) <i>dq</i> e (b) <i>xy</i> | 155 |
| 4.26 | Evolução no tempo das correntes e do conjugado da <i>MAH</i> – 30° ($f_{ch} = 5, 25kHz$): (a) i_{s1} (b) i_{sd} , (c) i_{sx} e (d) C_e | 156 |
| 4.27 | Relação entre os pulsos de comando da <i>MAH</i> – 30° e o tempo de aplicação dos vetores quando $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ (<i>Caso 2_30</i>). | 157 |
| 4.28 | Projeção dos vetores de tensão do <i>Caso 2_30</i> nos planos (a) <i>dq</i> e (b) <i>xy</i> | 158 |
| 4.29 | Sequência de estado das chaves e suas respectivas correntes de fase: (a) $q_1 - q_3 - q_5$ e (b) $q_1 - q_3 - q_5$ para a <i>MAH</i> – 30° quando $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ (<i>Caso 2_30</i>). | 158 |
| 4.30 | Relação entre os pulsos de comando da <i>MAH</i> – 30° e o tempo de aplicação dos vetores quando $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (<i>Caso 3_30</i>). | 159 |
| 4.31 | Projeção dos vetores de tensão do <i>Caso 3_30</i> nos planos (a) <i>dq</i> e (b) <i>xy</i> | 159 |
| 4.32 | Curvas de <i>WTHD</i> das estratégias para a <i>MAH</i> – 60° sem reversão do pulso de comando. | 162 |
| 4.33 | Curvas de <i>WTHD</i> das estratégias para a <i>MAH</i> – 60° com reversão do pulso de comando. | 162 |
| 4.34 | Curvas de <i>WTHD</i> das estratégias para a <i>MAH</i> – 30° : (a) sem reversão do pulso (b) com pulso centrado. | 162 |

| | | |
|------|--|-----|
| 4.35 | Curvas de oscilação de conjugado $\Delta C_e(\%)$: (a) $MAH - 60^\circ$ e (b) $MAH - 30^\circ$ (curva superior pulso centrado e inferior sem reversão). | 163 |
| 5.1 | Acoplamentos capacitivos na máquina assíncrona. | 169 |
| 5.2 | Modelo de mancais do motor | 170 |
| 5.3 | Modelo simplificado de alta frequência da máquina assíncrona. | 170 |
| 5.4 | Vetores resultantes do mapeamento da máquina como duplo trifásico - Planos $d1q1$ e $d2q2$ | 172 |
| 5.5 | Seleção dos vetores do setor 1 da (a) Modulação $SPWM$, (b) Caso 1 destacando a substituição dos vetores com $v_{n0} = 0$ | 174 |
| 5.6 | Pulsos de comando das chaves e tensões de fase v_{s1} e modo comum v_{n0} comparando (a) Natural $K_d = 1$ com (b) Caso 1b $K_d = 1$ | 175 |
| 5.7 | Pulsos de comando das chaves e tensões de fase v_{s1} e modo comum v_{n0} comparando (a) Natural $K_d = M$ com (b) Caso 1d $K_d = M$ | 176 |
| 5.8 | Resultados de Simulação com reversão : espectro de frequência das tensões v_{sd} , de fase v_{s1} e de modo comum v_{n0} (a) Natural $K_d = 1$, (b) Caso 1b $K_d = 1$, (c) Natural $K_d = M$ e (d) Caso 1d $K_d = M$ | 176 |
| 5.9 | Seleção de vetores para o setor 1, triângulo C; (a) Caso Natural ($\mu = 0$) (b) Caso 2. | 177 |
| 5.10 | Vetores de tensão com modo comum nulo (a) Nos planos dq e (b) xy para o mapeamento hexafásico. | 180 |
| 5.11 | Pulsos de comando das chaves e tensões de fase v_{s1} e modo comum v_{n0} para os Casos (a) 5b e (b) 5d. | 181 |
| 5.12 | Resultados de Simulação com reversão (Caso 5b): (a) tensões v_{sd} , de fase v_{s1} e de modo comum v_{n0} (b) espectros de frequência das respectivas tensões. | 182 |
| 5.13 | Resultados de Simulação com reversão (Caso 5c): (a) tensões v_{sd} , de fase v_{s1} e de modo comum v_{n0} (b) espectros de frequência das respectivas tensões. | 182 |
| 5.14 | Diagrama vetorial: (a) plano dq com as subregiões e equações das retas e (b) todos vetores selecionados para o <i>Caso 7</i> | 184 |
| 5.15 | Curvas de $WTHD$ das estratégias que reduzem a tensão de modo comum na média. | 185 |
| 5.16 | Curvas de $WTHD$ das estratégias que eliminam a tensão de modo comum. | 186 |

| | | |
|------|--|-----|
| 5.17 | Curvas de <i>WTHD</i> das estratégias do (<i>Caso 5</i>) que eliminam a tensão de modo comum. | 186 |
| 5.18 | Tensão de modo comum da <i>MAH</i> – 60° nula na média - <i>Caso 1a</i> (superior) e nula instantânea - <i>Caso 5c</i> (inferior). | 187 |
| 5.19 | Análise espectral da corrente de fase: (a) <i>Caso 5b</i> e (b) <i>Caso 5c</i> | 187 |
| 6.1 | Sistemas de acionamento <i>CA</i> hexafásico: (a) Configuração <i>I</i> (12 chaves), (b) Configuração <i>II</i> (10 chaves), (c) Configuração <i>III</i> (10 chaves), (d) Configuração <i>IV</i> (8 chaves). | 190 |
| 6.2 | Circuito equivalente das variáveis nos planos (a) <i>dq</i> , (b) <i>xy</i> e (c) eixo <i>h</i> | 194 |
| 6.3 | Diagrama de bloco do controle da <i>MAH</i> : a) baseado nas correntes <i>dq</i> b) baseado nas correntes de fase. | 197 |
| 6.4 | Resultados de simulação para configuração <i>I</i> : (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} | 201 |
| 6.5 | Resultados de simulação para configuração <i>II</i> : (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} | 201 |
| 6.6 | Resultados de simulação para configuração <i>III</i> : (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} | 202 |
| 6.7 | Resultados de simulação para configuração <i>IV</i> : (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} | 202 |
| 6.8 | Resultados experimentais para a Configuração <i>I</i> : (a) v_{g1} e $20i_{g1}$, (b) i_{s1} , (c) i_{s3} , (d) i_{s5} | 203 |
| 6.9 | Resultados experimentais para a Configuração <i>I</i> : (a) i_{sd} e i_{sq} e (b) v_c | 204 |
| 7.1 | Tipos de falhas que ocorrem no estator. | 207 |
| 7.2 | Representação esquemática da <i>MAH</i> com falha na fase <i>s1</i> do estator e assimetrias no circuito trifásico do rotor. | 212 |
| 7.3 | Esboço do rotor tipo gaiola de esquilo e seus circuitos equivalentes na representação de possíveis falhas: (b) modelo multi malha e (c) modelo trifásico. | 218 |
| 7.4 | Diagramas de bloco: (a) modelo geral correspondente à falha e (b) princípio do método do erro de saída. | 222 |
| 7.5 | Evolução das grandezas da <i>MAH</i> para um falha no estator $\mu_s = 5\%$ e $f_s = 50Hz$: (a) correntes de <i>fase</i> , (b) correntes <i>dq</i> , (c) correntes <i>xy</i> , (d) conjugado eletromagnético, (e) tensão entre os neutros v_{n1n2} e (f) corrente de curto-circuito i_{scc} | 223 |

- 7.6 Efeitos da inserção da resistência de falta ($R_f = 1,5\Omega$ e $f_s = 50Hz$) na amplitude das correntes de fase e de curto-circuito. 224
- 7.7 Análise espectral das correntes: (a) $i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$, (b) $i_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$ e (c) tensão entre os neutros v_{n1n2} (superior máq. sadia e inferior com falha de $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 1,5\Omega$). 226
- 7.8 Análise gráfica de i_{sx}^2 x i_{sy}^2 da *MAH*: (a) sem falha, (b) falha de $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 1,5\Omega$ e (c) falha de $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 0,0\Omega$ 227
- 7.9 Comparação entre as análises espectrais da *MAH* quando alimentada por um fonte senoidal e através de um conversor estático: (a) sem falha e (b) com uma barra quebrada 228
- 7.10 Análise espectral da: (a) corrente de fase i_{s1} e (b) do conjugado eletromagnético C_e (superior máq. sadia e inferior com falha no rotor de $\mu_r = 7\%$ e escorregamento $s = 5\%$). 229
- 7.11 Análise espectral das correntes: (a) $i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ e (b) $i_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$ (superior máq. sadia e inferior com falha de $\mu_s = 5,6\%$ e $R_f = 1,5\Omega$). 230
- 7.12 Análise espectral da: (a) corrente de fase i_{s1} , (b) corrente de eixo d (i_{sd}), (c) corrente de eixo x (i_{sx}) e (d) tensão entre os neutros v_{n1n2} (lado esquerdo máq. sadia e no lado direito com falha de $\mu_s = 11,1\%$ e $R_f = 1,5\Omega$). 232
- 7.13 Variações em amplitude de i_{s1} , i_{sd} , i_{sx} e v_{n1n2} de acordo com: (a) o índice de modulação M ($\mu_s = 5,6\%$) e (b) o nível de gravidade da falha μ_s (para $f_s = 60Hz$). 233
- 7.14 Análise gráfica de i_{sx}^2 x i_{sy}^2 da *MAH*: (a) sem falha, (b) falha de $\mu_s = 5,6\%$ e $R_f = 1,5\Omega$ e (c) falha de $\mu_s = 11,1\%$ e $R_f = 1,5\Omega$ 233
- 7.15 Estimacão dos parâmetros pelo processo dos mínimos quadrados: (a) r_s e (b) L_{lsx} . 234
- 7.16 Estimacão do índice de gravidade da falha : (a) frequência fundamental $f_s = 10Hz$ com curto-circuito franco e (b) frequência fundamental $f_s = 50Hz$ com curto-circuito limitado por $R_f = 1,5\Omega$ 234
- 7.17 Análise espectral da corrente de fase i_{s1} : (a) sem falha no rotor e (b) com uma barra quebrada no rotor (escorregamento $s = 2,2\%$). 236

LISTA DE TABELAS

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Interações possíveis entre harmônicas espaciais (n) e de tempo (h) das <i>fmm</i> s de uma máquina trifásica ($m = m_a = 3$) ou hexafásica simétrica ($m = 6, m_a = 3$). . . | 16 |
| 1.2 | Interações possíveis entre harmônicas espaciais e de tempo das <i>fmm</i> s de uma máquina pentafásica ($m = m_a = 5$). | 16 |
| 1.3 | Interações possíveis entre harmônicas espaciais e de tempo das <i>fmm</i> s de uma máquina hexafásica ($m = m_a = 6$). | 16 |
| 1.4 | Interações possíveis entre harmônicas espaciais e de tempo das <i>fmm</i> s de uma máquina heptafásica ($m = m_a = 7$). | 17 |
| 2.1 | Valor de $(1 + e^{-j3k\alpha})$ de acordo com o ângulo α e da ordem das harmônicas h . . | 44 |
| 2.2 | Distribuição das componentes harmônicas de acordo com os planos de excitação . | 45 |
| 3.1 | Ensaio para determinação dos parâmetros da <i>MAH</i> | 73 |
| 3.2 | Estimação da resistência do estator <i>MAH</i> – 30°(A) - (eixo x). | 79 |
| 3.3 | Estimação da resistência do estator <i>MAH</i> – 30°(A) - (eixo y). | 79 |
| 3.4 | Estimação da indutância de dispersão do estator <i>MAH</i> – 30°(A) - (eixo x). . . . | 79 |
| 3.5 | Estimação da indutância de dispersão do estator <i>MAH</i> – 30°(A) - (eixo y). . . . | 80 |
| 3.6 | Estimação da resistência do estator <i>MAH</i> – 30°(A) - (eixo h). | 85 |
| 3.7 | Estimação da indutância de dispersão do estator <i>MAH</i> – 30°(A) - (eixo h). . . . | 85 |
| 3.8 | Estimação da resistência do estator <i>MAH</i> – 30°(B) - (eixo x). | 88 |
| 3.9 | Estimação da resistência do estator <i>MAH</i> – 30°(B) - (eixo y). | 88 |
| 3.10 | Estimação da indutância de dispersão do estator <i>MAH</i> – 30°(B) - (eixo x). . . | 88 |
| 3.11 | Estimação da indutância de dispersão do estator <i>MAH</i> – 30°(B) - (eixo y). . . . | 93 |
| 3.12 | Estimação da resistência do estator <i>MAH</i> – 30°(B) - (eixo h). | 93 |
| 3.13 | Estimação da indutância de dispersão do estator <i>MAH</i> – 30°(B) - (eixo h). . . | 93 |

| | | |
|------|---|-----|
| 3.14 | Estimação da resistência do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo x). | 96 |
| 3.15 | Estimação da resistência do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo y). | 96 |
| 3.16 | Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo x). | 97 |
| 3.17 | Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo y). | 97 |
| 3.18 | Estimação da resistência do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo h). | 101 |
| 3.19 | Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo h). | 101 |
| 3.20 | Estimação dos parâmetros MAH-30 (A) | 104 |
| 3.21 | Estimação dos parâmetros MAH-30 (B) | 104 |
| 3.22 | Estimação dos parâmetros MAH-60 | 108 |
| 4.1 | Codificação binário dos vetores. | 115 |
| 4.2 | Seleção dos vetores do Caso 1. | 123 |
| 4.3 | Definição do índice dos vetores em função do setor. | 123 |
| 4.4 | Testes lógicos para identificação das regiões triangulares. | 126 |
| 4.5 | Definição dos vetores para o cálculo dos tempos. | 127 |
| 4.6 | Seleção dos Vetores do Caso 2. | 128 |
| 4.7 | Seleção dos Vetores para o Caso 3. | 131 |
| 4.8 | Seleção dos Vetores do Caso 4. | 132 |
| 4.9 | Ajustes na frequência de chaveamento do Caso 4. | 133 |
| 4.10 | Operações lógicas para implementar o Caso 5. | 146 |
| 4.11 | Operações lógicas para implementar o Caso 6. | 146 |
| 4.12 | Operações lógicas para implementar o Caso 7. | 146 |
| 4.13 | Operações lógicas para implementar o Caso 8. | 147 |
| 5.1 | Mapeamento hexafásico / relação dos vetores com $v_{n0} = 0$ | 173 |
| 5.2 | Mapeamento duplo trifásico / relação dos vetores | 173 |
| 5.3 | Substituição dos vetores para o Caso 1. | 174 |
| 5.4 | Seleção dos vetores para os Casos 1a, 1b e 1c. | 174 |
| 5.5 | Seleção dos Vetores do Caso 2. | 177 |
| 5.6 | Ajustes do período de chaveamento para o Caso 2. | 178 |

5.7 Seleção dos Vetores do Caso 3. 178

5.8 Seleção dos Vetores do Caso 4. 179

5.9 Ajustes no período de chaveamento do Caso 4. 179

5.10 Seleção de vetores dos Casos 5a, 5b , 5c e 5d. 181

5.11 Ajustes na frequência de chaveamento Caso 6a. 183

5.12 Seleção de vetores dos Casos 6a, 6b e 6c. 183

5.13 Seleção de vetores do Caso 7. 184

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathbf{A}_s matriz de transformação de 135246 \rightarrow d1q1o1d2q2o2

\mathbf{A}_r matriz de transformação do rotor 123 \rightarrow dqo

\mathbf{B} matriz de transformação dq para complexo

\mathbf{B}_{sI} densidade de campo resultante do conj. trifásico I

\mathbf{B}_{sII} densidade de campo resultante do conj. trifásico II

\mathbf{B}_s densidade de campo resultante total $B_s = B_{sI} + B_{sII}$

c número de centros de estrela

C_e conjugado eletromagnético [mN]

C_m conjugado mecânico [mN]

E tensão do barramento CC [V]

e_{gi} tensão da rede trifásica $i = 1, 2, 3$ [V]

fmm força magnetomotriz [Ae]

F_{si} força magnetomotriz da fase $i=1,3,5,2,4,6$ [Ae]

f_s frequência elétrica da fundamental [Hz]

f_{ch} frequência de chaveamento [Hz]

F coeficiente de atrito da máquina de indução [N.m/rad/s]

l_g comprimento do entreferro [m]

h ordem da componente harmônica da fonte

i_{sj} correntes de fase do estator $j = 1$ a 6 [A]

i_{rj} correntes de fase do rotor $j = 1, 2, 3$ [A]

- i_{gi} correntes da rede trifásica $i = 1, 2, 3$ [A]
- i_{ro} corrente de seqüência zero rotórica [A]
- $\hat{i}_{sh}(t)$ corrente de seqüência zero filtrada [A]
- \mathbf{i}_{sdq} vetor corrente estatórica, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + j i_{sq}$
- \mathbf{i}_{rdq} vetor corrente rotórica, $\mathbf{i}_{rdq} = i_{rd} + j i_{rq}$
- \mathbf{i}_{sxy} vetor corrente estatórica, $\mathbf{i}_{sxy} = i_{sx} + j i_{sy}$
- \mathbf{i}_{soh} vetor corrente de seqüência zero, $\mathbf{i}_{soh} = i_{so} + j i_{soh}$
- \mathbf{i}_{rdqo} vetor corrente rotórica no
- $\mathbf{i}_{s135246}$ vetor de corrente do estator em 135246
- \mathbf{i}_{r123} vetor de corrente do rotor em 123
- $\mathbf{i}_{sdqxyoh}$ vetor de corrente do estator em $dqxyoh$
- i_{mag_dq} vetor de corrente de magnetização em dqo
- \mathbf{I} matriz identidade
- j unidade imaginária, $(\sqrt{-1})$
- J coeficiente de inércia da máquina de assíncrona [Kg.m^2]
- K_d fator de ponderação dos tempos de aplicação dos vetores pequenos e grandes
- k_f fator de ajuste da frequência de chaveamento
- k_{pn} fator de passo da n-ésima harmônica espacial
- k_{dn} fator de distribuição da n-ésima harmônica espacial
- k_{en} fator de enrolamento da n-ésima harmônica espacial
- L comprimento axial do estator [m]
- L_s indutância cíclica do estator em dqo [H]
- L_{ss} indutância cíclica do estator em $dqxyoh$ [H]
- L_r indutância cíclica do rotor [H]

- L_{lsj} indutâncias de dispersão do conjunto $j = A$ e B [H]
- L_t, L_b indutâncias do topo e da parte de baixo da ranhura por fase [H]
- L_{ls} indutâncias de dispersão do estator [H]
- L_{lr} indutâncias de dispersão do rotor [H]
- L_{lsdq} indutâncias de dispersão do estator plano dq [H]
- L_{lsxy} indutâncias de dispersão do estator plano xy [H]
- L_{lsoh} indutâncias de dispersão do estator plano oh [H]
- L_{ms} indutância de magnetização do estator [H]
- L_{mr} indutância de magnetização do rotor [H]
- L_{msr} indutância mútua entre estator e rotor [H]
- M_{sr} indutância mútua estator-rotor
- \mathbf{L}_{ss} matriz de indutância do estator
- \mathbf{L}_{rr} matriz de indutância do rotor
- \mathbf{L}_{sr} matriz de indutância mútua entre estator e rotor
- \mathbf{L}_{ssA} matriz de indutância do estator - conjunto A
- \mathbf{L}_{ssB} matriz de indutância do estator - conjunto B
- \mathbf{L}_{ssAB} matriz de indutância mútua entre os conjuntos A e B do estator
- m número de fases
- m_α número efetivo de fases
- M índice de modulação
- N_{sj} número de espiras dos conjuntos $j = A$ e B
- n ordem da componente harmônica espacial
- N_r número de espiras do enrolamento rotórico
- n_1, n_2 centros de estrela da MAH

\mathbf{P}_s matriz de transformação do estator $135246 \rightarrow dqxyo'$

p derivada em relação ao tempo

P número de pares de pólo da máquina assíncrona

$P_{3\phi}$ potência ativa trifásica [W]

$Q_{3\phi}$ potência reativa trifásica [Var]

q_i variável binária associada ao estado da chave $i = 1, 3, 5, 2, 4, 6$

Q, Q_r número de ranhuras do estator e rotor

R raio médio do entreferro [m]

r_s resistência estatórica [Ω]

r_r resistência rotórica [Ω]

\mathbf{R}_{ss} matriz de resistência do estator

\mathbf{R}_{rr} matriz de resistência do rotor

R_c controlador da tensão do capacitor

R_{ixy} controlador das correntes xy

R_{idq} controlador das correntes dq

R_{ih} controlador das correntes h

s escorregamento

s_h escorregamento da componente harmônica h

t_k tempo de aplicação de um vetor ativo \mathbf{v}_k

t_l tempo de aplicação de um vetor ativo \mathbf{v}_l

t_0 tempo de aplicação do vetor nulo

t_m tempo de aplicação do vetor ativo grande

t'_m tempo de aplicação do vetor ativo pequeno

t_{2m} tempo de aplicação do vetor ativo médio

T período de amostragem

v_{i0} tensões de pólo do inversor $i = 1$ a 6 [V]

v_{si} tensões de fase $i = 1$ a 6 [V]

v_M^* valor máximo das tensões de referência [V]

v_m^* valor mínimo das tensões de referência

\mathbf{v}_{sdq}^g vetor de tensão, $\mathbf{v}_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$

\mathbf{v}^* vetor de tensão estatórica, $\mathbf{v}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$

\mathbf{v}_0 vetor de tensão nulo, $\mathbf{v}_0 = v_{0d} + jv_{0q}$

\mathbf{v}_m vetor de tensão do grande, $\mathbf{v}_m = v_{md} + jv_{mq}$

\mathbf{v}'_m vetor de tensão pequeno, $\mathbf{v}'_m = v'_{md} + jv'_{mq}$

\mathbf{v}_{2m} vetor de tensão médio, $\mathbf{v}_{2m} = v_{2md} + jv_{2mq}$

\mathbf{v}_k vetor de tensão genérico, $\mathbf{v}_k = v_{kd} + jv_{kq}$

\mathbf{v}_l vetor de tensão genérico, $\mathbf{v}_l = v_{ld} + jv_{lq}$

\mathbf{v}_{sxy}^g vetor de tensão, $\mathbf{v}_{sxy}^g = v_{xd}^g + jv_{sy}^g$

\mathbf{v}_{soh}^g vetor de tensão em um referencial genérico, $\mathbf{v}_{soh}^g = v_{so}^g + jv_{sh}^g$

\mathbf{v}_{sdq} vetor de tensão do estator em dq , $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$

\mathbf{v}_{sxy} vetor de tensão do estator em xy , $\mathbf{v}_{sxy} = v_{sx} + jv_{sy}$

\mathbf{v}_{soh} vetor de tensão do estator em oh , $\mathbf{v}_{soh} = v_{so} + jv_{sh}$

\mathbf{v}_{rdq} vetor de tensão do rotor em dq , $\mathbf{v}_{rdq} = v_{rd} + jv_{rq}$

\mathbf{v}_{ro} tensão do rotor de sequência zero

v_h, v_{h1}, v_{h2} tensões de sequência zero

$\mathbf{v}_{s135246}$ vetor de tensão estatórica em 123456

\mathbf{v}_{r123} vetor de tensão rotórica em 123

V_{sh} tensão eficaz do estator [V]

\dot{V}_{si} fasor de tensão do estator $i = 1, 3, 5, 2, 4, 6$

v_{so}^s, v_{sh}^s tensões de seqüência zero

v_{n0} tensão de modo comum [V]

v_{n10} tensão entre o neutro da máquina 1(*um*) e o ponto central do banco de capacitores (0)

v_{n20} tensão entre o neutro da máquina 2(dois) e o ponto central do banco de capacitores (0)

v_{g0} tensão entre o neutro da fonte trifásica e o ponto central dos capacitores (0)

\mathbf{v}^* vetor tensão de referência

V_m amplitude da tensão de fase [V]

S_{30} número de setores do plano *dq* dividido em 12 regiões

S_{60} número de setores do plano *dq* dividido em 6 regiões

α deslocamento entre os conjuntos trifásicos [*rad*]

δ posição angular entre o referencial genérico (*dq*) e o circuito [*rad*]

δ_{ij} ângulo entre os eixos magnéticos dos enrolamentos *i* e *j* [*rad*]

δ_g posição angular elétrica do referencial genérico [*rad*]

δ_r posição angular elétrica do rotor ao longo do entreferro [*rad*]

Δ subregião triangular

μ fator de distribuição dos vetores roda livre

μ_s nível de curto-circuito no estator

μ_r nível de assimetria no rotor

τ_p passo polar

τ_M intervalo máximo de condução das chaves

τ_m intervalo mínimo de condução das chaves

τ_i intervalo do pulso de comando da chave $i = 1$ a 6

θ_m posição angular mecânica do rotor

- λ_{si} fluxo total da fase do estator $i = 1, 3, 5, 2, 4, 6$
- λ_{ri} fluxo total da fase do rotor $i = 1, 2, 3$
- λ_{sd}^g fluxo total do estator, de eixo d , no referencial genérico
- λ_{sq}^g fluxo total do estator, de eixo q , no referencial genérico
- λ_{rd}^g fluxo total do rotor, de eixo d , no referencial genérico
- λ_{rq}^g fluxo total do rotor, de eixo q , no referencial genérico
- $\lambda_{s135246}$ vetor fluxo total do estator em 135246
- λ_{r123} vetor fluxo total do rotor em 123
- λ_{sdqo} vetor fluxo total do estator em dqo
- $\lambda_{sdqxyoh}$ vetor fluxo total do estator em $dqxyoh$
- λ_{rdqo} vetor fluxo total do rotor em dqo
- σ_s e σ_r fatores de dispersão dos enrolamentos do estator e rotor
- σ coeficiente de dispersão estator-rotor
- ω_m velocidade angular mecânica do rotor [rad/s]
- ω_r velocidade angular elétrica do rotor [rad/s]
- ω_s velocidade angular elétrica do vetor tensão [rad/s]
- ω_g velocidade angular elétrica dos eixos do referencial genérico [rad/s]
- \otimes operação lógica de *ou exclusivo*
- π constante pi
- CC corrente contínua
- CA corrente alternada
- MAT Máquina Assíncrona Trifásica
- MAH Máquina Assíncrona Hexafásica
- PWM Modulação por Largura de Pulso
- $WTHD$ Distorção Harmônica Total Ponderada

INTRODUÇÃO GERAL

Grandes mudanças em acionamentos de alto desempenho vem ocorrendo nas últimas décadas como a substituição de motores de corrente contínua (*CC*) por máquinas de corrente alternada (*CA*). Este fato já é uma realidade devido às características de maior robustez, estrutura de máquina simples, maior densidade de potência, menos manutenção, menor custo, rotores de menor inércia que as máquinas assíncronas apresentam. Também, a utilização de modernas técnicas de controle e comando dos conversores. O emprego dessas técnicas é viabilizado pelos avanços em diversas áreas como: no processamento digital de sinais, microprocessadores e de dispositivos semicondutores de potência.

Em razão dos sistemas de geração, transmissão, distribuição e fornecimento de energia elétrica serem trifásicos, tornou a aplicação da máquina assíncrona trifásica (*MAT*) a solução mais natural, mesmo quando o acionamento é feito através de um conversor eletrônico. A utilização de conversores eletrônicos em acionamentos, tais como: tração elétrica de veículos, aplicações aeroespaciais, tração ferroviária ou propulsão de navios e em aplicações de elevada potência deve atender os níveis de exigências da máquina e da carga acionada. Entretanto, a capacidade do conversor é limitada pelas características nominais dos dispositivos semicondutores de potência. Uma das soluções adotadas para ampliar a capacidade do conversor é a utilização de inversores multiníveis. A aplicação de chaves em série permite elevar a tensão do barramento *CC* e conseqüentemente a capacidade de um conversor trifásico convencional embora haja uma maior complexidade no controle. Por outro lado, o acionamento feito com inversores removeu a restrição do número de fases (*m*) da máquina. Isto possibilitou o desenvolvimento de máquinas com número de fases maior que três e desencadeou novos estudos de conversores e controle aplicados às máquinas ditas multifases.

Nas máquinas multifases a divisão da potência exigida entre as múltiplas fases pode elevar a capacidade do conversor, tornando-se uma alternativa ao conversor multinível. Um conversor com capacidade limitada, desde que se aumente o número de braços, pode acionar uma máquina multifase de maior potência. A escolha entre essas duas opções vai depender da natureza da aplicação e da complexidade de implementação. Por exemplo, nos acionamentos de baixa e média potência trifásicos, são produzidos fenômenos inerentes, como: a tensão de modo comum que provoca a falha prematura dos mancais. Adicionalmente, o nível de isolamento é outro fator limitante que pode tornar inviável o uso de um sistema com elevado barramento *CC* exigido nos sistemas multiníveis. No acionamento multifase tanto a tensão de modo comum pode ser eliminada como é possível trabalhar com uma tensão de barramento menor. Por exemplo, no acionamento de veículos elétricos é desejável um barramento *CC* de baixa tensão (banco de baterias), conseqüentemente baixa tensão na máquina e elevada corrente de fase. Também, a opção por uma máquina multifase reduz sensivelmente o estresse de corrente sobre cada dispositivo semicondutor de potência em relação a um acionamento trifásico convencional. Em aplicações de elevada potência, cuja ordem de grandeza do acionamento é de *MW* (megawatts), implica num projeto de motor e inversor bastante personalizados. Este fato possibilita ao projetista lançar mão, e.g., de dois módulos conversores de potência padrões (trifásicos) e com uma complexidade de comando reduzida acionar uma máquina assíncrona hexafásica.

Portanto, dentre as máquinas multifases, a máquina assíncrona de seis fases (*Hexafásica* $m = 6$) vem sendo estudada e aplicada, sobretudo devido às qualidades de suas configurações clássicas (NELSON; KRAUSE, 1974). Nesta máquina, dois conjuntos de enrolamentos trifásicos (*simétricos e com mesmo número de pólos*) compartilham o mesmo núcleo magnético e estão deslocados espacialmente de 30° , ou 60° elétricos um do outro. O acionamento com a *Máquina Assíncrona Hexafásica* (*MAH*) possui algumas vantagens em relação a um acionamento trifásico convencional, tais como: redução da corrente de fase à metade sem elevar a tensão de fase, redução da amplitude e aumento da frequência de oscilação do conjugado eletromagnético (ABBAS; CHRISEN; JAHNS, 1984), aumento da confiabilidade e da densidade de corrente.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

As primeiras publicações relativas às máquinas multifases remonta aos últimos anos da década de 20 no século passado. As publicações de T. F. Barton (1929) e P. L. Alger (1930) tratam da aplicação de enrolamentos trifásicos duplos em geradores síncronos, que tinham como objetivo aumentar a potência gerada em sistemas de elevada potência. Nas três últimas décadas o interesse pelo assunto ressurgiu e vem crescendo, apesar de ainda haver poucas publicações.

Em (FUDECH; ONG, 1983) (partes 1,2,3 e 4), desenvolve-se todo um formalismo com o objetivo de generalizar a descrição e a análise de uma máquina com M fases no estator e N no rotor através de circuitos mutuamente acoplados. São considerados e analisados os efeitos das harmônicas espaciais, harmônicas de corrente da fonte, do efeito “*Skewing*” e efeito “*Skin*” no comportamento do conjugado eletromagnético. Nelson e Krause em (NELSON; KRAUSE, 1974), apresentaram um modelo da máquina assíncrona com seis fases, considerando-a como formada por dois conjuntos trifásicos que aproveitam o mesmo circuito magnético. A transformação de Park é aplicada a cada conjunto e origina um circuito denominado duplo dqo . Os efeitos no conjugado e nas correntes de fase são analisados quando a máquina, nas suas configurações mais usuais ($\alpha = 30$ ou 60°), é alimentada por um inversor convencional tipo degraus. Baseado nesses conceitos são propostos dois modelos: um que, em regime permanente, identifica os efeitos das componentes harmônicas da fonte de acordo com o deslocamento α e outro que considera um certo desbalançamento de espiras entre os conjuntos trifásicos na *MAH*.

Lipo em (LIPO, 1980) analisa os efeitos do enrolamento dupla camada e o passo de bobina na indutância de dispersão da máquina hexafásica. É investigada a utilização da *MAH*, em acionamentos de elevada potência, através de inversores fonte de corrente (*CSI*), inclusive os efeitos da indutância na tensão de comutação. Nos trabalhos de (KLINGSHIRN, 1983a)(KLINGSHIRN, 1983b)(ABBAS; CHRISEN; JAHNS, 1984)(SINGH, 2002)(WLLIAMSON; SMITH, 2003), as máquinas multifases são classificadas e analisadas. Percebe-se a circulação de componentes harmônicas com amplitude elevada (de ordem $6h \pm 1$, $h = 1, 3, 5\dots$). Estas harmônicas não contribuem para o fluxo resultante do entreferro, portanto não produzem oscilação de conjugado. É avali-

ado o desempenho do acionamento tipo seis de graus quando aciona a *MAH* com $\alpha = 30^\circ$, em relação a um trifásico convencional de mesma capacidade. As características como: redução da corrente exigida pelos dispositivos de potência, eliminação da oscilação de conjugado na frequência seis vezes da fundamental, redução das perdas harmônicas no rotor e a melhoria na confiabilidade total do sistema na operação degradada, e.g., com a perda de uma ou mais fases (JAHNS, 1980)(ZAHO; LIPO, 1996), são observadas. Entretanto, novamente constatou-se o inconveniente de picos de corrente e fortes distorções na corrente de fase, devido à baixa resistência e indutância de dispersão quando a mesma é alimentada por um inversor fonte de tensão. Isto constitui-se a principal desvantagem das máquinas multifases devido ao aumento das perdas nos dispositivos semicondutores de potência e nos enrolamentos da máquina (RI^2). O controle das estratégias desenvolvidas nesse trabalho visam sempre diminuir as harmônicas presentes na corrente de fase.

As soluções encontradas na literatura vão desde a utilização de filtros até a modificação da estrutura da máquina. Klingshirn em (KLINGSHIRN, 1985), utilizou filtros externos de harmônicos. Em (YE; XU, 1993) são introduzidas modificações na estrutura do enrolamento hexafásico, utilizando anéis magnéticos, com o intuito de minimizar a circulação dessas componentes harmônicas na corrente de fase (filtro interno). Em (MUNOZ; LIPO, 2000), outras modificações mais radicais são introduzidas com o intuito de minorar a circulação das harmônicas de corrente e adicionalmente melhorar as características de conjugado em baixa velocidade. Neste caso, são construídos dois conjuntos trifásicos com número de pólos diferentes que aproveitam o mesmo circuito magnético e na relação de 1:3. Isto possibilitou grande melhoria na distribuição das forças magnetomotrizes (fmm) espaciais e uma indutância de dispersão que é inversamente proporcional a raiz quadrada do número de pólos. Em (OSAMA; T.A., 1997) e (MORI; MIZUNO; MATSUDA, 1997) é utilizada uma estrutura semelhante para fazer a mudança de pólos eletronicamente e assim melhorar a curva de conjugado e acionar veículos elétricos. Também, um estudo detalhado das características dos enrolamentos da *MAH* com o objetivo de reduzir os efeitos da circulação de harmônicas é apresentado em (HADIOUCHE; RAZIK; REZZOUG, 2004).

A utilização de enrolamento concentrado, nas máquinas multifases, como forma de aumentar

o conjugado por corrente eficaz são investigados em (TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991a)(TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991b)(TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1994)(LIRA; LIPO, 2001). Este efeito é conseguido aproveitando certas harmônicas espaciais junto com a injeção de componentes harmônicas específicas.

A aplicação de estratégias de modulação *PWM*, constitui-se uma forma eficaz de reduzir as harmônicas de tensão entregues a máquina e assim minimizar as harmônicas de corrente. Além disso, o problema de circulação das harmônicas de corrente pode ser resolvido sem a necessidade de modificar o projeto nem a construção da máquina, agindo somente sobre o conversor.

Em (GOPAKUMAR; RAGANATHAN; BHAT, 1993), as estratégias de modulação *PWM* apresentadas para a *MAH*, não satisfizeram inteiramente à condição de circulação de harmônicas. Já em (ZHAO; LIPO, 1995), a utilização da decomposição espacial dos vetores através de uma transformação de coordenadas (*dqxyoh*), juntamente com a escolha adequada dos vetores de tensão permitiu controlar, satisfatoriamente as harmônicas de corrente. Porém, dado ao esforço computacional exigido na determinação do tempo de aplicação dos vetores e devido às características do *DSP* utilizado, a frequência máxima de chaveamento foi limitada. Um estudo comparativo entre as diversas estratégias de modulação *PWM*, propostas para a *MAH* – 30°, é apresentado em (BAKSHAI; JOOS; JIM, 1998), junto com uma nova estratégia *PWM*, simplificada, que reduz as exigências computacionais. Em (BOJOI, 2002), um novo estudo comparativo, mais abrangente, é feito.

O número de fases par da *MAH*, também foi explorado em estratégias *PWM* que eliminam a tensão de modo comum (ORITI; JULIAN; LIPO, 1997b)(JOUANNE; ZHANG, 1999b). Dentre os efeitos danosos da tensão de modo comum estão a falha prematura dos rolamentos e a produção de *EMI* (ERDMAN, 1996a).

A conexão da *MAH* em série com diversos tipos de máquinas é contemplada nos estudos de Emil Levi (JONES, 2005). A aplicação de técnicas de controle dinâmico desacoplado permitiu o controle independente de conjugado das máquinas. A utilização da *MAH* com controle de fator de potência (TAMRAKAR; MALIK, 1999), como gerador de indução (OJO; DAVIDSON, 2000) e outras formas de conexão (*terminais do estator aberto*) e controle (*V/Hz, DTC, IFOC*)

são abordados em alguns trabalhos como (SOMASEKHAR; BAIJU; GOPAKUMAR, 2004)(BOJOI; TENCONI; PROFUMO, 2003)(BOJOI; FARINA; PROFUMO, 2005).

Para melhor entender as vantagens das máquinas multifases e especificamente da máquina assíncrona de seis fases é apresentado a seguir a análise harmônica das forças magnetomotrizes.

1.2 CLASSIFICAÇÃO DAS MÁQUINAS MULTIFASES

As máquinas multifases são classificadas em dois grupos e estão sintetizadas nos artigos (KLINGSHIRN, 1983b)(KLINGSHIRN, 1983a)(WLLIAMSON; SMITH, 2003)(SINGH, 2002). Normalmente esta classificação leva em conta o número de fases do estator, se é ou não um múltiplo de três ou se é ímpar (KLINGSHIRN, 1983a)(TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991a).

1.2.1 Máquinas Multifases - Grupo 1

O primeiro grupo de máquinas multifases, são aquelas em que o número de fases estatóricas m é um múltiplo de três, de modo que se pode agrupá-las em c centros de estrela ou conjuntos trifásicos:

$$m = 3c \text{ com } c = 1, 2, 3, 4... \quad (1.1)$$

Em geral é preferível, em funcionamento normal, ter o número de neutros igual ao número de conjuntos trifásicos, i.e., todos isolados. Desta forma podem ser denominadas de máquinas multi-estrela.

Para um mesmo número de fases, a mudança do deslocamento angular α entre os conjuntos trifásicos permite várias configurações com características eletromagnéticas diferentes. Por exemplo, uma máquina dupla-estrela ou hexafásica ($m = 6$) em que os conjuntos trifásicos são deslocados de $\alpha = \frac{\pi}{6}rad$ apresenta características bem diferentes de uma máquina com $\alpha = \frac{\pi}{3}rad$. Então, a diferenciação do número de configurações possíveis, pode ser feita através do número efetivo de fases m_α , cuja definição é dada por

$$m_\alpha = \pi/\alpha \quad (1.2)$$

Uma máquina hexafásica simétrica com $\alpha = \frac{\pi}{3}rad$ apresenta as mesmas características, em termos de harmônicas espaciais e de tempo, que uma máquina trifásica convencional ($m = m_\alpha = 3$). Na Fig. 1.1 são mostrados os enrolamentos de algumas máquinas multi-estrela pertencentes ao grupo 1.

1.2.2 Máquinas Multifases - Grupo 2

As máquinas multifases, mostradas na Fig. 1.2, com número de fases estatórica (m) ímpar e regularmente deslocadas de $2\pi/m = 2\alpha$ são consideradas do grupo 2. Isto corresponde a:

$$m = m_\alpha = 2c + 1 \text{ com } c = 2, 3, 4... \quad (1.3)$$

1.2.3 Análise Harmônica da Força Magnetomotriz (fmm) na MAH

O objetivo de alimentar os enrolamentos de uma máquina multifase com corrente alternada (CA) é criar uma onda de campo resultante girante pura. Entretanto, tanto as características de construção dos enrolamentos como da fonte de alimentação produzem harmônicas na indução magnética resultante no entreferro. A análise entre as possíveis interações entre harmônicas espaciais e de tempo da força magnetomotriz criada pela estrutura estatórica destaca as principais características das máquinas multifases. Esta análise pode ser feita considerando a densidade superficial de corrente equivalente no entreferro (WILLIAMSON; SMITH, 2003), ou através da força magnetomotriz (fmm), simbolizada por F , utilizando o conceito de função de enrolamento (TOLIYAT; LIPO; WHITE, 1991a).

Para uma máquina assíncrona com seis fases ($m = 6$ fases) e dois pólos, a disposição das ranhuras do estator ($Q_s = 12$ ranhuras) e sua representação em corte é apresentada na Fig. 1.3. O conjunto trifásico formado pelas fases s_1 , s_3 e s_5 é deslocado do segundo, formado pelas fases s_2 , s_4 e s_6 , de um ângulo α qualquer. Considerem-se as correntes de fase e suas componentes

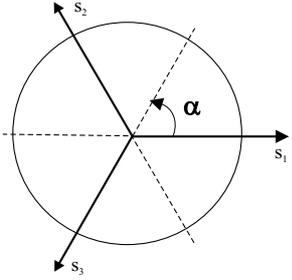
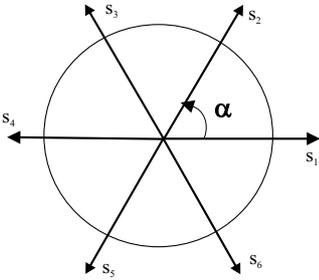
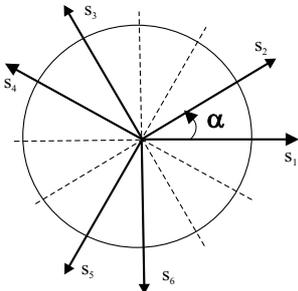
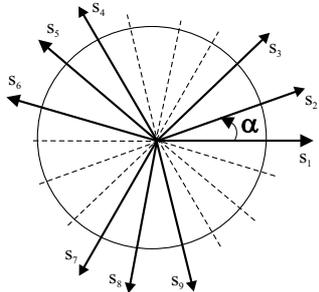
| Número de fases (m) | Número Equi. de fases (m_e) | Desloc. Angular(α) | Representação Esquemática da posição das bobinas |
|-------------------------|---------------------------------|-----------------------------|--|
| 3 | 3 | $\pi/3$ |  |
| 6 | 3 | $\pi/3$ |  |
| 6 | 6 | $\pi/6$ |  |
| 9 | 9 | $\pi/9$ |  |

Figura 1.1. Máquinas multifases-Grupo 1 (o número de fases estáticas é múltiplo de 3)

| Número de fases (m) | Número Equi. de fases (m_e) | Desloc. Angular(α) | Representação Esquemática da posição das bobinas |
|-------------------------|---------------------------------|-----------------------------|--|
| 5 | 5 | $\pi/5$ | |
| 7 | 7 | $\pi/7$ | |
| 9 | 9 | $\pi/9$ | |
| 11 | 11 | $\pi/11$ | |

Figura 1.2. Máquinas multifases-Grupo 2 (o número de fases estáticas é um número ímpar)

harmônicas dadas por

$$i_{si} = \sqrt{2}I_{sh} \cos(h\omega_s t - (i-1)h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{sh}) \text{ com } i = 1, 3, 5 \quad (1.4)$$

$$i_{sk} = \sqrt{2}I_{sh} \cos(h\omega_s t - (k-2)h\frac{2\pi}{3} - h\alpha - \varphi_{sh}) \text{ com } k = 2, 4, 6 \quad (1.5)$$

onde φ_{sh} é tomado em relação a um referencial único, h representa a ordem da harmônica considerada e ω_s a frequência da fundamental. Uma forma possível da força magnetomotriz, simbolizada por F , criada pelas respectivas correntes de fases é representado na Fig. 1.4 no instante $t = 0$ e para $\varphi_{sh} = 0$. A onda senoidal representa a componente fundamental. Assim, a decomposição em série de Fourier da força magnetomotriz, da fase $s1$, resulta em

$$F_{s1}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \frac{N_s i_{s1}}{nP} \cos(n\theta) \quad (1.6)$$

Utilizando a relação de Euler $\cos(x) = (e^{jx} + e^{-jx})/2$, e substituindo a expressão da corrente (1.4) em (1.6), tem-se

$$F_{s1}(t, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \frac{N_s \sqrt{2}I_{sh}}{4nP} [e^{j(h\omega_s t - \varphi_{sh})} + e^{-j(h\omega_s t - \varphi_{sh})}] [e^{j(n\theta)} + e^{-j(n\theta)}] \quad (1.7)$$

onde P , θ ($\theta = P\theta_m$), N_s , e n representam respectivamente, o número de pares de pólos, o ângulo magnético ao longo do entreferro, o número de espiras por ranhura e a ordem das harmônicas espaciais. Considere-se ainda o fato de o estator e rotor serem lisos, assim a indução criada no entreferro para a fase estatórica $s1$ é dada por

$$B_{s1}(t, \theta) = \frac{\mu_0}{l_g} F_{s1}(t, \theta) \quad (1.8)$$

$$B_{s1}(t, \theta) = \frac{\mu_0}{l_g} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \frac{N_s \sqrt{2}I_{sh}}{4nP} [e^{j(h\omega_s t - \varphi_{sh})} + e^{-j(h\omega_s t - \varphi_{sh})}] [e^{j(n\theta)} + e^{-j(n\theta)}] \quad (1.9)$$

onde μ_0 representa a permeabilidade magnética do ar e l_g o comprimento do entreferro. A fim de considerar, também, as diversas formas e características construtivas dos enrolamentos, são introduzidos os coeficientes: fator de distribuição (k_{dn}), fator de passo (k_{pn}) e o fator de enrolamento (k_{en}), definidos como segue

$$k_{dn} = \frac{\sin(nqP\frac{2\pi}{Q_s})}{q \sin(nP\frac{2\pi}{Q_s})} \quad (1.10)$$

$$k_{pn} = \sin(n\frac{y_b\pi}{2\tau_p}) \sin(n\frac{\pi}{2}) \quad (1.11)$$

$$k_{en} = k_{dn}k_{pn} \quad (1.12)$$

onde os termos Q_s , q ($q = \frac{Q_s}{2P_m}$), y_b e τ_p representam respectivamente, o número de ranhuras do estator, o número de ranhuras por pólo e por fase, o passo de bobina e o passo polar. A relação Q_s/m deve ser um número inteiro, assim, para um dado número de ranhuras, o aumento do número de fases implica na redução do número de ranhuras por pólo e por fase (q). Em razão disto, há um aumento do fator de distribuição para a fundamental que resulta num aumento de corrente e conseqüentemente no aumento da fmm fundamental, comparada ao caso da máquina trifásica (KLINGSHIRN, 1983b).

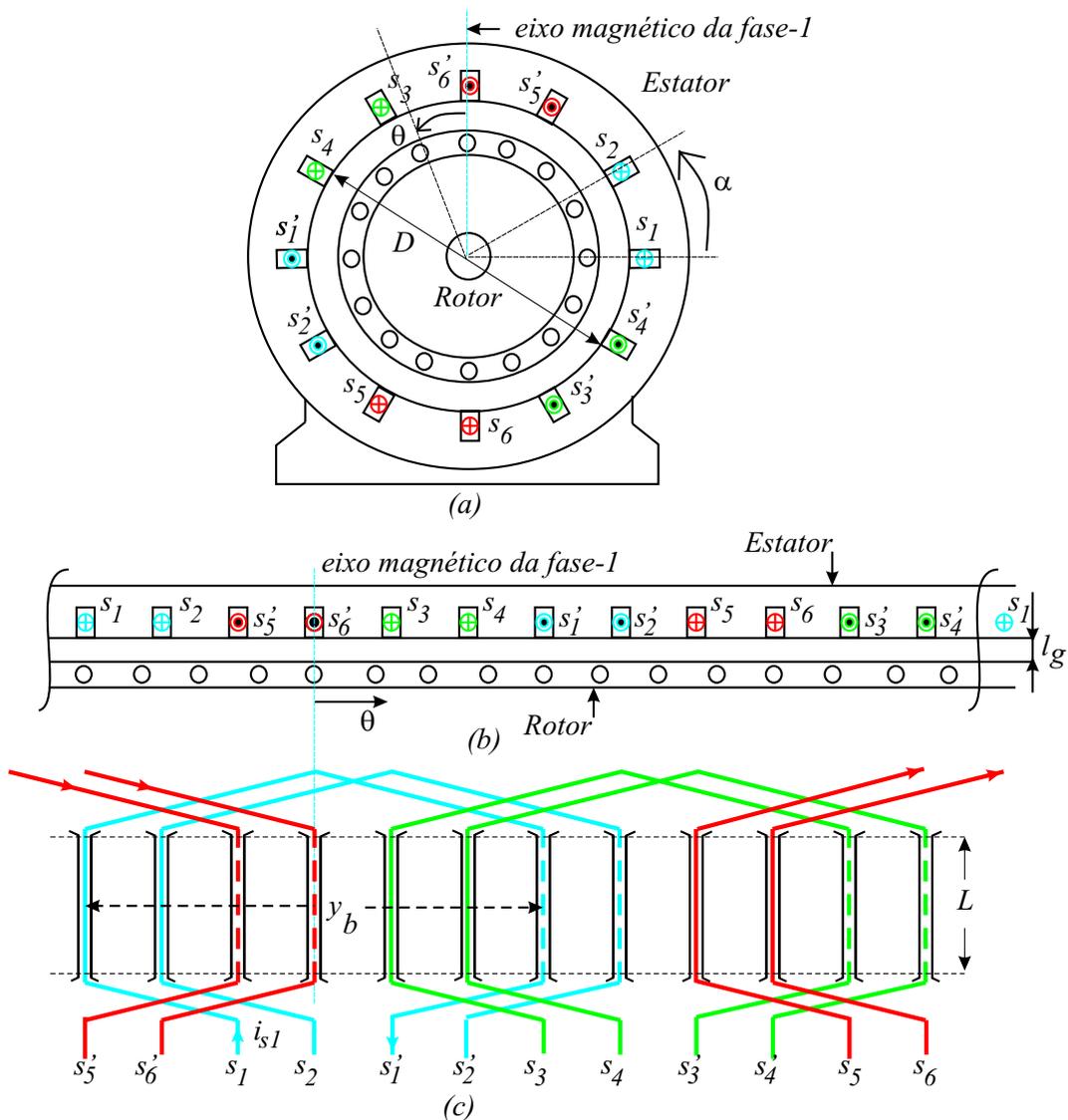


Figura 1.3. (a) Esboço de uma máquina assíncrona com 6 fases, 2 pólos e $Q_s = 12$ ranhuras, (b) e (c) representação em corte do enrolamento.

A forma da indução magnética das outras fases é idêntica a da fase s_1 a menos do seu respectivo deslocamento. Reescrevendo na forma exponencial através do operador $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$,

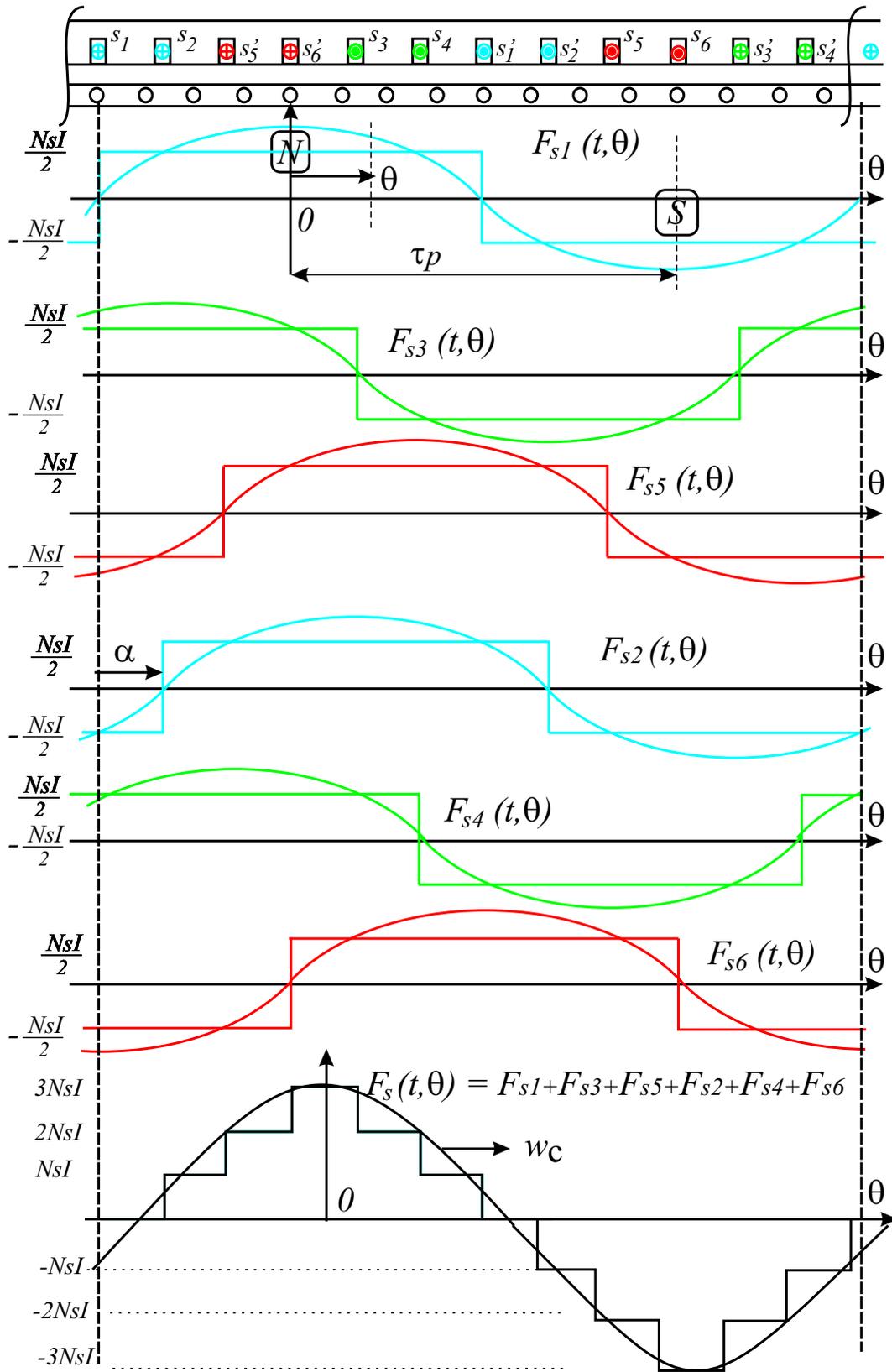


Figura 1.4. Distribuição da *fmm* resultante de uma máquina com $m = 6$ fases.

determina-se o campo resultante (\mathbf{B}_{sI}) do primeiro conjunto trifásico.

$$\mathbf{B}_{sI}(t, \theta) = \sum_{i=1}^{3,5} B_{si}(t, \theta) \quad (1.13)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{sI}(t, \theta) = & \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} B_n [(1 + a^{2h+2n} + a^{h+n}) \cos(h\omega_s t + n\theta - \varphi_{sh}) \\ & + (1 + a^{h+2n} + a^{2h+n}) \cos(h\omega_s t - n\theta - \varphi_{sh})] \end{aligned} \quad (1.14)$$

onde $B_n = \frac{N_s \sqrt{2} I_{sh}}{\pi n P} k_{en}$. Sendo $1 + a^{2h+2n} + a^{h+n} = 3$ se $(n+h)/6 = i$, $i = 1, 2, 3, \dots$ e $1 + a^{2h+n} + a^{h+2n} = 3$ se $(n-h)/6 = i$, $i = 0, 1, 2, 3, \dots$. Então, para as componentes com $(n+h)/6 = i$, $i = 1, 2, 3, \dots$ o campo resultante gira com $\omega_c = -\frac{h}{n}\omega_s$ no sentido inverso do campo da fundamental. Para $(n-h)/6 = i$, $i = 0, 1, 2, 3, \dots$ o campo resultante gira no sentido direto, i.e., $\omega_c = \frac{h}{n}\omega_s$. Se satisfizer as duas condições anteriores o campo resultante é pulsante, i.e., os campos giram em sentido contrário um do outro.

Para o segundo conjunto trifásico, tem-se

$$\mathbf{B}_{sII}(t, \theta) = \sum_{i=2}^{4,6} B_{sk}(t, \theta) \quad (1.15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{sII}(t, \theta) = & \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} B_n [(1 + a^{2h+2n} + a^{h+n})(e^{-j(h+n)\alpha}) \cos(h\omega_s t + n\theta - \varphi_{sh}) \\ & + (1 + a^{h+2n} + a^{2h+n})(e^{-j(h-n)\alpha}) \cos(h\omega_s t - n\theta - \varphi_{sh})] \end{aligned} \quad (1.16)$$

Conseqüentemente, o campo resultante total (\mathbf{B}_s), é dado por

$$\mathbf{B}_s = \mathbf{B}_{sI} + \mathbf{B}_{sII} \quad (1.17)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_s(t, \theta, \alpha) = & \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{h=1}^{\infty} B_n \{ (1 + a^{2h+2n} + a^{h+n})(1 + e^{-j(h+n)\alpha}) \cos(h\omega_s t + n\theta - \varphi_{sh}) \\ & + (1 + a^{h+2n} + a^{2h+n})(1 + e^{-j(h-n)\alpha}) \cos(h\omega_s t - n\theta - \varphi_{sh}) \} \end{aligned} \quad (1.18)$$

A equação do campo resultante (1.18) continua composta de duas parcelas que agora, além das harmônicas espaciais e de tempo, depende do valor de α . Isto também pode ser visto na Fig. 1.4 quando se observa o campo resultante \mathbf{F}_s . Fazendo $\alpha = \frac{\pi}{6} \text{rad}$ na equação (1.18): o fator $1 + e^{-j(h+n)\frac{\pi}{6}} = 2$ se $(n+h)/2m_\alpha = i$, $i = 1, 2, 3, \dots$ e $1 + e^{-j(h-n)\frac{\pi}{6}} = 2$ se $(h-n)/2m_\alpha = i$, $i = 0, 1, 2, 3, \dots$. Então, para $\alpha = \frac{\pi}{6} \text{rad}$, i.e., $m_\alpha = 6$ as harmônicas espaciais existentes são de ordem $n = 2m_\alpha i \pm 1$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) com $h = 1$. Esta configuração elimina, naturalmente, as

componentes harmônicas de ordem 5^a e 7^a que são responsáveis pela oscilação de conjugado eletromagnético, que ocorrem na vizinhança de $1/7$ de ω_s (KLINGSHIRN, 1983b), durante o processo de aceleração das máquinas com $m_\alpha = 3$. As harmônicas espaciais de ordem par são eliminadas através da distribuição simétrica dos condutores.

Para $n = 1$, as componentes harmônicas das correntes de saída, de uma fonte não senoidal, que contribuem para geração de ondas de força magnetomotriz são de ordem $h = 2m_\alpha i \pm 1$ ($i = 1, 2, 3, \dots$). As harmônicas de ordem par podem ser reduzidas impondo formas de onda simétricas. Como visto nas harmônicas espaciais, quanto maior o valor de m_α , mais se repele as harmônicas em direção as ordens superiores no campo \mathbf{B}_s .

Quanto ao conjugado eletromagnético, observa-se resultado semelhante. As interações da força magnetomotriz fundamental e as harmônicas 5^a e 7^a de corrente, produzem uma oscilação de conjugado com frequência seis vezes a da fundamental numa máquina trifásica ($m_\alpha = 3$). Na máquinas com $m_\alpha = 6$ as oscilações de conjugado geradas pelos dois conjuntos trifásicos se anulam e a frequência de oscilação de conjugado torna-se doze vezes a frequência da fundamental. De modo geral, as harmônicas de conjugado nas máquinas multifases são da ordem de $h = 2m_\alpha i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$). Portanto, as interações entre as componentes harmônicas não filtradas pelos aspectos construtivos da máquina e da fonte de alimentação vão originar campos resultantes girantes, pulsantes e nulos.

Resumidamente, as regras a seguir sintetizam estas interações e valem para os dois grupos de máquinas.

- 1) Se $(n + h)/(2m_\alpha) = i$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) a onda de fmm resultante das correntes que cortam as m fases estáticas existe e gira no sentido inverso com a velocidade $-\frac{h}{n}\omega_s$.
- 2) Se $(n - h)/(2m_\alpha) = j$ ($j = 0, 1, 2, 3, \dots$) a onda de fmm resultante existe e gira no sentido direto com a velocidade $\frac{h}{n}\omega_s$.
- 3) Se $(n + h)/(2m_\alpha)$ e $(n - h)/(2m_\alpha)$ é um número inteiro, então existem as duas ondas girando em oposição de fase. A resultante é uma onda de eixo fixo e amplitude alternada (*campo pulsante*)

4) Senão a onda de fmm resultante é nula.

Para ilustrar a influência do número de fases m são apresentados alguns casos particulares. Nas Tabs. 1.1 a 1.4, estão condensados os valores possíveis de interações entre harmônicas espaciais (n) e de tempo (h) em diversos tipos de máquinas multifases. O cruzamento de cada linha com a coluna dá a velocidade de diferentes campos girantes. As posições indicadas por “ \emptyset ” correspondem aos campos de amplitude nula, e o símbolo “ \updownarrow ” significa que o campo resultante total é pulsante.

Nota-se que, para um grupo de máquinas, a eliminação das interações entre as harmônicas múltiplas de m é obtida com a configuração neutro desconectado. Para as máquinas do grupo 1, eliminam-se todas as interações entre as harmônicas múltiplas de três tendo os neutros isolados. Outra verificação importante é que: quanto maior m , mais as interações de espaço e de tempo são deslocadas em direção as ordens superiores.

Observando a primeira linha ou a primeira coluna da Tab. 1.1 ($m = 6, m_\alpha = 3$), nota-se que as componentes 5^a e 7^a harmônicas tanto temporais (da fonte) como espaciais produzem campos girantes que irão interferir no campo resultante devido à fundamental. Essas componentes de campos adicionais introduzem perdas extras, ruído audível, vibração e reduz o conjugado médio útil disponível. Na Tab. 1.3 ($m = m_\alpha = 6$), essas componentes (5 e 7^a harmônicas) são nulas naturalmente, não contribuem nem com conjugado positivo nem negativo, e o campo resultante torna-se mais puro. Além disso, a interação entre a componente de terceira harmônica de tempo e espaço pode produzir um campo adicional no mesmo sentido e na mesma velocidade do campo da fundamental. O mesmo acontece com a máquina pentafásca, pertencente ao grupo 2, Tab. 1.2. Esta máquina não possui nenhuma oscilação de conjugado abaixo da 7^a harmônica. Na Tab. 1.4, para uma máquina com 7 fases, as oscilações de conjugado abaixo da 13^a harmônica são eliminadas e a 3^a e 5^a harmônicas atuam aumentando o conjugado médio devido à fundamental. Isto constitui uma das principais vantagens e uma clara indicação dos benefícios que as máquinas multifases podem trazer.

Tabela 1.1. Interações possíveis entre harmônicas espaciais (n) e de tempo (h) das *fmms* de uma máquina trifásica ($m = m_a = 3$) ou hexafásica simétrica ($m = 6, m_a = 3$).

| h/n | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 | 19 |
|-------|---------------|----------------|-------------------------|-------------------------|----------------|--------------------------|--------------------------|----------------|--------------------------|--------------------------|
| 1 | ω_s | \emptyset | $-\frac{\omega_s}{5}$ | $\frac{\omega_s}{7}$ | \emptyset | $-\frac{\omega_s}{11}$ | $\frac{\omega_s}{13}$ | \emptyset | $-\frac{\omega_s}{17}$ | $\frac{\omega_s}{19}$ |
| 3 | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset |
| 5 | $-5\omega_s$ | \emptyset | ω_s | $-\frac{5\omega_s}{7}$ | \emptyset | $+\frac{5\omega_s}{11}$ | $-\frac{5\omega_s}{13}$ | \emptyset | $+\frac{5\omega_s}{17}$ | $-\frac{5\omega_s}{19}$ |
| 7 | $7\omega_s$ | \emptyset | $-\frac{7\omega_s}{5}$ | ω_s | \emptyset | $-\frac{7\omega_s}{11}$ | $+\frac{7\omega_s}{13}$ | \emptyset | $-\frac{7\omega_s}{17}$ | $+\frac{7\omega_s}{19}$ |
| 9 | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset |
| 11 | $-11\omega_s$ | \emptyset | $+\frac{11\omega_s}{5}$ | $-\frac{11\omega_s}{7}$ | \emptyset | ω_s | $-\frac{11\omega_s}{13}$ | \emptyset | $+\frac{11\omega_s}{17}$ | $-\frac{11\omega_s}{19}$ |
| 13 | $13\omega_s$ | \emptyset | $-\frac{13\omega_s}{5}$ | $-\frac{13\omega_s}{7}$ | \emptyset | $-\frac{13\omega_s}{11}$ | ω_s | \emptyset | $-\frac{13\omega_s}{17}$ | $+\frac{13\omega_s}{19}$ |
| 15 | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset |
| 17 | $-17\omega_s$ | \emptyset | $+\frac{17\omega_s}{5}$ | $+\frac{17\omega_s}{7}$ | \emptyset | $+\frac{17\omega_s}{11}$ | $-\frac{17\omega_s}{13}$ | \emptyset | ω_s | $-\frac{17\omega_s}{19}$ |
| 19 | $19\omega_s$ | \emptyset | $-\frac{19\omega_s}{5}$ | $-\frac{19\omega_s}{7}$ | \emptyset | $-\frac{19\omega_s}{11}$ | $+\frac{19\omega_s}{13}$ | \emptyset | $-\frac{19\omega_s}{17}$ | ω_s |

Tabela 1.2. Interações possíveis entre harmônicas espaciais e de tempo das *fmms* de uma máquina pentafásica ($m = m_a = 5$).

| h/n | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 | 19 |
|-------|---------------|-------------------------|----------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|----------------|--------------------------|--------------------------|
| 1 | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{\omega_s}{9}$ | $+\frac{\omega_s}{11}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{\omega_s}{19}$ |
| 3 | \emptyset | ω_s | \emptyset | $-\frac{3\omega_s}{7}$ | \emptyset | \emptyset | $+\frac{3\omega_s}{13}$ | \emptyset | $-\frac{3\omega_s}{17}$ | \emptyset |
| 5 | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset |
| 7 | \emptyset | $-\frac{7\omega_s}{3}$ | \emptyset | ω_s | \emptyset | \emptyset | $-\frac{7\omega_s}{13}$ | \emptyset | $+\frac{7\omega_s}{17}$ | \emptyset |
| 9 | $-9\omega_s$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | ω_s | $-\frac{9\omega_s}{11}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $+\frac{9\omega_s}{19}$ |
| 11 | $+11\omega_s$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{11\omega_s}{9}$ | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{11\omega_s}{19}$ |
| 13 | \emptyset | $+\frac{13\omega_s}{3}$ | \emptyset | $-\frac{13\omega_s}{7}$ | \emptyset | \emptyset | ω_s | \emptyset | $-\frac{13\omega_s}{17}$ | $+\frac{13\omega_s}{19}$ |
| 15 | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset |
| 17 | \emptyset | $-\frac{17\omega_s}{3}$ | \emptyset | $+\frac{17\omega_s}{7}$ | \emptyset | \emptyset | $-\frac{17\omega_s}{13}$ | \emptyset | ω_s | \emptyset |
| 19 | $-19\omega_s$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $+\frac{19\omega_s}{9}$ | $-\frac{19\omega_s}{11}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | ω_s |

Tabela 1.3. Interações possíveis entre harmônicas espaciais e de tempo das *fmms* de uma máquina hexafásica ($m = m_a = 6$).

| h/n | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 | 19 |
|-------|---------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|
| 1 | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{\omega_s}{11}$ | $+\frac{\omega_s}{13}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset |
| 3 | \emptyset | ω_s | \emptyset | \emptyset | $-\frac{3\omega_s}{9}$ | \emptyset | \emptyset | $+\frac{3\omega_s}{15}$ | \emptyset | \emptyset |
| 5 | \emptyset | \emptyset | ω_s | $-\frac{3\omega_s}{7}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $+\frac{5\omega_s}{17}$ | $-\frac{5\omega_s}{19}$ |
| 7 | \emptyset | \emptyset | $-\frac{7\omega_s}{5}$ | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{7\omega_s}{17}$ | $+\frac{7\omega_s}{19}$ |
| 9 | \emptyset | $-\frac{9\omega_s}{3}$ | \emptyset | \emptyset | ω_s | \emptyset | \emptyset | $-\frac{9\omega_s}{15}$ | \emptyset | \emptyset |
| 11 | $-11\omega_s$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | ω_s | $-\frac{11\omega_s}{13}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset |
| 13 | $13\omega_s$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{13\omega_s}{11}$ | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset |
| 15 | \emptyset | $-\frac{15\omega_s}{3}$ | \emptyset | \emptyset | $-\frac{15\omega_s}{9}$ | \emptyset | \emptyset | ω_s | \emptyset | \emptyset |
| 17 | \emptyset | \emptyset | $+\frac{17\omega_s}{5}$ | $-\frac{17\omega_s}{7}$ | \emptyset | \emptyset | $-\frac{17\omega_s}{13}$ | \emptyset | ω_s | $-\frac{17\omega_s}{19}$ |
| 19 | \emptyset | \emptyset | $-\frac{19\omega_s}{5}$ | $+\frac{19\omega_s}{7}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{19\omega_s}{17}$ | ω_s |

Tabela 1.4. Interações possíveis entre harmônicas espaciais e de tempo das *fmm*s de uma máquina heptafásica ($m = m_a = 7$).

| h/n | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 17 | 19 |
|-------|---------------|-------------------------|-------------------------|----------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|-------------------------|
| 1 | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{\omega_s}{13}$ | $+\frac{\omega_s}{15}$ | \emptyset | \emptyset |
| 3 | \emptyset | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{3\omega_s}{11}$ | \emptyset | \emptyset | $+\frac{3\omega_s}{17}$ | \emptyset |
| 5 | \emptyset | \emptyset | ω_s | \emptyset | $-\frac{5\omega_s}{9}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $+\frac{5\omega_s}{19}$ |
| 7 | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \updownarrow | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset |
| 9 | \emptyset | \emptyset | $-\frac{9\omega_s}{5}$ | \emptyset | ω_s | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{9\omega_s}{19}$ |
| 11 | \emptyset | $-\frac{11\omega_s}{3}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | ω_s | \emptyset | \emptyset | $-\frac{11\omega_s}{17}$ | \emptyset |
| 13 | $-13\omega_s$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | ω_s | $-\frac{13\omega_s}{15}$ | \emptyset | \emptyset |
| 15 | $15\omega_s$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | $-\frac{15\omega_s}{13}$ | ω_s | \emptyset | \emptyset |
| 17 | \emptyset | \emptyset | $+\frac{17\omega_s}{5}$ | \emptyset | \emptyset | $-\frac{17\omega_s}{11}$ | \emptyset | \emptyset | ω_s | \emptyset |
| 19 | \emptyset | \emptyset | $+\frac{19\omega_s}{5}$ | \emptyset | $-\frac{19\omega_s}{9}$ | \emptyset | \emptyset | \emptyset | \emptyset | ω_s |

1.3 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

De modo geral, nos acionamentos com controle de velocidade, a aplicação dos seguintes pontos contribuem para o bom desempenho do sistema:

- As técnicas de análise e controle *PWM* aplicadas nos inversores fonte de tensão;
- O conhecimento correto dos parâmetros da máquina;
- A topologia do conversor estático.
- Diagnóstico e detecção de falhas na máquina

Neste contexto, com o objetivo de suprir algumas necessidades do sistema de acionamento hexafásico e simplificá-lo, em nível de estratégias de controle e de circuitos eletrônicos de potência, são propostos:

- Estratégias de Modulação *PWM*: Neste item são apresentadas diversas estratégias de modulação *PWM* que priorizam a redução do conteúdo harmônico dos sinais, da oscilação de conjugado e das perdas nos dispositivos. Também, são implementadas estratégias que priorizam a redução da tensão de modo comum (SILVA, 2005)(CORRêA, 2005)(CORRêA, 2003b)(CORRêA, 2003a)(CORRêA, 2003).

- Estimação de Parâmetros: neste estudo são propostos métodos para estimar a impedância dos circuitos de dispersão da *MAH* (nas configurações $\alpha = 30$ e 60°), inclusive a resistência estatórica, que é independente da estratégia de controle do acionamento e baseado na medição das correntes de fase e das tensões de linha (JACOBINA, 2002).
- Topologia de Inversores: neste item são propostas 4 configurações de acionamento em que os enrolamentos da *MAH* substituem os indutores de filtro do conversor além da redução do número de dispositivos de potência. Propõe-se ainda estratégias de controle em que desempenho e limites são avaliados quando da implementação dos controles de conjugado e fator de potência (JACOBINA; CORRÊA; SILVA, 2004b)(JACOBINA; CORRÊA; SILVA, 2004a).
- Aproveitando as características dos enrolamentos da *MAH*, são apresentadas técnicas de diagnóstico e detecção de falhas incipientes no estator (SILVA, 2006) e rotor (RAZIK, 2005).

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho encontra-se organizado em 8 capítulos. No capítulo 1, é apresentada uma visão geral das características fundamentais de um acionamento de máquinas multifases complementado por uma revisão bibliográfica sobre o acionamento da máquina assíncrona hexafásica.

No capítulo 2, intitulado Modelagem da Máquina Assíncrona Hexafásica (*MAH*), busca-se, através de um tratamento matemático, estabelecer as principais relações entre as grandezas elétricas e mecânicas no espaço vetorial de base 135246 (canônica) e nas bases duplo *dqo* (*d1q1o1* e *d2q2o2*) e hexafásica *dqxyoh*. A representação em variáveis de estado e o circuito equivalente são apresentados, juntamente com as matrizes de transformação entre os espaços que permitem diagonalizar as matrizes indutância. As principais particularidades quanto a circulação de harmônicas nas máquinas de 0 , 30 , 45 e 60° são avaliadas através da análise do modelo desenvolvido, em regime permanente, e confirmada pelos resultados de simulação e experimentais.

O capítulo 3 é dedicado a estimação paramétrica da *MAH* através de grandezas que não interferem no conjugado eletromagnético. A qualidade das estimativas é verificada pela comparação entre os resultados obtidos nos ensaios (a vazio e rotor travado) e os valores estimados através de diversos eixos (x , y e h).

O capítulo 4 é dedicado ao acionamento da *MAH* por um inversor fonte de tensão e das técnicas de controle *PWM*. Com base nas matrizes de transformação de coordenadas são propostas e analisadas diversas estratégias de modulação vetorial priorizando sempre obter baixo conteúdo harmônico nas grandezas de fase e dq (*WTHD*) e baixa oscilação de conjugado eletromagnético. As relações e equivalências com a modulação seno-triângulo e escalar digital são desenvolvidas e o conceito de distribuição dos vetores roda livre é aplicado.

A busca por estratégias *PWM* que priorizem a redução ou eliminação instantânea da tensão de modo comum, é abordada no capítulo 5. Diversas estratégias são propostas, analisadas e classificadas quanto ao conteúdo harmônico das grandezas de fase e dq (*WTHD*). As definições, os efeitos das capacitâncias parasitas e o modelo de alta frequência da *MAH* são também apresentados.

No capítulo 6 novas topologias para o conversor do acionamento da *MAH* são apresentadas. A redução do número de dispositivos e os controles de conjugado e fator de potência são analisados em quatro configurações distintas.

No capítulo 7, desenvolve-se um modelo de representação de falhas incipientes no estator da *MAH*, como curto-circuito entre espiras. Também são apresentadas técnicas de diagnóstico e detecção das mesmas. No capítulo 8, é mostrada a conclusão geral.

MODELO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA HEXAFÁSICA (*MAH*)

Este capítulo apresenta a modelagem da *Maquina Assíncrona Hexafásica (MAH)* com rotor gaiola de esquilo que é válido para qualquer deslocamento α entre os conjuntos trifásicos. O princípio de circuitos elétricos acoplados magneticamente é utilizado com suas resistências e indutâncias.

A partir de um modelo em variáveis naturais, aplica-se a transformação de Park em cada conjunto trifásico. Este modelo permite avaliar o desbalanceamento entre os conjuntos trifásicos. Em seguida, apresenta-se uma transformação de coordenadas que resulta num modelo dinâmico com desacoplamento total das variáveis. Este modelo facilita a implementação das técnicas de controle. Também, a análise em regime permanente desse modelo, pela decomposição em série de Fourier, permite separar e avaliar os efeitos da circulação de componentes harmônicas na *MAH*, quando alimentada por uma fonte não senoidal, em função do deslocamento α .

A modelagem foi feita considerando algumas hipóteses simplificadoras que permitiram a obtenção das equações clássicas dos circuitos elétricos do estator, do rotor e sua resolução numérica.

2.1 REPRESENTAÇÃO EM VARIÁVEIS NATURAIS

Geralmente, no desenvolvimento do modelo que descreve o comportamento dinâmico de uma máquina assíncrona, as seguintes hipóteses simplificadoras são aceitas:

- entreferro uniforme e pequeno em relação ao raio do rotor.

- as perdas no ferro e os efeitos da saturação do núcleo desprezadas (circuito magnético linear).
- circuito magnético perfeitamente simétrico e sem harmônicas espaciais.

Essas hipóteses permitem introduzir os conceitos de indutância própria e mútua entre os enrolamentos do estator e rotor. O cálculo dessas indutâncias é feito determinando o fluxo concatenado com os enrolamentos de cada fase. Normalmente esse fluxo é dividido em duas partes: o fluxo de magnetização cujas linhas de força atravessam o entreferro e enlaçam os outros enrolamentos e o fluxo de dispersão cujas linhas de força se fecham pelo ar, portanto, não transferem energia. A cada um desses fluxos associa-se uma indutância: a indutância denominada de magnetização e a indutância de dispersão respectivamente.

Considerando duas fases com N_{si} e N_{sj} espiras percorridas pelas correntes i_{si} e i_{sj} respectivamente com P pares de pólos cada uma. Sendo os eixos magnéticos das respectivas bobinas definidos por δ_{si} e δ_{sj} , como visto no capítulo anterior. As forças magnetomotrizes fundamentais resultam em

$$F_{si}(\theta) = \frac{2 k_{en} N_{si} i_{si}}{\pi P} \cos(\theta - \delta_{si}) \quad (2.1)$$

$$F_{sj}(\theta) = \frac{2 k_{en} N_{sj} i_{sj}}{\pi P} \cos(\theta - \delta_{sj}) \quad (2.2)$$

conseqüentemente, o fluxo de magnetização (mútuo na bobina N_{sj} produzido pela corrente i_{si}) é dado por

$$\lambda_{sij} = \int_S \frac{2 k_{en} N_{sj}}{\pi P} \cos(\theta - \delta_{sj}) \frac{\mu_0}{l_g} F_{si}(\theta) dS \text{ com } dS = LR d\theta \quad (2.3)$$

logo

$$\lambda_{sij} = \frac{2 k_{en} N_{sj}}{\pi P} LR \frac{\mu_0}{l_g} \int_0^{2\pi} F_{si}(\theta) \cos(\theta - \delta_{sj}) d\theta \quad (2.4)$$

Substituindo a expressão anterior na definição de indutância (2.5), chega-se a expressão (2.6)

$$L_{msij} = \lambda_{sij} / i_{si} \quad (2.5)$$

$$L_{msij} = \frac{2 \mu_0 LR}{\pi P^2 l_g} k_{en}^2 N_{sj} N_{si} \cos(\delta_{sj} - \delta_{si}) \quad (2.6)$$

Portanto, seguindo raciocínio semelhante qualquer indutância pode ser determinada.

Numa máquina *assíncrona* qualquer, formada por M fases no estator e N fases no rotor, as tensões estatórica e rotórica para a i -ésima fase são dadas por

$$v_{si} = R_{si}i_{si} + \frac{d}{dt}\lambda_{si} \quad (2.7)$$

e

$$v_{rk} = R_{rk}i_{rk} + \frac{d}{dt}\lambda_{rk} \quad (2.8)$$

O fluxo concatenado pela i -ésima fase do estator resulta em

$$\lambda_{si} = L_{lsi}i_{si} + \sum_{j=1}^M L_{msij} \cos(\delta_{si,sj})i_{sj} + \sum_{k=1}^N L_{msrik} \cos(\delta_{si,rk})i_{rk} \quad (2.9)$$

Onde $\delta_{si,sj}$ ($\delta_{si,sj} = \delta_{sj} - \delta_{si}$), representa o ângulo entre o eixo magnético da i -ésima fase do estator com o eixo magnético da j -ésima fase do estator. De maneira análoga, $\delta_{si,rk}$ são os ângulos entre o eixo magnético da i -ésima fase do estator e o eixo magnético da k -ésima fase do rotor. Assim, as indutâncias são definidas como:

L_{lsi} = indutância de dispersão da i -ésima fase do estator.

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

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

De modo semelhante, o fluxo concatenado pela k -ésima fase do rotor é dado por

$$\lambda_{rk} = L_{lrk}i_{rk} + \sum_{k=1}^M L_{mrk} \cos(\delta_{ri,rk})i_{rk} + \sum_{j=1}^N L_{mrsij} \cos(\delta_{ri,sj})i_{sj} \quad (2.10)$$

A estrutura da máquina hexafásica ($M = 6$) é mostrada na Fig. 2.1 e o rotor gaiola de esquilo é representado por um circuito trifásico ($N = 3$). Os dois conjuntos trifásicos simétricos (fases deslocadas de 120° em cada conjunto) s_1, s_3, s_5 (n_1) e s_2, s_4, s_6 (n_2) do estator são deslocados entre si de um ângulo α arbitrário. Usualmente, o deslocamento angular elétrico (α) empregado entre os conjuntos trifásicos é $0, \frac{\pi}{3}$ (*máquina hexafásica simétrica*), ou $\frac{\pi}{6}$ rad (*máquina hexafásica assimétrica*). Os centros de estrela podem ser conectados de forma independente ($n_1 \neq n_2$), denominado *neutro duplo* ou conexão com um único neutro ($n_1 = n_2 = n$) denominado *neutro simples*. O rotor tipo gaiola de esquilo pode ser modelado

como formado por multicircuito acoplados magneticamente, por seis ou três enrolamentos em curto-circuito e sempre com mesmo número de pólos do estator. Neste estudo, adotou-se o rotor formado por três fases r_1 , r_2 e r_3 (deslocados 120° uma da outra) e um ângulo α qualquer no estator.

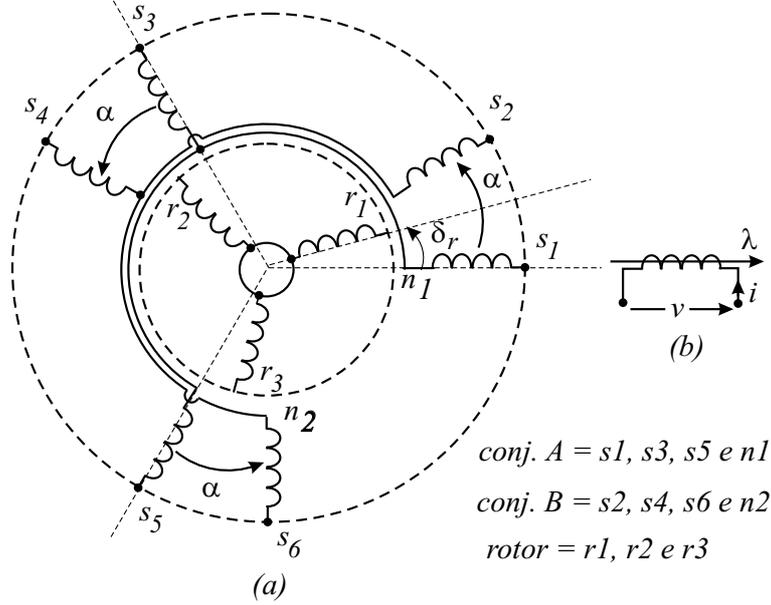


Figura 2.1. (a) Máquina Assíncrona Hexafásica (MAH) genérica formada por duas armaduras trifásicas no estator (s_1, s_3, s_5 e s_2, s_4, s_6) deslocadas de α e (b) convenções utilizadas para correntes e fluxos.

2.1.1 Representação Matricial

Para permitir a análise de quaisquer desbalanceamento entre os conjuntos trifásicos, as matrizes de resistência e indutância são escritas considerando número de espiras diferente para cada um dos conjuntos trifásicos A e B ($N_{sA} \neq N_{sB}$). Conseqüentemente, a representação na forma matricial das equações de tensão (2.7), (2.8) e dos fluxos (2.9), (2.10) para a MAH, resulta em

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r}{dt} \quad (2.12)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r \quad (2.13)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r \quad (2.14)$$

onde

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s3} \\ v_{s5} \\ v_{s2} \\ v_{s4} \\ v_{s6} \end{bmatrix}; \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s3} \\ i_{s5} \\ i_{s2} \\ i_{s4} \\ i_{s6} \end{bmatrix}; \boldsymbol{\lambda}_s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1} \\ \lambda_{s3} \\ \lambda_{s5} \\ \lambda_{s2} \\ \lambda_{s4} \\ \lambda_{s6} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} r_{sA} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{sA} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{sA} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{sB} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{sB} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{sB} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{v}_r = \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix}; \mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix}; \boldsymbol{\lambda}_r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1} \\ \lambda_{r2} \\ \lambda_{r3} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Do exposto anteriormente, o cálculo das indutâncias é baseado na relação linear fluxo-corrente sendo função do número de espiras efetivas dos conjuntos (N_{sA} e N_{sB}), do número de pares de pólos P . Portanto, são denominadas por

- L_{lsA} e L_{lsB} ; indutâncias de dispersão dos conjuntos A e B .
- L_{msA} , L_{msB} , $L_{spA} = L_{lsA} + L_{msA}$ e $L_{spB} = L_{lsB} + L_{msB}$; indutâncias de magnetização e própria dos conjuntos A e B .
- L_{msAB} e L_{msBA} ($L_{msAB} = L_{msBA}$); indutância mútua de magnetização entre fases de conjuntos diferentes do estator.
- L_{msrA} e L_{msrB} são as indutâncias mútuas entre fases de cada conjunto do estator (A ou B) e o rotor (r).

Para N_r igual ao número de espiras do rotor e δ_r sua posição angular, as indutâncias do rotor podem ser obtidas mudando o índice “ s ” por “ r ”. Assim

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{spA} & -\frac{1}{2}L_{msA} & -\frac{1}{2}L_{msA} & L_{msABC1} & L_{msABC2} & L_{msABC3} \\ -\frac{1}{2}L_{msA} & L_{spA} & -\frac{1}{2}L_{msA} & L_{msABC3} & L_{msABC1} & L_{msABC2} \\ -\frac{1}{2}L_{msA} & -\frac{1}{2}L_{msA} & L_{spA} & L_{msABC2} & L_{msABC3} & L_{msABC1} \\ L_{msABC1} & L_{msABC3} & L_{msBAC2} & L_{spB} & -\frac{1}{2}L_{msB} & -\frac{1}{2}L_{msB} \\ L_{msBAC2} & L_{msABC1} & L_{msABC3} & -\frac{1}{2}L_{msB} & L_{spB} & -\frac{1}{2}L_{msB} \\ L_{msABC3} & L_{msBAC2} & L_{msABC1} & -\frac{1}{2}L_{msB} & -\frac{1}{2}L_{msB} & L_{spB} \end{bmatrix}$$

onde $c_1 = \cos \alpha$; $c_2 = \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3})$; $c_3 = \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3})$

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{msrA} \cos(\delta_r) & L_{msrA} \cos(\frac{2\pi}{3} + \delta_r) & L_{msrA} \cos(\frac{4\pi}{3} + \delta_r) \\ L_{msrA} \cos(\frac{4\pi}{3} + \delta_r) & L_{msrA} \cos(\delta_r) & L_{msrA} \cos(\frac{2\pi}{3} + \delta_r) \\ L_{msrA} \cos(\frac{2\pi}{3} + \delta_r) & L_{msrA} \cos(\frac{4\pi}{3} + \delta_r) & L_{msrA} \cos(\delta_r) \\ L_{msrB} \cos(\delta_r - \alpha) & L_{msrB} \cos(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & L_{msrB} \cos(\frac{4\pi}{3} - \alpha + \delta_r) \\ L_{msrB} \cos(\frac{4\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & L_{msrB} \cos(\delta_r - \alpha) & L_{msrB} \cos(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \delta_r) \\ L_{msrB} \cos(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & L_{msrB} \cos(\frac{4\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & L_{msrB} \cos(\delta_r - \alpha) \end{bmatrix},$$

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

e

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{rp} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{rp} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{rp} \end{bmatrix} \text{ onde } L_{rp} = L_{lr} + L_{mr}$$

Como primeira hipótese, considere-se a MAH balanceada, i.e., $N_{sA} = N_{sB} = N_s$, então

$$L_{msA} = L_{msB} = L_{msAB} = L_{msBA} = L_{ms} \quad (2.15)$$

$$L_{msrA} = L_{msrB} = M_{sr} \quad (2.16)$$

$$L_{lsA} = L_{lsB} = L_{ls} \quad (2.17)$$

$$r_{sA} = r_{sB} = r_s \quad (2.18)$$

$$\sigma_s = \frac{L_{ls}}{L_{ms}}; \quad \sigma_r = \frac{L_{lr}}{L_{mr}} \quad (2.19)$$

onde σ_s e σ_r são os fatores de dispersão dos enrolamentos do estator e rotor respectivamente.

Conseqüentemente

$$\mathbf{L}_{ss} = L_{ms} \begin{bmatrix} \sigma_s + 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & c_1 & c_2 & c_3 \\ -\frac{1}{2} & \sigma_s + 1 & -\frac{1}{2} & c_3 & c_1 & c_2 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \sigma_s + 1 & c_2 & c_3 & c_1 \\ c_1 & c_3 & c_2 & \sigma_s + 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ c_2 & c_1 & c_2 & -\frac{1}{2} & \sigma_s + 1 & -\frac{1}{2} \\ c_3 & c_2 & c_1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \sigma_s + 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r) \\ \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\delta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\delta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\delta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

e

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{mr} \begin{bmatrix} \sigma_r + 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \sigma_r + 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \sigma_r + 1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

A simplificação dos modelos através de transformação de variáveis visam sempre uma simulação da máquina dentro de um tempo relativamente curto. A seguir uma primeira transformação de coordenadas é feita aplicando a transformação de Park em cada conjunto trifásico.

2.2 REPRESENTAÇÃO EM DUPLO dqo

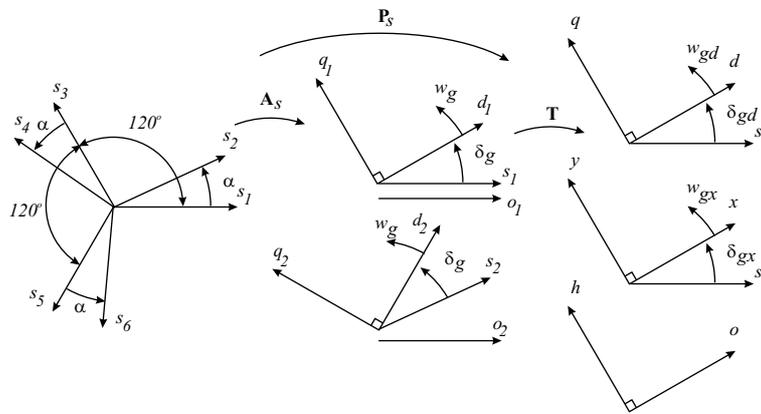


Figura 2.2. Possibilidades de transformação de coordenadas da máquina assíncrona hexafásica.

A Fig. 2.2, ilustra, na forma de diagrama de vetores, as possíveis transformações de coordenadas que podem ser aplicadas à MAH. De modo geral, as transformações de variáveis visam sempre facilitar a resolução das equações diferenciais, simplificar o modelo para controle e melhorar a interpretação dos fenômenos diagonalizando as matrizes de indutâncias.

O modelo duplo dqo para a *componente fundamental* da máquina assíncrona hexafásica (MAH) é obtido aplicando a transformação de Park a cada conjunto trifásico. No rotor a transformação convencional de Park, para potência constante, é aplicada diretamente. Este procedimento faz a transformação de cada conjunto trifásico do estator para os subespaços $d1q1o1$ e $d2q2o2$ que apresentam acoplamentos entre si.

A transformação de variáveis é feita aplicando as relações (2.23) e (2.24) no estator e rotor respectivamente. No estator, a matriz de transformação \mathbf{A}_s (2.25) é obtida da transformação de Park, para um referencial genérico g , considerando o deslocamento α . No rotor é utilizada a

transformação usual de Park (2.27), notada \mathbf{A}_r . Essas matrizes são ortogonais e com potência invariante, logo $\mathbf{A}_s^{-1} = \mathbf{A}_s^T$.

$$\mathbf{x}_{s135246} = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_{sd1q1o1d2q2o2}^g = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_{sdqo}^g \quad (2.23)$$

$$\mathbf{x}_{r123} = \mathbf{A}_r \mathbf{x}_{rdqo}^g \quad (2.24)$$

Com $\mathbf{x}_s = [x_{s1} \ x_{s3} \ x_{s5} \ x_{s2} \ x_{s4} \ x_{s6}]^T$, $\mathbf{x}_{sdqo} = [x_{sd1}^g \ x_{sq1}^g \ x_{so1}^g \ x_{sd2}^g \ x_{sq2}^g \ x_{so2}^g]^T$, $\mathbf{x}_r = [x_{r1} \ x_{r2} \ x_{r3}]^T$ e $\mathbf{x}_{rdqo} = [x_{rd}^g \ x_{rq}^g \ x_{ro}^g]^T$ onde x é uma variável qualquer que pode ser tensão, corrente ou fluxo.

$$\mathbf{A}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \delta_g & -\sin \delta_g & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ -\cos(\delta_g + \frac{\pi}{3}) & \sin(\delta_g + \frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\delta_g + \frac{\pi}{6}) & -\cos(\delta_g + \frac{\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_g - \alpha) & -\sin(\delta_g - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & -\cos(\delta_g + \frac{\pi}{3} - \alpha) & \sin(\delta_g + \frac{\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & -\sin(\delta_g + \frac{\pi}{6} - \alpha) & -\cos(\delta_g + \frac{\pi}{6} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

com

$$\delta_g = \int_0^t \omega_g dt + \delta_g(0) \quad (2.26)$$

onde ω_g é a velocidade do referencial genérico.

$$\mathbf{A}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\delta_g - \delta_r) & -\sin(\delta_g - \delta_r) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\cos(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{3}\pi) & \sin(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{3}\pi) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\sin(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{6}\pi) & -\cos(\delta_g - \delta_r + \frac{1}{6}\pi) & \frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

2.2.1 Fluxos em Duplo dqo

A aplicação das relações (2.23) e (2.24) à equação (2.13), resulta em

$$\lambda_{sdqo}^g = \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{A}_s \mathbf{i}_{sdqo}^g + \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.28)$$

ou

$$\lambda_{sdqo}^g = \mathbf{L}_{ssdqo} \mathbf{i}_{sdqo}^g + \mathbf{L}_{srdqo} \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd1}^g \\ \lambda_{sq1}^g \\ \lambda_{so1}^g \\ \lambda_{sd2}^g \\ \lambda_{sq2}^g \\ \lambda_{so2}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1}^g \\ i_{sq1}^g \\ i_{so1}^g \\ i_{sd2}^g \\ i_{sq2}^g \\ i_{so2}^g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix}$$

onde $L_s = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}$, $L_m = \frac{3}{2}L_{ms}$, $M = \frac{3}{2}M_{sr}$ e

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdqo} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd1}^g \\ \lambda_{sq1}^g \\ \lambda_{so1}^g \\ \lambda_{sd2}^g \\ \lambda_{sq2}^g \\ \lambda_{so2}^g \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\lambda}_{rdqo} = \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \\ \lambda_{ro}^g \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{sdqo} = \begin{bmatrix} i_{sd1}^g \\ i_{sq1}^g \\ i_{so1}^g \\ i_{sd2}^g \\ i_{sq2}^g \\ i_{so2}^g \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{rdqo} = \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix}$$

Para os fluxos rotóricos, tem-se:

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdqo}^g = \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{L}_{rs} \mathbf{A}_s \mathbf{i}_{sdqo}^g + \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{L}_{rr} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.30)$$

ou

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdqo}^g = \mathbf{L}_{rsdqo} \mathbf{i}_{sdqo}^g + \mathbf{L}_{rrdqo} \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.31)$$

conseqüentemente

$$\begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \\ \lambda_{ro}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1}^g \\ i_{sq1}^g \\ i_{so1}^g \\ i_{sd2}^g \\ i_{sq2}^g \\ i_{so2}^g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

onde $L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$. A equação (2.33), resume as transformações efetuadas

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{sdqo}^g \\ \boldsymbol{\lambda}_{rdqo}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ssdqo} & \mathbf{L}_{srdqo} \\ \mathbf{L}_{rsdqo} & \mathbf{L}_{rrdqo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdqo}^g \\ \mathbf{i}_{rdqo}^g \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

2.2.2 Tensões em Duplo dqo

A aplicação das relações (2.23) e (2.24) às equações das tensões (2.11) e (2.12), resulta em

$$\mathbf{v}_{sdqo}^g = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sdqo}^g + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdqo}^g}{dt} + \mathbf{A}_s^{-1} \frac{d\mathbf{A}_s}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{sdqo}^g \quad (2.34)$$

$$\mathbf{v}_{rdqo}^g = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rdqo}^g}{dt} + \mathbf{A}_r^{-1} \frac{d\mathbf{A}_r}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{rdqo}^g \quad (2.35)$$

conseqüentemente, as tensões no estator ficam definidas por

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{sd1}^g \\ v_{sq1}^g \\ v_{so1}^g \\ v_{sd2}^g \\ v_{sq2}^g \\ v_{so2}^g \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s + L_s p & -\omega_g L_s & 0 & L_m p & -\omega_g L_m & 0 \\ \omega_g L_s & r_s + L_s p & 0 & \omega_g L_m & L_m p & 0 \\ 0 & 0 & r_s + L_{ls} p & 0 & 0 & 0 \\ L_m p & -\omega_g L_m & 0 & r_s + L_s p & -\omega_g L_s & 0 \\ \omega_g L_m & L_m p & 0 & \omega_g L_s & r_s + L_s p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s + L_{ls} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1}^g \\ i_{sq1}^g \\ i_{so1}^g \\ i_{sd2}^g \\ i_{sq2}^g \\ i_{iso2}^g \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} M p & -\omega_g M & 0 \\ \omega_g M & M p & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ M p & -\omega_g M & 0 \\ \omega_g M & M p & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix} \quad (2.36)
 \end{aligned}$$

onde $p = \frac{d}{dt}$

E no rotor por

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_r + L_r p & -\omega_{gr} L_r & 0 \\ \omega_{gr} L_r & r_r + L_r p & 0 \\ 0 & 0 & r_r + L_{lr} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix} \\
 &+ M \begin{bmatrix} p & -\omega_{gr} & 0 & p & -\omega_{gr} & 0 \\ \omega_{gr} & p & 0 & \omega_{gr} & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1}^g \\ i_{sq1}^g \\ i_{so1}^g \\ i_{sd2}^g \\ i_{sq2}^g \\ i_{iso2}^g \end{bmatrix} \quad (2.37)
 \end{aligned}$$

onde ω_r é a velocidade angular do rotor e $\omega_{gr} = \omega_g - \omega_r$.

2.2.3 Representação Complexa

Pode-se obter um modelo mais simplificado a partir da representação em dqo da MAH. A representação complexa ou vetorial do modelo dq é obtido através de uma transformação linear de *componentes ativas* da MAH. A matriz \mathbf{x}_{dq} representa tensão ou corrente no estator ou no rotor

$$\mathbf{x}_{dq} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{B} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq+} \\ \mathbf{x}_{dq-} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

onde a matriz de transformação \mathbf{B} é definida por

$$\mathbf{B} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

com $j = \sqrt{-1}$. A matriz inversa de \mathbf{B} é dada por

$$\mathbf{B}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

conseqüentemente

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq+} \\ \mathbf{x}_{dq-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_d + jx_q \\ x_d - jx_q \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

A aplicação dessa transformação às equações (2.36) e (2.37), resulta em

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sdq1+}^g \\ \mathbf{v}_{sdq1-}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s(p + j\omega_g) & 0 \\ 0 & r_s + L_s(p - j\omega_g) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq1+}^g \\ \mathbf{i}_{sdq1-}^g \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} p + j\omega_g & 0 \\ 0 & p - j\omega_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq2+}^g \\ \mathbf{i}_{sdq2-}^g \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} p + j\omega_g & 0 \\ 0 & p - j\omega_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rdq+}^g \\ \mathbf{i}_{rdq-}^g \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sdq2+}^g \\ \mathbf{v}_{sdq2-}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s(p + j\omega_g) & 0 \\ 0 & r_s + L_s(p - j\omega_g) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq2+}^g \\ \mathbf{i}_{sdq2-}^g \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} p + j\omega_g & 0 \\ 0 & p - j\omega_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq1+}^g \\ \mathbf{i}_{sdq1-}^g \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} p + j\omega_g & 0 \\ 0 & p - j\omega_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rdq+}^g \\ \mathbf{i}_{rdq-}^g \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{rdq+}^g \\ \mathbf{v}_{rdq-}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_r(p + j\omega_{gr}) & 0 \\ 0 & r_r + L_r(p - j\omega_{gr}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rdq+}^g \\ \mathbf{i}_{rdq-}^g \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} p & -j\omega_{gr} \\ j\omega_{gr} & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq1+}^g \\ \mathbf{i}_{sdq1-}^g \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} p & -j\omega_{gr} \\ j\omega_{gr} & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq2+}^g \\ \mathbf{i}_{sdq2-}^g \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

2.2.4 Circuito Equivalente em Duplo dqo

O circuito equivalente pode ser desenvolvido, a partir da representação complexa, ou pela componente positiva (+) ou negativa (-) já que da relação (2.41), observa-se que sempre $\mathbf{x}_{dq+} = \mathbf{x}_{dq-}^*$ onde \mathbf{x}_{dq-}^* é o vetor complexo conjugado. Assim, reescrevendo as equações das tensões (2.42), (2.43) e (2.44) somente para a componente (+), têm-se

$$\mathbf{v}_{sdq1}^g = (r_s + (L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms})p)\mathbf{i}_{sdq1}^g + \frac{3}{2}L_{ms}p\mathbf{i}_{sdq2}^g + \frac{3}{2}M_{sr}p\mathbf{i}_{rdq}^g + j\omega_g\boldsymbol{\lambda}_{sdq1}^g \quad (2.45)$$

$$\mathbf{v}_{sdq2}^g = (r_s + (L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms})p)\mathbf{i}_{sdq2}^g + \frac{3}{2}L_{ms}p\mathbf{i}_{sdq1}^g + \frac{3}{2}M_{sr}p\mathbf{i}_{rdq}^g + j\omega_g\boldsymbol{\lambda}_{sdq2}^g \quad (2.46)$$

$$\mathbf{v}_{rdq}^g = (r_r + (L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr})p)\mathbf{i}_{rdq}^g + \frac{3}{2}M_{sr}p\mathbf{i}_{sdq1}^g + \frac{3}{2}M_{sr}p\mathbf{i}_{sdq2}^g + j(\omega_g - \omega_r)\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^g \quad (2.47)$$

Com a manipulação e aplicação das relações (2.48) a (2.51) nas equações (2.45), (2.46) e (2.47), pode-se refletir as variáveis do rotor para o estator e assim aparecer um ramo comum aos dois

conjuntos trifásicos. O expoente “ g ” indica que as grandezas foram referidas ao estator nas equações (2.52), (2.46) e (2.54).

$$\frac{v'_{rd}}{v_{rd}} = \frac{N_s}{N_r} = \frac{L_{ms}}{M_{sr}} \quad (2.48)$$

$$i'_r = \frac{M_{sr}}{L_{ms}} i_r \quad (2.49)$$

$$r'_r = \left(\frac{L_{ms}}{M_{sr}}\right)^2 r_r \quad (2.50)$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{L_{ms}}{M_{sr}}\right)^2 L_{lr} \quad (2.51)$$

$$\mathbf{v}_{sdq1}^g = r_s \mathbf{i}_{sdq1}^g + L_{ls} \frac{d(\mathbf{i}_{sdq1}^g)}{dt} + \frac{3L_{ms}}{2} \frac{d(\mathbf{i}_{sdq1}^g + \mathbf{i}_{sdq2}^g + \mathbf{i}_{rdq}^g)}{dt} + j\omega_g \boldsymbol{\lambda}_{sdq1}^g \quad (2.52)$$

$$\mathbf{v}_{sdq2}^g = r_s \mathbf{i}_{sdq2}^g + L_{ls} \frac{d(\mathbf{i}_{sdq2}^g)}{dt} + \frac{3L_{ms}}{2} \frac{d(\mathbf{i}_{sdq1}^g + \mathbf{i}_{sdq2}^g + \mathbf{i}_{rdq}^g)}{dt} + j\omega_g \boldsymbol{\lambda}_{sdq2}^g \quad (2.53)$$

$$\mathbf{v}_{rdq}^g = r'_r \mathbf{i}'_{rdq} + L'_{lr} \frac{d(\mathbf{i}'_{rdq})}{dt} + \frac{3L_{ms}}{2} \frac{d(\mathbf{i}_{sdq1}^g + \mathbf{i}_{sdq2}^g + \mathbf{i}_{rdq}^g)}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \boldsymbol{\lambda}_{rdq}^g \quad (2.54)$$

As componentes de seqüência zero (2.55), (2.56) e (2.57) complementam o modelo.

$$v_{so1}^g = r_s i_{so1}^g + L_{ls} \frac{d(i_{so1}^g)}{dt} \quad (2.55)$$

$$v_{so2}^g = r_s i_{so2}^g + L_{ls} \frac{d(i_{so2}^g)}{dt} \quad (2.56)$$

$$v_{ro}^g = r'_r i'_{ro} + L'_{lr} \frac{d(i'_{ro})}{dt} = 0 \quad (2.57)$$

com $i'_{ro} = 0$.

O circuito equivalente apresentado na Fig. 2.3, destaca o acoplamento e a conexão elétrica entre os dois braços trifásicos, suas alimentações, que representam bem as duas armaduras trifásicas do estator. Naturalmente esta conexão é fictícia já que não há conexão física entre os conjuntos. As componentes homopolares (2.55), (2.56) e (2.57), na conexão com neutro duplo e isolados do neutro da fonte, são naturalmente nulas. O estado de magnetização da máquina é representado pela corrente de magnetização dada por

$$\mathbf{i}_{mag_dq} = \mathbf{i}_{sdq1}^g + \mathbf{i}_{sdq2}^g + \mathbf{i}'_{rdq} \quad (2.58)$$

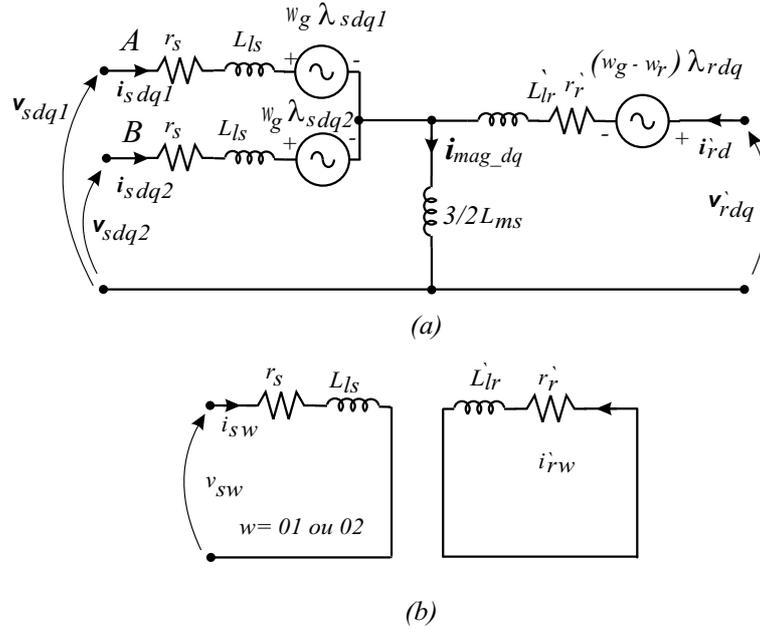


Figura 2.3. Circuito equivalente da MAH vista como dois conjuntos trifásicos (a) circuitos $dq1$ e $dq2$, (b) circuitos de seqüência zero o_1 e o_2 .

2.2.5 Conjugado Eletromagnético em Duplo dqo

De modo geral o conjugado eletromagnético é definido, em variáveis naturais, como:

$$C_e = P \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \delta_r} \mathbf{i}_r \quad (2.59)$$

A aplicação das transformações à equação de conjugado (2.59), resulta na expressão equivalente abaixo (2.61)

$$C_e = P (\mathbf{A}_s \mathbf{i}_{s2dqo})^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \delta_r} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo} = P (\mathbf{i}_{s2dqo})^T \mathbf{A}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr16}(\delta_r)}{\partial \delta_r} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo} \quad (2.60)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P M_{sr} [(i_{sq1} + i_{sq2}) i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) i_{rq}] \quad (2.61)$$

onde P é o número de pares de pólos.

2.2.6 Modelo com Desbalanceamento

Nesse modelo é possível incluir possíveis desbalanceamentos entre os conjuntos trifásicos ($N_{sA} \neq N_{sB}$). Considere-se o desbalanceamento definido por

$$\varepsilon = N_{sA} / N_{sB}$$

tem-se

$$\begin{bmatrix} p\lambda_{sd1}^g \\ p\lambda_{sq1}^g \\ p\lambda_{sd2}^g \\ p\lambda_{sq2}^g \\ p\lambda_{rd}^g \\ p\lambda_{rq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{sd2} \\ v_{sq2} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -r_s \frac{\sigma_1}{\sigma_2} & -\omega_g & \varepsilon r_s L_m \frac{L_{lr}}{\sigma_2} & 0 & -r_s \frac{L_m}{\sigma_3} & 0 \\ \omega_g & -r_s \frac{\sigma_1}{\sigma_2} & 0 & \varepsilon r_s L_m \frac{L_{lr}}{\sigma_2} & 0 & -r_s \frac{L_m}{\sigma_3} \\ r_s L_m \frac{L_{lr}}{\sigma_2} & 0 & -\frac{1}{\varepsilon} r_s \frac{\sigma_1}{\sigma_2} & -\omega_g & -r_s \frac{L_m}{\sigma_3} & 0 \\ 0 & r_s L_m \frac{L_{lr}}{\sigma_2} & \omega_g & -\frac{1}{\varepsilon} r_s \frac{\sigma_1}{\sigma_2} & 0 & -r_s \frac{L_m}{\sigma_3} \\ -\frac{L_m r_r}{\sigma_4} & 0 & -\frac{r_r L_m}{\sigma_4 \varepsilon} & 0 & -r_r \frac{(L_m + L_s)}{\sigma_4} & -\omega_{gr} \\ 0 & -\frac{L_m r_r}{\sigma_4} & 0 & -\frac{r_r L_m}{\sigma_4 \varepsilon} & \omega_{gr} & -r_r \frac{(L_m + L_s)}{\sigma_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd1}^g \\ \lambda_{sq1}^g \\ \lambda_{sd2}^g \\ \lambda_{sq2}^g \\ \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

onde

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= L_s L_r - L_m^2; \quad \sigma_2 = -L_s^2 L_r + 2L_s L_m^2 + L_m^2 L_r - 2L_m^3; \quad \sigma_3 = -2L_m^2 + L_m L_r + L_s L_r; \\ \sigma_4 &= 2L_m^2 + L_m L_r + L_s L_r; \quad \text{e } \omega_{gr} = (\omega_g - \omega_r) \end{aligned}$$

e a matriz de transformação fluxo-corrente é dada por

$$\begin{bmatrix} i_{sd1}^g \\ i_{sq1}^g \\ i_{sd2}^g \\ i_{sq2}^g \\ i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\sigma_1}{\sigma_2} & 0 & \frac{L_m L_{lr}}{\varepsilon \sigma_2} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma_3} & 0 \\ 0 & -\frac{\sigma_1}{\sigma_2} & 0 & \frac{L_m L_{lr}}{\varepsilon \sigma_2} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma_3} \\ \frac{L_m L_{lr}}{\varepsilon \sigma_2} & 0 & -\frac{\sigma_1}{\varepsilon^2 \sigma_2} & 0 & -\frac{L_m}{\varepsilon \sigma_3} & 0 \\ 0 & \frac{L_m L_{lr}}{\varepsilon \sigma_2} & 0 & -\frac{\sigma_1}{\varepsilon^2 \sigma_2} & 0 & -\frac{L_m}{\varepsilon \sigma_3} \\ \frac{L_m}{\sigma_4} & 0 & \frac{L_m}{\varepsilon \sigma_4} & 0 & -\frac{(L_m + L_s)}{\sigma_4} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\sigma_4} & 0 & \frac{L_m}{\varepsilon \sigma_4} & 0 & -\frac{(L_m + L_s)}{\sigma_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{sd1}^g \\ \lambda_{sq1}^g \\ \lambda_{sd2}^g \\ \lambda_{sq2}^g \\ \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

A expressão do conjugado eletromagnético, modificada pelo fator de desbalanceamento, é dada por

$$C_e = \frac{3}{2} P M_{sr} [(i_{sq1} + \varepsilon i_{sq2}) i_{rd} - (i_{sd1} + \varepsilon i_{sd2}) i_{rq}] \quad (2.64)$$

A análise do circuito equivalente sugere algumas questões a serem investigadas, e.g., quais as componentes harmônicas circularão entre os pontos *A* e *B*. Por exemplo, no caso em que a fonte ou a *MAH* for desbalanceada, isto implicará em correntes de circulação entre os braços. Qual tipo de *MAH* é mais sensível a isto? O valor do ângulo α é determinante na ordem das componentes harmônicas? À medida que essas componentes circulam por um caminho de baixa impedância, quais seus efeitos na corrente de fase, na oscilação de conjugado eletromagnético e no dimensionamento dos dispositivos de potência? Nas seções a seguir essas questões serão esclarecidas.

2.3 TRANSFORMAÇÃO DE DUPLO dqo PARA $dqxyoh$

De modo semelhante, pode-se fazer uma transformação de coordenadas direta das variáveis naturais (\mathbf{x}_{135246}) para $dqxyoh$ onde os subespaços ou planos gerados são mutuamente ortogonais. O sistema em variáveis naturais de dimensão seis será decomposto em três subespaços, desacoplados, de dimensão dois cada um ($d - q$, $x - y$ e $o - h$). O plano de coordenadas ou subespaço $d - q$ representa a parte ativa e mapeia o fluxo resultante no entreferro da MAH. O subespaço $o - h$ associa-se às variáveis de seqüência zero. Do mesmo modo, o subespaço $x - y$ mapeia as componentes harmônicas que não contribuem na produção de conjugado eletromagnético. Esta transformação de coordenadas é definida pela relação (2.65) e utiliza a matriz (2.66) que é escrita em função de um ângulo α qualquer e com o coeficiente $\frac{1}{\sqrt{3}}$ para tornar a potência constante na nova representação.

$$\mathbf{x}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{x}_{sdqxyoh} \quad (2.65)$$

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \delta_{gd} & -\sin \delta_{gd} & \cos \delta_{gx} & -\sin \delta_{gx} & 1 & 0 \\ -\cos \left(\delta_{gd} + \frac{\pi}{3} \right) & \sin \left(\delta_{gd} + \frac{\pi}{3} \right) & -\cos \left(\delta_{gx} + \frac{\pi}{3} \right) & \sin \left(\delta_{gx} + \frac{\pi}{3} \right) & 1 & 0 \\ -\sin \left(\delta_{gd} + \frac{\pi}{6} \right) & -\cos \left(\delta_{gd} + \frac{\pi}{6} \right) & -\sin \left(\delta_{gx} + \frac{\pi}{6} \right) & -\cos \left(\delta_{gx} + \frac{\pi}{6} \right) & 1 & 0 \\ \cos \delta_{d1} & -\sin \delta_{d1} & -\cos \delta_{x1} & \sin \delta_{x1} & 0 & 1 \\ -\cos \delta_{d2} & \sin \delta_{d2} & \cos \delta_{x2} & -\sin \delta_{x2} & 0 & 1 \\ -\sin \delta_{d3} & -\cos \delta_{d3} & \sin \delta_{x3} & \cos \delta_{x3} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

onde $\delta_{d1} = \delta_{gd} - \alpha$; $\delta_{d2} = \delta_{gd} + \frac{\pi}{3} - \alpha$; $\delta_{d3} = \delta_{gd} + \frac{\pi}{6} - \alpha$; $\delta_{x1} = \delta_{gx} - \alpha$; $\delta_{x2} = \delta_{gx} + \frac{\pi}{3} - \alpha$; $\delta_{x3} = \delta_{gx} + \frac{\pi}{6} - \alpha$ e para ser mais geral, o plano xy pode ter uma velocidade distinta do plano dq . Isto é,

$$\delta_{gd} = \int_0^t \omega_{gd} dt + \delta_{gd}(0) \quad (2.67)$$

$$\delta_{gx} = \int_0^t \omega_{gx} dt + \delta_{gx}(0) \quad (2.68)$$

Da Fig. 2.2, vê-se que é possível fazer a transformação da MAH de coordenadas em duplo dqo para as coordenadas $dqxyoh$. Através das matrizes de transformação \mathbf{P}_s ($\mathbf{x}_{135246} \Rightarrow \mathbf{x}_{dqxyoh}$) e

\mathbf{A}_s ($\mathbf{x}_{135246} \Rightarrow \mathbf{x}_{dq}$), chega-se a matriz \mathbf{T} que realiza essa transformação.

$$\mathbf{x}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{x}_{sdqxyoh} \quad (2.69)$$

$$\mathbf{x}_{s135246} = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_{sdqo}, \mathbf{x}_{sdqo} = \mathbf{T} \mathbf{x}_{sdqxyoh} \text{ logo } \mathbf{T} = \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{P}_s \quad (2.70)$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & -\frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & -\frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

2.3.1 Fluxos em $dqxyoh$

A aplicação da relação (2.65) às equações de fluxo (2.13) e (2.14), resulta em

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \\ \lambda_{sx}^g \\ \lambda_{sy}^g \\ \lambda_{so}^g \\ \lambda_{sh}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{sx}^g \\ i_{sy}^g \\ i_{so}^g \\ i_{sh}^g \end{bmatrix} + \sqrt{2} \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \\ \lambda_{ro}^g \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{sx}^g \\ i_{sy}^g \\ i_{so}^g \\ i_{sh}^g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

onde $L_{ss} = L_{ls} + 3L_{ms}$, $M = \frac{3}{2}M_{sr}$ e $L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$. Nota-se que a indutância cíclica em $dqxyoh$ ($L_{ss} = L_{ls} + 3L_{ms}$) é diferente da indutância cíclica em duplo dqo ($L_s = L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}$).

De forma compacta, tem-se

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdqxyoh}^g = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoh}^g + \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.74)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdqo}^g = \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{L}_{rs} \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoh}^g + \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{L}_{rr} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.75)$$

ou

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdqxyoh}^g = \mathbf{L}_{ssdqxyoh} \mathbf{i}_{sdqxyoh}^g + \mathbf{L}_{srdqxyoh}^g \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.76)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdqo}^g = \mathbf{L}_{rsdqxyoh} \mathbf{i}_{sdqxyoh}^g + \mathbf{L}_{rrdqo}^g \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (2.77)$$

onde

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdqxyoh} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^g \\ \lambda_{sq}^g \\ \lambda_{sx}^g \\ \lambda_{sy}^g \\ \lambda_{so}^g \\ \lambda_{sh}^g \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\lambda}_{rdqo} = \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^g \\ \lambda_{rq}^g \\ \lambda_{ro}^g \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{sdqxyoh} = \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{sx}^g \\ i_{sy}^g \\ i_{so}^g \\ i_{sh}^g \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{rdqo} = \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix}$$

2.3.2 Tensões em $dqxyoh$

A aplicação da matriz de transformação \mathbf{T} (2.71) às equações (2.36) e (2.37), em duplo dqo , resulta em

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^g \\ v_{sq}^g \\ v_{sx}^g \\ v_{sy}^g \\ v_{so}^g \\ v_{sh}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ss}p & -\omega_{gd}L_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_{gd}L_{ss} & r_s + L_{ss}p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s + L_{ls}p & -\omega_{gx}L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_{gx}L_{ls} & r_s + L_{ls}p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s + L_{ls}p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s + L_{ls}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{sx}^g \\ i_{sy}^g \\ i_{so}^g \\ i_{sh}^g \end{bmatrix} + \sqrt{2} \begin{bmatrix} Mp & -M\omega_{gd} & 0 \\ M\omega_{gd} & Mp & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

e

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + L_r p & -(\omega_{gd} - \omega_r)L_r & 0 \\ (\omega_{gd} - \omega_r)L_r & r_r + L_r p & 0 \\ 0 & 0 & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^g \\ i_{rq}^g \\ i_{ro}^g \end{bmatrix} + \sqrt{2} \begin{bmatrix} Mp & -(\omega_{gd} - \omega_r)M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ (\omega_{gd} - \omega_r)M & Mp & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^g \\ i_{sq}^g \\ i_{sx}^g \\ i_{sy}^g \\ i_{so}^g \\ i_{sh}^g \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

2.3.3 Representação Complexa

Novamente, pode-se fazer a representação complexa ou vetorial, têm-se então

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sdq+}^{gd} \\ \mathbf{v}_{sdq-}^{gd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s + L_{ss}p & 0 \\ 0 & r_s + L_{ss}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq+}^{gd} \\ \mathbf{i}_{sdq-}^{gd} \end{bmatrix} \\ &+ \sqrt{2} \begin{bmatrix} Mp & 0 \\ 0 & Mp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rdq+}^{gd} \\ \mathbf{i}_{rdq-}^{gd} \end{bmatrix} + j\omega_{gd} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{sdq+}^{gd} \\ \boldsymbol{\lambda}_{sdq-}^{gd} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.80)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{rdq+}^{gd} \\ \mathbf{v}_{rdq-}^{gd} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_r + L_r p & 0 \\ 0 & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rdq+}^{gd} \\ \mathbf{i}_{rdq-}^{gd} \end{bmatrix} \\ &+ \sqrt{2} \begin{bmatrix} Mp & 0 \\ 0 & Mp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sdq+}^{gd} \\ \mathbf{i}_{sdq-}^{gd} \end{bmatrix} + j(\omega_{gd} - \omega_r) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{rdq+}^{gd} \\ \boldsymbol{\lambda}_{rdq-}^{gd} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.81)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sxy+}^{gx} \\ \mathbf{v}_{sxy-}^{gx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ls}p & 0 \\ 0 & r_s + L_{ls}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sxy+}^{gx} \\ \mathbf{i}_{sxy-}^{gx} \end{bmatrix} + j\omega_{gx} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{sxy+}^{gx} \\ \boldsymbol{\lambda}_{sxy-}^{gx} \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

2.3.4 Circuito Equivalente em $dqxyoh$

Pelos motivos já citados, considere-se somente a componente positiva (+). O circuito equivalente da máquina pode ser obtido da representação complexa em $dqxyoh$ refletindo as grandezas do rotor para o estator. A partir das equações (2.83)-(2.87), explicitando a parte comum entre o estator e rotor, o circuito equivalente pode ser obtido. O esquema destes circuitos é mostrado na Fig. 2.4. Nota-se que no modelo do plano dq , Fig. 2.4(a), os valores dos parâmetros do rotor são o dobro dos valores no modelo anterior e $L_m = 3L_{ms}$.

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + L_{ls} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{sdq}) + 3L_{ms} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{sdq} + \frac{\mathbf{i}_{rdq}}{\sqrt{2}}) + j\omega_{gd} \boldsymbol{\lambda}_{sdq} \quad (2.83)$$

$$\sqrt{2} \mathbf{v}'_{rdq} = 2r_r (\frac{\mathbf{i}'_{rdq}}{\sqrt{2}}) + 2L_{lr} \frac{d}{dt} (\frac{\mathbf{i}'_{rdq}}{\sqrt{2}}) + 3L_{ms} \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{sdq} + \frac{\mathbf{i}'_{rdq}}{\sqrt{2}}) + j\sqrt{2}(\omega_{gd} - \omega_r) \boldsymbol{\lambda}'_{rdq} \quad (2.84)$$

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + L_{ls} \frac{d\mathbf{i}_{sxy}}{dt} + j\omega_{gx} \boldsymbol{\lambda}_{sxy} \quad (2.85)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + L_{ls} \frac{di_{so}}{dt} \quad (2.86)$$

$$v_{sh} = r_s i_{sh} + L_{ls} \frac{di_{sh}}{dt} \quad (2.87)$$

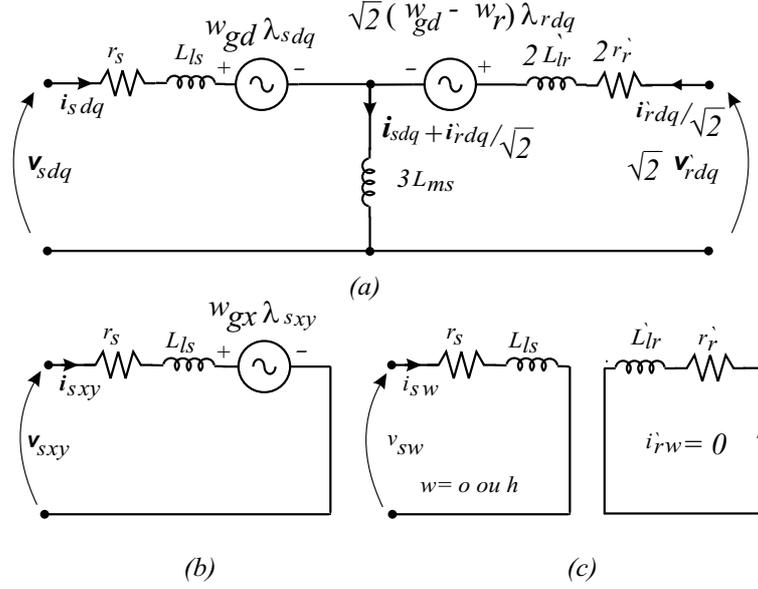


Figura 2.4. Circuito equivalente da MAH em regime dinâmico: (a) circuito dq (b) circuito xy e (c) circuito oh .

2.3.5 Conjugado Eletromagnético em $dqxyoh$

No conjugado eletromagnético, a aplicação das transformações resulta na expressão (2.89).

$$C_e = P(\mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'})^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \delta_r} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo} = P(\mathbf{i}_{sdqxyoo'})^T \mathbf{P}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{srH}(\delta_r)}{\partial \delta_r} \mathbf{A}_r \mathbf{i}_{rdqo} \quad (2.88)$$

$$C_e = 3PM_{sr}(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.89)$$

O modelo se completa com a equação mecânica (2.90).

$$C_m = C_e - J \frac{d\omega_m}{dt} - F\omega_m \quad \text{com} \quad (2.90)$$

$$\omega_r = P \frac{d\theta_m}{dt} = P\omega_m \quad (2.91)$$

Onde C_m representa o conjugado mecânico ou resistente, J o momento de inércia, F o coeficiente de atrito, P o número de pares de pólos e θ_m a posição mecânica do rotor.

2.3.6 Análise Harmônica em Regime Permanente

O estudo a seguir permite avaliar o comportamento da MAH, com diferentes deslocamentos α , quanto aos efeitos de circulação de componentes harmônicas em regime permanente. Para

tanto, considera-se a máquina linear e aplica-se o princípio da superposição. A resposta da máquina a uma excitação não senoidal pode ser vista como a resposta a cada componente harmônica imposta pela fonte de tensão. Portanto, a decomposição em série de Fourier da tensão estatórica é representada por

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s3} \\ v_{s5} \\ v_{s2} \\ v_{s4} \\ v_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t + h\frac{2\pi}{3} - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t - h\frac{2\pi}{3} - h\alpha - \varphi_{sh}) \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} \cos(h\omega_s t + h\frac{2\pi}{3} - h\alpha - \varphi_{sh}) \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

onde V_{sh} representa o valor eficaz da tensão e h a ordem da componente harmônica considerada. Sabe-se que no sistema de corrente trifásica são criados três sistemas de seqüência. Um chamado de seqüência *direta*, cujo sentido de rotação corresponde ao sentido trigonométrico, para $h = hd = 3k + 1$, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, outro dito seqüência *inversa* para $h = hi = 3k - 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$ e por último o chamado de seqüência zero ou homopolar para $h = ho = 3k$, $k = 1, 2, 3, \dots$. A representação fasorial tal que $v_{si} = \text{Re}\{\overset{\circ}{V}_{si}\}$, $i = 1, 3, 5, 2, 4, 6$ é escrita em função do operador a ($a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$), é dada por

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} \overset{\circ}{V}_{s1} \\ \overset{\circ}{V}_{s3} \\ \overset{\circ}{V}_{s5} \\ \overset{\circ}{V}_{s2} \\ \overset{\circ}{V}_{s4} \\ \overset{\circ}{V}_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} a^{2h} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - \varphi_{vsh})} a^h \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{vsh})} a^{2h} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}V_{sh} e^{j(h\omega_s t - h\alpha - \varphi_{vsh})} a^h \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

Também, estendendo o conceito de escorregamento (2.95) para todas as componentes harmônicas, têm-se

$$\omega_m = \omega_s(1 - s_1) \quad (2.94)$$

$$s_h = \frac{\pm h\omega_s - \omega_m}{\pm h\omega_s} \quad (2.95)$$

$$s_{hd} = \frac{h_d + (s_1 - 1)}{h_d} \quad (2.96)$$

$$s_{hi} = \frac{h_i - (s_1 - 1)}{h_i} \quad (2.97)$$

A transformação de variáveis naturais para duplo dqo ($\mathbf{V}_{sdqo} = \mathbf{A}_s^{-1}\mathbf{V}_s$), no referencial estatórico ($\omega_g = 0$ e $\delta_g = 0$), resulta em

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{sd1} \\ \dot{V}_{sq1} \\ \dot{V}_{so1} \\ \dot{V}_{sd2} \\ \dot{V}_{sq2} \\ \dot{V}_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{sh} (2 - a^{2h} - a^h) e^{j(h\omega_{st} - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{sh} \sqrt{3} (a^{2h} - a^h) e^{j(h\omega_{st} - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{sh} (1 + a^{2h} + a^h) e^{j(h\omega_{st} - \varphi_{vsh})} \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} V_{sh} [A e^{j(h\omega_{st} - (h-1)\alpha - \varphi_{vsh})} - B e^{j(h\omega_{st} - (h+1)\alpha - \varphi_{vsh})}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2j} \sqrt{2} V_{sh} [A e^{j(h\omega_{st} - (h-1)\alpha - \varphi_{vsh})} - B e^{j(h\omega_{st} - (h+1)\alpha - \varphi_{vsh})}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{sh} (1 + a^{2h} + a^h) e^{j(h\omega_{st} - h\alpha - \varphi_{vsh})} \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

onde $A = 1 - a^{2h} e^{-j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{j\frac{\pi}{3}}$ e $B = 1 - a^{2h} e^{j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{-j\frac{\pi}{3}}$. Definem-se então

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{sd1h_d} &= \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sd1h_i} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_i}}; \quad \mathbf{V}_{s01h_0} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_0}} \\ \mathbf{V}_{sq1h_d} &= \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sq1h_i} = \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_i}} \\ \mathbf{V}_{sd2h_d} &= \sqrt{2} V_{sh} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sd2h_i} = \sqrt{2} V_{s2h_i} e^{-j\varphi_{vsh_i}}; \quad \mathbf{V}_{s02h_0} = \sqrt{2} V_{sh_0} e^{-j\varphi_{vsh_0}} \\ \mathbf{V}_{sq2h_d} &= \sqrt{2} V_{sh_d} e^{-j\varphi_{vsh_d}}; \quad \mathbf{V}_{sq2h_i} = \sqrt{2} V_{s2h_i} e^{-j\varphi_{vsh_i}} \end{aligned}$$

e com as relações (2.99), (2.100) e (2.101) abaixo

$$1) \quad h = h_d = 3k + 1 \Rightarrow (2 - a^h - a^{2h}) = 3; \quad (a^{2h} - a^h) = -j\sqrt{3};$$

$$(1 - a^{(h+1/2)} - a^{(2h-1/2)}) = 3; \quad (1 - a^{(h-1/2)} - a^{(2h+1/2)}) = 0 \quad (2.99)$$

$$2) \quad h = h_i = 3k - 1 \Rightarrow (2 - a^h - a^{2h}) = 3; \quad (a^{2h} - a^h) = j\sqrt{3};$$

$$(1 - a^{(h+1/2)} - a^{(2h-1/2)}) = 0; \quad (1 - a^{(h-1/2)} - a^{(2h+1/2)}) = 3 \quad (2.100)$$

$$3) \quad h = h_0 = 3k \Rightarrow (1 + a^h + a^{2h}) = 3 \quad (2.101)$$

a expressão (2.98) pode ser reescrita como

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{sd1} \\ \dot{V}_{sq1} \\ \dot{V}_{so1} \\ \dot{V}_{sd2} \\ \dot{V}_{sq2} \\ \dot{V}_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{V}_{sd1h_d} e^{jh_d\omega_{st}} + \mathbf{V}_{sd1h_i} e^{jh_i\omega_{st}}] \\ -j\sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{V}_{sq1h_d} e^{jh_d\omega_{st}} - \mathbf{V}_{sq1h_i} e^{jh_i\omega_{st}}] \\ \sqrt{3} \mathbf{V}_{s01h_0} e^{jh_0\omega_{st}} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{V}_{sd2h_d} e^{j(h_d\omega_{st} - (h_d-1)\alpha)} + \mathbf{V}_{sd2h_i} e^{j(h_i\omega_{st} - (h_i+1)\alpha)}] \\ -j\sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{V}_{sq2h_d} e^{j(h_d\omega_{st} - (h_d-1)\alpha)} - \mathbf{V}_{sq2h_i} e^{j(h_i\omega_{st} - (h_i+1)\alpha)}] \\ \sqrt{3} \mathbf{V}_{s02h_0} e^{j(h_0\omega_{st} - h_0\alpha)} \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

Agora a transformação de duplo dqo para $dqxyoh$, resulta em

$$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{V}_{sd} \\ \overset{\circ}{V}_{sq} \\ \overset{\circ}{V}_{sx} \\ \overset{\circ}{V}_{sy} \\ \overset{\circ}{V}_{so} \\ \overset{\circ}{V}_{so'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sd1h_d} + \mathbf{V}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} + \mathbf{V}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sq1h_d} + \mathbf{V}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} + \mathbf{V}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sd1h_d} - \mathbf{V}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} - \mathbf{V}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{V}_{sq1h_d} - \mathbf{V}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} - \mathbf{V}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \sqrt{3}\mathbf{V}_{so1h_0}e^{jh_0\omega st} \\ \sqrt{3}\mathbf{V}_{so2h_0}e^{j(h_0\omega st - h_o\alpha)} \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

Na condição de regime permanente, sabendo-se que cada componente de excitação de tensão se comporta de maneira independente, isto é, obedece o princípio da superposição, têm-se para as correntes

$$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{I}_{s1} \\ \overset{\circ}{I}_{s3} \\ \overset{\circ}{I}_{s5} \\ \overset{\circ}{I}_{s2} \\ \overset{\circ}{I}_{s4} \\ \overset{\circ}{I}_{s6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - \varphi_{ish})} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - \varphi_{ish})}a^{2h} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - \varphi_{ish})}a^h \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - h\alpha - \varphi_{ish})} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - h\alpha - \varphi_{ish})}a^{2h} \\ \sqrt{2}I_{sh}e^{j(h\omega st - h\alpha - \varphi_{ish})}a^h \end{bmatrix} \quad (2.104)$$

que conseqüentemente, resulta em

$$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{I}_{sd} \\ \overset{\circ}{I}_{sq} \\ \overset{\circ}{I}_{sx} \\ \overset{\circ}{I}_{sy} \\ \overset{\circ}{I}_{so} \\ \overset{\circ}{I}_{sh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sd1h_d} - \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} - \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ -j\frac{\sqrt{3}}{2}[(\mathbf{I}_{sq1h_d} - \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} - \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\ \sqrt{3}\mathbf{I}_{so1h_0}e^{jh_0\omega st} \\ \sqrt{3}\mathbf{I}_{so2h_0}e^{j(h_0\omega st - h_o\alpha)} \end{bmatrix} \quad (2.105)$$

Aplicando a matriz de transformação (2.27) às correntes do rotor

$$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{I}_{r1} \\ \overset{\circ}{I}_{r2} \\ \overset{\circ}{I}_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_{rh}e^{j(hs_h\omega_s - j\varphi_{irh})} \\ \sqrt{2}I_{rh}e^{j(hs_h\omega_s - j\varphi_{irh})}a^{2h} \\ \sqrt{2}I_{rh}e^{j(hs_h\omega_s - j\varphi_{irh})}a^h \end{bmatrix} \quad (2.106)$$

no referencial estático, resulta em

$$\begin{bmatrix} \overset{s}{I}_{rd} \\ \overset{s}{I}_{rq} \\ \overset{s}{I}_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \sqrt{2} I_{rh} [A e^{j(hs\omega_s t - \varphi_{irh} + \delta_r)} + B e^{j(hs\omega_s t - \varphi_{irh} - \delta_r)}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2j} \sqrt{2} I_{rh} [A e^{j(hs\omega_s t - \varphi_{irh} + \delta_r)} - B e^{j(hs\omega_s t - \varphi_{irh} - \delta_r)}] \\ \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2}{3}} I_{rh} (1 + a^{2h} + a^h) e^{j(hs\omega_s t - \varphi_{irh})} \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

$$\text{onde } A = 1 - a^{2h} e^{-j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{j\frac{\pi}{3}} \text{ e } B = 1 - a^{2h} e^{j\frac{\pi}{3}} - a^h e^{-j\frac{\pi}{3}}$$

Manipulando as relações (2.96), (2.97) e $\delta_r = \omega_r t$ os termos h_d , h_i e h_o são separados

$$\begin{bmatrix} \overset{s}{I}_{rd} \\ \overset{s}{I}_{rq} \\ \overset{s}{I}_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{I}_{rdh_d} e^{jh_d\omega st} + \mathbf{I}_{rdh_i} e^{jh_i\omega st}] \\ -j\sqrt{\frac{3}{2}} [\mathbf{I}_{rqh_d} e^{jh_d\omega st} - \mathbf{I}_{rqh_i} e^{jh_i\omega st}] \\ \sqrt{3}\mathbf{I}_{roh_0} e^{jh_0\omega st} \end{bmatrix} \quad (2.108)$$

e pode-se agora escrever as equações de tensão para o estator

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{sdh} &= [(\mathbf{V}_{sd1h_d} + \mathbf{V}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} + \mathbf{V}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\
 &= (r_s + L_{ss}p)[(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\
 &\quad + 3M_{sr}p[\mathbf{I}_{rdh_d}e^{jh_d\omega st} + \mathbf{I}_{rdh_i}e^{jh_i\omega st}] \tag{2.109}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{sqh} &= -j[(\mathbf{V}_{sq1h_d} + \mathbf{V}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} + \mathbf{V}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\
 &= -j(r_s + L_{ss}p)[(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\
 &\quad - j3M_{sr}p[\mathbf{I}_{rqh_d}e^{jh_d\omega st} - \mathbf{I}_{rqh_i}e^{jh_i\omega st}] \tag{2.110}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{sxh} &= [(\mathbf{V}_{sd1h_d} - \mathbf{V}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{V}_{sd1h_i} - \mathbf{V}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\
 &= (r_s + L_{ls}p)[(\mathbf{I}_{sd1h_d} - \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} - \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \tag{2.111}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{syh} &= -j[(\mathbf{V}_{sq1h_d} - \mathbf{V}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{V}_{sq1h_i} - \mathbf{V}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \\
 &= -j(r_s + L_{ls}p)[(\mathbf{I}_{sq1h_d} - \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} - \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \tag{2.112}
 \end{aligned}$$

$$\mathbf{V}_{soh} = \mathbf{V}_{so1h_o}e^{jh_o\omega st} = (r_s + L_{ls}p)\mathbf{I}_{so1h_o}e^{jh_o\omega st} \tag{2.113}$$

$$\mathbf{V}_{shh} = \mathbf{V}_{so1h_o}e^{jh_o\omega st} = (r_s + L_{ls}p)\mathbf{I}_{so1h_o}e^{jh_o\omega st} \tag{2.114}$$

e para o rotor

$$\begin{aligned}
 0 &= (r_r + L_r p)[\mathbf{I}_{rdh_d}e^{jh_d\omega st} + \mathbf{I}_{rdh_i}e^{jh_i\omega st}] + \frac{3}{2}M_{sr}p[(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} \\
 &\quad + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] - j\omega_r L_r (\mathbf{I}_{rqh_d}e^{jh_d\omega st} - \mathbf{I}_{rqh_i}e^{jh_i\omega st}) \\
 &\quad - j\omega_r \frac{3M_{sr}}{2}[(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \tag{2.115}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= -j(r_r + L_r p)[\mathbf{I}_{rqh_d}e^{jh_d\omega st} - \mathbf{I}_{rqh_i}e^{jh_i\omega st}] - j\frac{3}{2}M_{sr}p[(\mathbf{I}_{sq1h_d} + \mathbf{I}_{sq2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} \\
 &\quad - (\mathbf{I}_{sq1h_i} + \mathbf{I}_{sq2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] - j\omega_r (L_r [\mathbf{I}_{rdh_d}e^{jh_d\omega st} + \mathbf{I}_{rdh_i}e^{jh_i\omega st}] \\
 &\quad - j\omega_r \frac{3M_{sr}}{2}[(\mathbf{I}_{sd1h_d} + \mathbf{I}_{sd2h_d}e^{-j3k\alpha})e^{jh_d\omega st} + (\mathbf{I}_{sd1h_i} + \mathbf{I}_{sd2h_i}e^{-j3k\alpha})e^{jh_i\omega st}] \tag{2.116}
 \end{aligned}$$

$$0 = (r_r + L_{lr}p)\mathbf{I}_{roh_o}e^{jh_o s_o \omega st} \tag{2.117}$$

Na condição de regime permanente ($\omega_r = \text{constante}$), reagrupando as componentes harmônicas em $h = 3k \pm 1$, tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{sdqh} &= (\mathbf{V}_{sdq1h} + \mathbf{V}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha})e^{jh\omega_s t} = (r_s + L_{ss}p)(\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha})e^{jh\omega_s t} \\ &\quad + 3M_{sr}p(\mathbf{I}_{rdqh}e^{jh\omega_s t}) \end{aligned} \quad (2.118)$$

$$\mathbf{0} = [r_r + L_r(p - j\omega_r)]\mathbf{I}_{rdqh}e^{jh\omega_s t} + \frac{3}{2}M_{sr}(p - j\omega_r)[(\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha})e^{jh\omega_s t}] \quad (2.119)$$

$$\mathbf{V}_{sxyh} = (\mathbf{V}_{sdq1h} - \mathbf{V}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha})e^{jh\omega_s t} = (r_s + L_{ls}p)(\mathbf{I}_{sdq1h} - \mathbf{I}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha})e^{jh\omega_s t}$$

onde

$$\mathbf{V}_{sdq1h} = \mathbf{V}_{sd1h} - j\mathbf{V}_{sq1h}; \quad \mathbf{I}_{sdq1h} = \mathbf{I}_{sd1h} - j\mathbf{I}_{sq1h}; \quad \mathbf{I}_{rdqh} = \mathbf{I}_{rdh} - j\mathbf{I}_{rqh}$$

$$\mathbf{V}_{sdq2h} = (\mathbf{V}_{sd2h} - j\mathbf{V}_{sq2h}); \quad \mathbf{I}_{sdq2h} = (\mathbf{I}_{sd2h} - j\mathbf{I}_{sq2h})$$

Com as grandezas do rotor referidas ao estator e feita as diferenciações indicadas, têm-se

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{sdqh} &= (\mathbf{V}_{sdq1h} + \mathbf{V}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha}) = (r_s + jh\omega_s L_{ls})(\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha}) \\ &\quad + jh\omega_s 3L_{ms}(\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha} + \mathbf{I}'_{rdqh}) \end{aligned} \quad (2.120)$$

$$\mathbf{0} = \left(\frac{r'_r}{s_h} + jh\omega_s L'_{lr}\right)\mathbf{I}'_{rdqh} + j\frac{3}{2}h\omega_s L_{ms}(\mathbf{I}_{sdq1h} + \mathbf{I}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha} + \mathbf{I}'_{rdqh}) \quad (2.121)$$

$$\mathbf{V}_{sxyh} = (\mathbf{V}_{sdq1h} - \mathbf{V}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha}) = (r_s + jh\omega_s L_{ls})(\mathbf{I}_{sdq1h} - \mathbf{I}_{sdq2h}e^{-j3k\alpha}) \quad (2.122)$$

$$\mathbf{V}_{soh} = (r_s + jL_{ls}h_o\omega_s)\mathbf{I}_{soh} \quad (2.123)$$

$$\mathbf{V}_{shh} = (r_s + jL_{ls}h_o\omega_s)\mathbf{I}_{shh} \quad (2.124)$$

$$0 = (r_r + jL_{lr}h_o s_o\omega_s)\mathbf{I}_{roh_o} \Rightarrow \mathbf{I}_{roh_o} = 0 \quad (2.125)$$

Num referencial estacionário, observa-se que a impedância do plano xy é a mesma do plano oh . Isto se deve às hipóteses simplificadoras que representou os fluxos de dispersão por uma única indutância. No capítulo seguinte, será demonstrado que essas indutâncias podem ser diferentes. Nota-se ainda que, o plano xy é totalmente desacoplado dos outros, particularmente do rotor como se esperava, pois as variáveis desse plano não participam da conversão eletromecânica de energia. Só o subespaço dq efetivamente contribui no processo de conversão eletromecânica de energia e este desacoplamento permite simplificar a análise e tornar o controle semelhante ao de uma máquina trifásica.

Os circuitos equivalentes, de regime permanente, são mostrados na Fig. 2.5. A divisão das componentes harmônicas ($h = 3k \pm 1$) por circuito está ligada ao valor de $\mathbf{I}_{sdqh} = \mathbf{I}_{sdq}(1 + e^{-j3k\alpha})$ e obviamente depende do deslocamento de α . Na Tab. 2.1, são indicadas as distribuições das componentes harmônicas entre os circuitos dq e xy de acordo com o valor do termo $(1 + e^{-j3k\alpha})$. O valor “2” para o termo, marcado com c , indica que a componente harmônica excita o circuito dq e produz conjugado eletromecânico. O valor “0” para o termo $(1 + e^{-j3k\alpha})$, marcado com nc , indica que a componente harmônica excita o circuito xy e que a componente circula entre os conjuntos trifásicos, portanto, não participa da conversão eletromecânica de energia. O valor “ $a \pm jb$ ”, marcado $c \pm nc$, indica que a componente harmônica excita simultaneamente os circuitos dq e xy , i.e., parte da componente produz conjugado e parte circula entre os conjuntos trifásicos. Na Tab. 2.2, é feito o resumo de todas as componentes harmônicas (h) por plano em função do tipo de MAH.

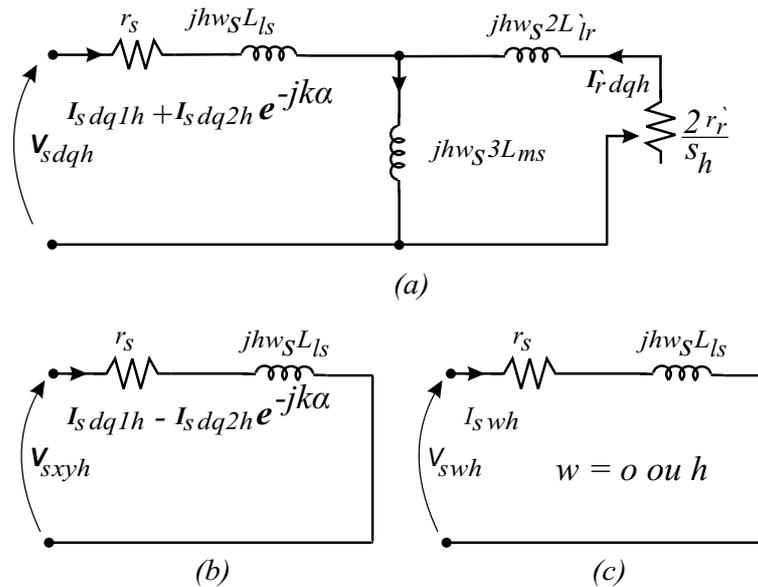


Figura 2.5. Circuito equivalente da MAH em regime permanente: (a) circuito dq (b) circuito xy e (c) circuitos o ou h .

Tabela 2.1. Valor de $(1 + e^{-j3k\alpha})$ de acordo com o ângulo α e da ordem das harmônicas h .

| α/h | 1 | 2 | 4 | 5 | 7 | 8 | 10 | 11 | 13 | 14 | 17 | 19 |
|-----------------|-----|----------|----------|----------|----------|----------|----------|------|------|----------|----------|----------|
| 0 | c | c | c | c | c | c | c | c | c | c | c | c |
| $\frac{\pi}{6}$ | c | $c - nc$ | $c - nc$ | nc | nc | $c + nc$ | $c + nc$ | c | c | $c - nc$ | nc | nc |
| $\frac{\pi}{4}$ | c | $c - nc$ | $c - nc$ | $c - nc$ | $c - nc$ | $c + nc$ | $c + nc$ | nc | nc | $c + nc$ | $c + nc$ | $c + nc$ |
| $\frac{\pi}{3}$ | c | nc | nc | c | c | nc | nc | c | c | nc | c | c |

Tabela 2.2. Distribuição das componentes harmônicas de acordo com os planos de excitação .

| α | dq (h) | xy (h) | dq e xy (h) |
|-----------------|----------------------------------|--------------------------------------|---|
| 0 | $3k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2..$) | – | – |
| $\frac{\pi}{6}$ | $12k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2..$) | $6(2k - 1) \pm 1$ ($k = 1, 2..$) | $3(2k - 1) \pm 1$ ($k = 1, 2..$) |
| $\frac{\pi}{4}$ | $8k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, ..$) | $4k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5..$) | $3k \pm 1$ ($k = 1, 2..$ e $k \neq 4i, i = 1, 2..$) |
| $\frac{\pi}{3}$ | $6k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, ..$) | $3(2k - 1) \pm 1$ ($k = 1, 2, ..$) | – |

Na prática as estratégias de modulação $P\omega M$ aplicadas à *MAH*, devem minimizar as excitações harmônicas de baixa ordem, principalmente as que circulam pelo circuito xy de baixa impedância. Por outro lado, os enrolamentos, de acordo com o tipo de *MAH*, devem ter suas características trabalhadas (e.g., forma da ranhura, passo da bobina, número de camadas, etc) de modo a aumentar essa impedância e não interferir no comportamento do conjugado eletromagnético (WLLIAMSON; SMITH, 2003), cuja expressão geral é dada por

$$c_e = C_e + \sum_{h=1}^{\infty} C_{eh} \cos(2m_\alpha h\omega t + \phi_h) \quad (2.126)$$

onde C_e é o conjugado eletromagnético médio.

O algoritmo de simulação é implementado no ambiente C++ e o método utilizado na resolução das equações diferenciais é o Runge Kutta de 4ª ordem. Os parâmetros elétricos das *MAHs* 30 e 60°, utilizados na simulação foram obtidos, por processo de estimação, nos protótipos. As curvas mostradas a seguir tentam sintetizar o comportamento da *MAH* esperado pela modelagem. A estrutura do conversor é mostrada na Fig. 2.6. O acionamento é feito em degrau (onda quadrada), exatamente para destacar as diferenças entre as duas configurações da *MAH*. Nesse sentido, avaliam-se as distorções da corrente de *fase*, no plano dq , no plano xy e as oscilações de conjugado eletromagnético.

2.3.7 *MAH* – 30°

As tensões citadas a seguir estão indicadas na Fig. 2.6. Na Fig. 2.7(a), para a *MAH* – 30°(A), são mostradas as curvas das tensões: de pólo (v_{10}), de fase (v_{s1}), entre as fases (v_{s13}) e a corrente de fase (i_{s1}). Em 2.7(b), são mostradas as tensões: v_{n10} e v_{n1n2} . Em 2.7(c), são mostradas as correntes do plano dq (i_{sd} e i_{sq}). Em 2.7(d), são mostrados as correntes do plano

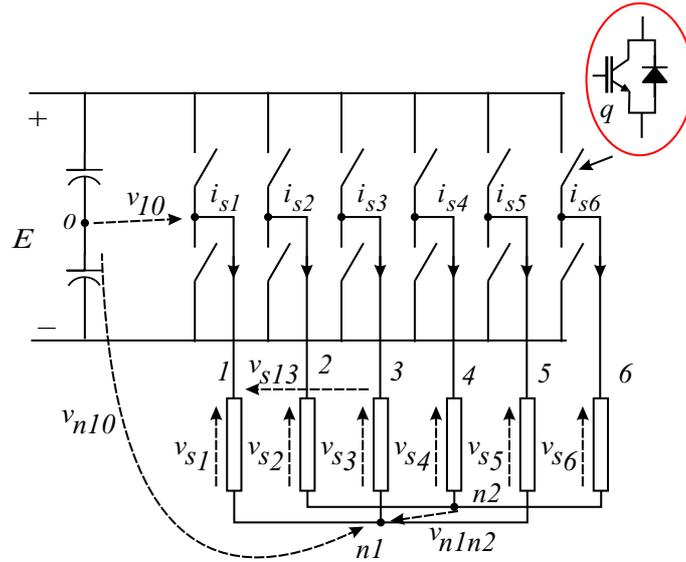


Figura 2.6. Esboço do inversor de seis braços conectado a uma MAH.

xy (i_{sx} e i_{sy}). Em 2.7(e), são mostrados os espectros das tensões: de pólo (v_{10}), de fase (v_{s1}), de neutro (v_{n10}). Em 2.7(f), são mostrados os espectros das correntes: de fase (i_{s1}), de eixo d (i_{sd}) e de eixo x (i_{sx}). Nota-se, nos espectros de corrente, uma redução em d das componentes harmônicas 5^a e 7^a , seu desvio para o eixo x e seu reflexo na corrente de fase. Finalmente, as curvas mostradas na Fig. 2.8, vem confirmar o efeito esperado de baixa oscilação de conjugado (na frequência $12f_s$).

Para efeito de comparação, se por aspectos construtivos, a indutância de dispersão do plano xy for diferente e dez vezes menor que a indutância de dispersão do plano dq . As curvas mostradas na Fig. 2.9, para a MAH $-30^\circ(B)$, revelam um efeito nefasto nas correntes de fase, causado pelas correntes do plano xy . Nota-se que a escala de corrente de fase na Fig. 2.9(a) é multiplicada por 30 e na Fig. 2.7(a) é multiplicada por 100. Portanto, além de provocar aumento nas perdas ôhmicas do estator, vai exigir o redimensionamento dos dispositivos de potência. Esses resultados mostram o cuidado que se deve ter na realização de um enrolamento hexafásico.

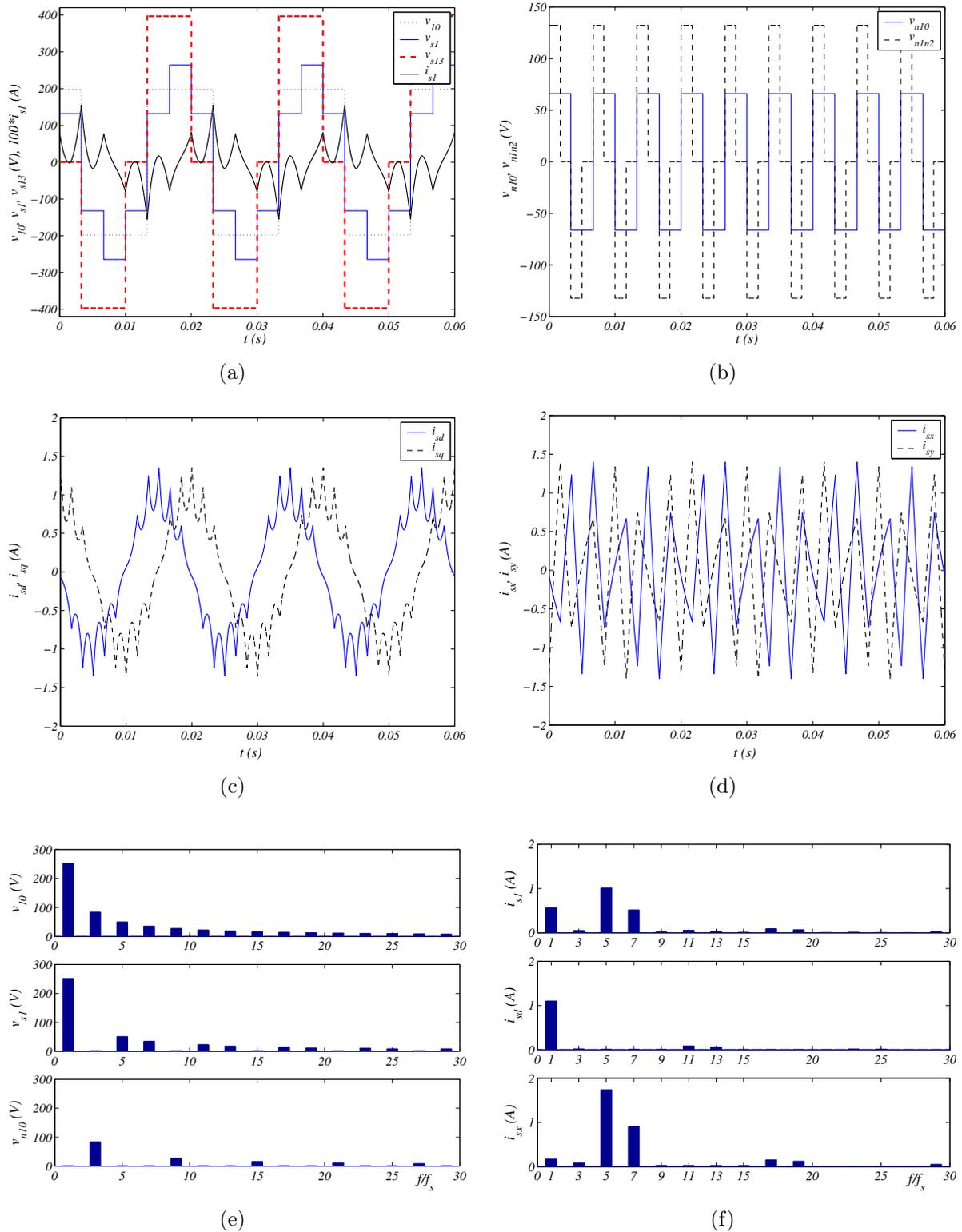


Figura 2.7. Resultado de simulação, $MAH - 30^\circ(A)$: (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} ; (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} ; (e) Análise espectral de v_{10} , v_{s1} e v_{n10} e (f) Análise espectral de i_{s1} , i_{sd} e i_{sx} .

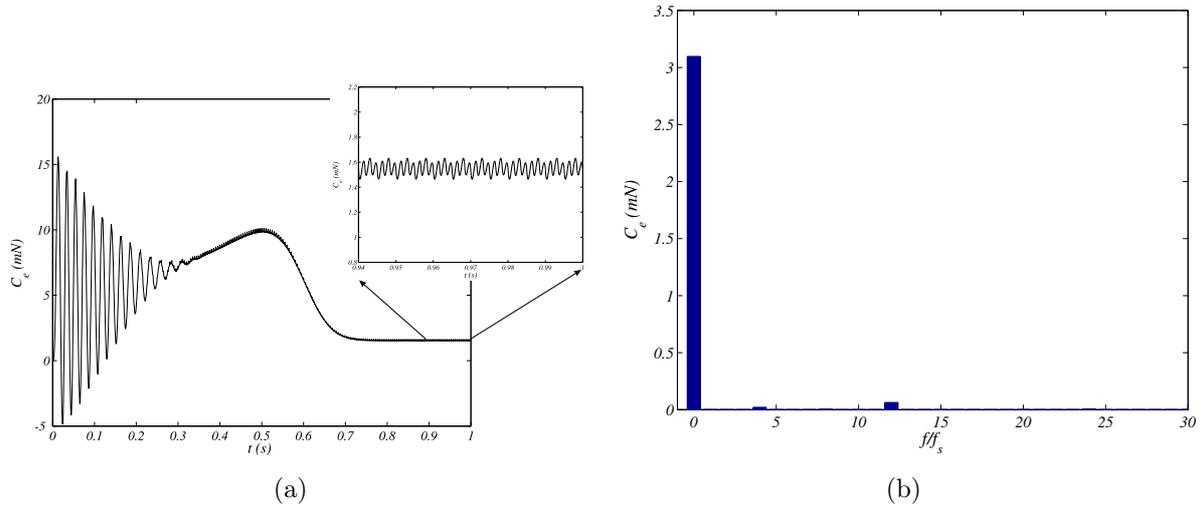


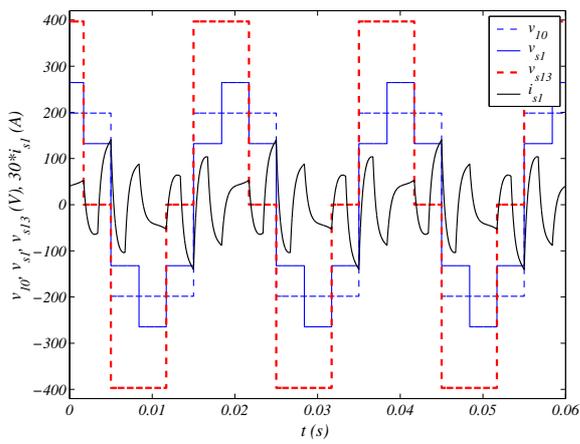
Figura 2.8. Resultado de simulação $MAH - 30^\circ(A)$: (a) Evolução de conjugado C_e e oscilação de regime e (b) Análise espectral de C_e .

2.3.8 $MAH - 60^\circ$

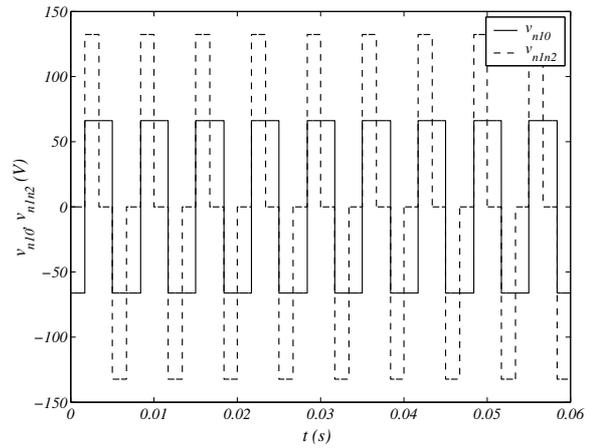
Na Fig. 2.10(a), são mostradas as curvas das tensões: de pólo (v_{10}), de fase (v_{s1}), entre as fases (v_{s13}) e a corrente de fase (i_{s1}). Em 2.10(b), são mostradas as tensões: v_{n10} e v_{n1n2} . Em 2.10(c), são mostradas as correntes do plano dq (i_{sd} e i_{sq}). Em 2.10(d), são mostradas as correntes do plano xy (i_{sx} e i_{sy}). Em 2.10(e), são mostrados os espectros das tensões: de pólo (v_{10}), fase (v_{s1}), de neutro (v_{n10}). Em 2.10(f), são mostrados os espectros das correntes: de fase (i_{s1}), de eixo d (i_{sd}) e de eixo x (i_{sx}). Nota-se, nos espectros de corrente, a presença em d das componentes harmônicas 5^a e 7^a , nenhuma corrente no eixo x e a presença normal das componentes harmônicas na corrente de fase. Na Fig. 2.11, as componentes harmônicas em dq vão se refletir na oscilação de conjugado que é evidenciada pela forte oscilação na frequência $6f_s$.

2.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS - COMPROVAÇÃO DO MODELO

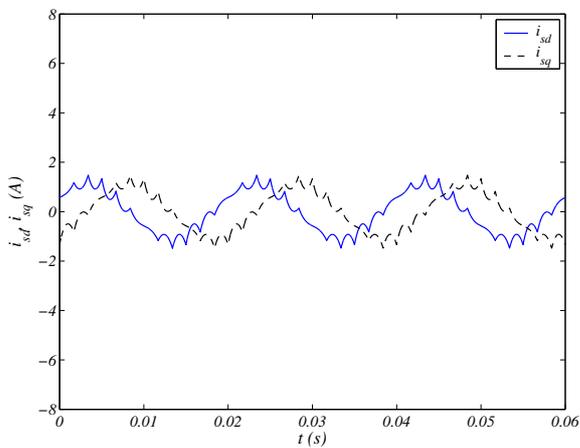
Os resultados mostrados a seguir foram obtidos em máquinas rebobinadas com as características desejadas nos enrolamentos (protótipos $MAHs$ 30° e 60°), como forma de validar os resultados de simulação. Os parâmetros utilizados na simulação foram obtidos pelo processo



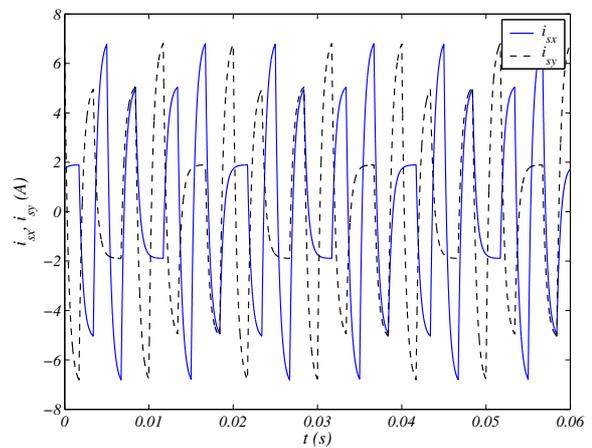
(a)



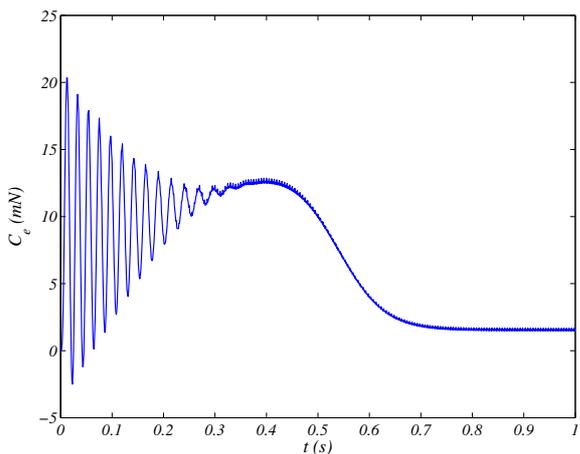
(b)



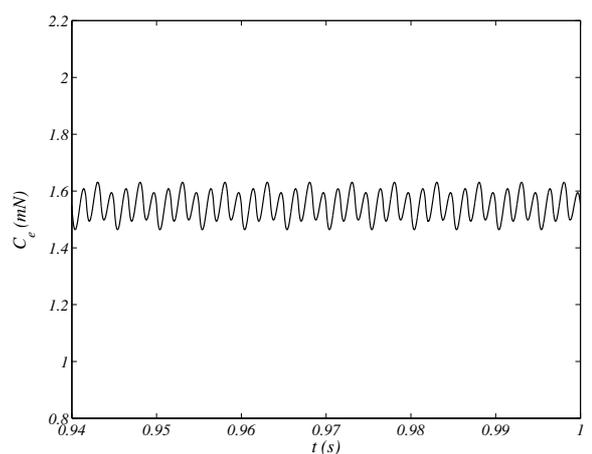
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 2.9. Resultado de simulação MAH – 30(B): (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} ; (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} ; (e) Conjugado C_e e (f) Regime permanente de C_e .

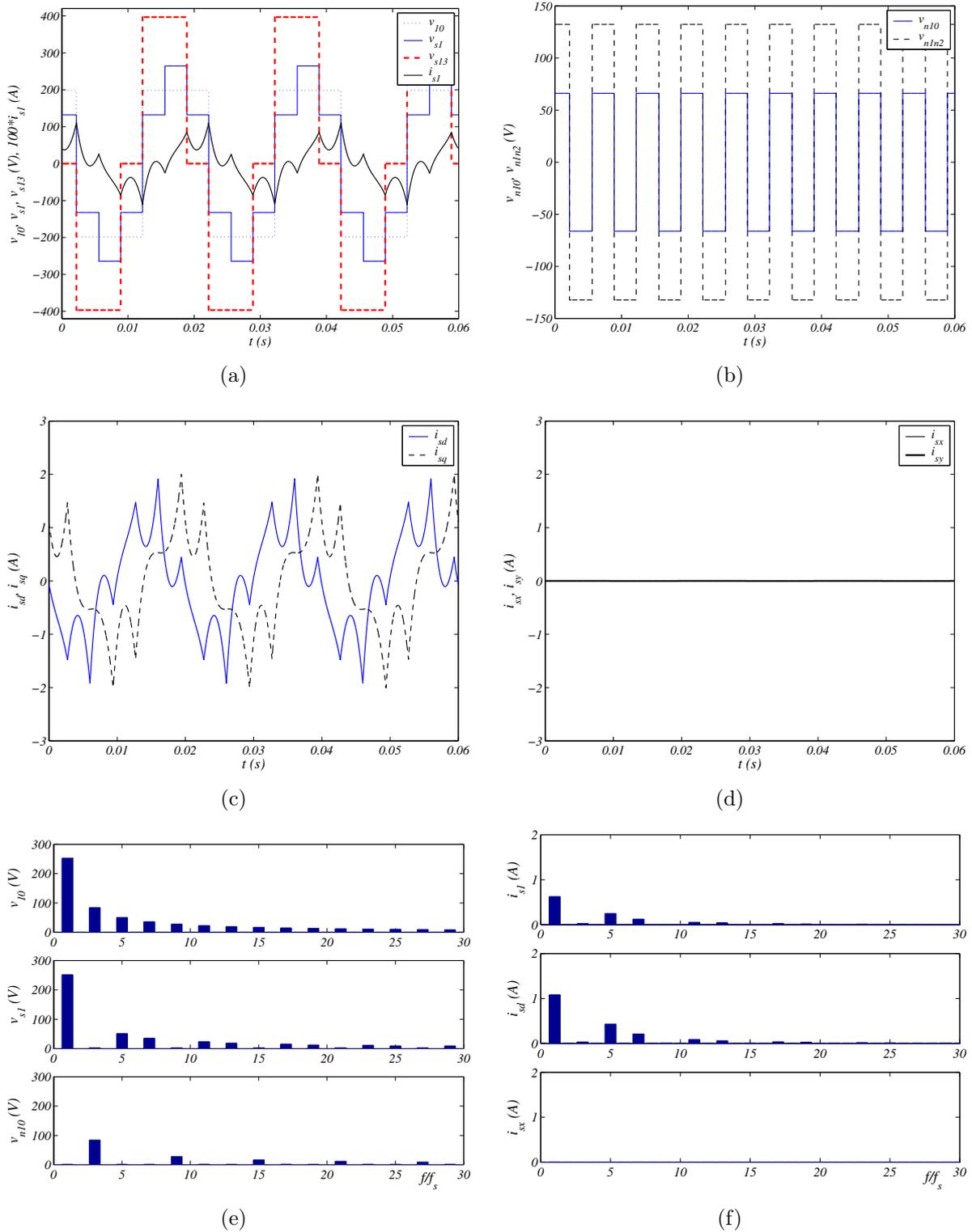


Figura 2.10. Resultado de simulação MAH – 60: (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} ; (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} ; (e) Análise espectral de v_{10} , v_{s1} e v_{n10} e (f) Análise espectral de i_{s1} , i_{sd} e i_{sx} .

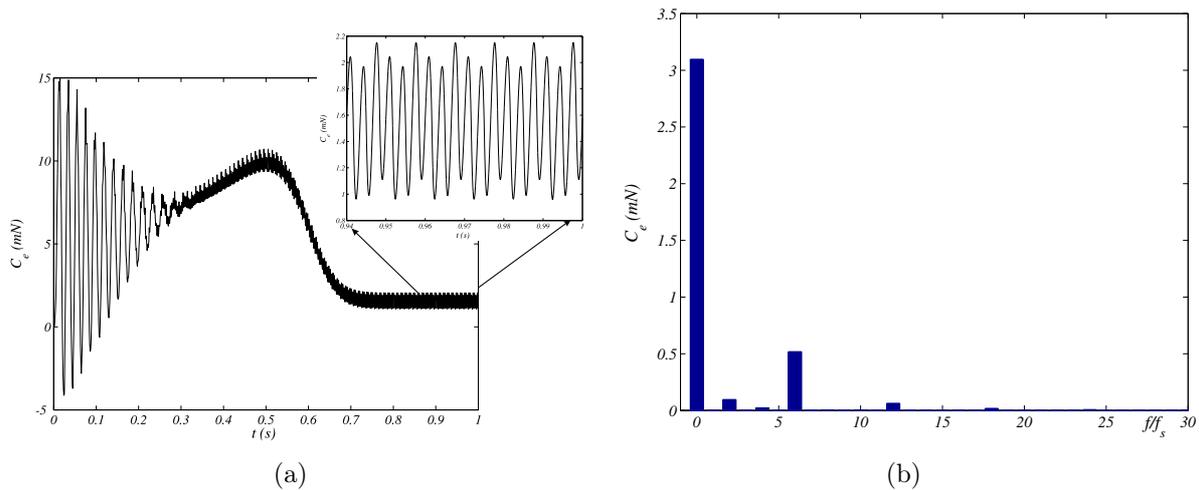


Figura 2.11. Resultado de simulação *MAH* – 60: (a) Evolução de conjugado C_e e oscilação de regime e (b) Análise espectral de C_e .

de estimação (capítulo 3). São impostas as mesmas condições de alimentação aos protótipos. As curvas mostradas na Fig. 2.12, para a *MAH* – $30^\circ(A)$, concordam bem com os resultados obtidos na simulação. A mesma coisa ocorre na Fig. 2.13, para a *MAH* – 60° , que também responde de forma coerente.

2.5 CONCLUSÕES

Este capítulo foi dedicado ao modelamento da *MAH*, com o objetivo representar seu comportamento dinâmico. A partir do modelo em variáveis naturais (de fase), são apresentadas duas formas de interpretação distintas através de transformações de coordenadas. A primeira, permite a análise da *MAH*, em regime desbalanceado, quando por um problema construtivo um conjunto trifásico não é perfeitamente equilibrado. A segunda permite o desacoplamento total da parte ativa da *MAH*, responsável pela criação de conjugado, das componentes de seqüência zero, e facilita a simulação e a análise das técnicas de controle.

Também é apresentado um modelo em regime permanente com objetivo de analisar a circulação de correntes harmônicas, de acordo com o tipo de *MAH*, seus efeitos nas correntes de fase e na oscilação de conjugado. Outro ponto importante diz respeito ao valor da indutância de dispersão no plano xy . Viu-se nos resultados de simulação que o conhecimento desse

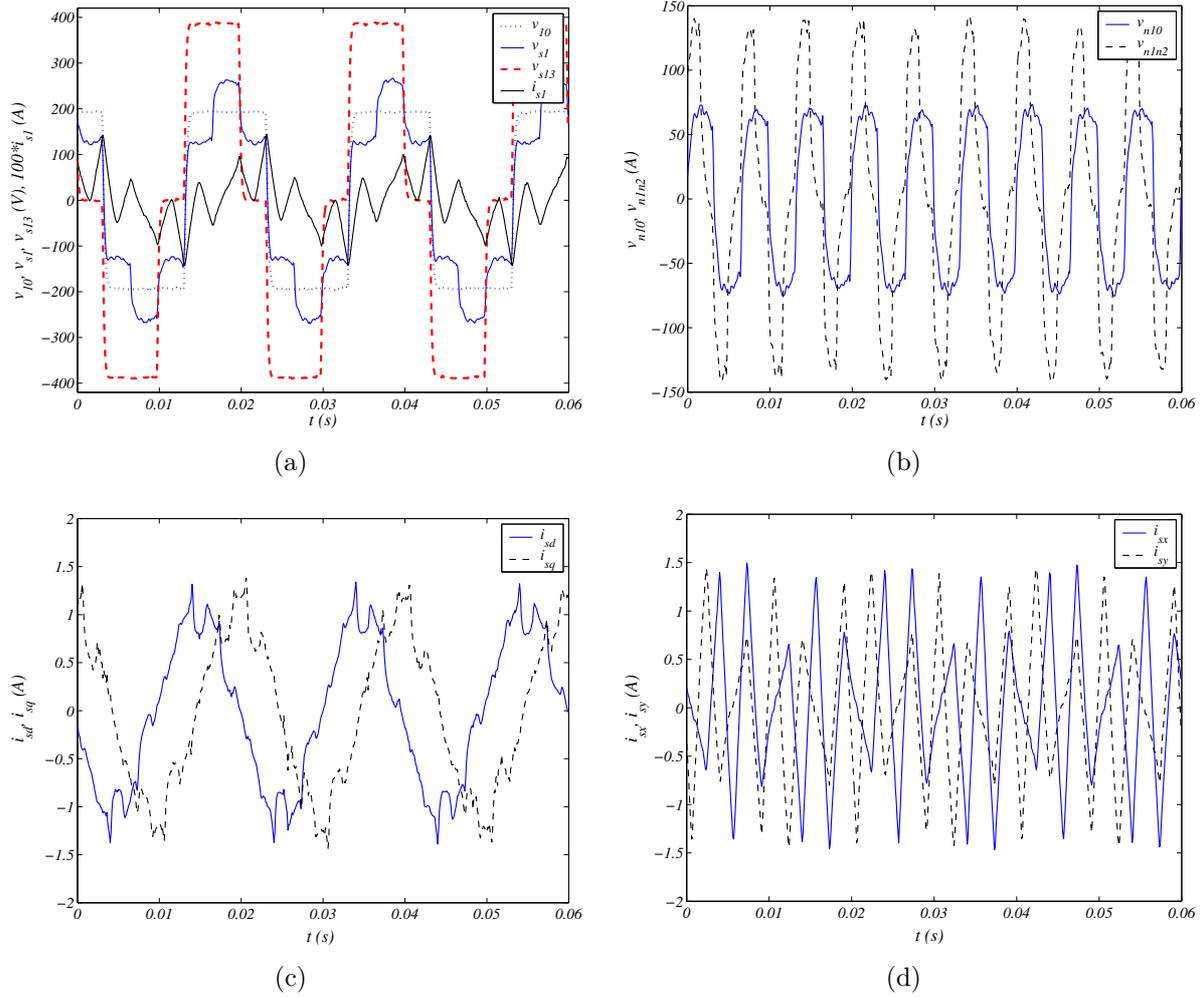
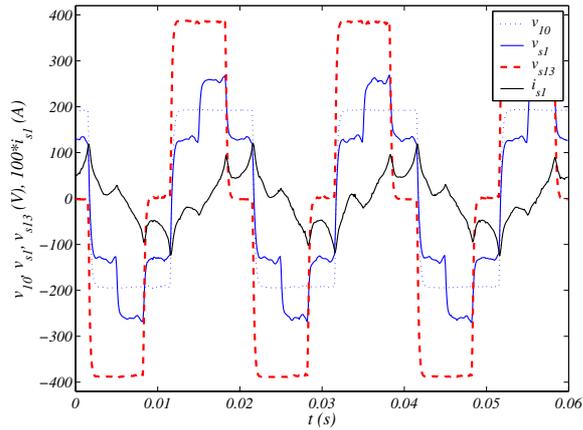
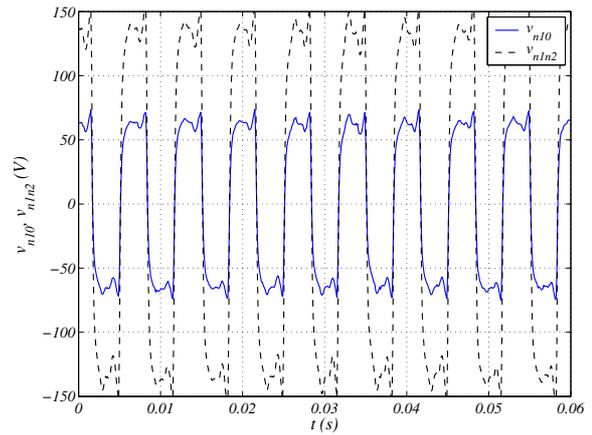


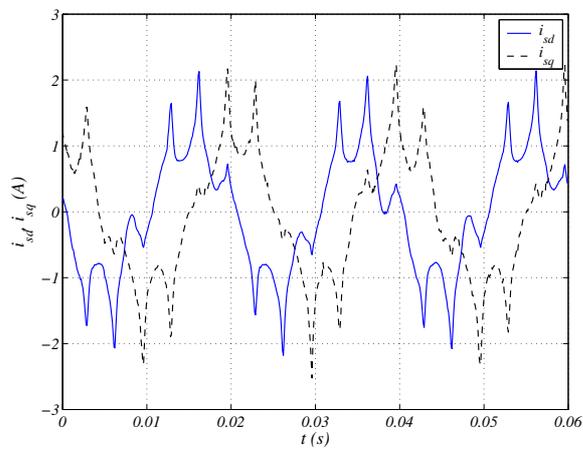
Figura 2.12. Resultado experimental MAH – 30°: (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} e (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} .



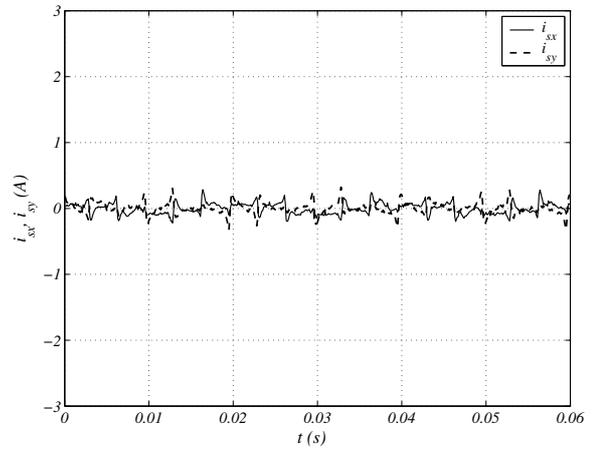
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.13. Resultado experimental MAH – 60°: (a) Tensões v_{10} , v_{s1} , v_{s13} e i_{s1} ; (b) v_{n10} e v_{n1n2} ; (c) Correntes i_{sd} e i_{sq} e (d) Correntes i_{sx} e i_{sy} .

parâmetro é determinante nas perdas ôhmicas do estator e no dimensionamento dos dispositivos de potência.

A *MAH* – 30° quando alimentada por fonte em degrau apresentou menor oscilação do conjugado eletromagnético em detrimento das correntes de fase que podem ter picos elevados dependendo da impedância do plano *xy*. Na *MAH* – 60° o oposto acontece; há a redução das correntes de fase (as correntes do plano *xy* são nulas), em detrimento de uma maior oscilação de conjugado.

No próximo capítulo, discute-se a influência do passo da bobina nas indutâncias de dispersão e melhora-se o modelo das componentes de seqüência zero. Dada a importância desses parâmetros são elaborados diversos processos para a estimação dos mesmos.

ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DA *MAH*

3.1 INTRODUÇÃO

O controle vetorial ou com orientação pelo campo, e.g., transforma o controle da máquina assíncrona em um acionamento semelhante ao de uma máquina *CC* com excitação independente, através do desacoplamento entre as grandezas de controle de fluxo e conjugado eletromagnético. O conhecimento da posição do vetor de fluxo é fundamental no desempenho desse controle. No referencial fluxo estático, o ângulo de campo pode ser estimado através de r_s o que torna o conhecimento preciso desse valor importante. Além disso, os parâmetros do motor variam com as condições de operação. Por exemplo, as indutâncias tendem a diminuir em níveis elevados de fluxo (i.e., dependem da saturação) e a resistência tende a aumentar devido ao efeito da temperatura e do efeito pelicular (SLEMON, 1989). Por exemplo, uma elevação de 80°C em um enrolamento de cobre provoca um acréscimo de 30% sobre os valores de resistência a 25°C (BOSE; PATEL, 1998). Assim a utilização de um conjunto fixo de parâmetros, sem o uso de nenhum processo adaptativo, em tempo real, para estimação de parâmetros tende a introduzir erros no controle vetorial diminuindo sua eficiência.

Uma parte do fluxo produzido não é concatenado entre estator e rotor. Estes fluxos não concatenados são chamados de fluxos de dispersão. Os fluxos dispersos se fecham pelo ar e, portanto, variam linearmente com a corrente. Isto significa que são constantes e independentes das condições de operação da máquina. Contudo, medições fornecem evidências do contrário. Durante os picos em λ_{ls} (fluxo de dispersão) a amplitude da corrente é levemente forçada como na região de saturação da curva de magnetização. Em razão disto a indutância de dispersão L_{ls} , com os efeitos da saturação, em coordenadas dq , não é representada por um simples indutor. O uso mútuo do ferro causa efeitos de saturação cruzadas entre diferentes enrolamentos, por

esta razão L_{ls} torna-se uma matriz não linear 3×3 (NOVOTNY; LIPO, 1997).

Como visto nos resultados do capítulo anterior, um inconveniente, pertinente às máquinas multifases, é o surgimento de uma corrente de circulação entre os enrolamentos estatóricos quando alimentadas por inversores fonte de tensão. Esta corrente pode atingir níveis elevados devido à baixa impedância apresentada às componentes harmônicas. Assim o conhecimento da indutância de dispersão permite avaliar o impacto dessas correntes nos dispositivos de potência. Além disso, a MAH difere um pouco das máquinas tradicionais quanto ao comportamento das indutâncias de dispersão do estator. Uma componente suplementar denominada “mútua de dispersão”, foi sugerida por Lipo em (LIPO, 1980) e detalhada por Hadiouche em (HADIOUCHE; RAZIK; REZZOUG, 2004), é acrescentada às outras componentes existentes. Normalmente, nos enrolamentos trifásicos dupla camada esta parcela é negligenciada. Entretanto, nos enrolamentos hexafásicos ela revela ser importante, na limitação de circulação de correntes harmônicas, e seu conhecimento imprescindível num acionamento hexafásico.

3.2 CARACTERÍSTICAS GERAIS DO MÉTODO DE ESTIMAÇÃO

Neste estudo são apresentadas técnicas para estimar em tempo real a resistência e as indutâncias de dispersão estatórica das máquinas assíncronas hexafásicas de 30° e 60° . Estes métodos fornecem uma estimativa da resistência estatórica que não requer o conhecimento de qualquer outro parâmetro e é independente da estratégia de controle do acionamento. O método está baseado na medição das correntes de fase e das tensões de linha sendo, portanto, desnecessário o acesso ao ponto neutro da máquina.

Em geral, a determinação dos parâmetros da máquina requer a utilização de sensores de tensão e corrente. A quantidade desses sensores vai depender do tipo de máquina e do tipo de parâmetro estimado. Por exemplo, na MAH- 30° são necessários três sensores de corrente e três de tensão. Na MAH- 60° a quantidade de sensores de corrente e tensão variam de acordo com a componente de seqüência zero utilizada no processo de estimação (eixo x ou y).

Sendo assim, é proposta uma técnica para estimar a resistência do estator de uma MAH

empregada num sistema de acionamento hexafásico. Adicionalmente à resistência do estator, a indutância de dispersão estatórica também pode ser estimada. A técnica proposta explora o comportamento da MAH com respeito às variáveis que não produzem conjugado sendo o método concebido para ser empregado em tempo real (*on-line*) junto com a estratégia de acionamento e que não perturbe a velocidade angular da máquina. A fim de aproveitar todos os modelos disponíveis a MAH foi acionada com neutro simples e com neutro duplo.

Comparativamente com a técnica apresentada em (JACOBINA; CHAVES; LIMA, 2000), que também explora as componentes de seqüência zero (*variáveis da máquina que não produzem conjugado*) para a estimação da máquina trifásica, o método apresenta as seguintes vantagens:

- não há a necessidade de acesso ao ponto neutro da máquina e
- não há a necessidade de nenhuma conexão ao ponto central (0) do banco de capacitores que forma o barramento CC;

Nota-se que no acionamento trifásico o uso do modelo de seqüência zero para estimar r_s e L_{ls} requer o acesso ao neutro da máquina e o ponto intermediário do banco de capacitores. Além disso, v_{so} não pode ser CC devido ao efeito de auto-anulamento resultante da conexão entre estes dois pontos.

3.3 MODELO DINÂMICO DA MAH

A estimação de parâmetros é um ponto importante dos aspectos relacionados ao acionamento de máquinas. Assim, os modelos e seus respectivos parâmetros, normalmente obtidos a partir de hipóteses simplificadoras, devem ser compatíveis com a precisão necessária para a aplicação a que se destina. O modelo mostrado a seguir destaca a influência do passo de bobina nas indutâncias de dispersão da MAH.

3.3.1 Fluxo de Dispersão da MAH em Variáveis Naturais ($\lambda_{ls135246}$)

No capítulo sobre modelagem, por motivo de clareza, foi desenvolvido um modelo dinâmico simplificado da MAH de modo a enfatizar as formas de tratar a máquina hexafásica e sua correspondência com as estratégias de modulação PWM que serão tratadas futuramente. A modelagem a seguir é desenvolvida para uma máquina assíncrona hexafásica $\alpha = \pi/6rad$ (MAH -30°). Com pequenas modificações os conceitos desenvolvidos podem ser aplicados às outras configurações (MAH 60° e MAH 0°).

Segundo Alger em (ALGER, 1970), a indutância de dispersão recebe contribuições de diversas parcelas. Aproveitando o conceito de indutância “*mútua de dispersão*” desenvolvido por Lipo em (LIPO, 1980), analisa-se qualitativamente os fluxos de dispersão (ϕ_{l1}) que ocorrem numa ranhura. Na ranhura mostrada na Fig. 3.1, onde se dispõe um enrolamento dupla camada, tem-se

$$\phi'_{l1} = l_{tt}i_1 + m_{ltb}i_2 \quad (3.1)$$

onde l_{tt} é a *indutância própria de dispersão* dos condutores da camada do *topo* (mais externa da ranhura) e m_{ltb} a *indutância mútua de dispersão* entre a camada do *topo* e a camada de *baixo* (mais profunda da ranhura) quando o passo da bobina é pleno ($\tau_p = y_b$).

Considerando agora a ranhura de volta deslocada do passo de bobina y_b . Sabe-se que no enrolamento dupla camada, por motivo de simetria, é usual a corrente i_1 retornar pela parte de baixo da ranhura. Normalmente, os condutores do topo pertencem a outra fase que, e.g., é percorrida pela corrente i_3 . Assim, o fluxo de dispersão da ranhura de retorno (ϕ''_{l1}) é dado por

$$\phi''_{l1} = l_{lb}i_1 + m_{ltb}i_3 \quad (3.2)$$

onde l_{lb} é a indutância própria de dispersão dos condutores da parte de baixo da ranhura. Portanto, o fluxo de dispersão total por ranhura da bobina 1 é dado por

$$\phi_{ls1} = \phi'_{l1} + \phi''_{l1} = (l_{tt} + l_{lb})i_1 + m_{ltb}i_2 + m_{ltb}i_3 \quad (3.3)$$

Seja Q_s o número de ranhuras do estator, m o número de fases do estator ($m = 6$) e r o encurtamento da bobina ($r = y_b/\tau_p = \text{passo da bobina}/\text{passo polar}$). Para um enrolamento

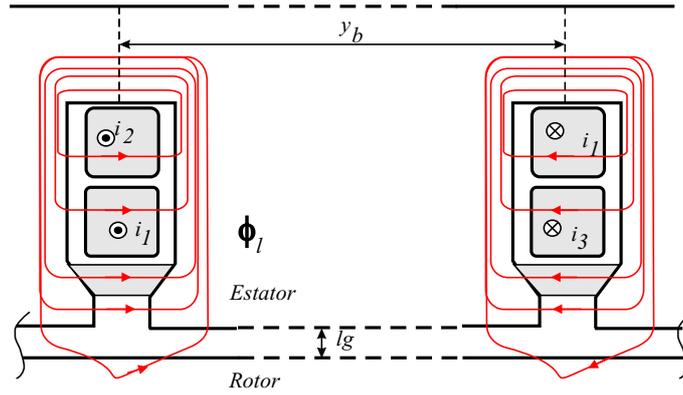


Figura 3.1. Esboço de uma ranhura estatórica, *semi-fechada*, que acomoda duas camadas de condutores.

com camada dupla a relação número de ranhuras por fase (Q_s/m) corresponde ao número de bobinas por fase. O enrolamento de uma MAH com $\alpha = 30^\circ$, $Q_s = 12$ ranhuras, passo pleno ($r = 1$), $P = 2$ pólos e camada dupla é mostrado na Fig. 3.2(a). Observa-se, em destaque, que as ranhuras de ida e de volta contém somente condutores de mesma fase. Assim para a fase s_1 , e.g., o fluxo de dispersão pela equação (3.3) com $i_2 = i_3 = i_{s1}$, é dada por

$$\phi_{ls1} = (l_{lt} + l_{lb} + 2m_{ltb})i_{s1} \quad (3.4)$$

Então, o fluxo total de dispersão por fase pode ser calculado por

$$\lambda_{ls1} = \left(\frac{Q_s}{m}\right)\phi_{ls1} = (L_{lt} + L_{lb} + 2M_{ltb})i_{s1} \quad (3.5)$$

onde a parcela $L_{lt} + L_{lb}$ representa a indutância própria de dispersão por fase e $2M_{ltb}$ a *indutância mútua de dispersão* entre os condutores do *topo* e de *baixo* da ranhura para o conjunto das bobinas de fase. Nota-se que neste caso, as seis fases do estator não estão relacionadas entre si pelo fluxo mútuo de dispersão da ranhura.

Quando é feito o encurtamento da bobina, resulta no deslocamento de uma camada de condutores em relação a outra de um certo número de ranhuras, ver Fig 3.2(b). Produz-se assim, mudanças nos acoplamentos de dispersão na ranhura. Do ponto de vista prático só os valores compreendidos no intervalo $2/3 \leq r \leq 1$ são usados. Um encurtamento de bobina na faixa $5/6 < r < 1$, implica num deslocamento da camada de baixo (mais externa) de $(1 - r)Q_s/(2P)$ ranhuras. As Figs. 3.2(c) e (d) ilustram a disposição dos condutores nos limites do intervalo para $r = 5/6$ e $r = 2/3$ respectivamente. Tem-se assim, para o intervalo

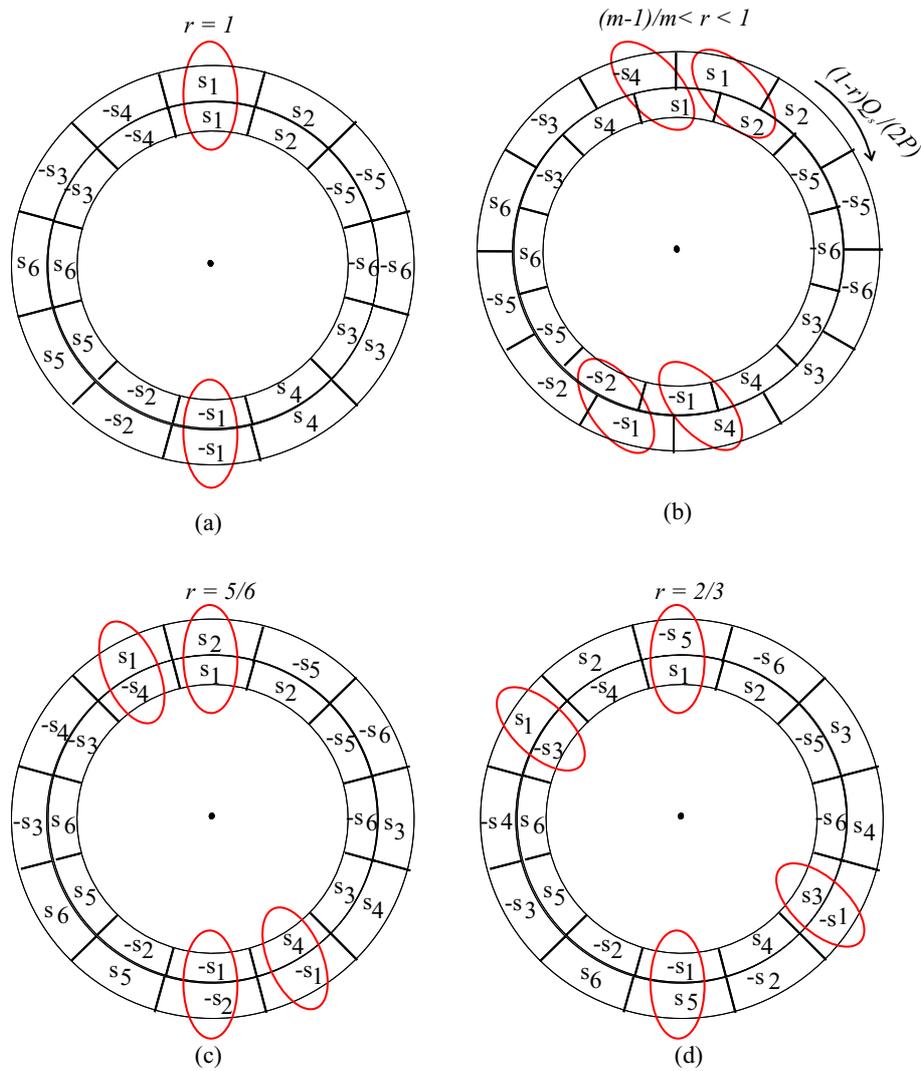


Figura 3.2. Distribuição dos condutores de um enrolamento dupla-camada para MAH 30° com dois pólos: a) Enrolamento passo pleno; b) efeito do encurtamento da bobina; c) encurtamento $5/6$ e d) encurtamento $2/3$.

$5/6 < r < 1$, a expressão do novo fluxo de dispersão:

$$\lambda_{s1} = (L_{lt} + L_{lb} + 2M_{ltb}(6r - 5))i_{s1} + M_{ltb}(6 - 6r)i_{s2} - M_{ltb}(6 - 6r)i_{s4} \quad (3.6)$$

reescrevendo-a, tem-se

$$\begin{aligned} \lambda_{s1(5/6 < r < 1)} &= (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} + 2M_{ltb}(1 - 2\frac{m}{2}(1 - r))i_{s1} + 2M_{ltb}(\frac{m}{2}(1 - r))(i_{s2} - i_{s4}) \text{ ou} \\ \lambda_{s1(5/6 < r < 1)} &= (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} + 2M_{ltb}k_1i_{s1} + 2M_{ltb}k_2(-i_{s3} - i_{s5}) + 2M_{ltb}k_3(i_{s2} - i_{s4}) \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde $k_1 = (1 - m(1 - r))$, $k_2 = 0$ e $k_3 = \frac{m}{2}(1 - r)$. Os fatores k_1 , k_2 e k_3 são função do encurtamento do passo da bobina e estão relacionados com a indutância mútua de dispersão dos enrolamentos. O fator k_1 caracteriza os fluxos de dispersão entre camadas de condutores pertencentes a mesma fase. O fator k_2 caracteriza os fluxos de dispersão entre camadas de condutores pertencentes a fases diferentes, mas do mesmo conjunto trifásico e k_3 os fluxos de dispersão entre camadas de condutores de fase e conjuntos trifásicos diferentes.

Na faixa $2/3 \leq r \leq 5/6$ o fluxo da fase 1, é expresso por

$$\lambda_{s1} = (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} - M_{ltb}(5 - 6r)(-i_{s3} - i_{s5}) + M_{ltb}(6r - 4)(i_{s2} - i_{s4}) \quad (3.8)$$

que rearranjando os termos, tem-se

$$\lambda_{s1} = (L_{lt} + L_{lb})i_{s1} + 2M_{ltb}k_1i_{s1} + 2M_{ltb}k_2(-i_{s3} - i_{s5}) + 2M_{ltb}k_3(i_{s2} - i_{s4}) \quad (3.9)$$

onde os fatores são dados por: $k_1 = 0$, $k_2 = -\frac{m}{2}(\frac{m-1}{m} - r)$ e $k_3 = \frac{1}{2}(1 - m(\frac{m-1}{m} - r))$.

De maneira semelhante, pode-se escrever a equação (3.3) para as outras fases e representá-la na forma matricial (3.11). A expressão, como visto anteriormente, é válida no intervalo $2/3 < r < 1$ e como não há acoplamento de fluxo de dispersão entre as fases i_{s1} e i_{s6} , i_{s2} e i_{s3} e entre i_{s4} e i_{s5} , pois estão em quadratura $k_3 = 0$.

$$\boldsymbol{\lambda}_{ls135246} = ([L_{ls}] + [M_{ls}])[\mathbf{i}_s] \text{ com } L_{ls} = L_{lt} + L_{lb} \text{ e } M_{ls} = 2M_{ltb} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ls1} \\ \lambda_{ls3} \\ \lambda_{ls5} \\ \lambda_{ls2} \\ \lambda_{ls4} \\ \lambda_{ls6} \end{bmatrix} = (L_{ls}\mathbf{I}_{6 \times 6} + 2M_{ls} \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 & -k_2 & k_3 & -k_3 & 0 \\ -k_2 & k_1 & -k_2 & 0 & k_3 & -k_3 \\ -k_2 & -k_2 & k_1 & -k_3 & 0 & k_3 \\ k_3 & 0 & -k_3 & k_1 & -k_2 & -k_2 \\ -k_3 & k_3 & 0 & -k_2 & k_1 & -k_2 \\ 0 & -k_3 & k_3 & -k_2 & -k_2 & k_1 \end{bmatrix}) \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s3} \\ i_{s5} \\ i_{s2} \\ i_{s4} \\ i_{s6} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

onde $\mathbf{I}_{6 \times 6}$ é a matriz identidade de ordem 6.

3.3.2 Fluxo de Dispersão em $dqxyoh(\lambda_{lsdqxyoh})$

Como mostrado no capítulo referente a modelagem da MAH a transformação de variáveis facilita a análise e interpretação dos fenômenos. A aplicação da matriz de transformação do estator (3.12) resulta nos fluxos de dispersão desacoplados, como segue

$$\mathbf{P}_s(\alpha = 30^\circ) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\lambda_{lsdqxyoh} = \mathbf{P}_s^{-1} \lambda_{ds135246} = \mathbf{P}_s^{-1} \{ [L_{ls}] + [M_{ls}] \} \mathbf{P}_s [\mathbf{i}_{sdqxyoh}] \quad (3.13)$$

$$\mathbf{L}_{lsdqxyoh} = \mathbf{P}_s^{-1} \{ [L_{ls}] + [M_{ls}] \} \mathbf{P}_s \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} L_{lsd} \\ L_{lsq} \\ L_{lsx} \\ L_{lsy} \\ L_{lso} \\ L_{lsh} \end{bmatrix} = L_{ls} \mathbf{I}_{6 \times 6}$$

$$+2M_{ls} \begin{bmatrix} k_1 - k_2 + \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_1 - k_2 + \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_1 - k_2 - \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_1 - k_2 - \sqrt{3}k_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 + 2k_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_1 + 2k_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

onde $\mathbf{I}_{6 \times 6}$ é a matriz identidade de ordem 6. Separando as indutâncias por plano, ou subsistema, tem-se

$$L_{lsdq} = L_{lsd} = L_{lsq} = L_{ls} + 2M_{ls}(k_1 - k_2 + \sqrt{3}k_3) \quad (3.16)$$

$$L_{lsxy} = L_{lsx} = L_{lsy} = L_{ls} + 2M_{ls}(k_1 - k_2 - \sqrt{3}k_3) \quad (3.17)$$

$$L_{lsoh} = L_{lso} = L_{lsh} = L_{ls} + 2M_{ls}(k_1 + 2k_2) \quad (3.18)$$

As indutâncias podem ser normalizadas tomando como base L_{ls} ($L_{ls} = L_{lt} + L_{lb}$). O valor normalizado para M_{ls} ($M_{ls} = M_{ltb}$) é denotado por

$$k_m = \frac{M_{ltb}}{L_{lt} + L_{lb}}$$

e vai depender da forma (ranhura aberta ou semi-aberta) e das dimensões da ranhura do estator. Em termos práticos, k_m varia entre 0,25 a 0,35. O comportamento dessas indutâncias de dispersão em função do encurtamento da bobina pode ser observado na Fig. 3.3. Na análise

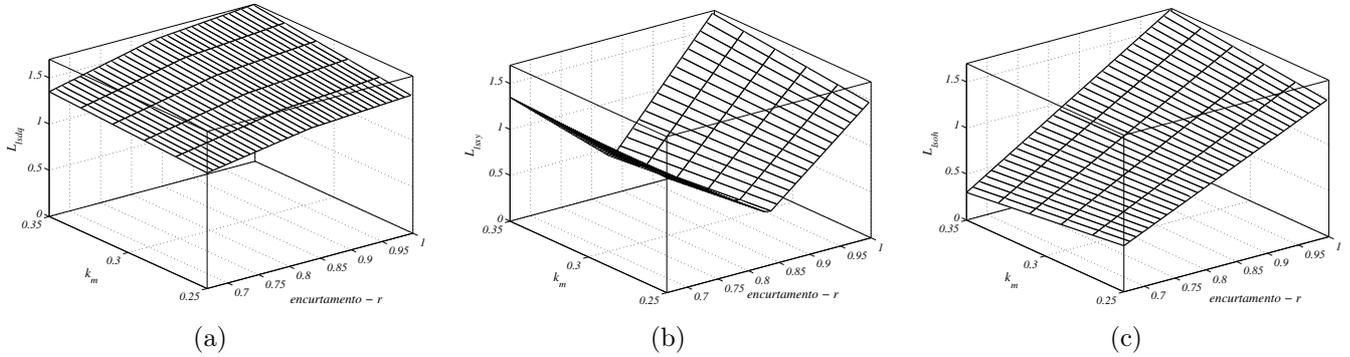


Figura 3.3. Representação normalizada das indutâncias de dispersão do estator em função de k_m e do encurtamento r : a) L_{lsdq} , b) L_{lsky} e c) L_{lsoh} .

das curvas mostradas na Fig. 3.3(b), nota-se que a indutância do subsistema xy (L_{lsky}) é elevada nos encurtamentos $r = 1$ e $2/3$. Em termos de disposição dos enrolamentos, isto significa que o ideal é não ter, numa mesma ranhura, condutores de conjuntos trifásicos diferentes, i.e., $k_3 = 0$. Para $r = 5/6$, bastante comum nas máquinas trifásicas, a indutância L_{lsky} é mínima na faixa estudada e se mostra inadequada em acionamentos com inversores de tensão. Na Fig. 3.3(a), observa-se que a indutância L_{lsdq} varia muito pouco com a variação de r e que em $r = 1$ implica $L_{lsdq} = L_{lsky}$.

Estes resultados mostram a importância da escolha adequada do encurtamento da bobina (r) e sua influência nas indutâncias de dispersão. Qual encurtamento de bobina produz melhor indutância de dispersão no plano xy e menor influência na curva de conjugado? Dos gráficos da Fig. 3.3, observa-se que quanto maior k_m , a relação $L_{lsdq}(r = 1)/L_{lsdq}(r = 5/6)$ praticamente não varia (aumenta pouco) e a relação $L_{lsky}(r = 1)/L_{lsky}(r = 5/6)$ aumenta bastante. De maneira que, a escolha adequada de k_m , i.e., a forma da ranhura pode resultar em valores maiores de L_{lsky} e L_{lsdq} . O aumento de L_{lsdq} pode implicar numa redução do conjugado de partida e do conjugado máximo. Tal efeito pode ser compensado com escolha de $r = 1$ que elevaria o fator de enrolamento (pelo fator de passo unitário).

3.3.3 Modelo Complexo da MAH

O modelo dinâmico da máquina hexafásica apresentado a seguir é uma síntese do modelo desenvolvido no capítulo sobre modelagem. No referencial do estator, o modelo é descrito por

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{sdq} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{rdq} - j\omega_r \boldsymbol{\lambda}_{rdq} \quad (3.20)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq} = L_{ss} \mathbf{i}_{sdq} + L_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (3.21)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq} = L_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + L_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (3.22)$$

$$C_e = 3PL_{sr}(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (3.23)$$

$$\mathbf{v}_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + L_{lsxy} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{v}_{soh} = r_s \mathbf{i}_{soh} + L_{lsoh} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{soh} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{v}_{ro} = r_r \mathbf{i}_{ro} + L_{lr} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{ro} \quad (3.26)$$

onde $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$, e $\boldsymbol{\lambda}_{sdq} = \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$ 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 $\boldsymbol{\lambda}_{sxy} = \lambda_{sx} + j\lambda_{sy}$ são os vetores complexos, no plano xy , de tensão, corrente e fluxo do estator, respectivamente, $\mathbf{v}_{soh} = v_{so} + jv_{sh}$, $\mathbf{i}_{soh} = i_{so} + ji_{sh}$, e $\boldsymbol{\lambda}_{soh} = \lambda_{so} + j\lambda_{sh}$ são os vetores complexos de seqüência zero, no plano oh , 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; ω_r é a frequência angular elétrica do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e rotor; $L_{ss} = L_{lsdq} + 3L_{ms}$ e L_{lsxy} são as indutâncias cíclica e de dispersão do estator nos planos dq e xy respectivamente. L_{lsoh} é a indutância de seqüência zero. As indutâncias cíclicas e de dispersão do rotor $L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$ e L_{lr} , respectivamente e $L_{sr} = \sqrt{2}\frac{3}{2}M_{sr}$ é a indutância mútua.

As equações (3.24) e (3.25) podem ser utilizadas na estimação de r_s sem, no entanto, produzir perturbação de conjugado eletromagnético na máquina hexafásica. O modelo “ sh ” (3.25) pode ser usado desde que se faça a conexão entre os dois conjuntos trifásicos (configuração neutro simples $n_1 = n_2$). Todavia, o modelo “ so ” não é usado pelos mesmos problemas apre-

sentados na máquina trifásica, i.e., a necessidade da conexão do neutro da máquina ao ponto central dos capacitores que produz desequilíbrios nos mesmos.

3.3.4 Modelos de Estimação

A facilidade e a quantidade dos sinais a serem medidos pode determinar a escolha do modelo de estimação. Os modelos (3.27), (3.28) e (3.29), quando excitados de forma persistente, são adequados para a estimação de r_s , L_{lsx} , L_{lsy} e L_{lsh} indiferentemente.

$$v_{sx} = r_s i_{sx} + L_{lsx} \frac{d}{dt} i_{sx} \quad (3.27)$$

$$v_{sy} = r_s i_{sy} + L_{lsy} \frac{d}{dt} i_{sy} \quad (3.28)$$

$$v_{sh} = r_s i_{sh} + L_{lsh} \frac{d}{dt} i_{sh} \quad (3.29)$$

As tensões de referência de fase, de acordo com o tipo de MAH ($\alpha = 30$ ou 60°), são expressas para cada conjunto trifásico, por

$$v_{si} = V_m \cos(\omega t - (i - 1) \frac{\pi}{3}) \text{ para } i = 1, 3, 5 \quad (3.30)$$

$$v_{sk} = V_m \cos(\omega t - (k - 2) \frac{\pi}{3} - \alpha) \text{ para } k = 2, 4, 6 \quad (3.31)$$

e juntas, formam o vetor $\mathbf{v}_s = [v_{s1} \ v_{s3} \ v_{s5} \ v_{s2} \ v_{s4} \ v_{s6}]^T$ que aplicado à MAH resulta no vetor $\mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s3} \ i_{s5} \ i_{s2} \ i_{s4} \ i_{s6}]^T$. A definição dos sinais medidos, para a estimação, depende do tipo de MAH e do eixo escolhido (x , y ou h). Para que o número de sensores do sistema de aquisição seja o menor possível, é aplicada a matriz de transformação às tensões de fase e as simplificações decorrentes das condições de contorno: $i_{s1} + i_{s3} + i_{s5} = 0$, $i_{s2} + i_{s4} + i_{s6} = 0$. Assim, as expressões resultantes para o cálculo de v_{sx} , v_{sy} , i_{sx} e i_{sy} são:

- MAH – 30°

$$\begin{aligned} v_{sx} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(2v_{s1} - v_{s3} - v_{s5} - \sqrt{3}v_{s2} + \sqrt{3}v_{s4} \right) \\ v_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(v_{s13} + v_{s15} + \sqrt{3}v_{s42} \right) \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} i_{sx} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(2i_{s1} - \sqrt{3}i_{s2} - i_{s3} + \sqrt{3}i_{s4} - i_{s5} \right) \\ i_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} [3i_{s1} + \sqrt{3}(i_{s4} - i_{s2})] \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} v_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(v_{s2} - \sqrt{3}v_{s3} + v_{s4} + \sqrt{3}v_{s5} - 2v_{s6} \right) \\ v_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(v_{s26} + v_{s46} + \sqrt{3}v_{s53} \right) \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} i_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(i_{s2} - \sqrt{3}i_{s3} + i_{s4} + \sqrt{3}i_{s5} - 2i_{s6} \right) \\ i_{sy} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} [-3i_{s6} + \sqrt{3}(i_{s5} - i_{s3})] \end{aligned} \quad (3.35)$$

- MAH – 60°

$$\begin{aligned} v_{sx} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(v_{s1} - \frac{1}{2}v_{s3} - \frac{1}{2}v_{s5} - \frac{1}{2}v_{s2} + v_{s4} - \frac{1}{2}v_{s6} \right) \\ v_{sx} &= \frac{1}{2\sqrt{3}} (v_{s13} + v_{s15} + v_{s42} + v_{s46}) \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} i_{sx} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left(i_{s1} - \frac{1}{2}i_{s2} - \frac{1}{2}i_{s3} + i_{s4} - \frac{1}{2}i_{s5} - \frac{1}{2}i_{s6} \right) \\ i_{sx} &= \frac{3}{2\sqrt{3}} (i_{s1} + i_{s4}) \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$v_{sy} = \frac{1}{2} (v_{s2} - v_{s3} + v_{s5} - v_{s6}) = \frac{1}{2} (v_{s53} + v_{s26}) \quad (3.38)$$

$$i_{sy} = \frac{1}{2} (i_{s2} - i_{s3} + i_{s5} - i_{s6}) \quad (3.39)$$

Para a conexão neutro simples ($i_{s1} + i_{s3} + i_{s5} + i_{s2} + i_{s4} + i_{s6} = 0$) as linhas o e h , da matriz de transformação, se modificam. Assim, as expressões para o cálculo de v_{sh} e i_{sh} (válidas para qualquer tipo de MAH) são:

$$\begin{aligned} v_{sh} &= \frac{1}{\sqrt{6}} (v_{s1} + v_{s3} + v_{s5} - v_{s2} - v_{s4} - v_{s6}) \\ v_{sh} &= \frac{1}{\sqrt{6}} (v_{s12} + v_{s34} + v_{s56}) \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$i_{sh} = \frac{2}{\sqrt{6}} (i_{s1} + i_{s3} + i_{s5}) \quad (3.41)$$

Nota-se que, na MAH – 60° para se obter v_{sx} (3.36) e i_{sx} (3.37) são necessários quatro sensores de tensão e dois de corrente o que resulta num total de seis sensores. Pelas expressões de v_{sy} (3.38) e i_{sy} (3.39) são necessários dois sensores de tensão e quatro de corrente o que dá também um total de seis sensores. Na MAH – 30°, em quaisquer dos eixos, são necessários três sensores de corrente e três de tensão totalizando, também, seis sensores. A estimação com neutro simples, isto é, com os sinais de sequência zero v_{sh} e i_{sh} , são empregados sempre três sensores de corrente e três de tensão e vale para qualquer configuração (MAH 30 ou 60°).

3.4 ESTRATÉGIA DE ESTIMAÇÃO

3.4.1 Método dos Mínimos Quadrados

O uso da técnica de estimação de mínimos quadrados (*LS*) exige que se tenha um modelo de regressão do sistema sob estudo. Considere que a relação entre a entrada e a saída de um sistema dinâmico seja descrito pela equação de diferenças

$$y(t) = a_1y(t-1) - \dots - a_ny(t-n) + b_1u(t-1) + \dots + b_mu(t-m) \quad (3.42)$$

usando a notação na forma vetorial, têm-se

$$\theta = [a_1 \dots a_n \quad b_1 \dots b_m]^T \quad (3.43)$$

e

$$\Gamma^T(t) = [-y(t-1) \dots - y(t-n) \quad u(t-1) \dots u(t-m)] \quad (3.44)$$

A equação 3.42 pode ser reescrita como

$$y(t) = \Gamma^T(t)\theta \quad (3.45)$$

Para enfatizar que o cálculo de $y(t)$ depende dos parâmetros (*equação de regressão*) anteriores de θ , escreve-se a equação acima como

$$\hat{y}(t|\theta) = \Gamma^T(t)\theta \quad (3.46)$$

sendo $\hat{y}(t|\theta)$, $\Gamma(t)$ e θ , respectivamente o vetor de predição, a matriz de regressão e o vetor paramétrico.

Obtido o modelo na forma de regressão linear, pode-se utilizar a estratégia de mínimos quadrados para a determinação dos parâmetros desejados. As equações básicas do algoritmo de mínimos quadrados recursivo (*RLS*) usadas para estimar o vetor paramétrico θ neste trabalho são apresentadas em (MIDDLETON; GOODWIN, 1990).

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)[y(t) - \Gamma^T(t)\hat{\theta}(t-1)] \quad (3.47)$$

$$K(t) = \frac{P(t-1)\Gamma(t)}{\lambda(t) + \Gamma^T(t)P(t-1)\Gamma(t)} \quad (3.48)$$

$$P(t) = [P(t-1) - \frac{P(t-1)\Gamma(t)\Gamma^T(t)P(t-1)}{\lambda(t) + \Gamma^T(t)P(t-1)\Gamma(t)}] / \lambda(t) \quad (3.49)$$

onde $K(t)$ é a matriz de ganho, $P(t)$ matriz de covariância assintótica e $\lambda(t)$ é o fator de esquecimento.

Das equações (3.27), (3.28) e (3.29) é possível determinar o modelo de regressão linear como em (3.46). De (3.27), (3.28) ou (3.29) o modelo de regressão é expresso por:

$$y(t) = [v_{sw}] \quad (3.50)$$

$$\Gamma(t) = [i_{sw} \quad di_{sw}/dt] \quad (3.51)$$

$$\theta = [r_s \quad L_{lsw}]^T \quad (3.52)$$

onde o índice w corresponde às variáveis x , y ou h indiferentemente.

Este modelo é concebido para ser empregado durante um curto intervalo de estimação, simplesmente injetando uma pequena tensão de seqüência zero (v_{sx} , v_{sy} ou v_{sh}) 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 $di_{sh}/dt = 0$) e apenas a resistência do estator é estimada.

3.4.2 Projeto do Experimento

O conhecimento preliminar seja por dados de projeto ou por ensaios de regime dos parâmetros é uma forma de avaliar a consistência dos modelos, a persistência dos sinais e o algoritmo de estimação. Também, a fim de avaliar a influência do passo da bobina no valor dos parâmetros são realizados ensaios numa $MAH - 30^\circ$ com passo pleno ($r = 1$) e outra com passo encurtado na situação, mais desfavorável, $r = 5/6$ como visto na teoria.

3.4.2.1 Determinação dos Parâmetros da MAH Os métodos clássicos são baseados nos ensaios em regime permanente senoidal (a vazio e rotor travado) com o objetivo de identificar as indutâncias de dispersão de uma máquina de assíncrona hexafásica. Entretanto, são procedimentos normalmente executados em laboratório, que necessitam da intervenção do operador e são realizados num único ponto de operação. Os quatro procedimentos que se seguem

são realizados em três máquinas hexafásicas distintas com deslocamento α de 30 (uma de passo pleno - A, outra de passo encurtado - B) e 60°.

Ensaio CC

Este ensaio visa determinar a resistência dos enrolamentos estatóricos. Aplica-se uma tensão ajustável contínua e com as medidas de tensão e corrente em cada um dos enrolamentos, determina-se $r_s = V_{cc}/I_{cc}$ [Ω]. Os valores indicados na Tab. 3.1 resultam da média aritmética da resistência calculada nas 6 fases.

Ensaio dq

Este ensaio consiste em alimentar a MAH por um sistema com seis tensões senoidais equilibradas de seqüência dq , isto é, com a amplitude e defasagem como indicadas nas equações (3.30) e (3.31). Sob esta condição de alimentação, a fmm resultante de cada conjunto trifásico é girante, e se somam produzindo uma fmm total também girante. O fato do sistema de alimentação ser equilibrado e senoidal faz com que não existam correntes de circulação entre os conjuntos e conseqüentemente só o subsistema dq é excitado.

Inicialmente, a MAH é posta em vazio e levada a velocidade síncrona por uma máquina auxiliar (escorregamento $S = 0$). Observa-se no esquema mostrado na Fig. 3.4(a), a fonte senoidal hexafásica formada por dois variadores de tensão trifásicos ($V_{3\phi}$). O defasamento entre as tensões dos conjuntos trifásicos é conseguida, inserindo-se um transformador trifásico (conexão $Y - \Delta$ produz o deslocamento de 30° ou YY que produz o deslocamento de 180°) no segundo conjunto trifásico. A potência trifásica ($P_{3\phi}$ e $Q_{3\phi}$) de um dos conjuntos é medida por um instrumento digital que além disso, dá o valor *rms* verdadeiro da tensão e corrente de linha. Os voltímetros e amperímetros permitem verificar a divisão equânime da potência total entre os dois conjuntos ($P_{dq6\phi} = 2P_{3\phi}$ e $Q_{dq6\phi} = 2Q_{3\phi}$).

Seja E_c a força contra eletromotriz de fase, obtida a partir do diagrama fasorial que relaciona tensão de fase (V_f), corrente de fase (I_s) e seu respectivo defasamento $\varphi = \angle_{V_f}^{I_s}$. Assim seu valor é determinado pela expressão:

$$E_c = \sqrt{V_s^2 + (r_s I_s)^2 - 2V_f(r_s I_s) \cos \varphi} \quad (3.53)$$

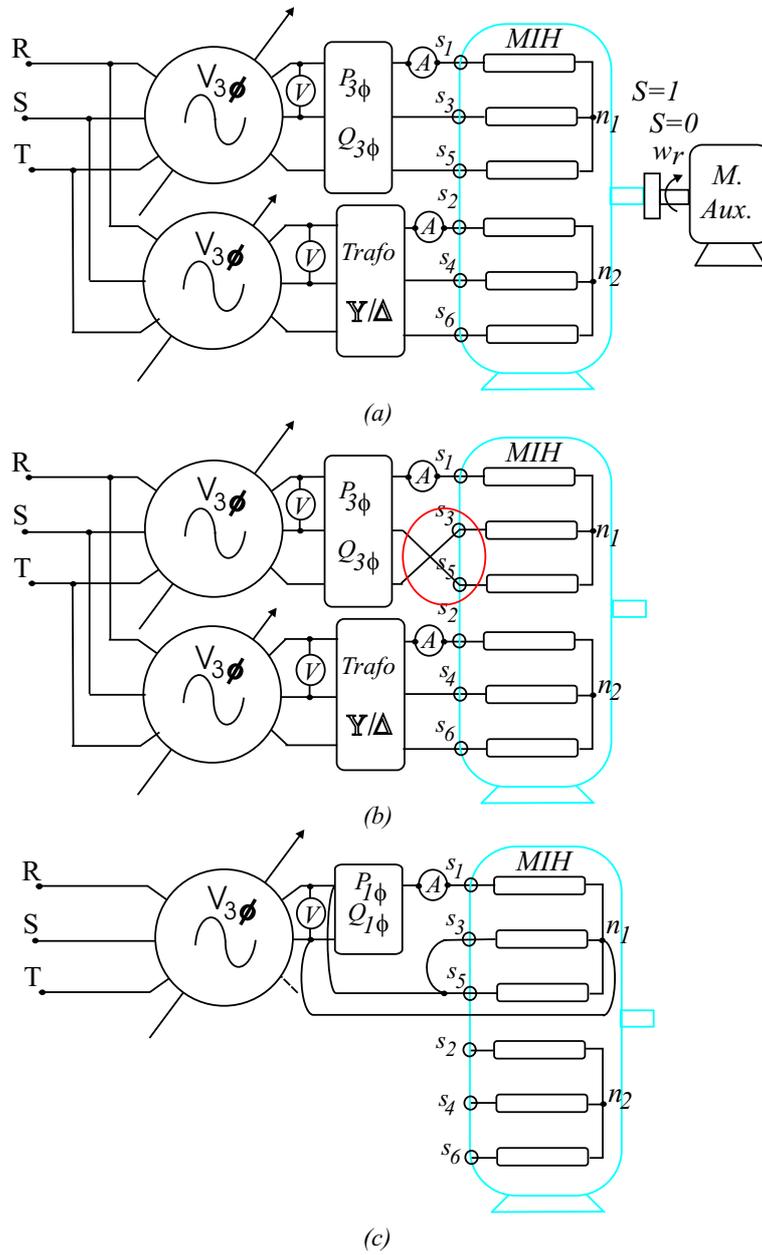


Figura 3.4. Esquema de ligação: a) ensaio *dq*; b) ensaio *xy* e c) ensaio *oh* .

Este rigor é desnecessário nos circuitos fortemente indutivos onde $\omega L_s \gg r_s$ e que resulta em $E_c \simeq V_f$. No entanto, nas medidas de indutâncias fracas como as de dispersão este erro pode ser considerável.

A primeira etapa do ensaio é feito com a máquina em vazio e girando com a velocidade síncrona ($\omega_r = \omega_s \implies$ escorregamento $S = 0$) ajudada por um motor auxiliar (*M. Aux.*). A partir do modelo desenvolvido anteriormente, o valor da indutância estatórica não sofre influência do circuito do rotor e é determinado por

$$L_{ss} = L_{lsdq} + 3L_{ms} = \frac{6E_c^2}{\omega_s Q_{dq6\phi}} \quad (3.54)$$

Pelo ensaio de rotor travado ($S = 1$), com tensão reduzida, é possível extrair a parcela de dispersão (σL_s) nos motores com rotor gaiola de esquilo. Com as leituras de potência (ativa e reativa) e corrente, são identificados a constante de tempo rotórica e o coeficiente de dispersão σ que são calculados como segue

$$\tau_r = \frac{L_r}{r_r} = -\frac{1}{\omega_s} \frac{\left(\frac{Q_{dq6\phi}}{6I_s^2} - L_{ss}\omega_s\right)}{\left(\frac{P_{dq6\phi}}{6I_s^2} - r_s\right)} \quad (3.55)$$

Pela definição do coeficiente de acoplamento estator-rotor

$$k^2 = \frac{L_{sr}}{L_{ss}L_r} = \frac{\left(\frac{3M_{sr}}{\sqrt{2}}\right)^2}{(L_{lsdq} + 3L_{ms})(L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr})} \quad (3.56)$$

tem-se o coeficiente de acoplamento magnético entre os dois conjuntos trifásicos e o rotor pela expressão

$$k = \sqrt{\frac{\left(\frac{P_{dq6\phi}}{6I_s^2} - r_s\right)(1 + \tau_r^2\omega_s^2)}{(\tau_r L_{ss}\omega_s^2)}} \quad (3.57)$$

conseqüentemente, o coeficiente de dispersão estator-rotor, é dado por

$$\sigma = 1 - k^2 \quad (3.58)$$

A indutância de dispersão total vista do estator é então

$$\sigma L_{ss} \simeq L_{lsdq} + L'_{lr} \quad (3.59)$$

onde L'_{lr} representa a indutância de dispersão do rotor refletida no estator e naturalmente depende dos fatores de enrolamento do estator e rotor.

Ensaio xy

A partir das ligações do ensaio anterior, fazendo-se a permuta de duas fases em um dos conjuntos trifásicos (tensões de seqüência xy), como mostrado na Fig. 3.4(b), as fmm s resultantes por conjunto continuam girantes, mas agora em oposição. Isto resulta num campo total nulo e as correntes estatórica são somente devido à circulação entre os conjuntos trifásicos. O conjugado eletromagnético é nulo e assim somente o subsistema xy é excitado permitindo determinar a indutância de dispersão

$$L_{lsxy} = \frac{6E_c^2}{\omega_s Q_{xy6\phi}} \quad (3.60)$$

onde $Q_{xy6\phi}$ representa a potência reativa total. Observe que a tensão aplicada é normalmente baixa devido a pequena impedância ($Z_{sxy} = r_s + jL_{lsxy}$) que limita a corrente.

Ensaio oh

Alimentando um dos conjuntos trifásicos segundo o esquema mostrado na Fig. 3.4(c) por três tensões homopolares, isto é, pela mesma tensão (tensão de seqüência oh). Deste modo a fmm resultante é pulsante e não há acoplamento com o rotor. Assim, somente o subsistema oh é excitado e a indutância de dispersão dada por

$$L_{lsoh} = \frac{E_c^2}{\omega_s Q_{o1\phi}} \quad (3.61)$$

onde $Q_{o1\phi}$ representa a potência reativa monofásica. Pelos mesmos motivos do ensaio anterior a tensão aplicada é reduzida.

Na Tab. 3.1, resume-se os parâmetros obtidos para 3 tipos de MAH, cujos dados de placa são:

- MAH – 30°A ($r = 1$): Marca WEG, Pot. nominal - 1CV, tensão de fase - 220V, freq. - 60Hz, 4 pólos.
- MAH – 30°B ($r = 5/6$): Marca WEG, Pot. nominal - 1CV, tensão de fase - 220V, freq. - 60Hz, 4 pólos.
- MAH – 60: Marca WEG, Pot. nominal - 1CV, tensão de fase - 220V, freq. - 60Hz, 4 pólos.

Os protótipos são construídos a partir de motores trifásicos, de mesma carcaça e mesmas características de ranhuras no estator e rotor, por rebobinamento.

Tabela 3.1. Ensaio para determinação dos parâmetros da MAH.

| | | Ensaio | | |
|-------------|---------------------|------------|------------|-----------|
| Ensaio | Parâmetro | MAH - 30°A | MAH - 30°B | MAH - 60° |
| CC | $r_s[\Omega]$ | 16,20 | 15,80 | 12,50 |
| $dq(S = 0)$ | $L_{ss}[H]$ | 1,47 | 1,38 | 1,39 |
| $dq(S = 1)$ | σ | 0,052 | 0,054 | 0,055 |
| | $\sigma L_{ss}[mH]$ | 76,30 | 75,10 | 76,50 |
| | $\tau_r[s]$ | 0,1558 | 0,1480 | 0,1526 |
| | $r_r[\Omega]$ | 8,90 | 8,90 | 8,90 |
| xy | $L_{lsxy}[mH]$ | 45,80 | 2,90 | 30,60 |
| oh | $L_{lsoh}[mH]$ | 73,80 | 42,40 | 55,60 |

3.4.2.2 Sistema de Acionamento CA A caracterização da máquina elétrica é feita considerando que a MAH é parte de um sistema de acionamento CA controlado por um microcomputador como esquematizado na Fig. 3.5. A plataforma de acionamento é composta de um *conversor* de potência que reúne um retificador não controlado e um inversor fonte de tensão de seis braços (*IGBTs - SEMIKRON*), uma máquina hexafásica e um microcomputador Pentium-II, 350MHz equipado com placas dedicadas para o controle do inversor e aquisição dos dados. Um programa desenvolvido em linguagem C controla o funcionamento do sistema, gerando os pulsos de comando, através da técnica de modulação escalar digital (JACOBINA; LIMA; SILVA, 1997), com controle tipo *Volts/Hertz*. As estratégias *PWM* aplicadas aqui serão discutidas em detalhe no capítulo seguinte. O período de amostragem foi ajustado em $100\mu s$ e igual ao período de chaveamento do inversor de tensão hexafásico. O sistema de aquisição de dados digitais é formado por 11 conversores A/D (12 bits- $10\mu s$) e sensores de efeito Hall, que permitem a medição de até 5 tensões e 6 correntes, trabalhando num nível de tensão de 10 V que dá o isolamento galvânico, necessário, dos terminais da máquina e do conversor eletrônico de potência.

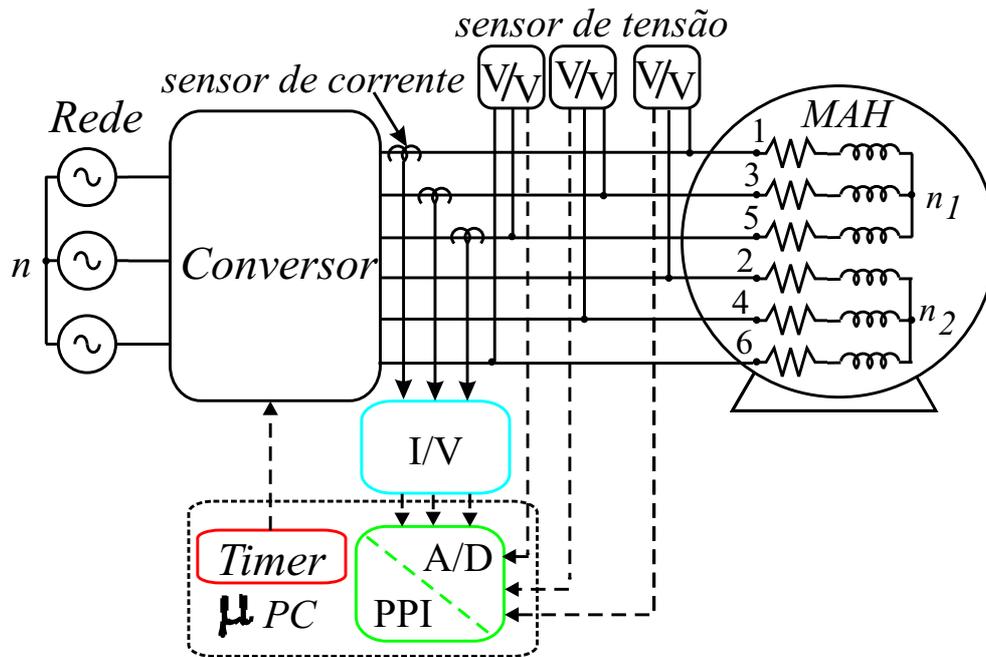


Figura 3.5. Sistema de acionamento e aquisição de dados.

3.4.2.3 Sinais de Excitação De modo geral, num experimento de estimação de parâmetros, assume-se que o sinal de entrada selecionado excite todos os modos do sistema em estudo. Assim, o número de parâmetros a estimar especifica o quanto deve ser amplo o espectro de frequência do sinal de entrada. Neste trabalho, os sinais de excitação (v_{sx} , v_{sy} ou v_{sh}) escolhidos são de baixo conteúdo harmônico e amplitude igual a 10% do sinal fundamental. O suficiente para excitar os diversos modelos de seqüência zero (x , y e h) das diversas máquinas.

Sinais de excitação (MAH – 30°)

Considerando que a máquina está alimentada com as tensões adequadas e funcionando normalmente, somam-se às tensões de referência uma pequena componente v_{sx} ou v_{sy} , de acordo com o eixo que se quer excitar, isto é, para

- *estimação pelo eixo x*

$$v'_{s1} = v_{s1} - v_{sx}/2 \quad (3.62)$$

$$v'_{s3} = v_{s3} + v_{sx} \quad (3.63)$$

$$v'_{s5} = v_{s5} + v_{sx} \quad (3.64)$$

$$v'_{s2} = v_{s2} + v_{sx}/\sqrt{3} \quad (3.65)$$

$$v'_{s4} = v_{s4} - v_{sx}/\sqrt{3} \quad (3.66)$$

$$v'_{s6} = v_{s6} \quad (3.67)$$

$$v'_{sx} = \frac{5v_{sx}}{2\sqrt{3}} \quad (3.68)$$

- *estimação pelo eixo y*

$$v'_{s1} = v_{s1} \quad (3.69)$$

$$v'_{s3} = v_{s3} + v_{sy}/\sqrt{3} \quad (3.70)$$

$$v'_{s5} = v_{s5} - v_{sy}/\sqrt{3} \quad (3.71)$$

$$v'_{s2} = v_{s2} - v_{sy} \quad (3.72)$$

$$v'_{s4} = v_{s4} - v_{sy} \quad (3.73)$$

$$v'_{s6} = v_{s6} + v_{sy}/2 \quad (3.74)$$

$$v'_{sy} = \frac{5v_{sy}}{2\sqrt{3}} \quad (3.75)$$

Sinais de excitação (MAH – 60°)

Na máquina com $\alpha = 60^\circ$, o procedimento é semelhante

- *estimação pelo eixo x*

$$v'_{s1} = v_{s1} + v_{sx} \quad (3.76)$$

$$v'_{s3} = v_{s3} - 2v_{sx} \quad (3.77)$$

$$v'_{s5} = v_{s5} - 2v_{sx} \quad (3.78)$$

$$v'_{s2} = v_{s2} - 2v_{sx} \quad (3.79)$$

$$v'_{s4} = v_{s4} + v_{sx} \quad (3.80)$$

$$v'_{s6} = v_{s6} - 2v_{sx} \quad (3.81)$$

$$v'_{sx} = \sqrt{3}v_{sx} \quad (3.82)$$

- *estimação pelo eixo y*

$$v'_{s1} = v_{s1} \quad (3.83)$$

$$v'_{s3} = v_{s3} + v_{sy} \quad (3.84)$$

$$v'_{s5} = v_{s5} - v_{sy} \quad (3.85)$$

$$v'_{s2} = v_{s2} - v_{sy} \quad (3.86)$$

$$v'_{s4} = v_{s4} \quad (3.87)$$

$$v'_{s6} = v_{s6} + v_{sy} \quad (3.88)$$

$$v'_{sy} = 2v_{sy} \quad (3.89)$$

A estimação pelo eixo x ou y tem a vantagem de não necessitar da conexão entre os neutros dos dois conjuntos trifásicos. Com a conexão neutro simples ($n_1 = n_2$) o eixo h pode ser excitado, somando-se às tensões de referência a componente homopolar v_{sh} como segue

- *estimação pelo eixo h*

$$v'_{s1} = v_{s1} + v_{sh} \quad (3.90)$$

$$v'_{s3} = v_{s3} + v_{sh} \quad (3.91)$$

$$v'_{s5} = v_{s5} + v_{sh} \quad (3.92)$$

$$v'_{s2} = v_{s2} - v_{sh} \quad (3.93)$$

$$v'_{s4} = v_{s4} - v_{sh} \quad (3.94)$$

$$v'_{s6} = v_{s6} - v_{sh} \quad (3.95)$$

$$v'_{sh} = \sqrt{6}v_{sh} \quad (3.96)$$

Esses sinais injetados excitam somente o eixo correspondente e não interferem no conjugado eletromagnético. Por exemplo, em (3.62)-(3.67), aplica-se v'_{si} ($i = 1$ a 6) aos enrolamentos da máquina onde v_{sx} é o termo, que não altera o fluxo no entreferro, como desejado. Porém distorce a tensão de referência fundamental que é usada como um sinal modulante do *PWM* hexafásico. As tensões de linha v_{s13} , v_{s15} e v_{s42} e as correntes i_{s1} , i_{s2} e i_{s4} são medidas por um sistema de aquisição. A corrente i_{sx} e a tensão v_{sx} são calculadas por (3.32) e (3.33) respectivamente.

De modo análogo, aplicando as tensões dadas pelas expressões (3.69)-(3.74) é possível estimar os parâmetros pelo eixo y , onde a tensão v_{sy} e a corrente i_{sy} são calculadas por (3.34) e (3.35) respectivamente. O mesmo é válido para a componente v_{sh} .

Os ruídos de alta frequência na tensão e corrente de seqüência zero são eliminados por um filtro digital, cuja frequência de corte é 4 vezes maior que a frequência da componente de seqüência zero, possibilitando assim o cálculo da derivada de corrente

$$\frac{d\hat{i}_{sw}(t)}{dt} = \frac{\hat{i}_{sw}(t+T) - \hat{i}_{sw}(t)}{T} \quad (3.97)$$

onde T é o período de amostragem, com $w = x, y$ ou h , e \hat{i}_{sw} a corrente filtrada. Processando os dados de tensão, da corrente e da derivada de corrente, através do algoritmo de mínimos quadrados recursivo, os valores de r_s , L_{lsx} , L_{lsy} e L_{lsh} são determinados.

3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais relativos aos modelos utilizados para estimação. Também, os aspectos relacionados com a convergência das estimativas e a relação sinal ruído serão discutidos.

As máquinas são alimentadas por um inversor fonte de tensão e controlados por modulação *PWM* (capítulo 4). Os resultados experimentais são apresentados através de curvas e tabelas. Como descrito anteriormente o sistema de aquisição de dados é formado por 11 canais, mas somente 6 deles são utilizados para medição de tensão e correntes de linha sendo a quantidade de sensores de tensão e corrente dependente do tipo de *MAH* e do modelo estimado. A estimação a partir dos dados experimentais foi realizada em ambiente *MATLAB*. Em todos os experimentos foram armazenados 10.000 pontos de cada variável e manteve-se o período de amostragem constante e igual ao período de chaveamento do inversor de tensão hexafásico ($100\mu s$).

O algoritmo de estimação empregado para processar os dados experimentais foi o de mínimos quadrados (*LS*), que é desejável nas aplicações de tempo real.

3.5.1 Estimação *MAH* – $30^\circ(A)$

A *MAH* – $30^\circ(A)$ é projetada com enrolamento passo pleno ($r = 1$) para se obter a indutância de dispersão L_{lsxy} com o maior valor possível. Nas Tabs. 3.2 e 3.3 são apresentados os valores estimados da resistência estatórica (r_s) em função da frequência fundamental ($f_s = 10, 20, 30, 50$ e $60Hz$) para os eixos x e y respectivamente. Nas estimações, aplicou-se um sinal com baixo conteúdo harmônico indicado por f_{sx} ou f_{sy} . A estimação dos parâmetros é inicializada com zero. Como era de se esperar, os valores estimados pelos dois eixos são bem próximos e consistentes com o valor obtido no ensaio *CC* clássico ($r_s = 16,2 \Omega$). No entanto, há uma discrepância importante entre os valores estimados com a injeção de sinal *CC* ($f_{sx} = f_{sy} = 0Hz$ e amplitude 10%), por causa de uma baixa relação sinal-ruído, principalmente em baixa frequên-

cia da fundamental, e problemas de “*off-set*” dos sinais medidos. Os valores estimados em alta frequência (50 e 60Hz), sofrem menos influência de *off-set* na medição dos sinais e portanto são mais precisos.

Nas Tabs. 3.4 e 3.5, são apresentados os valores estimados das indutâncias de dispersão L_{lsx} e L_{lsy} para o mesmo conjunto de frequências utilizadas na estimativa da resistência. Comparando os valores obtidos nos dois modelos (x e y), verifica-se uma boa concordância entre eles. Em relação ao valor obtido no ensaio clássico (45,8 mH; realizado em 60 Hz) há um erro máximo de 4,4%. Em termos gerais, para evitar as grandes discrepâncias nos procedimentos de estimação é possível aumentar as amplitudes de v_{sx} e v_{sy} , e melhorar a relação sinal-ruído.

Tabela 3.2. Estimação da resistência do estator MAH – 30°(A) - (eixo x).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 16, 2\Omega$) | | | | | |
|--|------|------|------|------|------|
| $f_{sx} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 0 | 14,3 | 15,2 | 15,7 | 16,0 | 16,6 |
| 10 | 17,3 | 16,7 | 16,5 | 16,5 | 16,8 |
| 20 | | 17,6 | 16,7 | 16,6 | 16,8 |
| 30 | | | 17,6 | 16,7 | 17,0 |
| 50 | | | | 17,4 | 17,0 |
| 60 | | | | | 16,1 |

Tabela 3.3. Estimação da resistência do estator MAH – 30°(A) - (eixo y).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 16, 2\Omega$) | | | | | |
|--|------|------|------|------|------|
| $f_{sy} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 0 | 21,9 | 19,7 | 18,8 | 18,1 | 17,4 |
| 10 | 15,8 | 16,4 | 16,7 | 16,7 | 16,6 |
| 20 | | 16,5 | 16,8 | 16,8 | 16,5 |
| 30 | | | 16,5 | 17,2 | 16,7 |
| 50 | | | | 17,3 | 17,4 |
| 60 | | | | | 16,3 |

Tabela 3.4. Estimação da indutância de dispersão do estator MAH – 30°(A) - (eixo x).

| Estimação L_{lsx} (mH) - (Ensaio $L_{lsxy} = 45, 80mH$) | | | | | |
|--|------|------|------|------|------|
| $f_{sx} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 45,4 | 49,3 | 48,1 | 49,7 | 47,4 |
| 20 | | 45,7 | 47,2 | 48,6 | 47,9 |
| 30 | | | 43,9 | 48,2 | 45,7 |
| 50 | | | | 45,1 | 45,4 |
| 60 | | | | | 43,8 |

Tabela 3.5. Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 30^\circ(A)$ - (eixo y).

| Estimação $L_{lsy}[mH]$ - (Ensaio $L_{lsxy} = 45,80mH$) | | | | | |
|--|------|------|------|------|------|
| $f_{sy} \downarrow f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 52,0 | 51,1 | 50,3 | 50,5 | 50,5 |
| 20 | | 54,9 | 48,8 | 49,6 | 50,9 |
| 30 | | | 52,2 | 49,3 | 48,6 |
| 50 | | | | 45,2 | 48,0 |
| 60 | | | | | 45,5 |

As curvas mostradas nas Figs. 3.6(a) e (b), ilustram a evolução no tempo dos sinais de excitação de seqüência zero empregados no processo de estimação v_{sx} e i_{sx} ($f_s = 60Hz$ - $f_{sx} = f_{sy} = 20Hz$), e em (c) e (d) v_{sy} e i_{sy} . Embora distorcidos possuem componente fundamental em $20Hz$. A evolução no tempo dos parâmetros contínuos para os eixos x (r_s e L_{lsx}) e y (r_s e L_{lsy}) são mostradas nas Figs. 3.7 (a), (b), (c) e (d) respectivamente. Observam-se nas curvas picos no regime transitório devido à inicialização com zero mas todas convergem rapidamente. As curvas mostradas nas Figs. 3.8(a), (b) e (c), ilustram o comportamento das correntes de fase estática (i_{s1} , i_{s2} e i_{s4}) quando a componente de seqüência zero i_{sx} ($20Hz$) é acrescentada a corrente fundamental ($f_s = 60Hz$). As curvas mostradas nas Figs. 3.9(a), (b) e (c), ilustram o comportamento das correntes de fase estática (i_{s3} , i_{s5} e i_{s6}) quando a componente de seqüência zero i_{sy} ($20Hz$) é acrescentada à corrente fundamental ($f_s = 60Hz$). As distorções observadas vão garantir a persistência do sinal e a estimação de mais de um parâmetro.

Fazendo a conexão entre os centros de estrela é possível também estimar os valores de resistência do estator (r_s) e da indutância de dispersão (L_{lsh}) pelo eixo h . Na Tab. 3.6, são apresentados os valores estimados da resistência estática em função da freqüência fundamental ($f_s = 10, 20, 30, 50$ e $60Hz$) e com a amplitude do sinal de seqüência zero de 10%. Na maioria dos casos os valores da resistência do estator concordam de modo satisfatório com os valores obtidos por medição no ensaio clássico ($r_s = 16,2\Omega$) e com as estimações já feitas pelos eixos x e y . Novamente, a estimação com injeção de sinal CC apresenta melhor relação sinal-ruído e menos influência de off-set na freqüência de $60Hz$.

Na Tab. 3.7 são apresentados os valores estimados da indutância de dispersão (l_{lsh}) para os mesmos valores de freqüência f_s e tensão de seqüência zero v_{sh} . Os resultados obtidos,

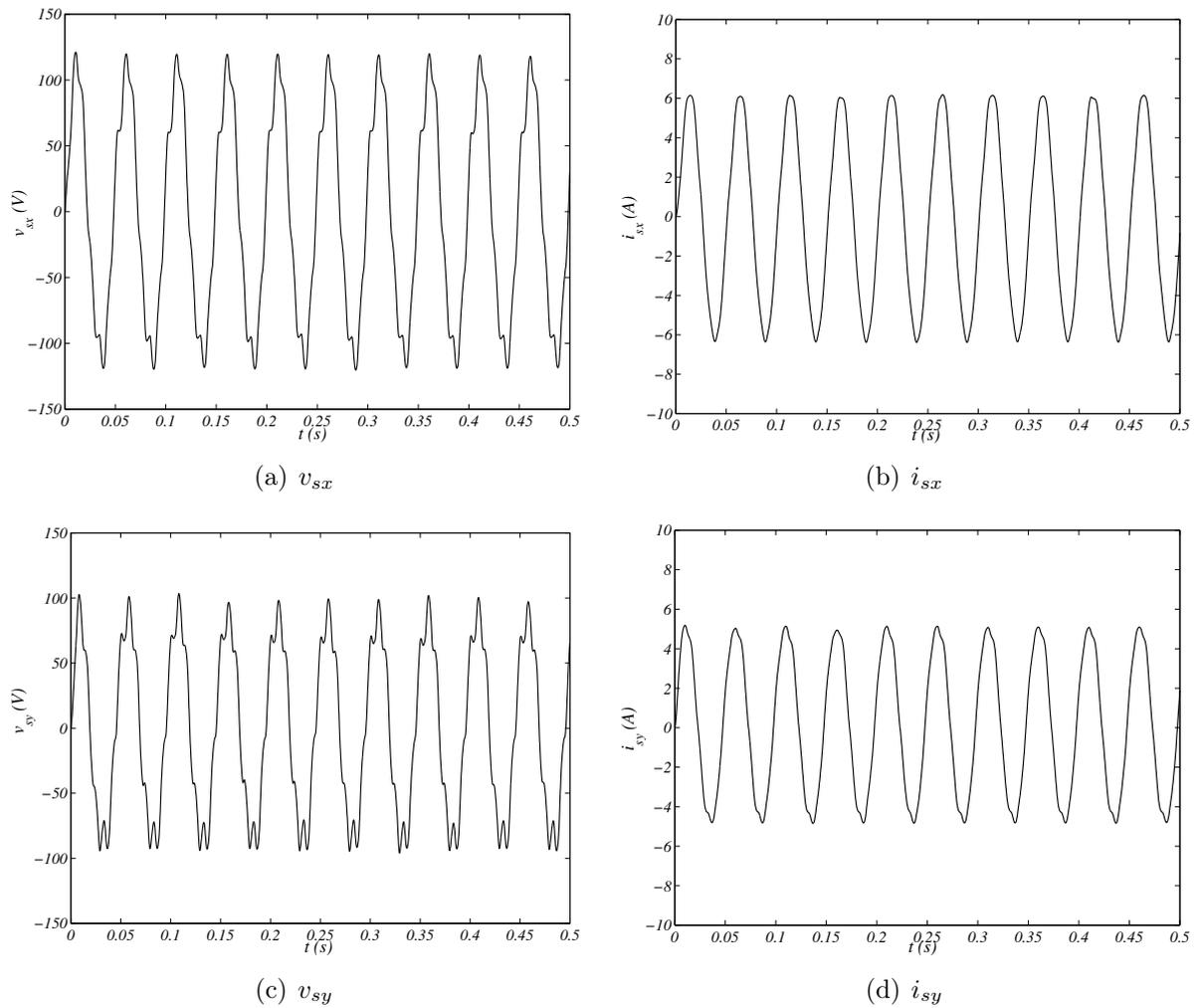


Figura 3.6. Tensões e correntes de seqüência zero resultantes para a estimação pelos eixos x e y : a) v_{sx} , b) i_{sx} , c) v_{sy} e d) i_{sy} ($f_s = 60Hz$; $f_{sx} = f_{sy} = 20Hz$).

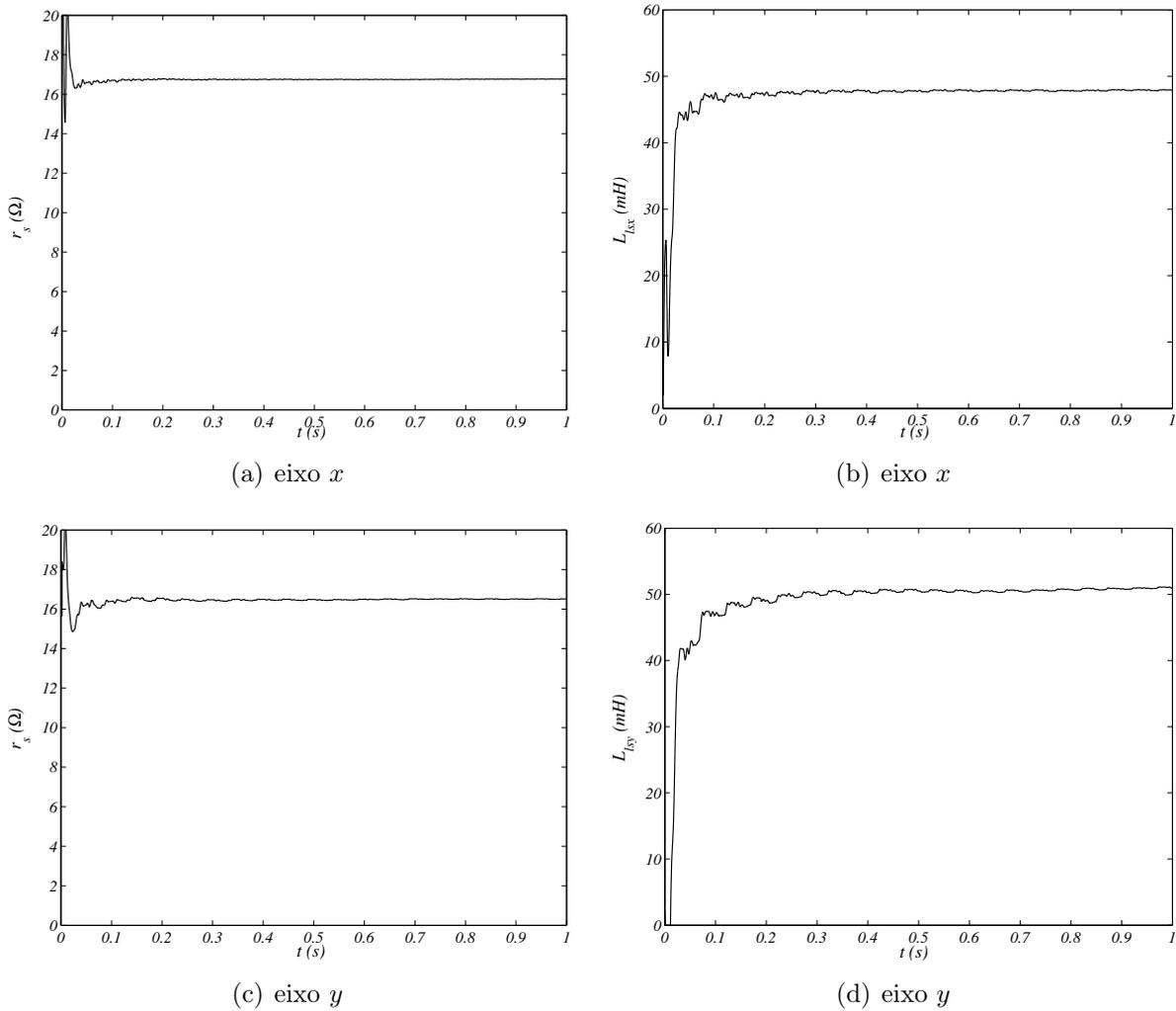


Figura 3.7. Parâmetros estimados para a MAH – $30^\circ(A)$ pelos eixos x e y ($f_s = 60Hz$; $f_{sx} = f_{sy} = 20Hz$): a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy} .

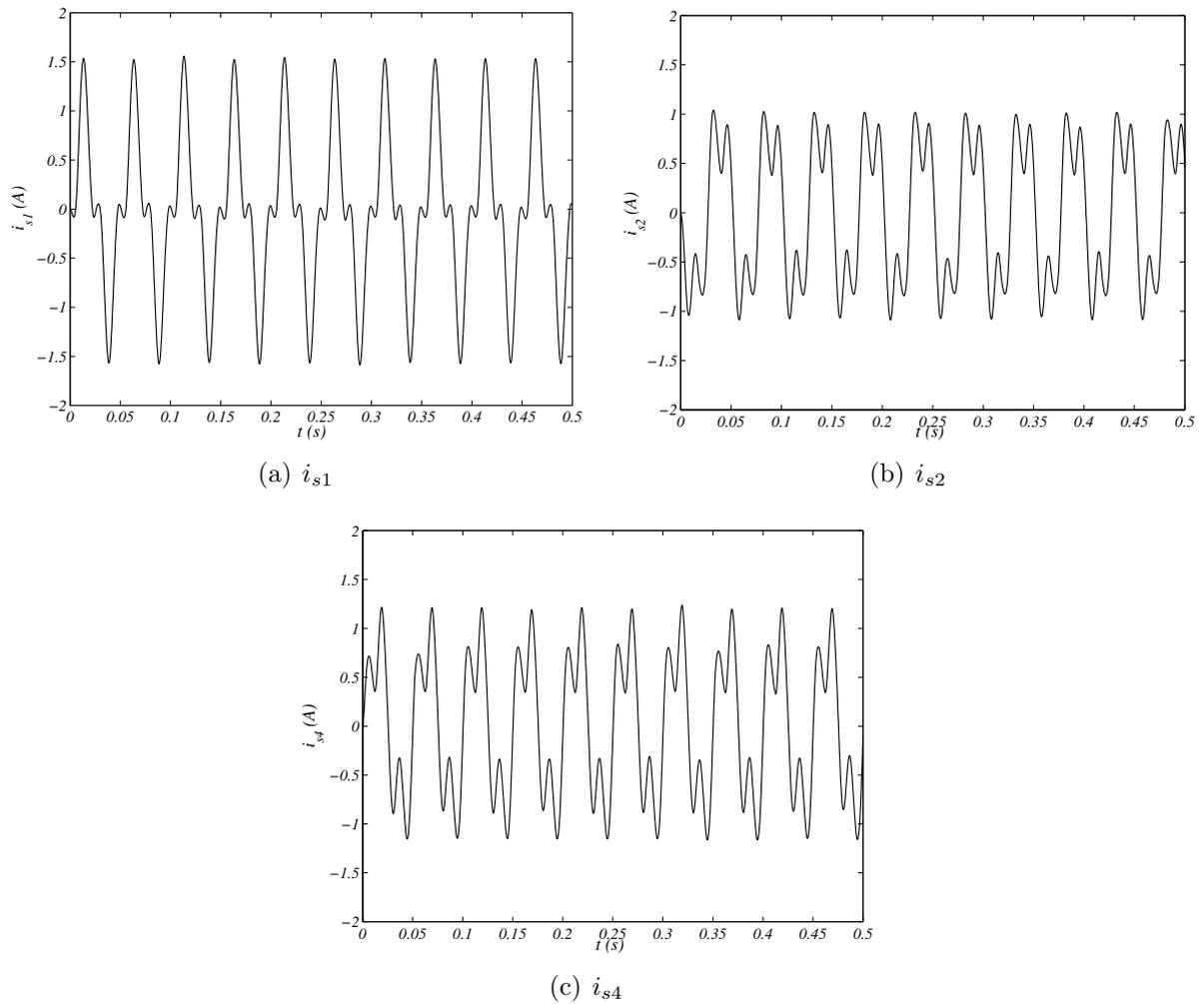


Figura 3.8. Correntes de fase estáticas para a MAH $-30^\circ(A)$ com $f_s = 60Hz$ e $f_{sx} = 20Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s2} e c) i_{s4} .

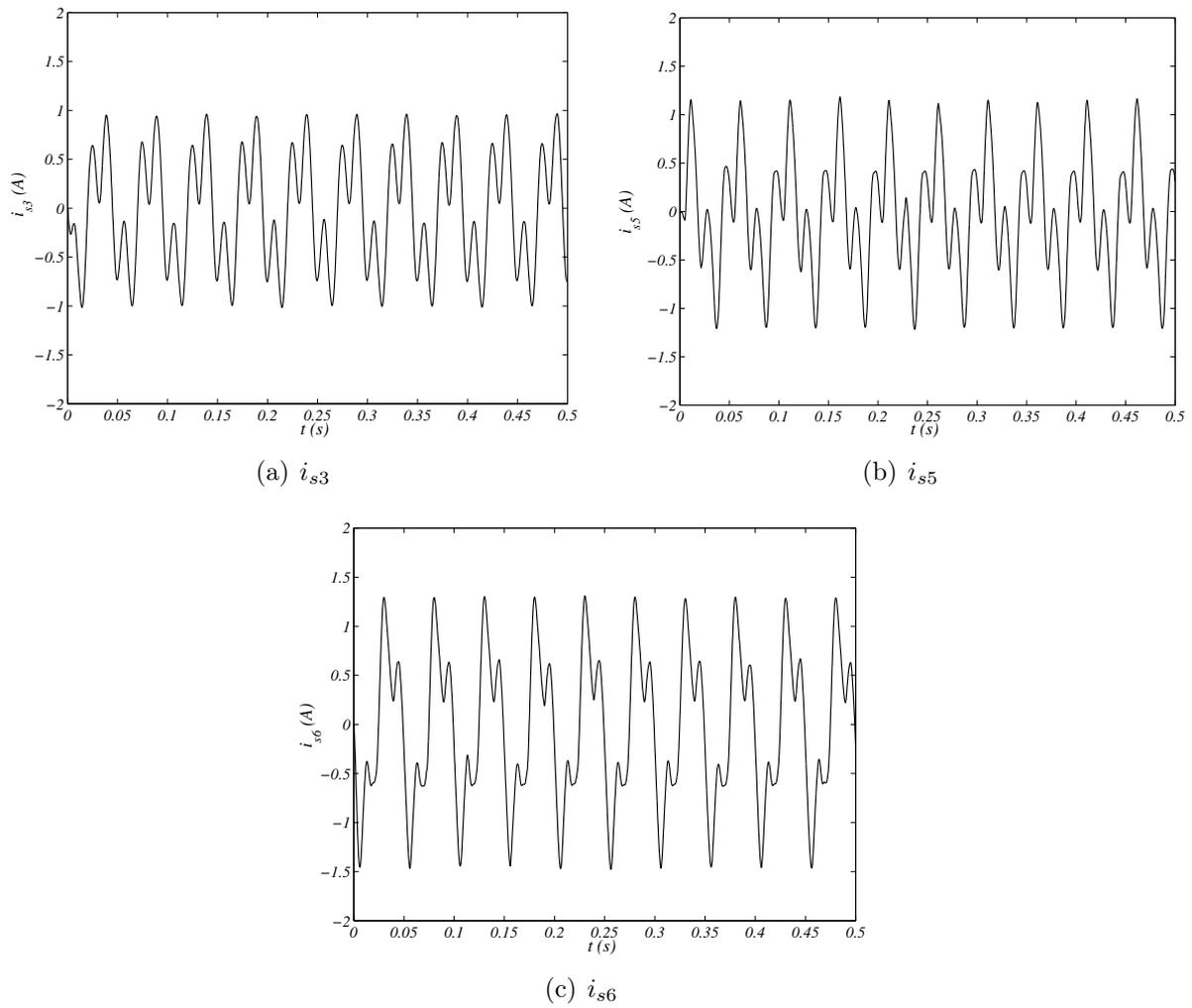


Figura 3.9. Correntes de fase estáticas para a MAH – $30^\circ(A)$ com $f_s = 60Hz$ e $f_{sy} = 20Hz$: a) i_{s3} , b) i_{s5} e c) i_{s6} .

mostraram-se consistentes comparados com o valor obtido pelo ensaio clássico (73,8mH).

Tabela 3.6. Estimação da resistência do estator MAH – 30°(A) - (eixo h).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 16, 2\Omega$) | | | | | |
|--|------|------|------|------|------|
| $f_{sh} \downarrow f_s$ [Hz] \longrightarrow | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 0 | 14,4 | 15,2 | 15,5 | 16,0 | 16,6 |
| 10 | 16,1 | 16,5 | 16,4 | 16,4 | 16,4 |
| 20 | | 16,1 | 16,8 | 16,5 | 16,4 |
| 30 | | | 16,9 | 16,7 | 16,5 |
| 50 | | | | 17,7 | 17,1 |
| 60 | | | | | 17,7 |

Tabela 3.7. Estimação da indutância de dispersão do estator MAH – 30°(A) - (eixo h).

| Estimação L_{lsh} [mH] - (Ensaio $L_{lsh} = 73, 80mH$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sh} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 68,4 | 85,4 | 81,4 | 67,1 | 65,8 |
| 20 | | 74,4 | 81,2 | 70,1 | 64,0 |
| 30 | | | 78,4 | 73,3 | 68,1 |
| 50 | | | | 74,1 | 71,9 |
| 60 | | | | | 70,7 |

As curvas mostradas nas Figs. 3.10(a) e (b) ilustram os sinais de seqüência zero empregados (v_{sh} e i_{sh}) e a evolução no tempo dos parâmetros contínuos r_s e l_{lsh} em (c) e (d) respectivamente. A estimação foi feita com $f_s = 60Hz$ e $f_{sh} = 60 Hz$. As curvas mostradas na Fig. 3.11, ilustram o comportamento das correntes de fase estatóricas (i_{s1} , i_{s3} e i_{s5}) quando a componente de seqüência zero i_{sh} (60Hz) é acrescentada a corrente fundamental ($f_s = 60Hz$).

3.5.2 Estimação MAH – 30°(B)

O procedimento anterior é aplicado à MAH – 30°(B), construída especificamente com passo de bobina encurtado de 5/6, a fim de confirmar a redução na indutância de dispersão e a persistência dos sinais de estimação. Nota-se nas Tabs. 3.8 e 3.9, que os valores das resistências estimadas concordam bem com o valor obtido pelo ensaio CC clássico ($r_s = 15, 8\Omega$). Entretanto, não foi possível, em algumas frequências a estimação de L_{lsx} e L_{lsy} resumidas nas Tabs 3.10 e 3.11. Estes valores são indicados com *ne* (*ne* – não estimado) nas respectivas tabelas. Nestas frequências não houve a persistência necessária do sinal para permitir a inversão da matriz de

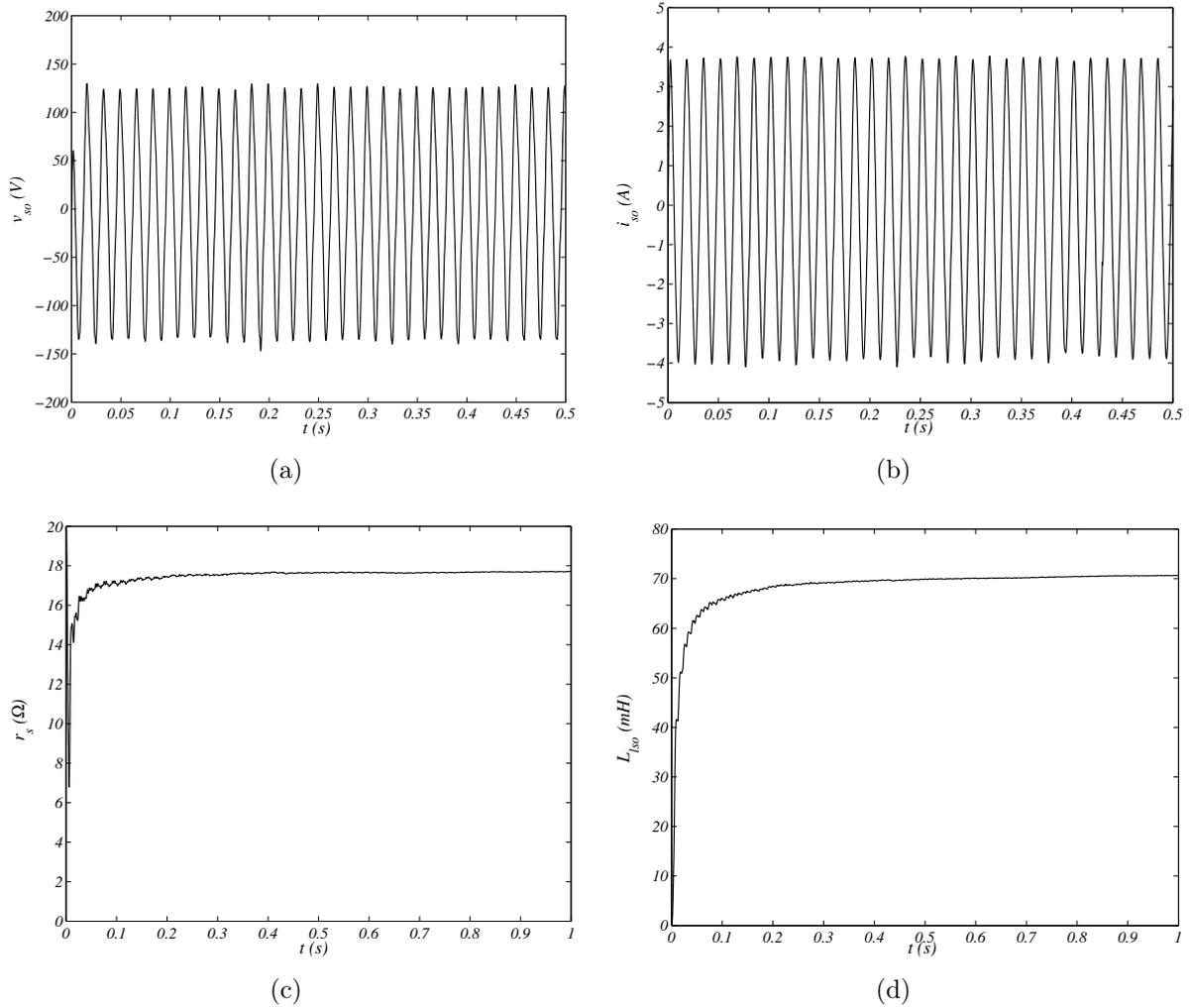


Figura 3.10. Estimação para a MAH $-30^\circ(A)$ com $f_s = 60Hz$ e $f_{sh} = 60Hz$: a) v_{sh} , b) i_{sh} , c) r_s e d) L_{ls}

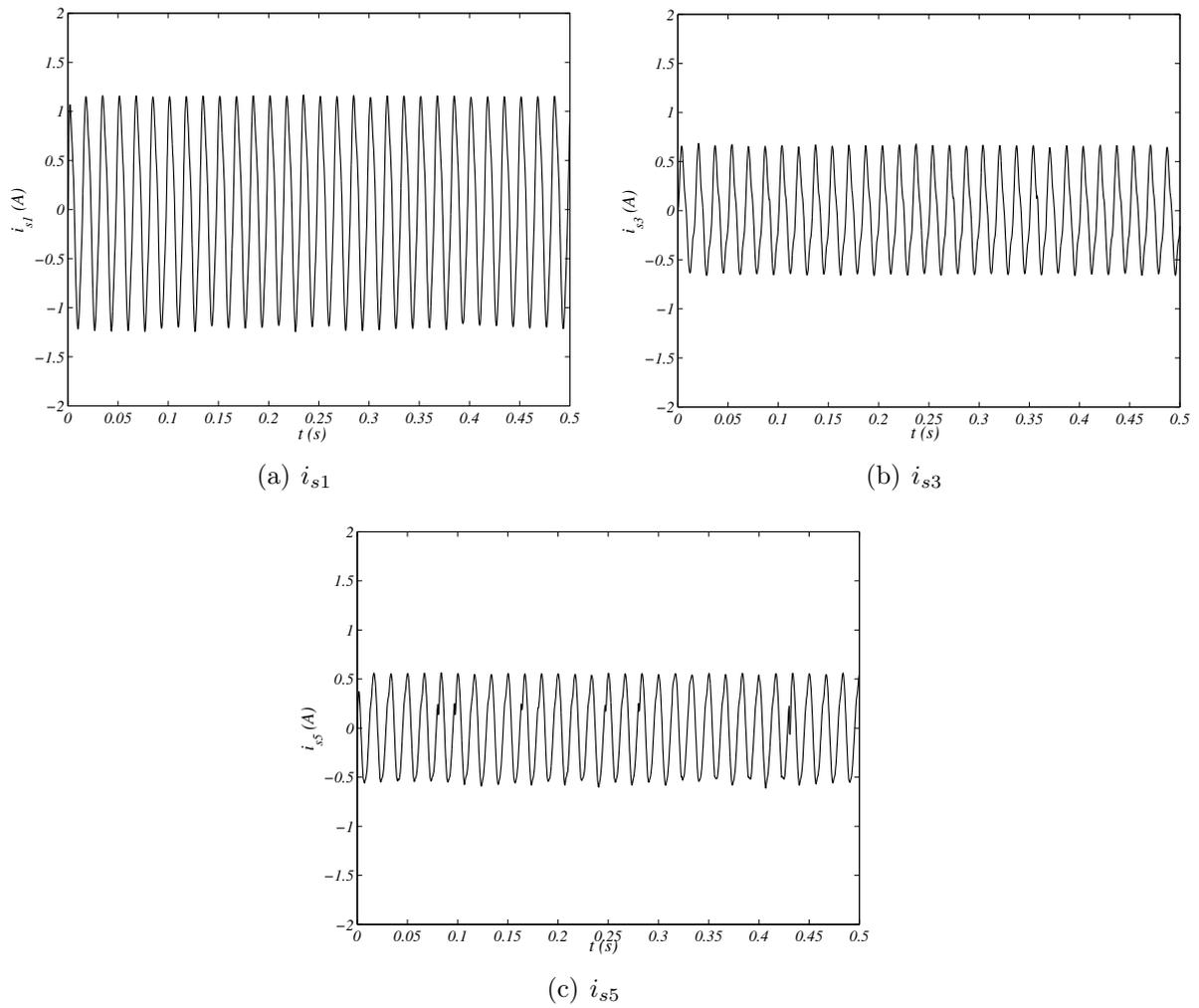


Figura 3.11. Correntes de fase estáticas para a MAH – $30^\circ(A)$ com $f_s = 60Hz$ e $f_{sh} = 60Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s3} e c) i_{s5} .

regressão.

Tabela 3.8. Estimação da resistência do estator $MAH - 30^\circ(B)$ - (eixo x).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 15,8\Omega$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sx} \downarrow f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 15,6 | 15,7 | 15,7 | 15,8 | 15,6 |
| 20 | | 16,2 | 15,9 | 15,8 | 15,6 |
| 30 | | | 16,1 | 16,0 | 16,0 |
| 50 | | | | 16,2 | 15,8 |
| 60 | | | | | 16,1 |

Tabela 3.9. Estimação da resistência do estator $MAH - 30^\circ(B)$ - (eixo y).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 15,8\Omega$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sy} \downarrow f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 15,1 | 15,6 | 15,8 | 15,6 | 15,5 |
| 20 | | 15,9 | 16,0 | 15,7 | 15,6 |
| 30 | | | 15,9 | 15,9 | 15,6 |
| 50 | | | | 15,8 | 15,9 |
| 60 | | | | | 15,2 |

Tabela 3.10. Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 30^\circ(B)$ - (eixo x).

| Estimação L_{lsx} [mH] - (Ensaio $L_{lsxy} = 2,90mH$) | | | | | |
|--|-----------|-----------|-----------|-----------|-----|
| $f_{sx} \downarrow f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | <i>ne</i> | 2,7 | 4,5 | 3,8 | 4,4 |
| 20 | | <i>ne</i> | 3,0 | 3,7 | 4,2 |
| 30 | | | <i>ne</i> | 3,1 | 3,2 |
| 50 | | | | <i>ne</i> | 3,6 |
| 60 | | | | | 3,0 |

As curvas mostradas nas Figs. 3.12 e 3.13, ilustram o comportamento dos sinais de estimação ($v_{sx} - i_{sx}$ e $v_{sy} - i_{sy}$) e a evolução dos parâmetros r_s , L_{lsx} e L_{lsy} respectivamente, para as frequências $f_s = 60Hz$ e $f_{sx} = f_{sy} = 50Hz$. Percebe-se que as curvas convergem rapidamente para um valor baixo de indutância, já esperado. As curvas mostradas nas Figs. 3.14(a), (b) e (c), ilustram o comportamento das correntes de fase estática (i_{s1} , i_{s2} e i_{s4}) quando a componente de seqüência zero i_{sx} ($50Hz$) é acrescentada a corrente fundamental ($f_s = 60Hz$). As curvas mostradas nas Figs. 3.15(a), (b) e (c), ilustram o comportamento das correntes de fase estática (i_{s3} , i_{s5} e i_{s6}) quando a componente de seqüência zero i_{sy} ($50Hz$) é acrescentada à corrente fundamental ($f_s = 60Hz$). Os resultados mostrados a seguir, referem-se a estimação

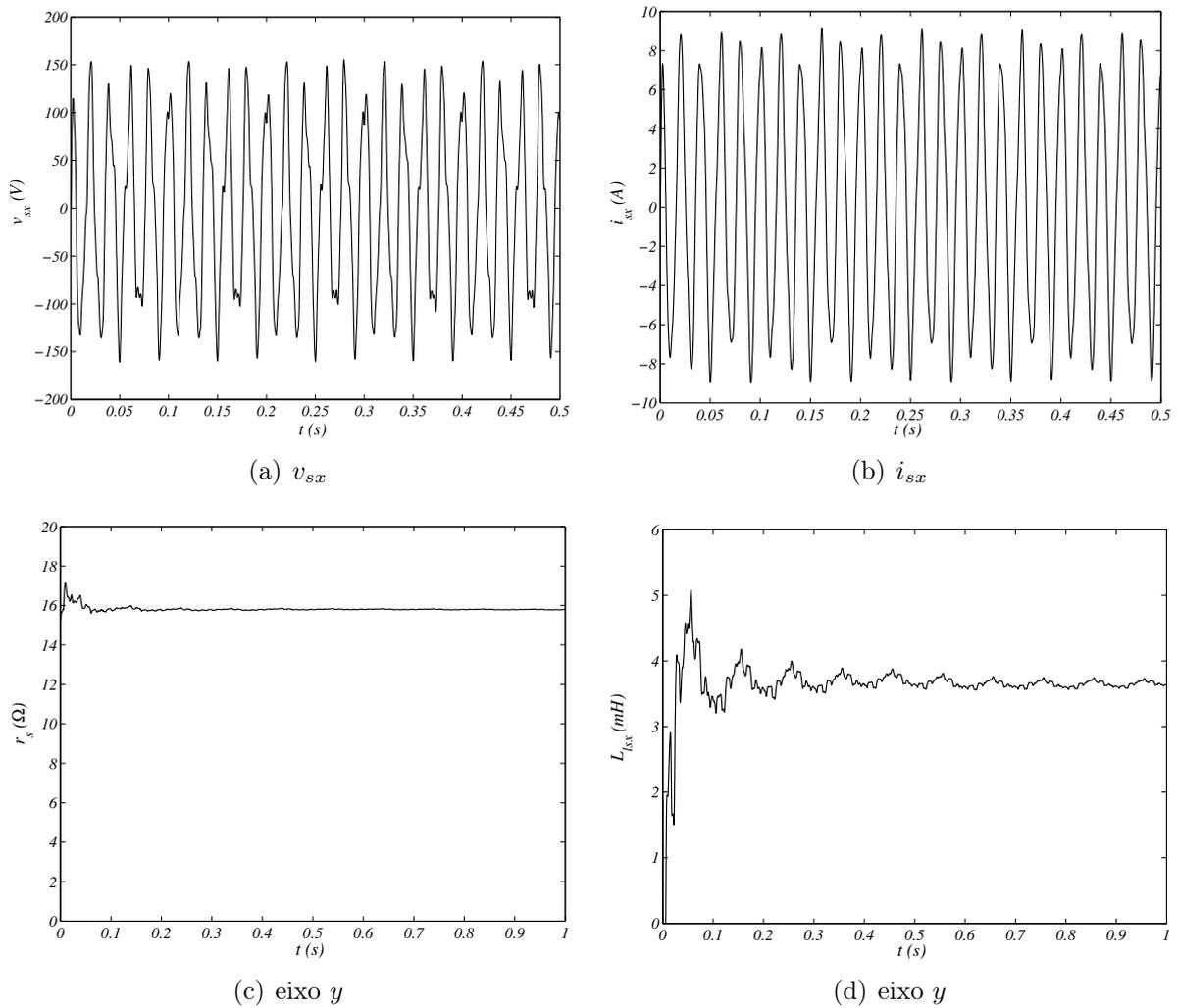


Figura 3.12. Parâmetros estimados para a MAH – $30^\circ(B)$ pelos eixos x ($f_s = 60Hz$; $f_{sx} = 50Hz$): a) v_{sx} , b) i_{sx} , c) r_s e d) L_{lsx} .

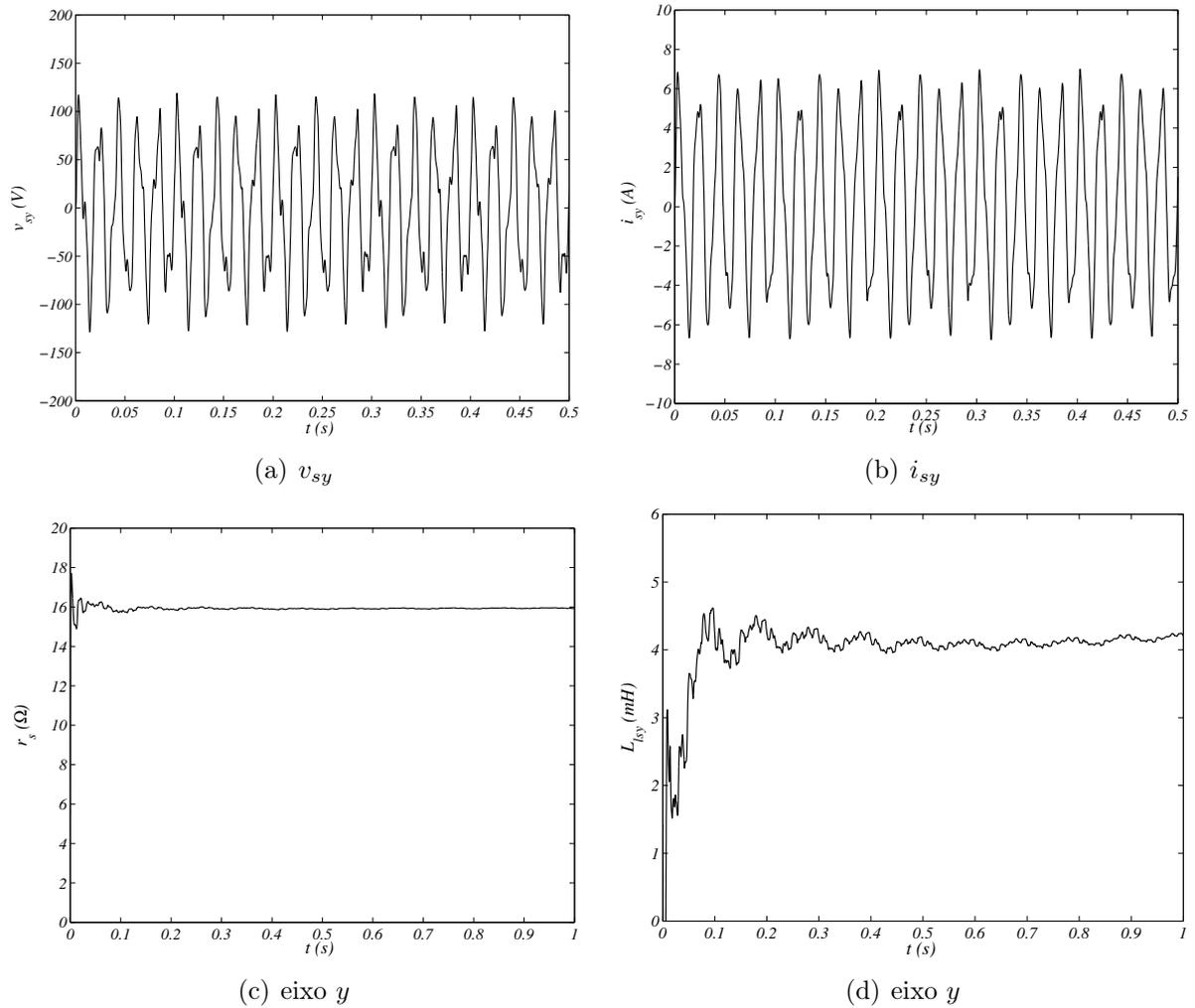


Figura 3.13. Parâmetros estimados para a MAH – $30^\circ(B)$ pelos eixos y ($f_s = 60Hz$; $f_{sy} = 50Hz$) : a) v_{sy} , b) i_{sy} , c) r_s e d) L_{lsy} .

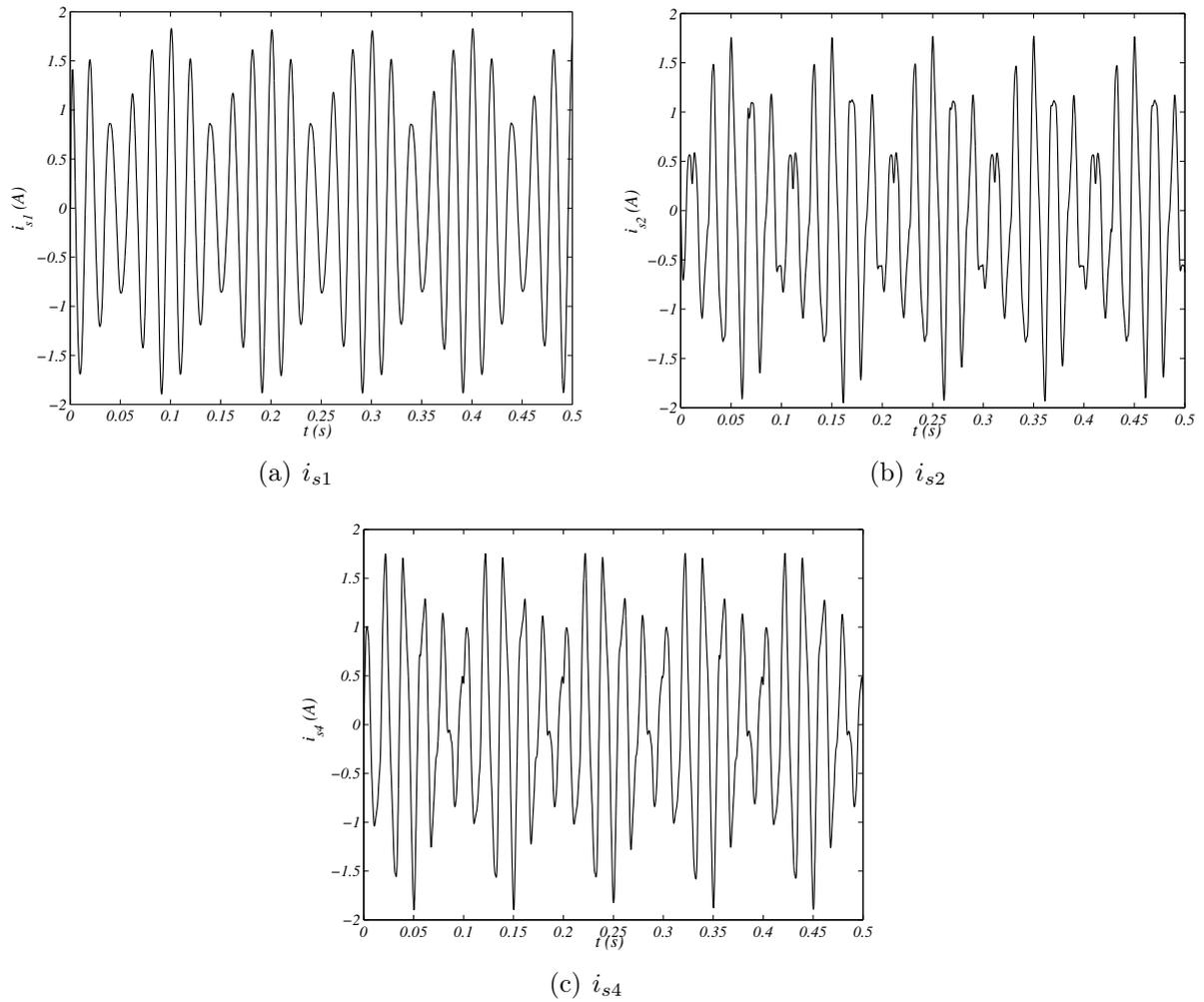


Figura 3.14. Correntes de fase estáticas para a $MAH - 30^\circ(B)$ com $f_s = 60Hz$ e $f_{sx} = 50Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s2} e c) i_{s4} .

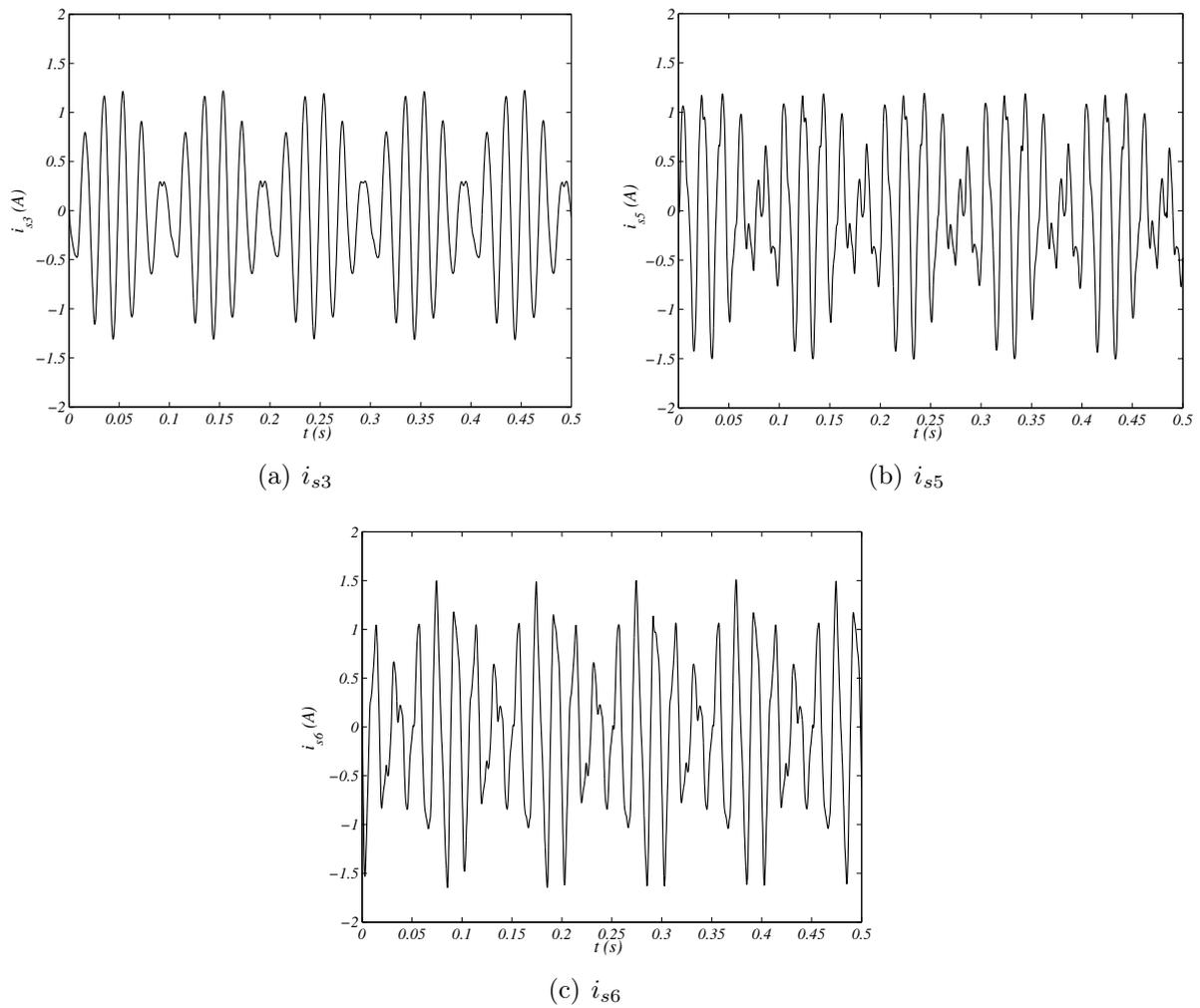


Figura 3.15. Correntes de fase estáticas para a MAH – 30° (b) com $f_s = 60\text{Hz}$ e $f_{sy} = 50\text{Hz}$: a) i_{s3} , b) i_{s5} e c) i_{s6} .

Tabela 3.11. Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 30^\circ(B)$ - (eixo y).

| Estimação L_{lsy} [mH] - (Ensaio $L_{lsxy} = 45,80mH$) | | | | | |
|---|-----------|-----------|-----|-----|-----|
| $f_{sy} \downarrow f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | <i>ne</i> | <i>ne</i> | 4,7 | 4,3 | 2,8 |
| 20 | | <i>ne</i> | 4,9 | 4,7 | 4,9 |
| 30 | | | 4,5 | 4,8 | 4,0 |
| 50 | | | | 3,8 | 4,2 |
| 60 | | | | | 3,7 |

de parâmetro pelo eixo h . Na Tab. 3.12, são apresentados os valores estimados da resistência estatórica em função da frequência fundamental ($f_s = 10, 20, 30, 50$ e $60Hz$). Na maioria dos casos os valores da resistência do estator concordam de modo satisfatório com os valores obtidos por medição no ensaio clássico ($r_s = 15,8\Omega$) e com as estimações já feitas pelos eixos x e y . Novamente, a estimação com injeção de sinal CC apresenta melhor relação sinal-ruído na frequência de $60Hz$.

Na Tab. 3.13, são apresentados os valores estimados da indutância de dispersão (l_{sh}) para os mesmos valores de frequência f_s e tensão de seqüência zero v_{sh} .

Tabela 3.12. Estimação da resistência do estator $MAH - 30^\circ(B)$ - (eixo h).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 15,8\Omega$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sh} \downarrow f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 0 | 13,8 | 14,5 | 14,7 | 15,1 | 15,5 |
| 10 | 15,5 | 15,7 | 15,6 | 15,6 | 15,4 |
| 20 | | 15,5 | 15,7 | 15,6 | 15,4 |
| 30 | | | 15,7 | 15,6 | 15,7 |
| 50 | | | | 15,9 | 15,5 |
| 60 | | | | | 15,8 |

Tabela 3.13. Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 30^\circ(B)$ - (eixo h).

| Estimação L_{lsh} [mH] - (Ensaio $L_{lsoh} = 42,40mH$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sh} \downarrow f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 40,0 | 43,2 | 42,9 | 36,5 | 32,6 |
| 20 | | 42,9 | 40,5 | 35,3 | 31,5 |
| 30 | | | 41,7 | 34,2 | 31,6 |
| 50 | | | | 36,3 | 32,2 |
| 60 | | | | | 33,9 |

As curvas mostradas nas Figs. 3.16(a) e (b) ilustram os sinais de seqüência zero empregados (v_{sh} e i_{sh}) e a evolução no tempo dos parâmetros contínuos r_s e l_{sh} em (c) e (d) respectiva-

mente. A estimação é feita com $f_s = 30Hz$ e $f_{sh} = 30Hz$. As curvas mostradas na Fig. 3.17,

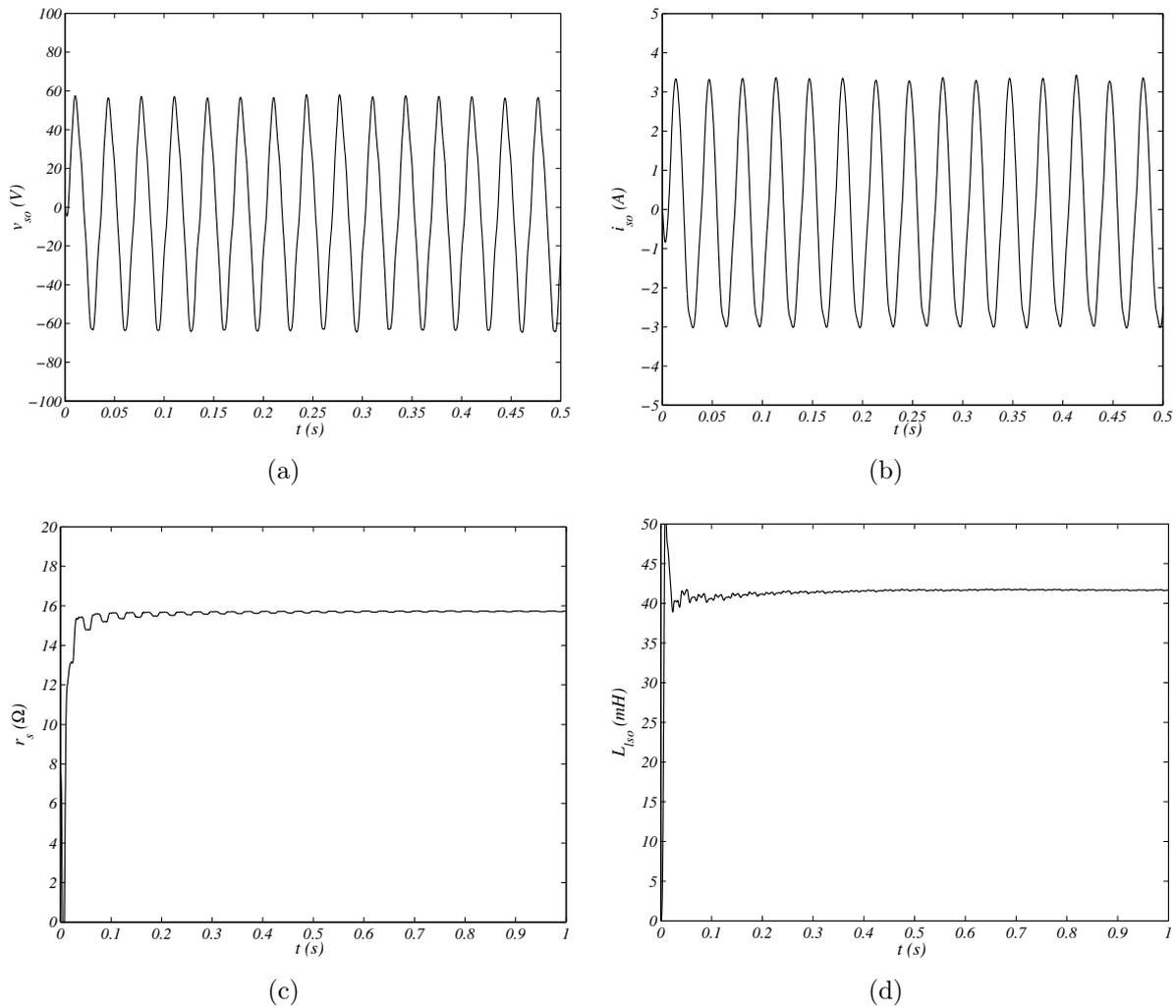


Figura 3.16. Estimação para a MAH $- 30^\circ(B)$ com $f_{sh} = 30Hz$ e $f_s = 30Hz$: a) v_{sh} , b) i_{sh} , c) r_s e d) L_{ls0}

ilustram o comportamento das correntes de fase estatóricas (i_{s1} , i_{s3} e i_{s5}) quando a componente de seqüência zero i_{sh} ($30Hz$) é acrescentada à corrente fundamental ($f_s = 30Hz$). As relações $L_{lsx}(A)/L_{lsx}(B) = L_{lsy}(A)/L_{lsy}(B) \simeq 10$ e $L_{lsh}(A)/L_{lsh}(B) \simeq 2$ entre as indutâncias de dispersão confirmam o estudo teórico. Lembrando que as possíveis discrepâncias se devem às muitas outras componentes da indutância de dispersão que foram negligenciadas.

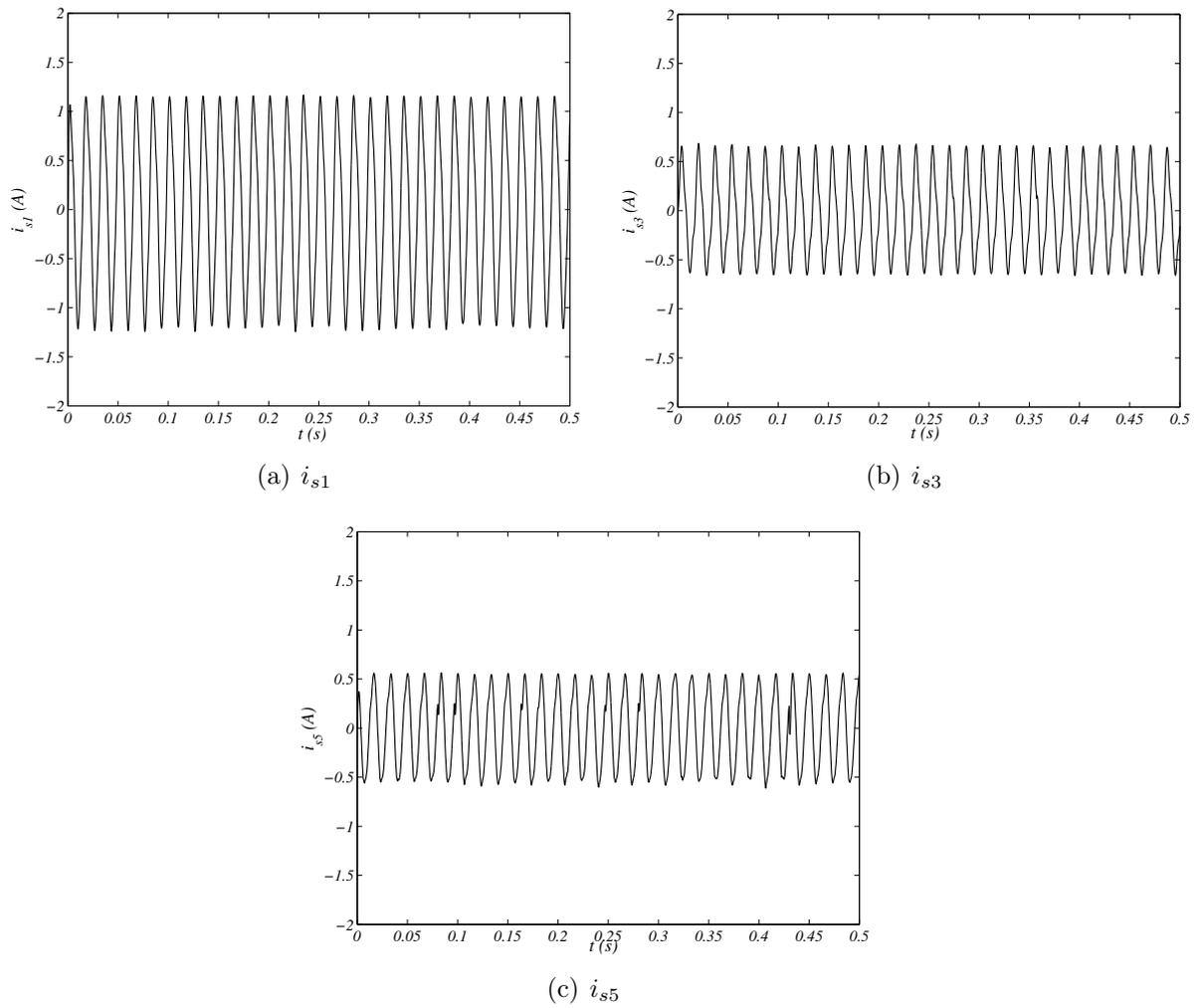


Figura 3.17. Correntes de fase estáticas para a $MAH - 30^\circ(B)$ com $f_{sh} = 30Hz$ e $f_s = 30Hz$: a) i_{s1} , b) i_{s3} e c) i_{s5} .

3.5.3 Estimação MAH – 60°

Os valores apresentados a seguir, para a MAH – 60, foram obtidos nas mesmas condições anteriores quanto às frequências e amplitudes da componente de seqüência zero. Os valores de resistência estatórica são apresentados nas Tabs. 3.14 e 3.15 para os eixos x e y respectivamente. Nota-se, que todos os valores concordam bem com o valor obtido no ensaio CC clássico ($r_s = 12,5\Omega$) a menos quando se excita com sinal CC . Quando se injeta um sinal CC ($f_{sx} = 0$ ou $f_{sy} = 0$) no processo de estimação, só em alta velocidade se obtém uma boa consistência no valor estimado.

Nas Tabs. 3.16 e 3.17 são apresentados os valores estimados das indutâncias de dispersão (L_{lsx} e L_{lsy}). Na Comparação entre os valores obtidos pelos dois eixos (x e y), nota-se uma pequena discrepância que pode ser creditada às diferentes formas de excitação (3.76 a 3.81 para o eixo x e 3.83 a 3.88 para o eixo y).

Tabela 3.14. Estimação da resistência do estator MAH – 60° - (eixo x).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 12,5\Omega$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sx} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 0 | 11,3 | 11,9 | 12,1 | 12,5 | 13,2 |
| 10 | 12,8 | 12,8 | 12,8 | 12,9 | 12,9 |
| 20 | | 13,1 | 13,0 | 12,9 | 12,9 |
| 30 | | | 13,3 | 12,9 | 12,7 |
| 50 | | | | 13,4 | 12,8 |
| 60 | | | | | 12,9 |

Tabela 3.15. Estimação da resistência do estator MAH – 60° - (eixo y).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 12,5\Omega$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sy} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 0 | 13,8 | 13,5 | 13,4 | 13,3 | 13,2 |
| 10 | 12,3 | 12,9 | 12,9 | 12,8 | 12,7 |
| 20 | | 12,6 | 13,1 | 12,8 | 12,7 |
| 30 | | | 13,0 | 13,1 | 12,8 |
| 50 | | | | 13,5 | 13,0 |
| 60 | | | | | 12,9 |

As curvas mostradas na Fig. 3.18(a) e (b) ilustram o comportamento dos sinais de estimação ($v_{sx} - i_{sx}$) e em 3.18(c) e (d), a evolução no tempo dos parâmetros contínuos do eixo x (r_s e

Tabela 3.16. Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo x).

| Estimação L_{lsx} [mH] - (Ensaio $L_{lsxy} = 30, 60mH$) | | | | | |
|--|-------|-------|-------|-------|-------|
| $f_{sx} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 35, 1 | 33, 5 | 31, 4 | 26, 4 | 24, 3 |
| 20 | | 33, 4 | 31, 7 | 26, 2 | 25, 0 |
| 30 | | | 30, 3 | 26, 3 | 24, 4 |
| 50 | | | | 25, 9 | 25, 0 |
| 60 | | | | | 24, 4 |

Tabela 3.17. Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo y).

| Estimação L_{lsy} (mH) - (Ensaio $L_{lsxy} = 30, 60mH$) | | | | | |
|--|-------|-------|-------|-------|-------|
| $f_{sy} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 37, 2 | 35, 0 | 34, 8 | 32, 1 | 30, 2 |
| 20 | | 39, 0 | 34, 9 | 31, 5 | 30, 4 |
| 30 | | | 34, 6 | 32, 5 | 30, 1 |
| 50 | | | | 31, 1 | 30, 8 |
| 60 | | | | | 29, 8 |

L_{lsx}). Na Fig. 3.19, as mesmas curvas são mostradas para o eixo y . Nos dois casos ilustrados a frequência da fundamental é de $50Hz$ e a de seqüência zero $10Hz$. Pode-se notar que a baixa frequência do sinal de seqüência zero não influencia o tempo de convergência dos parâmetros.

As curvas mostradas na Fig. 3.20(a) e (b), ilustram o comportamento das correntes de fase estatórica (i_{s1} e i_{s4}) quando a componente de seqüência zero i_{sx} é acrescentada à corrente fundamental ($f_s = 50Hz$ e $f_{sx} = 10Hz$). Para o eixo y , as correntes de fase do estator (i_{s2} , i_{s3} , i_{s5} , e i_{s6}) são mostradas nas Figs. 3.21(a), (b), (c) e (d) ($f_s = 50Hz - f_{sy} = 10Hz$). Observa-se que a injeção das correntes i_{sx} ou i_{sy} nas respectivas estimações produz amplitudes diferentes nas correntes de fase comparativamente com a operação da MAH com $i_{sx} = 0$ e $i_{sy} = 0$. Todavia, as correntes resultantes não interferem no conjugado eletromagnético da MAH . Os valores estimados pelo eixo h , de resistência e indutância de dispersão, estão relacionados nas Tabs. 3.18 e 3.19 respectivamente. A menos da excitação CC ($f_{sh} = 0 Hz$), os valores da resistência do estator concordam de modo satisfatório com o valor obtido por medição no ensaio CC ($12, 5\Omega$). Também, os valores de indutância mostraram-se coerentes e comprovaram a boa persistência dos sinais de excitação.

As curvas mostradas na Fig. 3.22(a) e (b), ilustram o comportamento dos sinais de estimação ($v_{sh} - i_{sh}$) e em 3.22(c) e (d), a evolução no tempo dos parâmetros contínuos do eixo h (r_s e

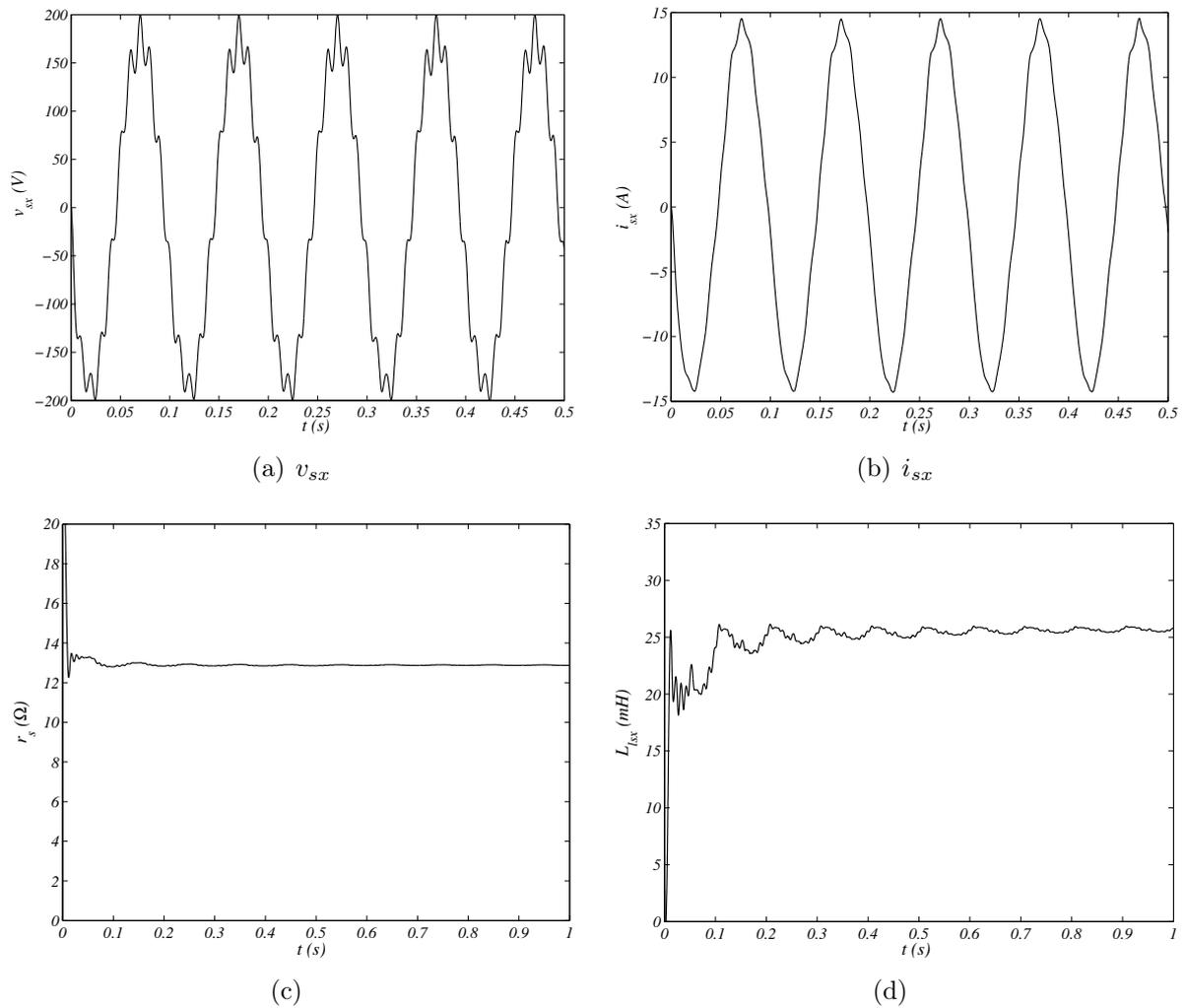


Figura 3.18. Estimação para a MAH – 60° com $f_s = 50Hz$ e $f_{sx} = 10Hz$: a) v_{sx} , b) i_{sx} , c) r_s e d) L_{lsx}

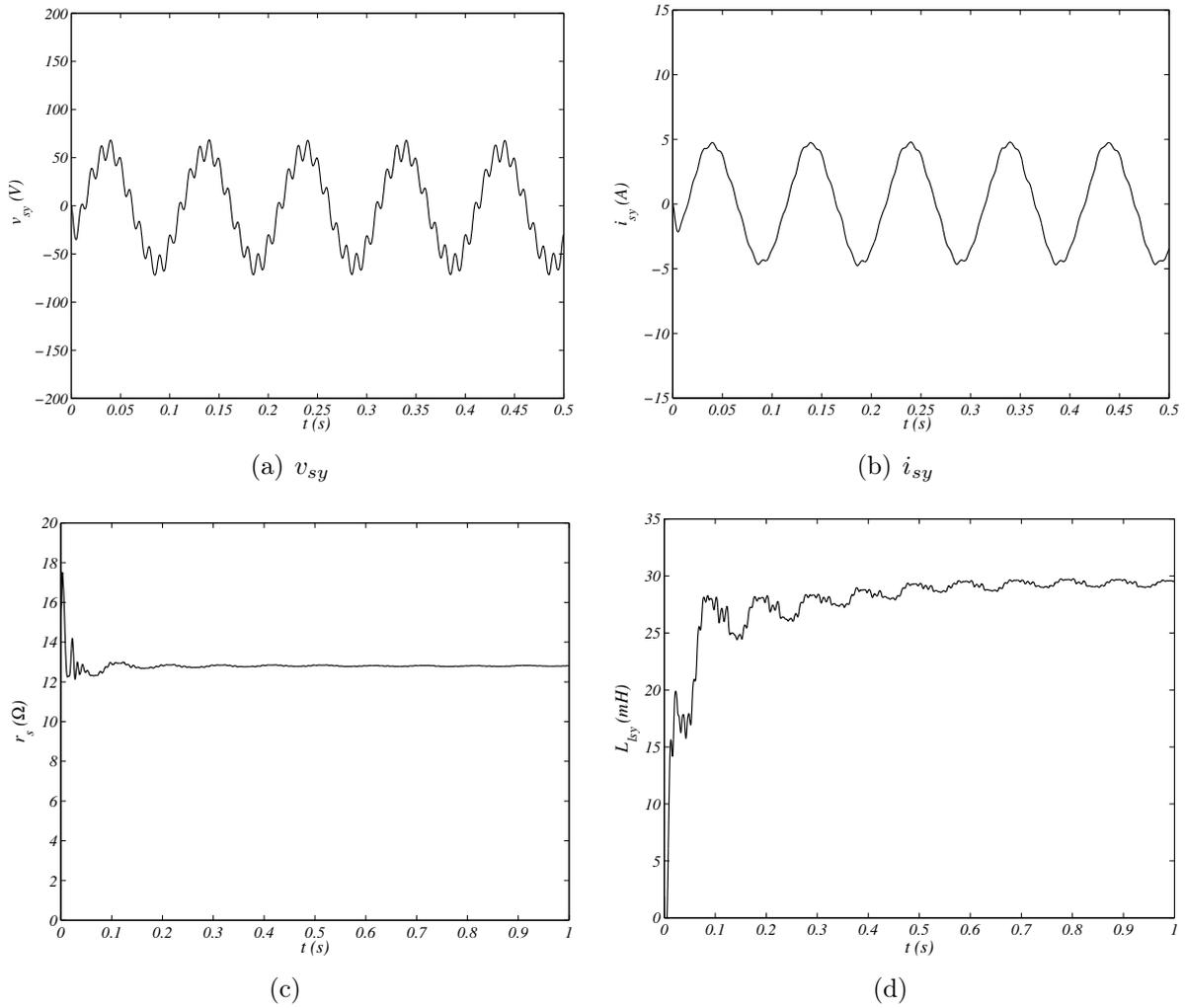


Figura 3.19. Estimação para a MAH – 60° com $f_s = 50Hz$ e $f_{sy} = 10Hz$: a) v_{sy} , b) i_{sy} , c) r_s e d) L_{ls}

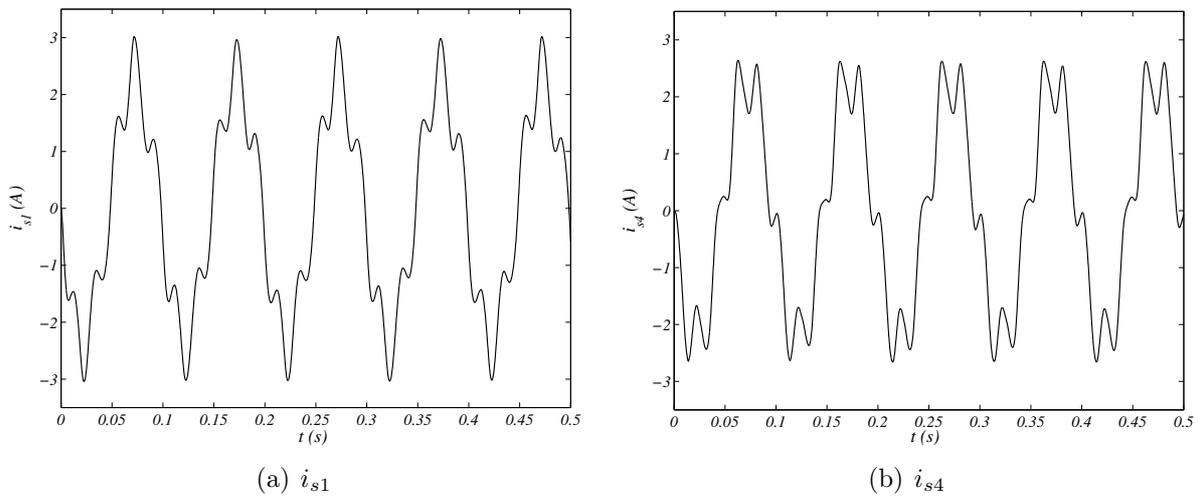


Figura 3.20. Correntes de fase estáticas para a MAH – 60 com ($f_s = 50Hz$ - $f_{sx} = 10Hz$): a) i_{s1} , e b) i_{s4} .

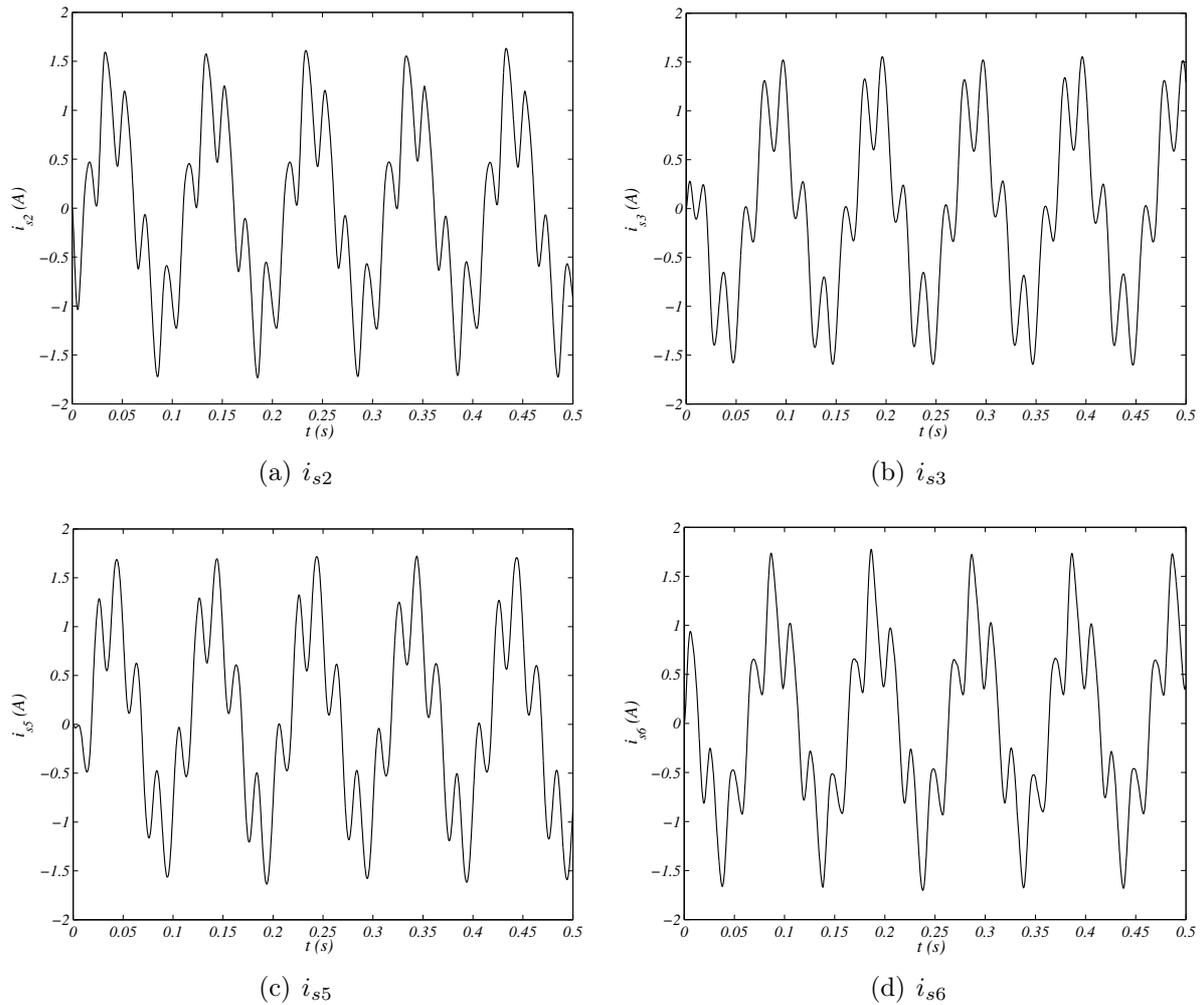


Figura 3.21. Correntes de fase estáticas para a $MaH - 60$ com ($f_s = 60Hz - f_{sy} = 10Hz$): a) i_{s2} , b) i_{s3} b) i_{s5} e c) i_{s6} .

Tabela 3.18. Estimação da resistência do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo h).

| Estimação r_s [Ω] - (Ensaio $r_s = 12,5\Omega$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sh} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 0 | 10,8 | 11,4 | 11,6 | 11,9 | 12,3 |
| 10 | 12,4 | 12,4 | 12,4 | 12,3 | 12,2 |
| 20 | | 12,6 | 12,5 | 12,4 | 12,1 |
| 30 | | | 12,8 | 12,6 | 12,2 |
| 50 | | | | 12,9 | 12,3 |
| 60 | | | | | 12,7 |

Tabela 3.19. Estimação da indutância de dispersão do estator $MAH - 60^\circ$ - (eixo h).

| Estimação L_{lsh} [mH] - (Ensaio $L_{lsoh} = 55,60mH$) | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sh} \downarrow f_s$ [Hz] | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| 10 | 40,4 | 44,0 | 43,6 | 37,8 | 35,3 |
| 20 | | 42,6 | 42,2 | 37,8 | 34,9 |
| 30 | | | 43,1 | 38,0 | 35,6 |
| 50 | | | | 40,1 | 38,8 |
| 60 | | | | | 38,4 |

L_{lsh}). Nota-se que os valores estimados de resistência e de indutância de dispersão convergem rapidamente. O transiente inicial é devido as condições de partida do algoritmo LS . As curvas mostradas na Fig. 3.23, ilustram o comportamento das correntes de fase estáticas (i_{s1} , i_{s3} e i_{s5}) quando a componente seqüência zero i_{sh} ($f_{sh} = 10Hz$) é acrescentada à corrente fundamental ($f_s = 50Hz$). Observa-se que a injeção da corrente i_{sh} produz distorções diferentes nas correntes de fase comparativamente com a operação da máquina com $i_{sh} = 0$. Todavia, as correntes resultantes não interferem no conjugado eletromagnético da MAH além de i_{sh} só existir durante um curto intervalo de tempo de estimação.

3.5.4 Estimação dos Parâmetros com a MAH Parada

O conhecimento prévio da ordem de grandeza dos parâmetros elétricos da máquina é um passo importante no primeiro ajuste dos controladores. Assim, a partir da característica da MAH de possuir dois conjuntos trifásicos e conseqüentemente dois campos girantes distintos, aplica-se um sinal em degrau de modo que os campos girem um em sentido contrário do outro e resulte num campo total nulo. Além do conjugado eletromagnético ser nulo ($\omega_r = 0$) o sinal

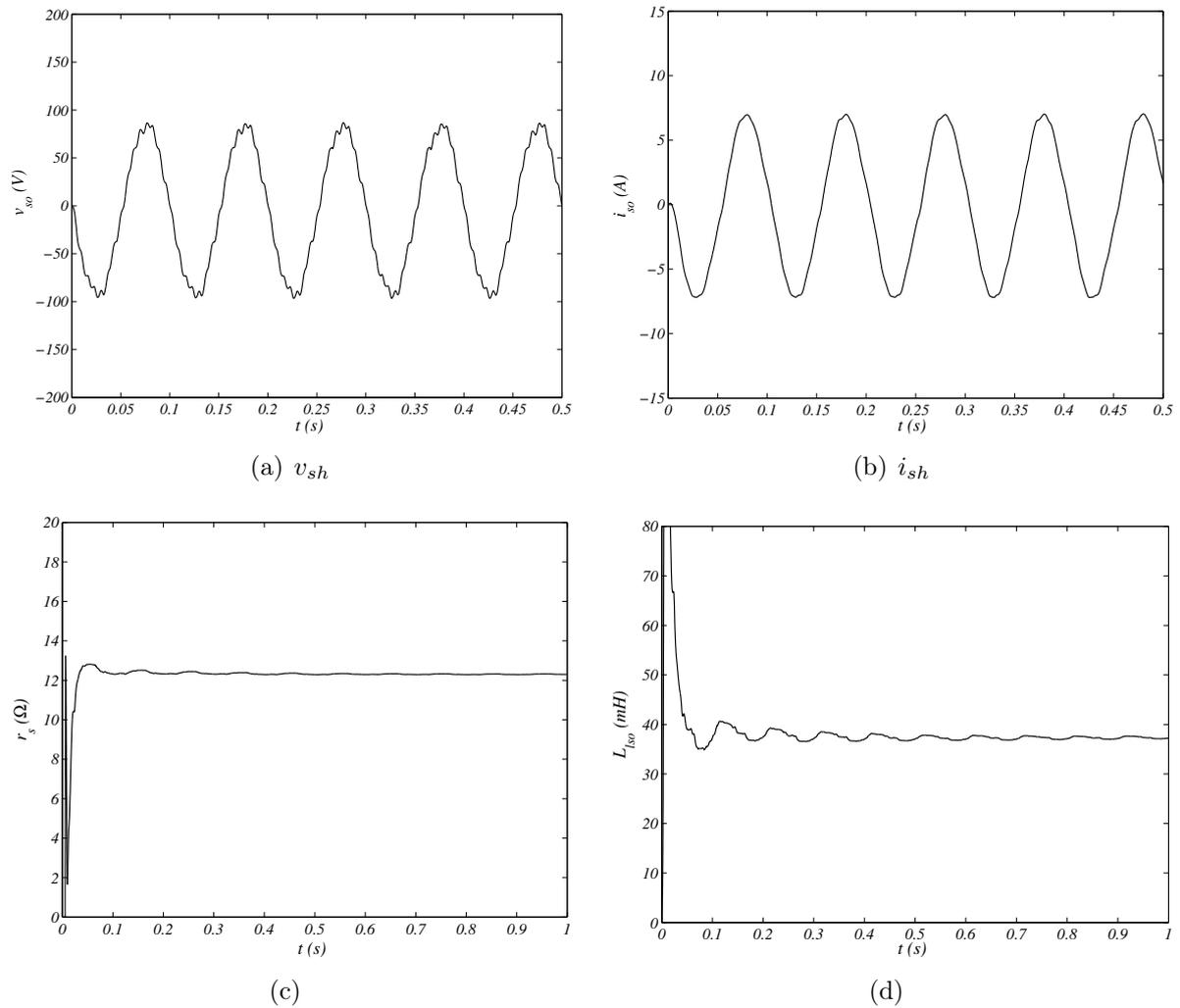


Figura 3.22. Estimação para a MAH - 60° com $f_s = 50Hz$ e $f_{sh} = 10Hz$: a) v_{sh} , b) i_{sh} , c) r_s e d) L_{lsh}

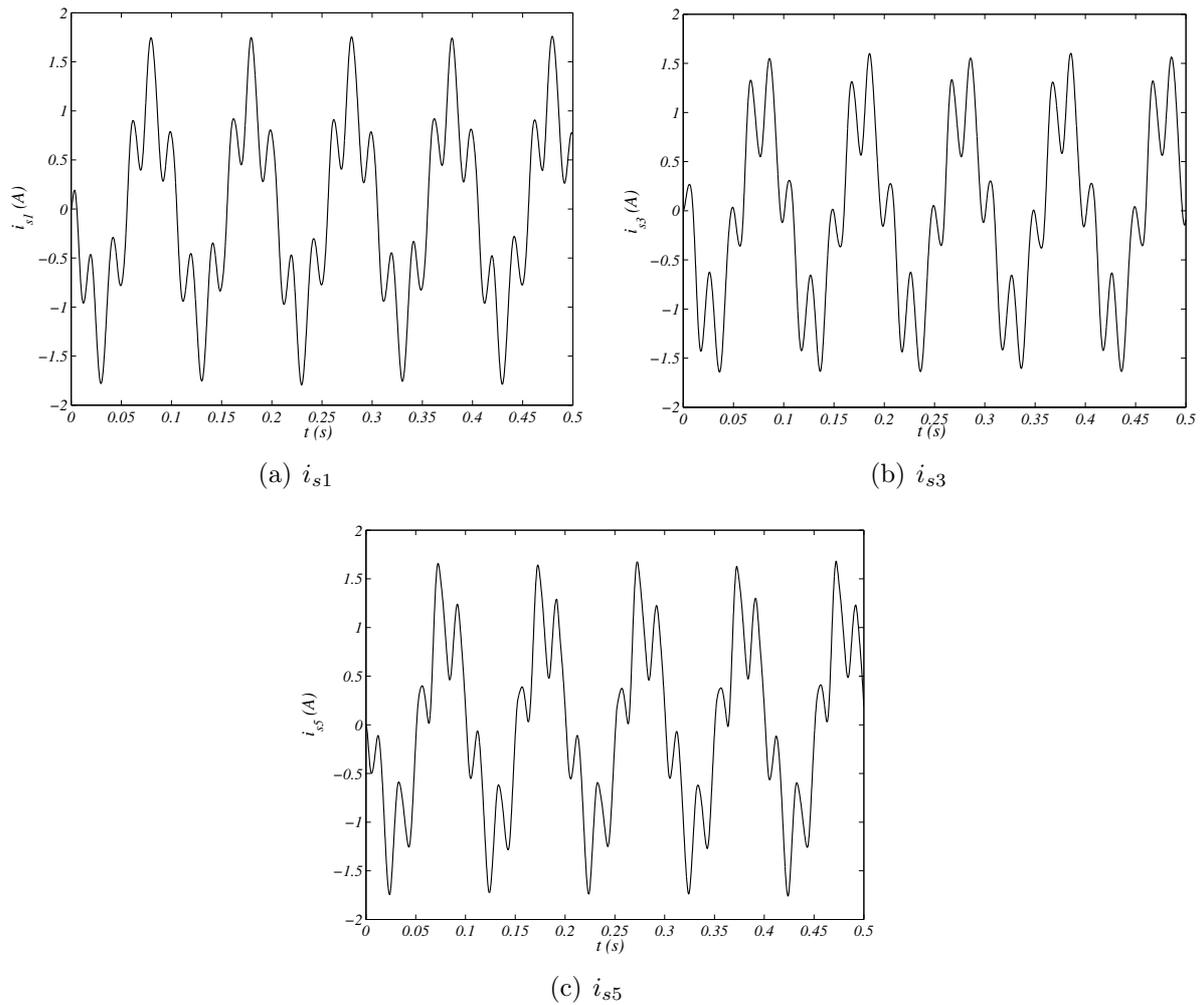


Figura 3.23. Correntes de fase estáticas para a MAH – 60 com $f_s = 50 \text{ Hz}$ e $f_{sh} = 10 \text{ Hz}$: a) i_{s1} , b) i_{s3} e c) i_{s5} .

de excitação tem boa persistência.

Na Tab. 3.20, estão relacionados os valores dos parâmetros, obtidos para $MAH - 30^\circ(A)$, em diversas frequências de excitação. As curvas mostradas na Fig. 3.24, ilustram a evolução dos parâmetros: no eixo- x com frequência $f_s = f_{sx} = 20Hz$ e no eixo- y com $f_s = f_{sy} = 50Hz$.

Tabela 3.20. Estimação dos parâmetros MAH-30 (A) .

| Estimação - $MAH - 30^\circ(A)$ | | | | | |
|--|------|------|------|------|------|
| $f_{sx} = f_s$ (Ensaio $r_s = 16,2\Omega$ e $L_{lsxy} = 45,80mH$) | | | | | |
| $f_s[Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| $r_s[\Omega]$ | 16,2 | 16,5 | 16,7 | 17,4 | 17,8 |
| $L_{lsx}[mH]$ | 37,6 | 46,7 | 44,7 | 47,3 | 49,1 |
| $f_{sy} = f_s$ | | | | | |
| $f_s[Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| $r_s[\Omega]$ | 16,6 | 16,8 | 17,0 | 17,6 | 17,9 |
| $L_{lsy}[mH]$ | 39,8 | 43,5 | 44,3 | 50,7 | 48,9 |

Na Tab. 3.21, estão relacionados os valores dos parâmetros, obtidos para $MAH - 30^\circ(B)$, em diversas frequências de excitação. As curvas mostradas na Fig. 3.25, ilustram a evolução dos parâmetros: no eixo- x com frequência $f_s = f_{sx} = 10Hz$ e no eixo- y com $f_s = f_{sy} = 30Hz$.

Tabela 3.21. Estimação dos parâmetros MAH-30 (B) .

| Estimação - $MAH - 30^\circ(B)$ | | | | | |
|---|------|------|------|------|------|
| $f_{sx} = f_s$ (Ensaio $r_s = 15,8\Omega$ e $L_{lsxy} = 2,90mH$) | | | | | |
| $f_s[Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| $r_s[\Omega]$ | 15,6 | 15,6 | 15,6 | 15,6 | 15,5 |
| $L_{lsx}[mH]$ | 3,0 | 3,0 | 3,1 | 3,7 | 3,8 |
| $f_{sy} = f_s$ | | | | | |
| $f_s[Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| $r_s[\Omega]$ | 15,5 | 15,6 | 15,6 | 15,7 | 15,7 |
| $L_{lsy}[mH]$ | 3,0 | 2,7 | 3,0 | 3,2 | 3,7 |

Na Tab. 3.22, estão relacionados os valores dos parâmetros, obtidos para $MAH - 60^\circ$, em diversas frequências de excitação. As curvas mostradas na Fig. 3.26, ilustram a evolução dos parâmetros: no eixo- x com frequência $f_s = f_{sx} = 50Hz$ e no eixo- y com $f_s = f_{sy} = 50Hz$.

Os resultados com rotor bloqueado mostraram que há uma coerência com os resultados obtidos com a máquina girando e comprovam a boa persistência dos sinais aplicados.

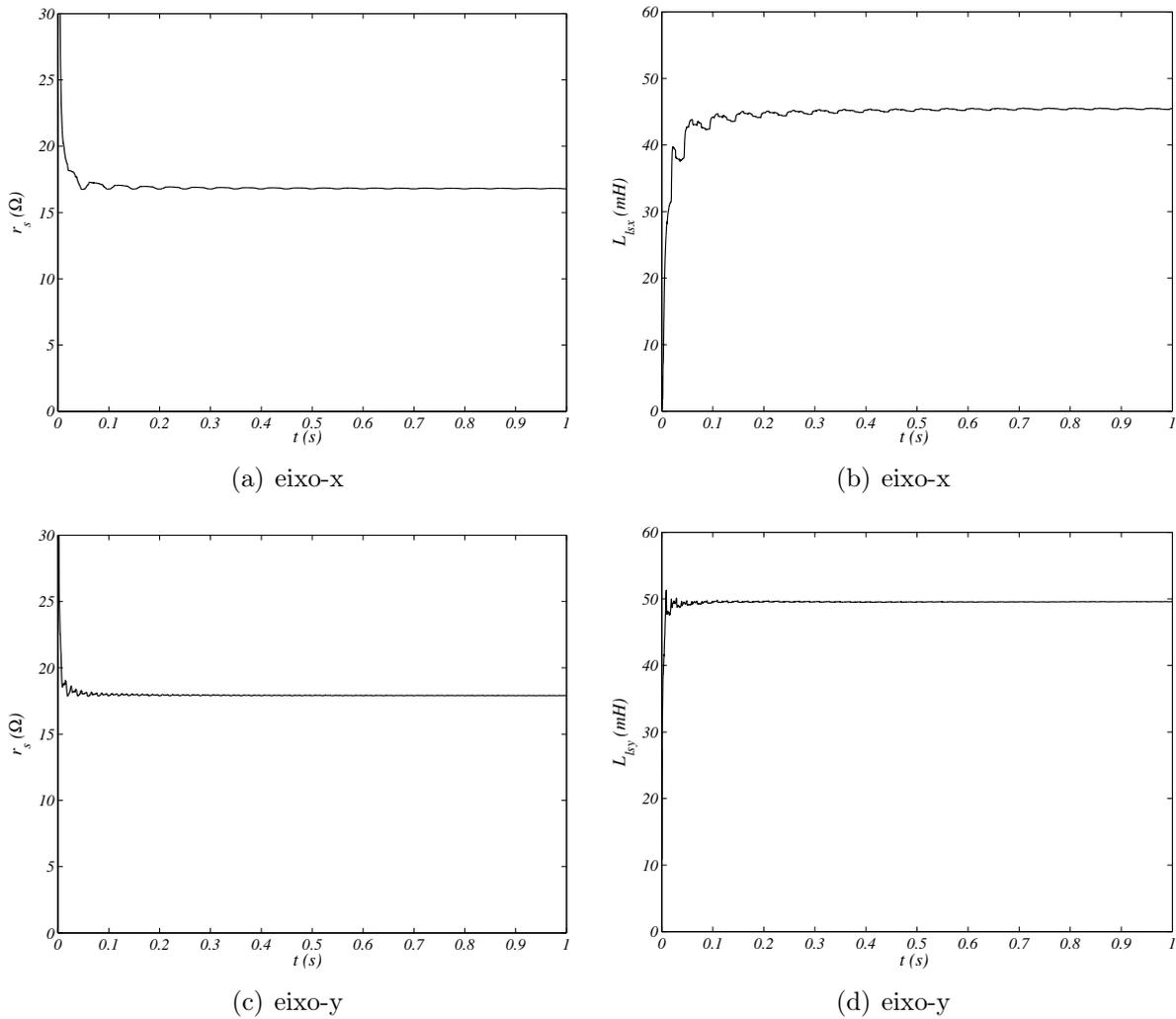


Figura 3.24. Evolução dos parâmetros para a MAH – $30^\circ(A)$ com $f_s = f_{sx} = 20Hz$ e $f_s = f_{sy} = 50Hz$: a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy}

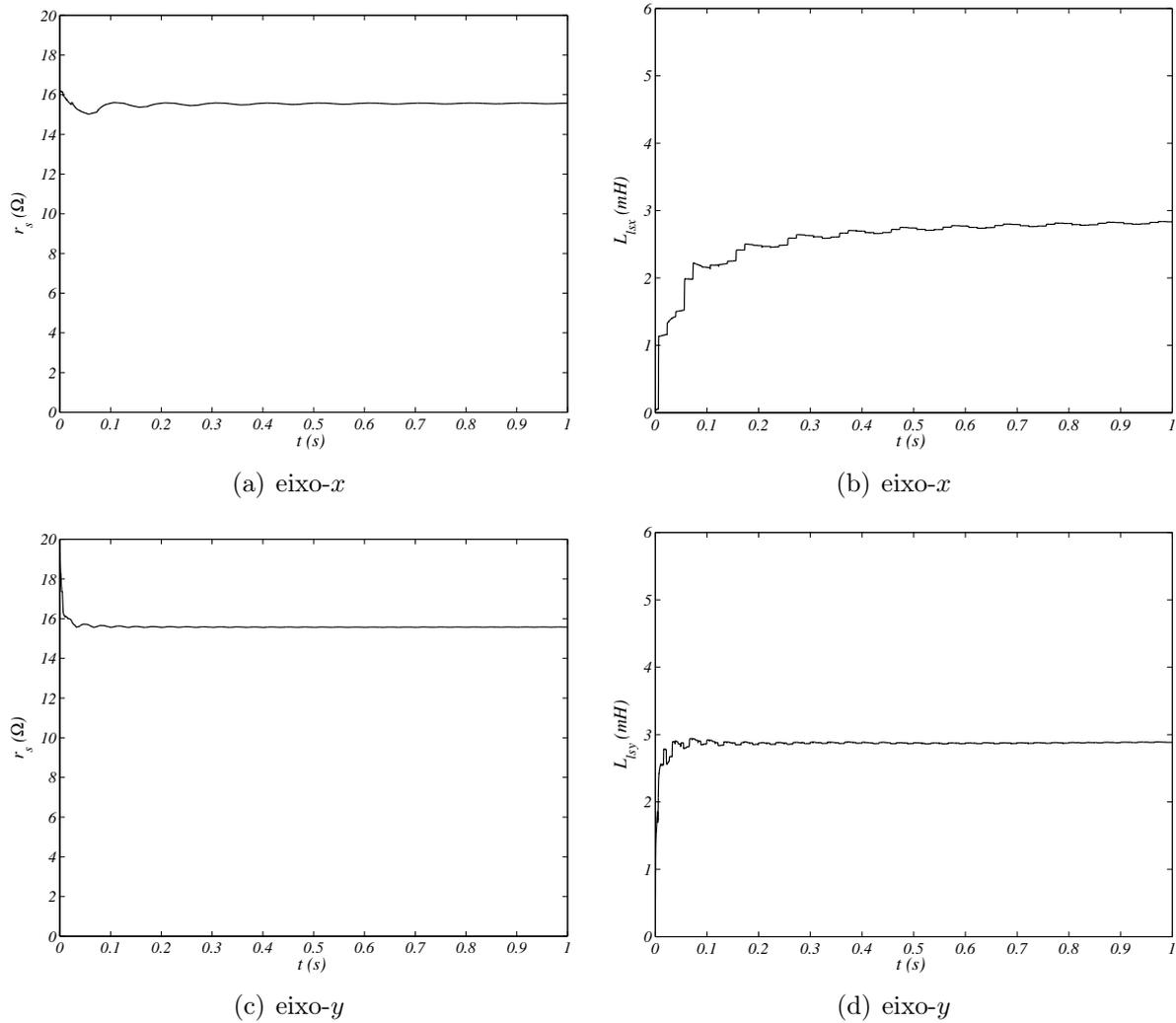


Figura 3.25. Evolução dos parâmetros para a MAH - $30^\circ(B)$ com $f_s = f_{sx} = 10Hz$ e $f_s = f_{sy} = 30Hz$: a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy}

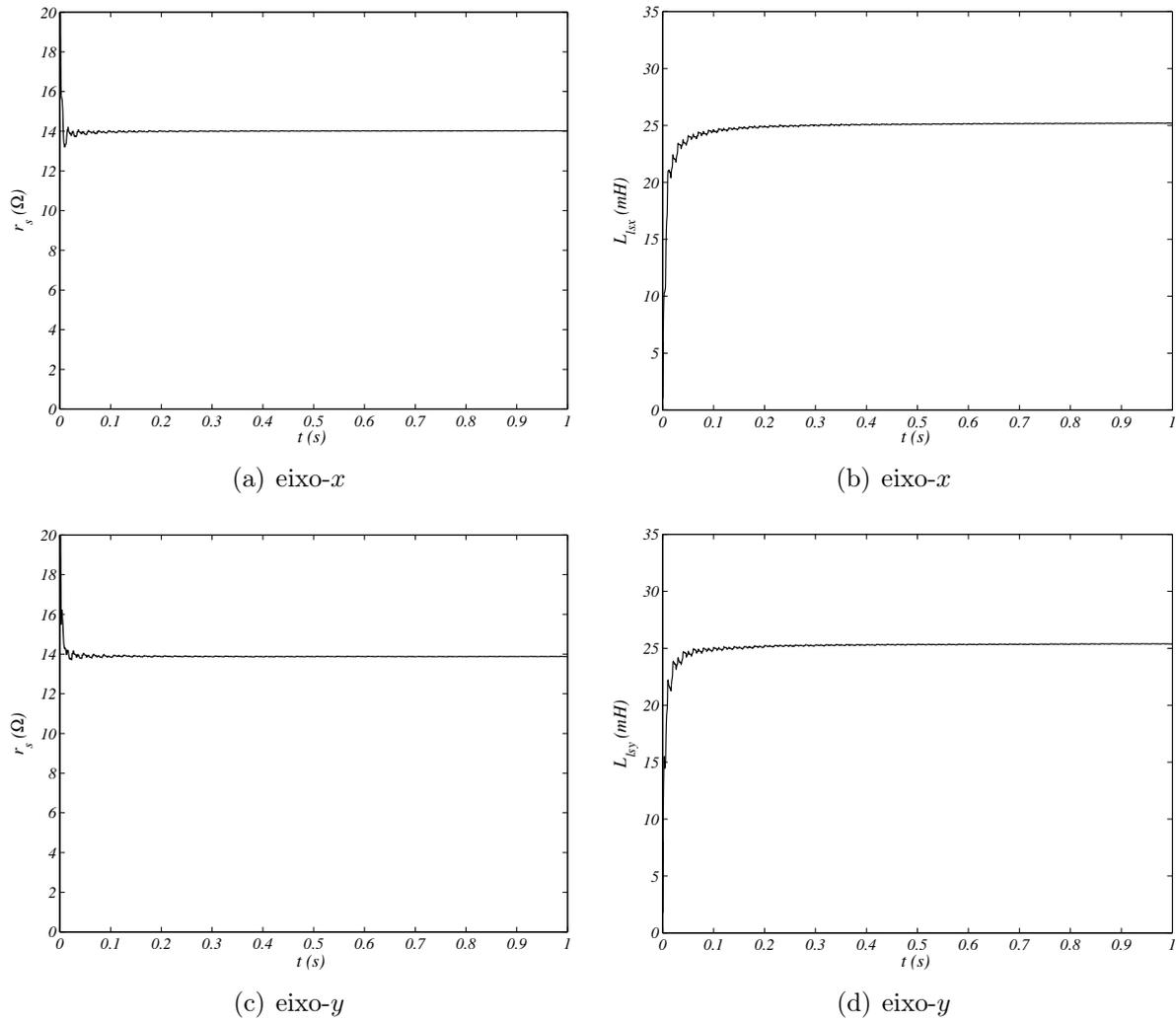


Figura 3.26. Evolução dos parâmetros para a MAH – 60° com $f_s = f_{sx} = 50Hz$ e $f_s = f_{sy} = 50Hz$:
a) r_s , b) L_{lsx} , c) r_s e d) L_{lsy}

Tabela 3.22. Estimação dos parâmetros MAH-60 .
Estimação - MAH - 60°

| $f_{sx} = f_s$ (Ensaio $r_s = 12, 5\Omega$ e $L_{lsxy} = 30, 60mH$) | | | | | |
|--|-------|-------|-------|-------|-------|
| $f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| $r_s [\Omega]$ | 12, 8 | 13, 1 | 13, 4 | 14, 0 | 14, 4 |
| $L_{lsx} [mH]$ | 18, 2 | 21, 5 | 24, 0 | 25, 2 | 26, 2 |
| $f_{sy} = f_s$ | | | | | |
| $f_s [Hz]$ | 10 | 20 | 30 | 50 | 60 |
| $r_s [\Omega]$ | 13, 2 | 13, 3 | 13, 4 | 13, 9 | 14, 1 |
| $L_{lsy} [mH]$ | 20, 4 | 21, 4 | 23, 2 | 25, 4 | 26, 0 |

3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo além de apresentar o comportamento teórico das indutâncias de dispersão nos planos: dq (L_{lsdq}), xy (L_{lsxy}) e oh (L_{lsoh}) em função do passo da bobina (r), são apresentados os resultados de estimação paramétrica para um conjunto de três protótipos de máquina assíncrona hexafásica (duas com $\alpha = 30^\circ$ e passo de bobina distintos e uma com $\alpha = 60^\circ$). Os protótipos são construídos aproveitando máquinas trifásicas com as mesmas características mecânicas em termos de dimensões (mesma carcaça-112) e elétricas (mesmo número de ranhuras no estator e rotor). A análise dos fluxos de dispersão permitiu prever o comportamento das indutâncias L_{lsd} , L_{lsq} , L_{lsx} , L_{lsy} e L_{lsh} de acordo com o encurtamento (r).

A qualidade da estimação é avaliada pelos valores aproximados de L_{lsx} e L_{lsy} (idealmente $L_{lsx} = L_{lsy} = L_{lsxy}$). Além disso, a identificação inicial de diversos parâmetros através dos ensaios a vazio e rotor travado permitiram validar os processos de estimação e o estudo teórico. Também, a partir das características de projeto, como o passo de bobina, pode-se avaliar o comportamento da indutância L_{lsxy} .

O conhecimento do valor desta indutância torna-se importante, nos acionamentos com inversor fonte de tensão, devido ao fato de a mesma limitar a circulação de determinadas componentes harmônicas de corrente como se havia visto no capítulo sobre modelagem. Além disso, viu-se que o passo de bobina igual a $5/6$, comum nas máquinas trifásicas, mostra-se inadequado na realização de um enrolamento hexafásico resultando num valor muito baixo de L_{lsxy} . Verificou-se ainda, que a construção da MAH - 30° com passo pleno ($r = 1$) resulta em L_{lsxy}

elevado e que desprezando os efeitos de outros fluxos de dispersão (tais como diferencial de fase, zigue-zague, etc), torna a relação $L_{sxy} = L_{sdq}$ verdadeira.

A utilização de vários tipos de MAH permitiu ainda avaliar o desempenho dos processos de estimação, sobretudo quando se utiliza sinais de excitação com baixo conteúdo harmônico. A influência dos sinais de excitação é verificada em diversas velocidades. Os tipos de MAHs apresentaram bons resultados de estimação com sinais de excitação com uma única componente harmônica. A estimação com velocidade nula mostrou que os sinais empregados, em regime dinâmico, apresentaram a persistência adequada principalmente em frequência elevada.

Os resultados experimentais apresentados comprovaram que é possível estimar os parâmetros por qualquer um dos modelos de seqüência zero. Em razão disto, a escolha do modelo pode ser determinada pelo número de sensores disponíveis. A proximidade com os valores obtidos pelos ensaios, sem perturbar as condições de operação, permite ainda a aplicação do algoritmo de estimação em malha fechada.

ESTRATÉGIAS *PWM* PARA MÁQUINAS ASSÍNCRONAS COM SEIS FASES

4.1 INTRODUÇÃO

O objetivo desse capítulo é o de propor estratégias de modulação *PWM* (*pulse-width modulation*) para a *MAH* e fazer um estudo comparativo baseado nos resultados de simulação. A aplicação de uma máquina assíncrona de seis fases (*MAH*), associada com um inversor de seis braços (*inversor dual*) tipo fonte de tensão ou malha aberta, torna possível desenvolver um sistema de acionamento que supera as restrições impostas pelos dispositivos de potência como capacidade de tensão, corrente e frequência de chaveamento de um acionamento convencional trifásico. Adicionalmente, o suporte de novas tecnologias e dispositivos como: o processamento digital de sinais (*DSP*), sistemas à base de arquitetura reconfigurável (*FPGA*) e dispositivos semicondutores de potência de capacidade maior e mais rápidos permitem implementar em tempo real algoritmos de controle mais complexos que melhoram a eficiência e a capacidade dos conversores estáticos.

O conceito de função de chaveamento associado ao estado da chave de um braço do inversor, pode ser utilizado para determinar o vetor de tensão de saída do conversor. Existem basicamente dois métodos para a geração das funções de chaveamento: um baseado em portadora, também conhecido como modulação seno-triângulo, cuja implementação na forma digital por equações algébricas simples, recebe o nome de modulação escalar digital (JACOBINA; LIMA; SILVA, 1997; BLASKO, 1996; JACOBINA, 1999a). Outro baseado na teoria de vetores espaciais de tensão (*space vector theory*), normalmente conhecido como método da modulação vetorial (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988; JACOBINA, 1999b).

Nos últimos anos, o acionamento hexafásico vem-se tornando um assunto de grande interesse e estratégias de modulação, para controlar um inversor de seis braços, têm sido desenvolvidas para acionar uma *MAH* com $\alpha = 30^\circ$ como em (GOPAKUMAR; RAGANATHAN; BHAT, 1993; ZHAO; LIPO, 1995; JULIAN; LIPO; ORITI, 1996a; ORITI; JULIAN; LIPO, 1997b; BAKHSHAI; JOOS; JIM, 1998). Estas estratégias são geralmente obtidas, adaptando-se os métodos de controle já bem conhecidos do acionamento trifásico. Por exemplo, na modulação seno-triângulo uma ou duas portadoras (onda triangular) é comparada, com seis sinais de referência senoidais (ditas modulantes). Assim, os pontos de interseção entre os sinais modulantes e a portadora, assinalados na saída do comparador, definem os instantes de mudança de estado lógico do sinal modulado. O período da componente fundamental corresponde 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 correspondente ao período da portadora. O conjunto de configurações que determina o estado das chaves que gerará a tensão de saída do inversor e sintetiza o valor de tensão de referência amostrado é denominado padrão de chaveamento.

Da mesma forma, o conceito de vetores espaciais típico de sistemas trifásicos pode ser adaptado para o acionamento hexafásico. Este método, 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 sintetizar o vetor de referência. Este vetor possui localização e magnitude determinadas, no plano dq , pelas referências das seis fases. Com relação ao plano xy , deve-se tentar seguir a tensão de referência nula (ZHAO; LIPO, 1995). Isto é, o padrão de chaveamento das chaves deve ser rigorosamente controlado de modo a gerar a tensão de referência no plano dq e vetor nulo no plano xy . Na modulação vetorial, o princípio da relação tensão tempo, inerente a qualquer método de geração de padrão 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 as frequências de portadora e modulante da modulação seno-triângulo.

4.2 TENSÃO NO ACIONAMENTO HEXAFÁSICO

Considerando as chaves de potência ideais, inversor da Fig. 4.1, e que o estado de condução da chave superior está associado a variável binária q_i ($i = 1, 3, 5, 2, 4, 6$), onde $q_i = 1$ indica chave fechada e $q_i = 0$ indica aberta. Considere ainda que, em cada braço o estado da chave inferior é complementar ao da chave superior. Define-se assim as tensões de saída do inversor v_{i0} , $i = 1, 3, 5, 2, 4, 6$ (tensões de pólo) em relação ao ponto central (0) do banco de capacitores de entrada (E tensão do barramento CC) como:

$$v_{i0} = \begin{cases} E/2 & \text{para } q_i = 1 \\ -E/2 & \text{para } q_i = 0 \end{cases} \quad \text{com } i = 1, 3, 5, 2, 4, 6 \quad (4.1)$$

A representação em forma de vetor é dada por

$$\mathbf{v}_{i135246} = \begin{bmatrix} v_{10} \\ v_{30} \\ v_{50} \\ v_{20} \\ v_{40} \\ v_{60} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \begin{bmatrix} (2q_1 - 1) \\ (2q_3 - 1) \\ (2q_5 - 1) \\ (2q_2 - 1) \\ (2q_4 - 1) \\ (2q_6 - 1) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Considere também que os dois neutros são independentes, isolados e que existe uma tensão arbitrária gerada internamente na MAH , v_{Hom} , igual para todas as fases (os fatores que determinam o surgimento da tensão homopolar v_{Hom} serão discutidos no capítulo 7), têm-se então as tensões de fase

$$v_{si} = v_{i0} - v_{n10} = (2q_i - 1)\frac{E}{2} - v_{n10} \quad \text{para } i = 1, 3, 5 \quad (4.3)$$

$$v_{sk} = v_{k0} - v_{n20} = (2q_k - 1)\frac{E}{2} - v_{n20} \quad \text{para } k = 2, 4, 6 \quad (4.4)$$

$$v_{n10} = \frac{1}{3}(v_{10} + v_{30} + v_{50}) + v_{Hom} \quad \text{e} \quad v_{n20} = \frac{1}{3}(v_{20} + v_{40} + v_{60}) + v_{Hom} \quad (4.5)$$

Assim, denota-se a tensão (4.6) como a tensão de modo comum

$$v_{n0} = \frac{1}{2}(v_{n10} + v_{n20}) \quad (4.6)$$

A tensão v_{n10} representa a tensão entre o centro de estrela que conecta as bobinas 1, 3 e 5 (n_1) e o ponto central dos capacitores 0 e v_{n20} a tensão entre o centro de estrela que conecta as bobinas 2, 4 e 6 (n_2) e o ponto central dos capacitores 0. Conseqüentemente, a matriz de

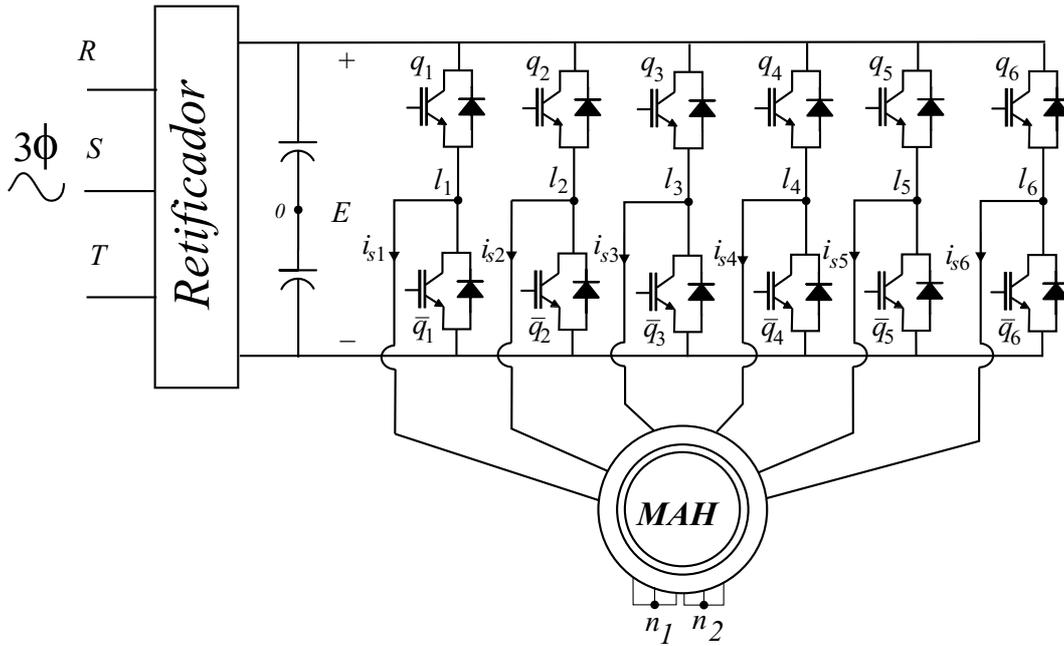


Figura 4.1. Sistema de acionamento CA para a máquina assíncrona hexafásica.

conexão entre o inversor e a *MAH* resulta em

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s3} \\ v_{s5} \\ v_{s2} \\ v_{s4} \\ v_{s6} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{10} \\ v_{30} \\ v_{50} \\ v_{20} \\ v_{40} \\ v_{60} \end{bmatrix} + v_{Hom} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{v}_{s135246} = \mathbf{M}_c \mathbf{v}_{i135246} + v_{Hom} \mathbf{1} \quad (4.8)$$

Esta matriz é singular significando que em cada conjunto só duas das tensões são variáveis independentes (i.e., $v_{s1} + v_{s3} + v_{s5} = 0$ e $v_{s2} + v_{s4} + v_{s6} = 0$) e assim a tensão de saída do conversor não pode ser reconstruída somente pelas tensões de fase. Por outro lado a tensão $\mathbf{v}_{s135246}$ pode ser transformada para um outro sistema de coordenadas ortogonal sem perda de informação por meio de rotação ou translação.

4.2.1 Transformação de Coordenadas

A teoria de vetores espaciais (*space vector theory*) foi originalmente concebida para análise de máquinas elétricas trifásicas e tornou-se uma ferramenta útil para análise e controle de conversores de potência. No capítulo 2 sobre modelagem, viu-se que é possível decompor as seis

fases originais em três subespaços mutuamente ortogonais dq , xy e oh . Considerando a tensão do barramento E constante, a modulação vetorial (resultante da aplicação desta teoria aos conversores) toma como ponto de partida a definição de vetores de tensão ($\mathbf{v}_{s135246}$) associados a cada uma das 64 configurações de chaveamento possíveis do inversor de 6 braços (2^6 onde 6 é o número de braços). O problema da seleção e definição da seqüência apropriada dos vetores pode ser melhor entendido se os valores de fase ($\mathbf{v}_{s135246}$) são transformados para o sistema de coordenadas ortogonais $dqxyoh$ ($\mathbf{v}_{sdqxyoh}$). A expressão da transformação é dada por

$$\mathbf{v}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{v}_{sdqxyoh} \quad (4.9)$$

$$\mathbf{v}_{sdqxyoh} = \mathbf{P}_s^{-1} (\mathbf{M}_c \mathbf{v}_{i135246} + v_{Hom} \mathbf{1}) \quad (4.10)$$

onde $\mathbf{v}_{sdqxyoh} = [v_{sd} \ v_{sq} \ v_{sx} \ v_{sy} \ v_{so} \ v_{sh}]^T$. Considere que dois conjuntos trifásicos são conectados de forma independente ($n_1 \neq n_2$) e isolados; $i_{s1} + i_{s3} + i_{s5} = 0$ e $i_{s2} + i_{s4} + i_{s6} = 0$, então as componentes de seqüência zero i_{so} e i_{sh} são nulas. Os valores instantâneos de v_{sd} , v_{sq} , v_{sx} e v_{sy} podem ser obtidos de (4.10). Considerando que as componentes de seqüência zero (v_{so} e v_{sh}) são irrelevantes.

Assim, as tensões podem ser representadas por um vetor em dois subespaços ou planos mutuamente ortogonais (dq e xy) e carregar as mesmas informações das componentes de fase. A identificação de todos os vetores, em cada subespaço ou plano, é facilitada pela nomenclatura \mathbf{v}_{ab} cujos índices 'a' e 'b' estão associados ao estado lógico das chaves superiores de potência (q_1, q_3, q_5) e (q_2, q_4, q_6), respectivamente. A codificação binária de 'a' e 'b' está descrita na Tab. 4.1 e assume os valores de 0 a 7. A localização de todos os vetores nos planos dq e xy , no referencial estacionário ($\delta_g = 0$), é mostrada na Fig. 4.2 para a *MAH* com $\alpha = \pi/6rad$. Na mesma situação, a Fig. 4.3 ilustra os vetores resultantes nos planos dq e xy para $\alpha = \pi/3rad$.

Tabela 4.1. Codificação binário dos vetores.

| a/b | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|-----------|---|---|---|---|---|---|---|---|
| q_1/q_2 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| q_3/q_4 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| q_5/q_6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |

As componentes desses vetores podem ser determinadas pelas seguintes expressões

$$v_{sd} = \frac{E}{2\sqrt{3}} \left[2q_1 - q_3 - q_5 + 2q_2 \cos \alpha - 2q_4 \sin(\alpha + \frac{\pi}{6}) - 2q_6 \cos(\alpha + \frac{\pi}{3}) \right] \quad (4.11)$$

$$v_{sq} = \frac{E}{2\sqrt{3}} \left[\sqrt{3}(q_3 - q_5) + 2q_2 \sin \alpha - 2q_4 \sin(\alpha - \frac{\pi}{3}) - 2q_6 \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (4.12)$$

$$v_{sx} = \frac{E}{2\sqrt{3}} \left[2q_1 - q_3 - q_5 - 2q_2 \cos \alpha + 2q_4 \sin(\alpha + \frac{\pi}{6}) + 2q_6 \cos(\alpha + \frac{\pi}{3}) \right] \quad (4.13)$$

$$v_{sy} = \frac{E}{2\sqrt{3}} \left[\sqrt{3}(q_3 - q_5) - 2q_2 \sin \alpha + 2q_4 \sin(\alpha - \frac{\pi}{3}) + 2q_6 \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (4.14)$$

$$v_{so} = \sqrt{3}v_{Hom} \quad (4.15)$$

$$v_{sh} = \sqrt{3}v_{Hom} \quad (4.16)$$

A Aplicação da transformação sobre a expressão (4.2), demonstra que

$$v_{id} = v_{sd}, \quad v_{iq} = v_{sq}, \quad v_{ix} = v_{sx}, \quad v_{iy} = v_{sy}$$

e

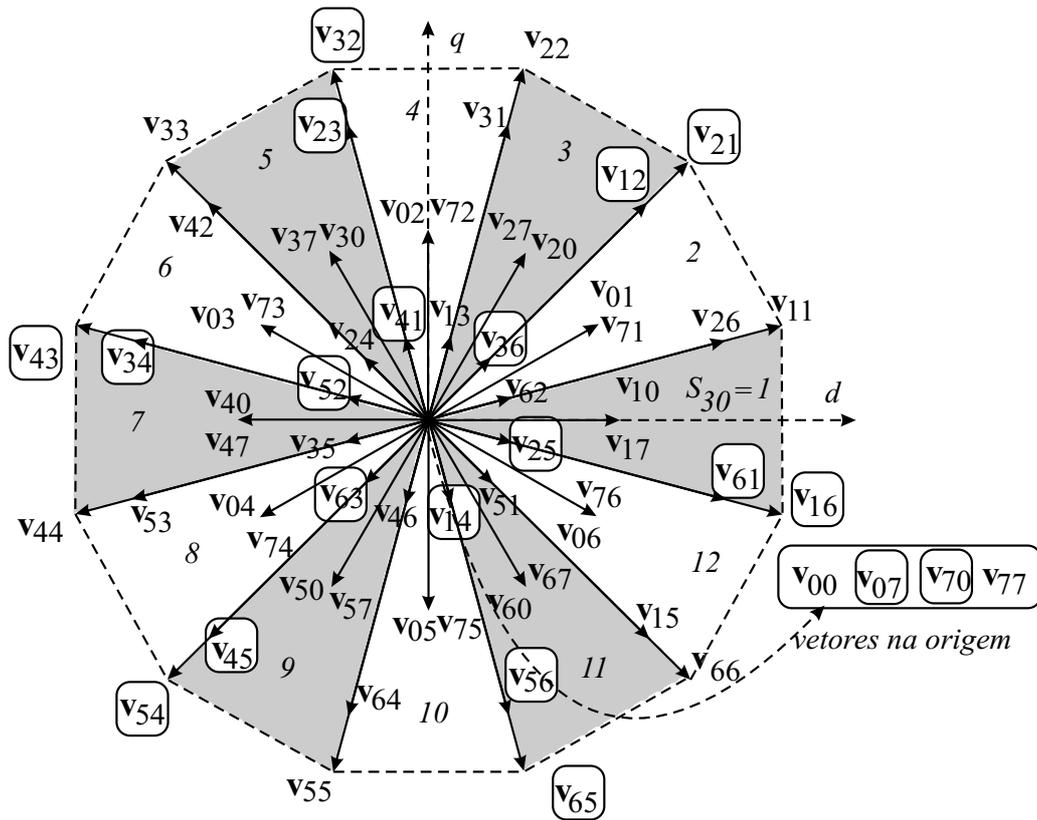
$$v_{io} = \frac{E}{\sqrt{3}} \left(q_1 + q_3 + q_5 - \frac{3}{2} \right) = \sqrt{3}v_{n10} \quad (4.17)$$

$$v_{ih} = \frac{E}{\sqrt{3}} \left(q_2 + q_4 + q_6 - \frac{3}{2} \right) = \sqrt{3}v_{n20} \quad (4.18)$$

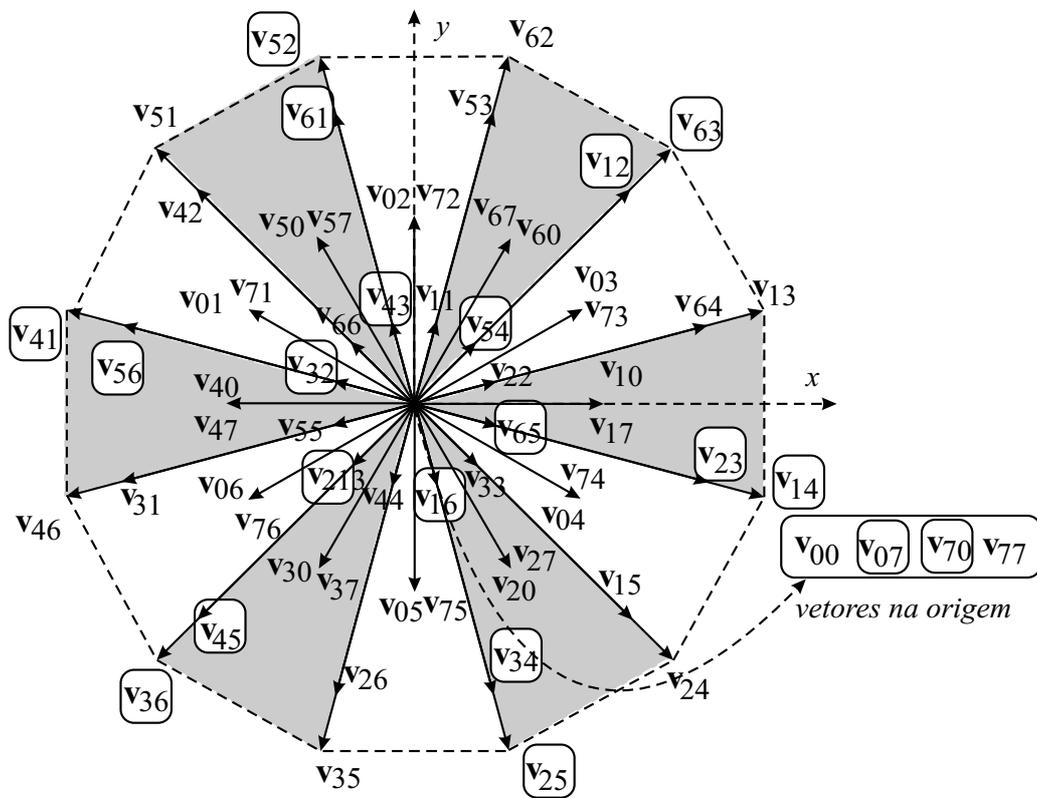
Essas duas componentes, denominadas de tensão de modo comum do conversor, evidentemente não dependem de nenhum termo da máquina e assumem valores elevados comparados aos valores de sequência zero v_{so} e v_{sh} .

A partir das equações (4.11)-(4.14), com $\alpha = \pi/6rad$, nota-se na Fig. 4.2(a), plano dq , que dos 64 vetores 49 são vetores independentes, i.e., alguns são redundantes e 4 são *nulos* ($\mathbf{v}_{sdq} = 0 = \mathbf{v}_0$).

Na Fig. 4.3(a), para $\alpha = \pi/3rad$, somente 19 vetores são independentes e pode-se dividir os 64 vetores em grupos, como: vetores nulos (10), pequenos (36), médios (12) e grandes (6).



(a) dq



(b) xy

Figura 4.2. Disposição dos vetores de tensão nos planos (a) dq e (b) xy relativo ao mapeamento hexafásico da MAH com $\alpha = \pi/6 \text{ rad}$.

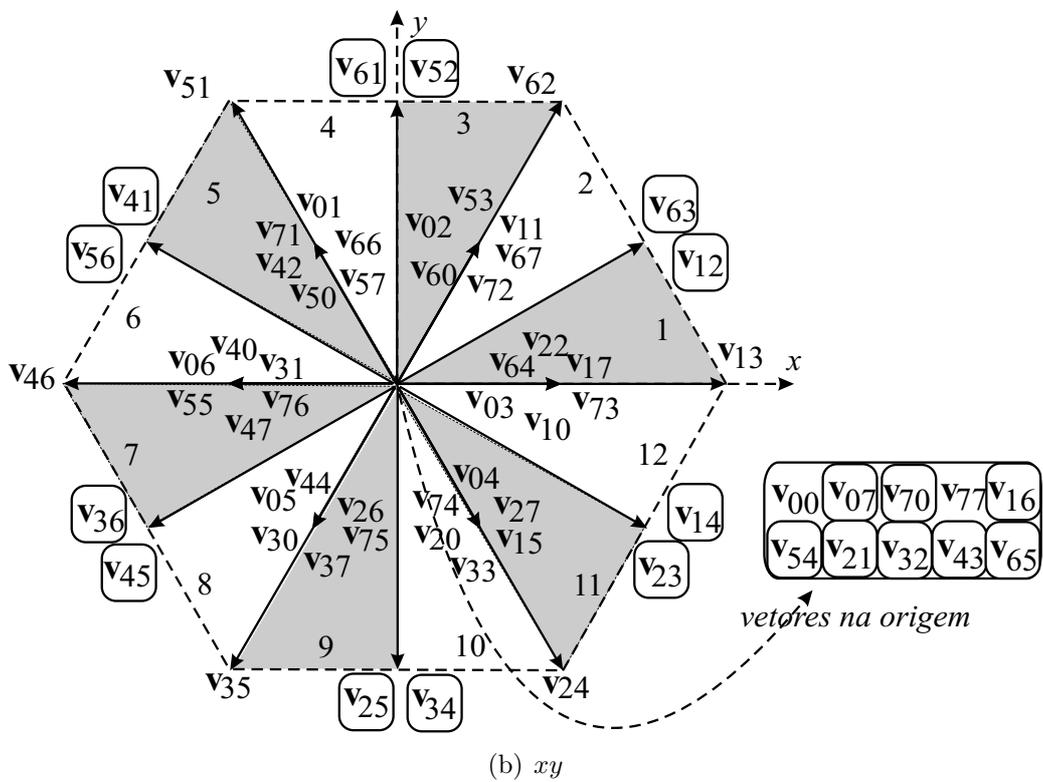
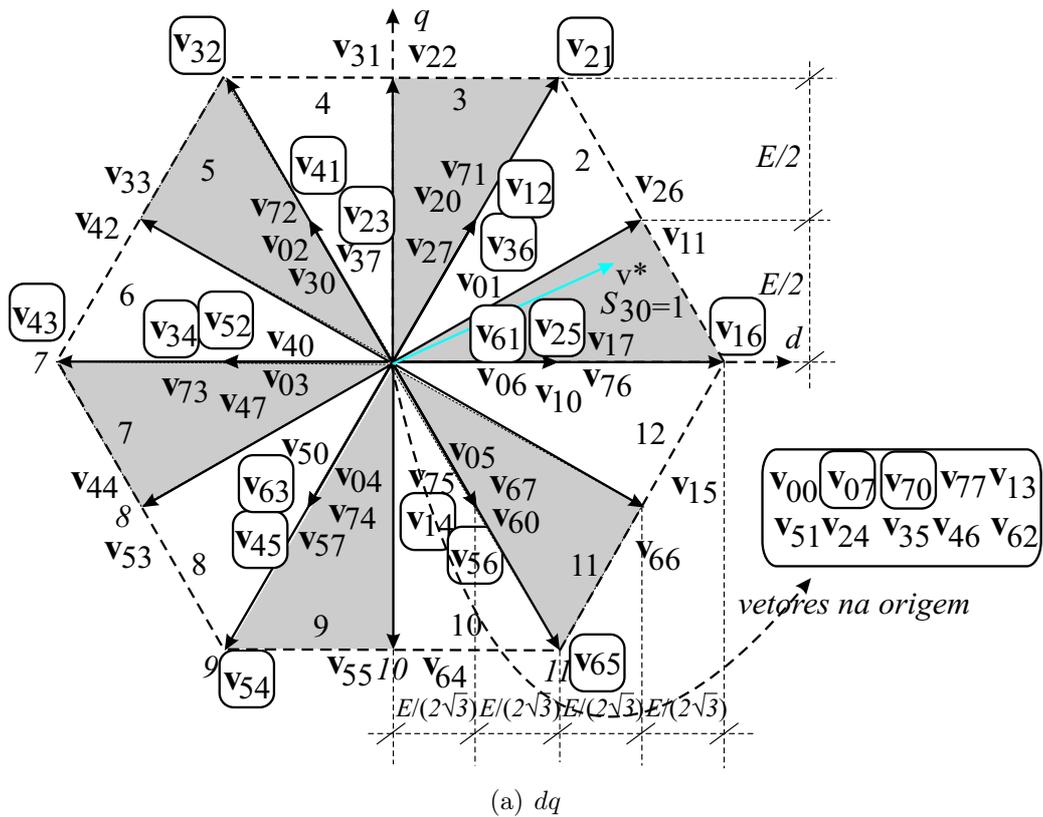


Figura 4.3. Disposição dos vetores de tensão nos planos (a) dq e (b) xy relativo ao mapeamento hexafásico da MAH com $\alpha = \pi/3 \text{ rad}$.

No plano dq , destacam-se 20 (vinte) vetores, inscritos numa caixa \square , que possuem tensão de modo comum nula ($v_{n0} = 0$) e dentre os quais 2 (dois) são *nulos* (\mathbf{v}_{07} e \mathbf{v}_{70}). Esses 64 vetores permitem ainda identificar 12 (doze) setores de 30° e os 20 vetores, com $v_{n0} = 0$, 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.

4.2.2 Modulação Vetorial Hexafásica

O principal objetivo das estratégias de controle *PWM*, na *MAH*, é o de impor a tensão de referência do estator no subespaço dq (associado a parte ativa da máquina) e portanto produzir conjugado eletromagnético. Adicionalmente impor valor médio nulo nas tensões geradas no subespaço xy que não produzem fluxo útil no entreferro da *MAH* mas são responsáveis por introduzir distorções na corrente de fase. No caso dos processos de estimação (capítulo anterior) esses valores são feitos, deliberadamente, diferentes de zero (fazendo $v_{sx}^* \neq 0$ e $v_{sy}^* \neq 0$). De modo geral, é necessário resolver 5 equações: duas para sintetizar o vetor tensão de referência em dq gerado, e.g., pelo sistema de controle, duas para sintetizar o vetor nulo no plano xy e uma para definir o período de modulação (complementando T com aplicação de vetores nulos).

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \\ v_{sx}^* \\ v_{sy}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V_m \cos(\omega_s t) \\ \sqrt{3}V_m \sin(\omega_s t) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

No plano xy a referência é o vetor nulo enquanto que em dq o vetor de referência será dado por $\mathbf{v}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$. Em (4.19) V_m é a amplitude da tensão de fase e ω_s é a frequência angular da componente fundamental. Nota-se na Fig. 4.3(a), plano dq , que o raio do círculo inscrito no hexágono é igual a E , conseqüentemente a amplitude máxima da tensão de fase pode chegar a $V_m = E/\sqrt{3}$. Sabe-se que a máxima tensão de saída (v_{i0}) é $E/2$, logo, preliminarmente conclui-se que o enfoque vetorial aproveita melhor o barramento CC . Do exposto é possível definir o índice de modulação (M) como sendo

$$M = \frac{\sqrt{(v_{sd}^*)^2 + (v_{sq}^*)^2}}{E} \quad (4.20)$$

A determinação do intervalo de tempo associado a cada vetor assume um procedimento peculiar mas, em geral, segue os conceitos básicos da modulação vetorial adotados em (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Na *MAH*, para que se tenha controle simultâneo dos planos dq e xy são necessários 4 vetores não nulos e um nulo por período de amostragem (ZHAO; LIPO, 1995). O vetor tensão de referência (\mathbf{v}^*) pode ser sintetizado como a soma ponderada dos vetores pré-selecionados. Tem-se, então

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_1 \frac{t_1}{T} + \mathbf{v}_2 \frac{t_2}{T} + \mathbf{v}_3 \frac{t_3}{T} + \mathbf{v}_4 \frac{t_4}{T} + \mathbf{v}_5 \frac{t_5}{T} \quad (4.21)$$

onde T é o período de amostragem.

Reescrevendo em função das componentes dos vetores, tem-se

$$\begin{bmatrix} v_{1d} & v_{2d} & v_{3d} & v_{4d} & v_{5d} \\ v_{1q} & v_{2q} & v_{3q} & v_{4q} & v_{5q} \\ v_{1x} & v_{2x} & v_{3x} & v_{4x} & v_{5x} \\ v_{1y} & v_{2y} & v_{3y} & v_{4y} & v_{5y} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \\ t_5 \end{bmatrix} = \mathbf{V}_t \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \\ t_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} T \quad (4.22)$$

conseqüentemente

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \\ t_5 \end{bmatrix} = \mathbf{V}_t^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} T \quad (4.23)$$

A Fig. 4.4 ilustra o princípio da modulação vetorial hexafásica e resume o algoritmo de implementação das estratégias. Partindo do vetor tensão de referência (v_{sd}^* e v_{sq}^*) que é amostrado na frequência f_a ($f_a = 1/T$, v_{sda}^* e v_{sqa}^*), num referencial estacionário, determina-se o setor onde o mesmo se encontra. Em seguida, determinam-se os vetores adjacentes utilizados na estratégia e automaticamente a matriz \mathbf{V}_t . A matriz \mathbf{V}_t pode ser obtida a partir das expressões (4.11)-(4.14). Inverte-se a matriz \mathbf{V}_t e obtêm-se os intervalos de aplicação dos vetores calculados através da expressão (4.23).

A implementação prática dessa estratégia na *MAH* – 30° necessita calcular 10 intervalos de tempo em cada período de chaveamento como demonstrado em (ZHAO; LIPO, 1995). Isto torna difícil sua realização além de exigir o cálculo da inversão da matriz \mathbf{V}_t *on line*. A simplificação da estratégia, e.g., utiliza um número menor de vetores e vai resultar na perda de controle sobre o plano xy e conseqüentemente fortes distorções na corrente de fase devido à baixa impedância

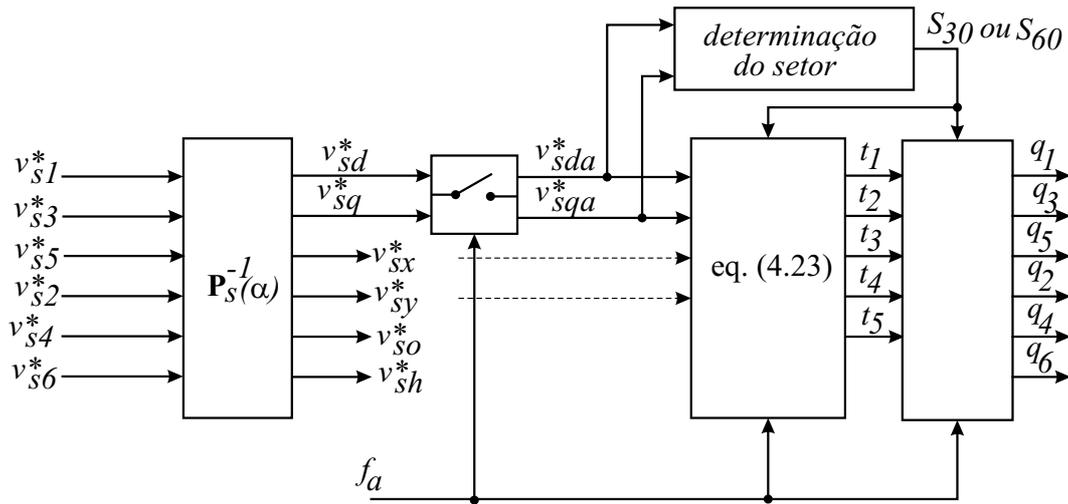


Figura 4.4. Princípio da modulação vetorial hexafásica.

apresentada pelo circuito (GOPAKUMAR; RAGANATHAN; BHAT, 1993). As perdas no conversor e nos enrolamentos do estator tornam tais estratégias inviáveis.

A seguir serão tratadas as estratégias de modulação *PWM* para a *MAH* – 60° que visam minimizar as distorções nas correntes de fase e dq .

4.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA A *MAH* – 60°

Na *MAH* – 60° em virtude da simetria dos vetores e da semelhança com o sistema trifásico é possível simplificar a estratégia de modulação utilizando somente três vetores no cálculo dos tempos. Separando o cálculo do tempo de aplicação dos vetores do procedimento de seleção, tem-se

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_1 \frac{t_1}{T} + \mathbf{v}_2 \frac{t_2}{T} + \mathbf{v}_3 \frac{t_3}{T} \quad (4.24)$$

onde \mathbf{v}_1 , \mathbf{v}_2 e \mathbf{v}_3 são três vetores (sendo um deles nulo ou não) pré-selecionados e t_1 , t_2 e t_3 seus respectivos tempos de aplicação, restritos a

$$T = t_1 + t_2 + t_3 \quad (4.25)$$

Resolvendo as equações (4.24) e (4.25) a partir de $\mathbf{v}_1 = v_{1d} + jv_{1q}$, $\mathbf{v}_2 = v_{2d} + jv_{2q}$, $\mathbf{v}_3 = v_{3d} + jv_{3q}$ e $\mathbf{v}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$, determinam-se os tempos t_2 , t_3 e t_1 por

$$t_2 = \frac{(v_{sd}^* - v_{1d})(v_{3q} - v_{1q}) - (v_{sq}^* - v_{1q})(v_{3d} - v_{1d})}{(v_{2d} - v_{1d})(v_{3q} - v_{1q}) - (v_{2q} - v_{1q})(v_{3d} - v_{1d})} T \quad (4.26)$$

$$t_3 = \frac{(v_{sq}^* - v_{1q})(v_{2d} - v_{1d}) - (v_{sd}^* - v_{1d})(v_{2q} - v_{1q})}{(v_{2d} - v_{1d})(v_{3q} - v_{1q}) - (v_{2q} - v_{1q})(v_{3d} - v_{1d})} T \quad (4.27)$$

$$t_1 = T - t_2 - t_3 \quad (4.28)$$

A seguir são apresentadas diversas estratégias de modulação para a $MAH - 60^\circ$ e feita a classificação segundo as distorções de corrente em dq e $fase$. O processo de seleção dos vetores vai depender da divisão do plano dq em setores de 30° (12 setores) ou 60° graus (6 setores), do número de transições de um vetor para o seguinte e do número de vetores selecionados. A Fig 4.5, ilustra a divisão dos setores em regiões de 30, 60 e subregiões triangulares acompanhada da nomenclatura geral dos vetores.

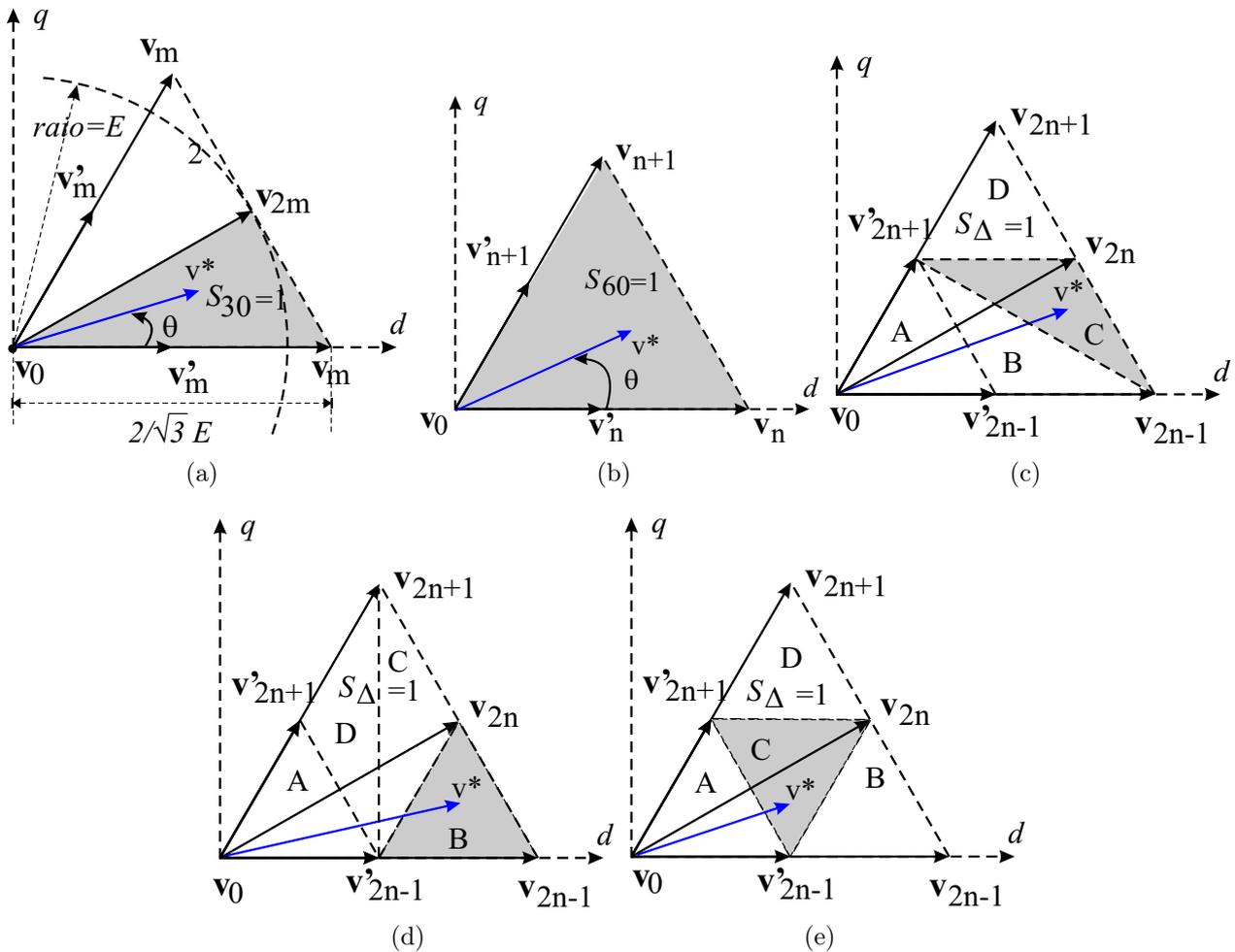


Figura 4.5. Divisão dos setores em 30, 60° e subregiões triangulares: (a) setores de 30°, (b) setores de 60°, (c) subregiões triangulares (*Caso 2*), (d) subregiões triangulares (*Caso 3*) e (e) subregiões triangulares (*Caso 4*).

Caso 1: Seleção de sete vetores por setor de 30°

Para gerar o vetor tensão de referência imposto pelo sistema de controle, o plano dq é

dividido em 12 setores, como mostra a Fig. 4.3(a). Partindo do plano dq , o modulador PWM deve encontrar o setor onde o vetor de referência está localizado, aproximar-se dele durante o período de amostragem, utilizando um certo número de vetores adjacentes.

Na Tab. 4.2 são apresentados os vetores pré-selecionados por setor, de modo que haja somente uma comutação por braço e por período de amostragem, e seus respectivos tempos de aplicação. Os vetores estão associados aos intervalos de tempo t_0 (vetor nulo), t'_m (vetor pequeno), t_m (vetor grande) e t_{2m} (vetor médio), em cada setor de 30° graus do plano dq , cuja nomenclatura está indicada na Fig. 4.5(a). Os vetores selecionados no primeiro setor são ilustrados na Fig. 4.6. O uso de mais de um vetor numa mesma posição no plano dq com tempos de aplicação iguais, faz-se necessário para anular v_{sx} e v_{sy} na média do período de amostragem. Nota-se na Fig. 4.3(b), que os vetores \mathbf{v}_{76} e \mathbf{v}_{10} são deslocados de 180° no plano xy e por isso aplicados pelo mesmo intervalo de tempo.

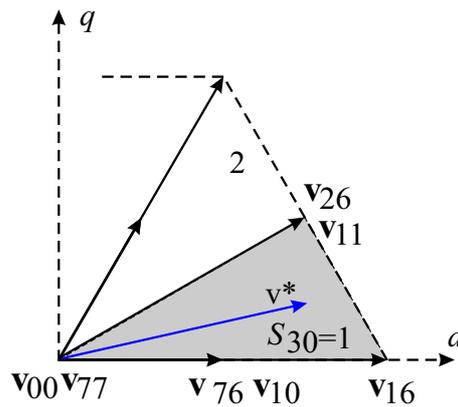


Figura 4.6. Seleção dos vetores do Caso 1 ($S_{30} = 1$).

No plano dq , os setores de 30° podem ser identificados por S_{30} com $S_{30} = 1, \dots, 12$ e $S_{30+1} = 1$ se $S_{30} = 12$.

Apesar da equação dos tempos ser definida para três vetores, a mesma torna-se adequada pela propriedade de colinearidade e redundância de alguns vetores. Considerando na equação (4.24): $\mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_0$ (vetor nulo), $\mathbf{v}_2 = \mathbf{v}_m = v_{md} + jv_{mq}$ (vetor grande), $\mathbf{v}_3 = \mathbf{v}_{2m} = v_{2md} + jv_{2mq}$ (vetor médio) e $\mathbf{v}'_m = v'_{md} + jv'_{mq}$ (vetor pequeno) relacionados com o setor par ou ímpar de acordo com a Tab. 4.3. Nota-se que m e m' estão no mesmo eixo (colineares) e portanto $m = 1 \implies m' = 1$. Além disso $\mathbf{v}'_m = \frac{1}{2}\mathbf{v}_m$ e $\mathbf{v}_0 = 0$. Por exemplo, na Fig. 4.6 para $S_{30} = 1$

Tabela 4.2. Seleção dos vetores do Caso 1.

| S_{30} | $\frac{t_0}{2}$ | $\frac{t'_m}{2}$ | $\frac{t_{2m}}{2}$ | t_m | $\frac{t_{2m}}{2}$ | $\frac{t'_m}{2}$ | $\frac{t_0}{2}$ |
|----------|-------------------|-------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-------------------|-------------------|
| 1 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{76} | \mathbf{v}_{26} | \mathbf{v}_{16} | \mathbf{v}_{11} | \mathbf{v}_{10} | \mathbf{v}_{00} |
| 2 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{27} | \mathbf{v}_{26} | \mathbf{v}_{21} | \mathbf{v}_{11} | \mathbf{v}_{01} | \mathbf{v}_{00} |
| 3 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{27} | \mathbf{v}_{22} | \mathbf{v}_{21} | \mathbf{v}_{31} | \mathbf{v}_{01} | \mathbf{v}_{00} |
| 4 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{72} | \mathbf{v}_{22} | \mathbf{v}_{32} | \mathbf{v}_{31} | \mathbf{v}_{30} | \mathbf{v}_{00} |
| 5 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{72} | \mathbf{v}_{42} | \mathbf{v}_{32} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{30} | \mathbf{v}_{00} |
| 6 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{47} | \mathbf{v}_{42} | \mathbf{v}_{43} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{03} | \mathbf{v}_{00} |
| 7 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{47} | \mathbf{v}_{44} | \mathbf{v}_{43} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{03} | \mathbf{v}_{00} |
| 8 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{74} | \mathbf{v}_{44} | \mathbf{v}_{54} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{50} | \mathbf{v}_{00} |
| 9 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{74} | \mathbf{v}_{64} | \mathbf{v}_{54} | \mathbf{v}_{55} | \mathbf{v}_{50} | \mathbf{v}_{00} |
| 10 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{67} | \mathbf{v}_{64} | \mathbf{v}_{65} | \mathbf{v}_{55} | \mathbf{v}_{05} | \mathbf{v}_{00} |
| 11 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{67} | \mathbf{v}_{66} | \mathbf{v}_{65} | \mathbf{v}_{15} | \mathbf{v}_{05} | \mathbf{v}_{00} |
| 12 | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{76} | \mathbf{v}_{66} | \mathbf{v}_{16} | \mathbf{v}_{15} | \mathbf{v}_{10} | \mathbf{v}_{00} |

Tabela 4.3. Definição do índice dos vetores em função do setor.

| S_{30} -ímpar | S_{30} -par |
|-------------------|------------------|
| $m = S_{30}$ | $m = S_{30} + 1$ |
| $2m = S_{30} + 1$ | $2m = S_{30}$ |

($m' = m = 1$ e $2m = 2$), há a seguinte correspondência: $\mathbf{v}_0 = \mathbf{v}_{77}$, $\mathbf{v}'_m = \mathbf{v}_{76}$, $\mathbf{v}_m = \mathbf{v}_{16}$ e $\mathbf{v}_{2m} = \mathbf{v}_{26}$. Conseqüentemente a equação (4.24) pode ser reescrita como

$$\mathbf{v}^* = \frac{(t'_m/2 + t_m)}{T} \mathbf{v}_m + \frac{t_{2m}}{T} \mathbf{v}_{2m} \quad (4.29)$$

que resulta em

$$t_2 = \frac{t'_m}{2} + t_m = \frac{v_{2mq}v_{sd}^* - v_{2md}v_{sq}^*}{v_{md}v_{2mq} - v_{mq}v_{2md}} T \quad (4.30)$$

$$t_3 = t_{2m} = \frac{v_{md}v_{sq}^* - v_{mq}v_{sd}^*}{v_{md}v_{2mq} - v_{mq}v_{2md}} T \quad (4.31)$$

com a restrição de tempo (4.25) dada por

$$T = t_0 + t'_m + t_m + t_{2m} \quad (4.32)$$

A qualidade da estratégia, quanto às distorções de corrente, vai depender dos tempos t'_m e t_m . Assim, o fator de ponderação K_d , definido pela relação (4.33), é utilizado para controlar a aplicação dos vetores pequenos e grandes.

$$K_d = \frac{t_m}{\frac{t'_m}{2} + t_m}, \quad 0 \leq K_d \leq 1 \quad (4.33)$$

Explicitando t_m e t'_m das equações (4.30)-(4.33) em função de K_d , têm-se

$$t_m = K_d \frac{v_{2mq}v_{sd}^* - v_{2md}v_{sq}^*}{v_{md}v_{2mq} - v_{mq}v_{2md}} T \quad (4.34)$$

$$t'_m = 2(1 - K_d) \frac{v_{2mq}v_{sd}^* - v_{2md}v_{sq}^*}{v_{md}v_{2mq} - v_{mq}v_{2md}} T \quad (4.35)$$

e t_0 de (4.32).

A distribuição dos tempos de aplicação dos vetores dada pela expressão (4.33) deve satisfazer a restrição (4.32) de tal modo que $t_i \geq 0$, $i = 0, m', m$ e $2m$. Algumas soluções particulares podem ser geradas fazendo-se: (a) $K_d = \frac{2}{3}$ que corresponde a $t_m = t'_m$ (com esta distribuição o maior índice de modulação que se pode chegar, dentro da região de linearidade, é $M = \frac{\sqrt{3}}{2}$); (b) $K_d = 1$ que corresponde a $t'_m = 0$ ($M \leq 1$); (c) $t_m = 0$ que corresponde a $K_d = 0$ ($M \leq 0,5$) e (d) $K_d = M$ (índice de modulação), que corresponde a uma distribuição ponderada dos tempos em função do índice de modulação ($M \leq 1$).

Nota-se no *caso 1a* que a amplitude máxima da tensão de fase gerada é $E/2$. Nos *casos 1b* e *1d* esse valor foi de $E/\sqrt{3}$ que indica um melhor aproveitamento do barramento CC .

A Fig. 4.7, ilustra os pulsos de comando das chaves superiores, indica quais os vetores utilizados e o efeito de K_d na tensão de linha dos *casos 1a, 1b, 1c* e *1d* quando se aplica os vetores na ordem inversa (pulso centrado) no período de amostragem seguinte. Isto significa que a frequência de amostragem (f_a) é o dobro da frequência de chaveamento, i.e., $f_{ch} = \frac{1}{2}f_a$. Sem reversão tem-se $f_a = f_{ch}$.

A aplicação dos vetores nulos (\mathbf{v}_{77} e \mathbf{v}_{00}), no início e no fim do período de amostragem, asseguram que só haja uma transição por fase durante o período de chaveamento. Nota-se, ainda que a influência desses vetores na tensão de linha (v_{s13} e v_{s15}), determina o comportamento das oscilações de corrente e conseqüentemente a qualidade da estratégia *PWM*.

Caso 2. Seleção dos vetores por sub-regiões triangulares

De modo geral a estratégia de modulação ótima é conseguida se: o máximo desvio do vetor de corrente para os diversos estados de chaveamento, torna-se tão pequeno quanto possível com o período T o menor possível (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). Naturalmente esta situação

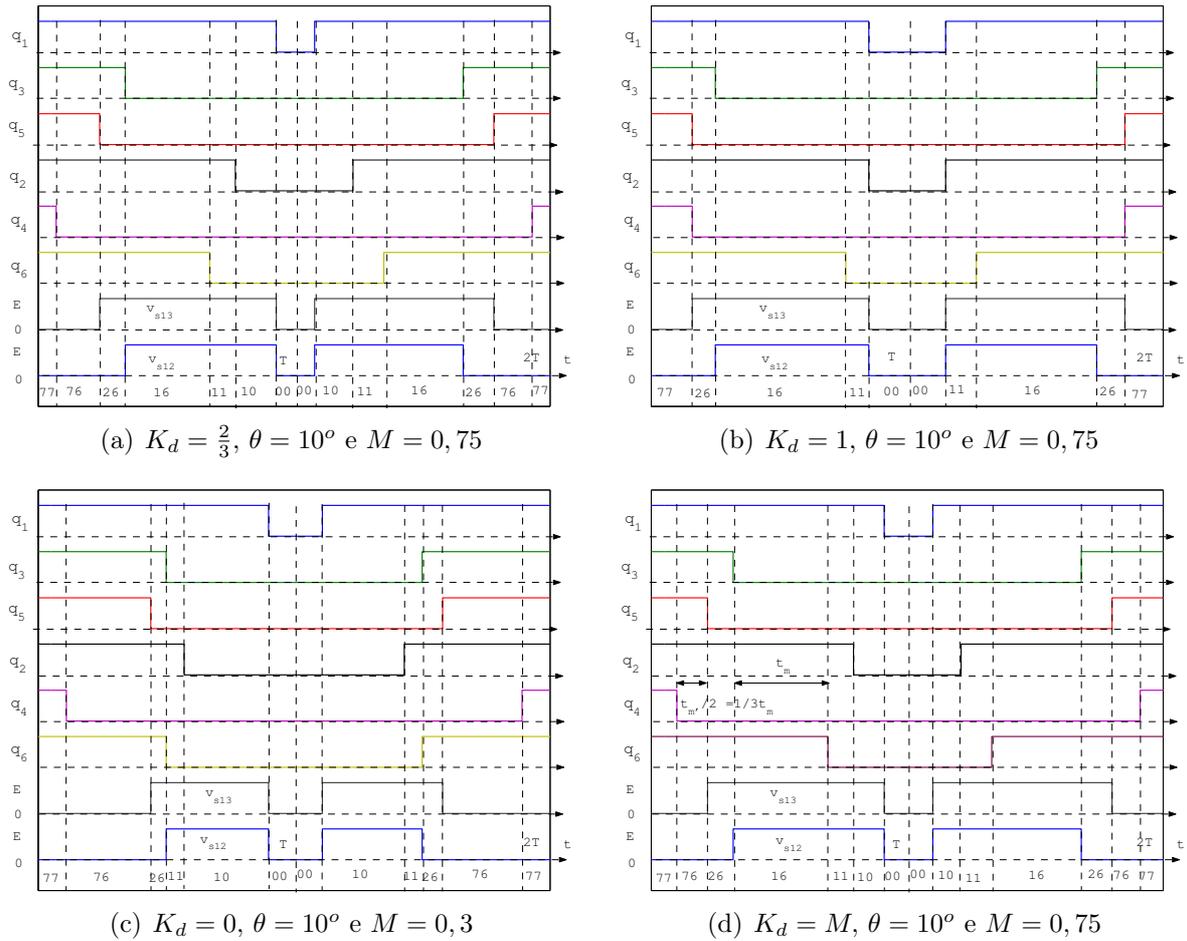


Figura 4.7. Pulsos de comando das chaves e tensões de linha resultantes v_{s13} e v_{s15} para os casos (a) 1a, (b) 1b, (c) 1c e (d) 1d.

Tabela 4.4. Testes lógicos para identificação das regiões triangulares.

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

é impossível de se atingir na prática. No entanto, uma estratégia otimizada, na $MAH - 60^\circ$, é conseguida se cada setor de 60° for dividido em subregiões triangulares (Δ) e o vetor tensão de referência sintetizado a partir dos vetores que formam os vértices dessas subregiões triangulares, previamente definidas por setor de 60° , e que contenha a extremidade de \mathbf{v}^* .

As Figs. 4.5(c), (d) e (e) ilustram três possibilidades de subdivisão triangular. Na Fig. 4.8 são apresentados as subregiões triangulares com os respectivos vetores pré-selecionados do *Caso 2*. Se, e.g., o vetor de referência \mathbf{v}^* está localizado no triângulo C (setor 1) os vetores \mathbf{v}_{27} , \mathbf{v}_{26} , \mathbf{v}_{16} , \mathbf{v}_{11} e \mathbf{v}_{01} estão disponíveis para sintetizá-lo. Também são indicadas as equações das retas $v_{sq} = f(v_{sd})$ que definem os limites das diferentes regiões triangulares. Com base nestas equações é possível identificar se o vetor de referência encontra-se nos triângulos “A”, “B”, “C” ou “D” e em seguida definir a seqüência de vetores adequada a ser aplicada. Os testes a serem realizados para identificação das regiões triangulares são indicados na Tab. 4.4.

O procedimento de determinação dos tempos a partir das equações (4.24) e (4.25) é explicado a seguir. Como ilustrado nas Figs. 4.5(c), (d) e (e) o plano dq pode ser dividido em setores de

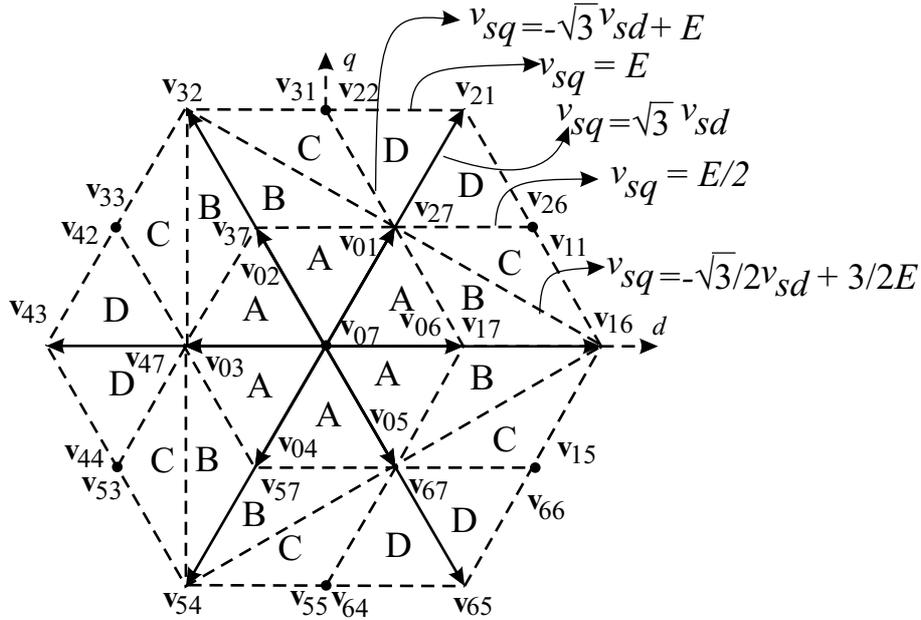


Figura 4.8. Divisão do plano dq em regiões triangulares - e vetores do *Caso 2*.

$60^\circ (S_\Delta)$ com $S_\Delta = 1, \dots, 6$. Reescrevendo as equações (4.24) e (4.25), tem-se

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^*T &= t_0\mathbf{v}_0 + t'_{2n-1}\mathbf{v}'_{2n-1} + t'_{2n+1}\mathbf{v}'_{2n+1} \\ &\quad + t_{2n-1}\mathbf{v}_{2n-1} + t_{2n+1}\mathbf{v}_{2n+1} + t_{2n}\mathbf{v}_{2n} \end{aligned} \tag{4.36}$$

onde $n = S_\Delta$ com $2n + 1 = 1$, se $n = 6$. A localização desses vetores genéricos, como função do setor, pode ser visualizada na Fig. 4.5(c).

A restrição de tempo é dada agora por

$$T = t_0 + t'_{2n-1} + t_{2n-1} + t'_{2n+1} + t_{2n+1} + t_{2n} \tag{4.37}$$

O procedimento de cálculo, simplificações e distribuição desses tempos vai depender da seleção prévia dos vetores. A Tab. 4.5 resume as equivalências que devem ser feitas de acordo com o setor.

Tabela 4.5. Definição dos vetores para o cálculo dos tempos.

| $s_\Delta \rightarrow$ | ímpar | | | par | | |
|------------------------|----------------------|----------------------|---------------------|----------------------|----------------------|---------------------|
| $\Delta \downarrow$ | \mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2 | \mathbf{v}_3 | \mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2 | \mathbf{v}_3 |
| (A) | \mathbf{v}'_{2n+1} | \mathbf{v}'_{2n-1} | \mathbf{v}_0 | \mathbf{v}'_{2n-1} | \mathbf{v}'_{2n+1} | \mathbf{v}_0 |
| (B) | \mathbf{v}'_{2n+1} | \mathbf{v}'_{2n-1} | \mathbf{v}_{2n-1} | \mathbf{v}'_{2n-1} | \mathbf{v}'_{2n+1} | \mathbf{v}_{2n+1} |
| (C) | \mathbf{v}'_{2n+1} | \mathbf{v}_{2n} | \mathbf{v}_{2n-1} | \mathbf{v}'_{2n-1} | \mathbf{v}_{2n} | \mathbf{v}_{2n+1} |
| (D) | \mathbf{v}'_{2n+1} | \mathbf{v}_{2n} | \mathbf{v}_{2n+1} | \mathbf{v}'_{2n-1} | \mathbf{v}_{2n} | \mathbf{v}_{2n-1} |

Tabela 4.6. Seleção dos Vetores do Caso 2.

| S_{Δ} | Δ | (A) | | | | | (B) | | | | | |
|--------------|----------|-------------|-----------------------|-----------------------|----------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|------------|-----------------------|-----------------------|
| | | \vec{t}_i | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | t_0 | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ |
| 1 | | | v_{27} | v_{17} | v_{07} | v_{06} | v_{01} | v_{27} | v_{17} | v_{16} | v_{06} | v_{01} |
| 2 | | | v_{27} | v_{37} | v_{07} | v_{02} | v_{01} | v_{27} | v_{37} | v_{32} | v_{02} | v_{01} |
| 3 | | | v_{47} | v_{37} | v_{07} | v_{02} | v_{03} | v_{47} | v_{37} | v_{32} | v_{02} | v_{03} |
| 4 | | | v_{47} | v_{57} | v_{07} | v_{04} | v_{03} | v_{47} | v_{57} | v_{54} | v_{04} | v_{03} |
| 5 | | | v_{67} | v_{57} | v_{07} | v_{04} | v_{05} | v_{67} | v_{57} | v_{54} | v_{04} | v_{05} |
| 6 | | | v_{67} | v_{17} | v_{07} | v_{06} | v_{05} | v_{67} | v_{17} | v_{16} | v_{06} | v_{05} |

| S_{Δ} | Δ | (C) | | | | | (D) | | | | | |
|--------------|----------|-------------|-----------------------|--------------------|------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|------------|--------------------|-----------------------|
| | | \vec{t}_i | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n+1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ |
| 1 | | | v_{27} | v_{26} | v_{16} | v_{11} | v_{01} | v_{27} | v_{26} | v_{21} | v_{11} | v_{01} |
| 2 | | | v_{27} | v_{22} | v_{32} | v_{31} | v_{01} | v_{27} | v_{22} | v_{21} | v_{31} | v_{01} |
| 3 | | | v_{47} | v_{42} | v_{32} | v_{33} | v_{03} | v_{47} | v_{42} | v_{43} | v_{33} | v_{03} |
| 4 | | | v_{47} | v_{44} | v_{54} | v_{53} | v_{03} | v_{47} | v_{44} | v_{43} | v_{53} | v_{03} |
| 5 | | | v_{67} | v_{64} | v_{54} | v_{55} | v_{05} | v_{67} | v_{64} | v_{65} | v_{55} | v_{05} |
| 6 | | | v_{67} | v_{66} | v_{16} | v_{15} | v_{05} | v_{67} | v_{66} | v_{65} | v_{15} | v_{05} |

Resumidamente, na Tab. 4.6 são indicadas as seqüências de aplicação dos vetores de todas as regiões triangulares e a respectiva distribuição do tempo de aplicação dos mesmos. A escolha dos vetores a serem aplicados é função da região triangular definida por A, B, C, D e do índice de modulação (M). Na distribuição dos tempos de aplicação dos vetores, é importante destacar que, além de sintetizar o vetor de referência, espera-se que v_{sx} e v_{sy} tenham média nula em um período de amostragem T .

Os pulsos de comando das chaves superiores para as regiões triangulares A, B, C e D (setor 1), os vetores aplicados e as tensões de linha são ilustrados na Fig. 4.9. Devido aos vetores selecionados, nota-se que as chaves q_2 e q_5 não comutam e para um ciclo da fundamental isto ocorre por um espaço de 120° em cada uma das fases. Isto implica na redução significativa do valor da frequência de chaveamento média. Para que a frequência de chaveamento média (\bar{f}_{ch2}), por período da fundamental, seja a mesma do *Caso 1*, e.g., deve-se ajustá-la em $\frac{3}{2}$. Pode-se assim, definir um fator de ajuste de frequência (k_f), do *Caso N*, por

$$k_f = \frac{f_{chCasoN}}{f_{chCaso1}} \quad (4.38)$$

onde $f_{chCaso1}$ é a frequência de chaveamento instantânea do *Caso 1* e $f_{chCasoN}$ do *Caso N* qualquer. No *Caso 2*, $f_{chCaso2} = \frac{3}{2}f_{chCaso1}$.

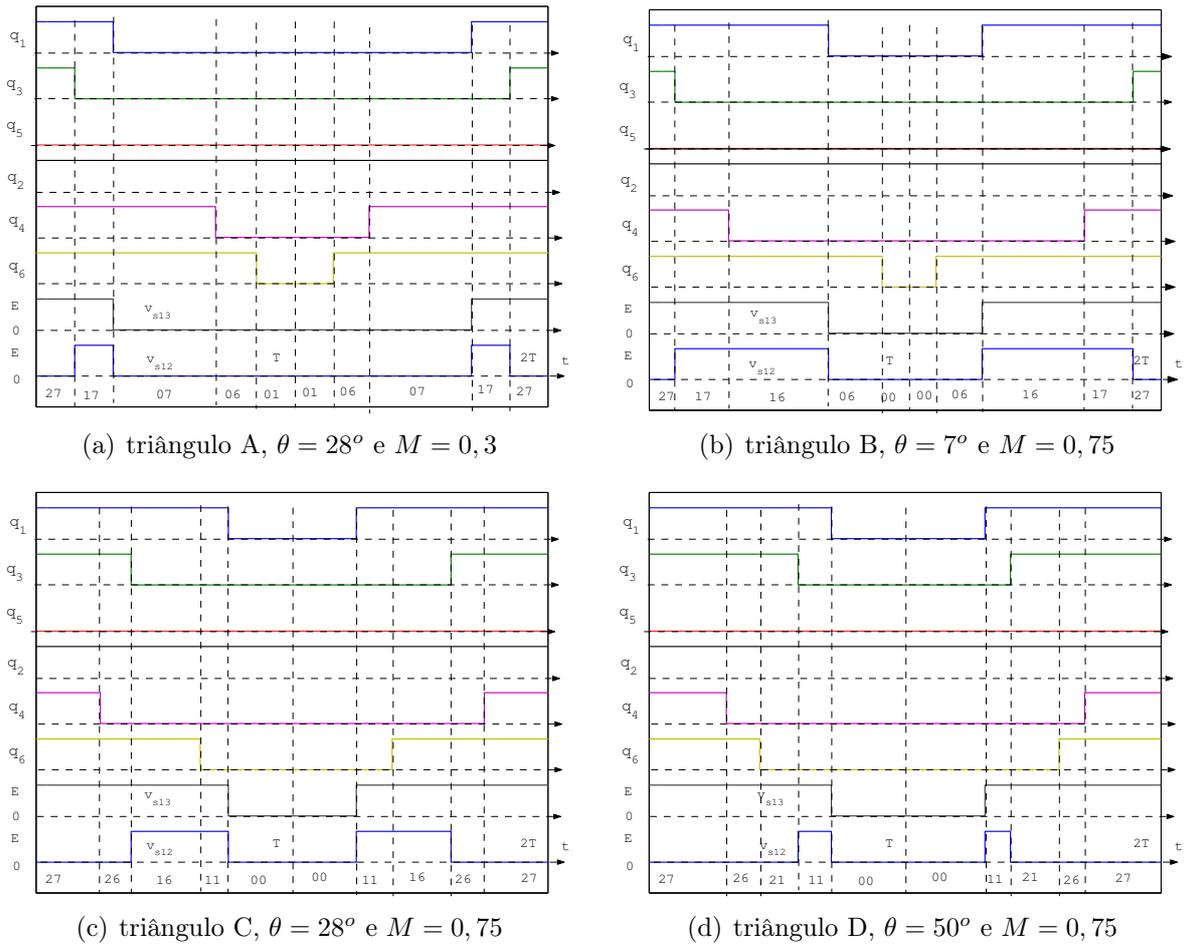


Figura 4.9. Pulsos de comando das chaves e tensões de linha resultantes v_{s13} e v_{s15} para os casos (a) 2a, (b) 2b, (c) 2c e (d) 2d.

Caso 3. Forma alternativa de dividir os setores

Uma forma alternativa de dividir os setores de 60° e selecionar os vetores é vista na Fig. 4.10. Na Tab. 4.7 estão relacionados todos os vetores pré-selecionados com seus respectivos tempos de aplicação.

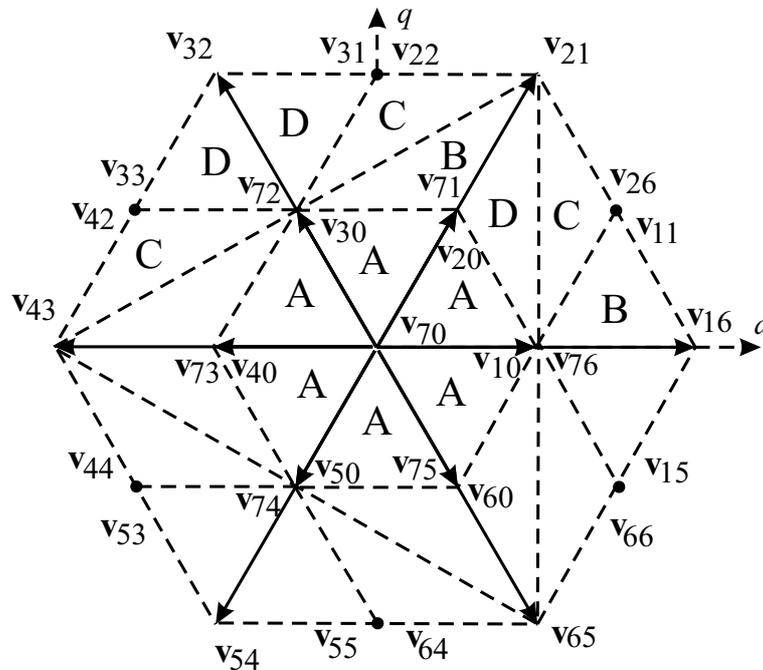


Figura 4.10. Divisão do plano dq em regiões triangulares - e vetores do *Caso 3*.

A Fig. 4.11, mostra o padrão dos pulsos nas regiões triangulares “A”, “B”, “C” e “D” do setor 1, sendo que nesta estratégia as chaves q_1 e q_4 não trabalham, implicando num fator de ajuste $k_f = 3/2$ na freq. de chaveamento.

Caso 4. Composição dos casos 2 e 3 com a região “C” modificada

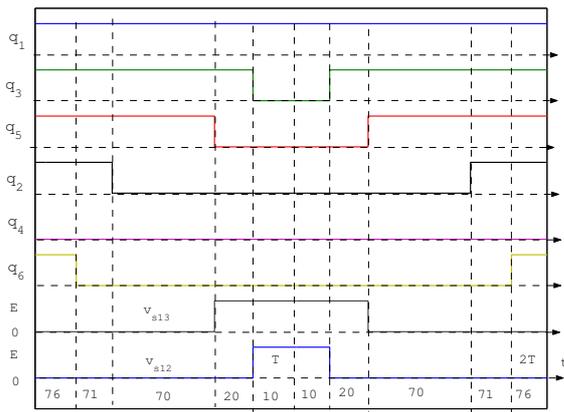
A inspiração dessa estratégia deve-se à semelhança da disposição dos vetores do inversor de seis braços (dois níveis) com o inversor três braços e três níveis. Nesta estratégia é feita uma combinação dos casos 2 e 3 com uma maneira diferente de dividir e escolher os vetores da região C. O conjunto de todos vetores selecionados e as respectivas regiões são mostrados na Fig. 4.12.

Na Tab. 4.8 estão relacionados todos os vetores por setor (para cada subregião triangular) e seus respectivos tempos de aplicação. Constatou-se, também, a necessidade de fatores de ajuste

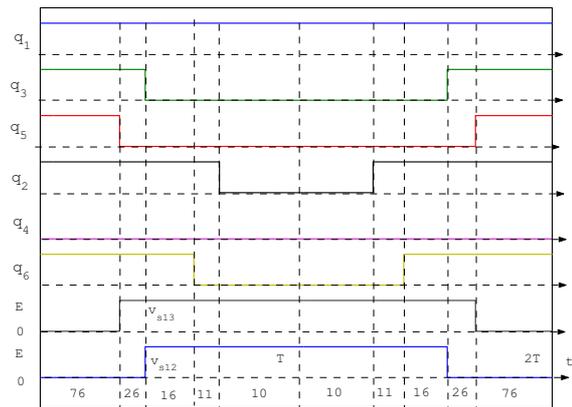
Tabela 4.7. Seleção dos Vetores para o Caso 3.

| S_{Δ} | Δ | (A) | | | | | (B) | | | | |
|--------------|----------|-----------------------|-----------------------|----------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|---------------------|------------|---------------------|-----------------------|
| | | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | t_0 | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t'_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ |
| 1 | | v_{76} | v_{71} | v_{70} | v_{20} | v_{10} | v_{76} | v_{26} | v_{16} | v_{11} | v_{10} |
| 2 | | v_{72} | v_{71} | v_{70} | v_{20} | v_{30} | v_{72} | v_{71} | v_{21} | v_{20} | v_{30} |
| 3 | | v_{72} | v_{73} | v_{70} | v_{40} | v_{30} | v_{72} | v_{42} | v_{32} | v_{33} | v_{30} |
| 4 | | v_{74} | v_{73} | v_{70} | v_{40} | v_{50} | v_{74} | v_{73} | v_{43} | v_{40} | v_{50} |
| 5 | | v_{74} | v_{75} | v_{70} | v_{60} | v_{50} | v_{74} | v_{64} | v_{54} | v_{55} | v_{50} |
| 6 | | v_{76} | v_{75} | v_{70} | v_{60} | v_{10} | v_{76} | v_{75} | v_{65} | v_{60} | v_{10} |

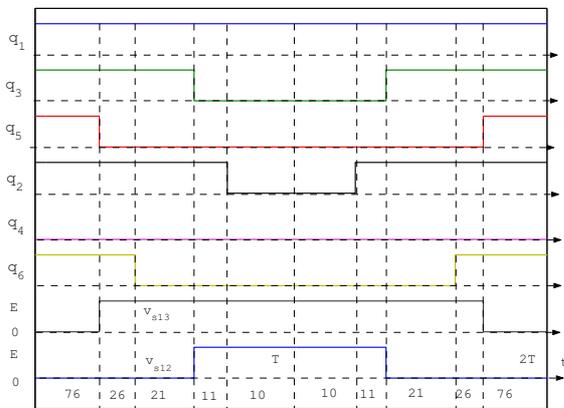
| S_{Δ} | Δ | (C) | | | | | (D) | | | | |
|--------------|----------|-----------------------|---------------------|------------|---------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|------------|-----------------------|-----------------------|
| | | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n}}{2}$ | t_{2n+1} | $\frac{t'_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | t_{2n+1} | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ |
| 1 | | v_{76} | v_{26} | v_{21} | v_{11} | v_{10} | v_{76} | v_{71} | v_{21} | v_{20} | v_{10} |
| 2 | | v_{72} | v_{22} | v_{21} | v_{31} | v_{30} | v_{72} | v_{22} | v_{32} | v_{31} | v_{30} |
| 3 | | v_{72} | v_{42} | v_{43} | v_{33} | v_{30} | v_{72} | v_{73} | v_{43} | v_{40} | v_{30} |
| 4 | | v_{74} | v_{44} | v_{23} | v_{53} | v_{50} | v_{74} | v_{44} | v_{54} | v_{53} | v_{50} |
| 5 | | v_{74} | v_{64} | v_{65} | v_{55} | v_{50} | v_{74} | v_{75} | v_{65} | v_{60} | v_{50} |
| 6 | | v_{76} | v_{66} | v_{65} | v_{15} | v_{10} | v_{76} | v_{66} | v_{16} | v_{15} | v_{10} |



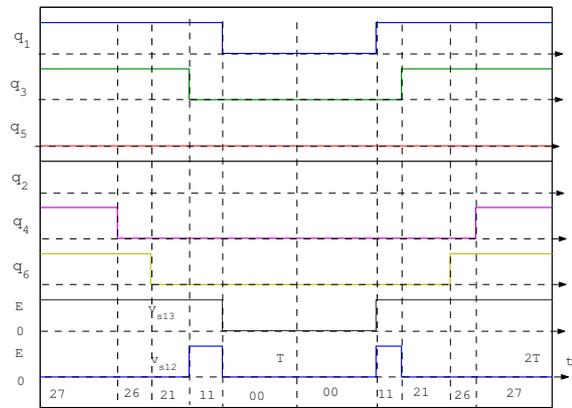
(a) triângulo A, $\theta = 28^\circ$ e $M = 0,3$



(b) triângulo B, $\theta = 7^\circ$ e $M = 0,75$



(c) triângulo C, $\theta = 28^\circ$ e $M = 0,75$



(d) triângulo D, $\theta = 50^\circ$ e $M = 0,75$

Figura 4.11. Pulsos de comando das chaves e tensões de linha resultantes v_{s13} e v_{s15} para os casos (a) 3a, (b) 3b, (c) 3c e (d) 3d.

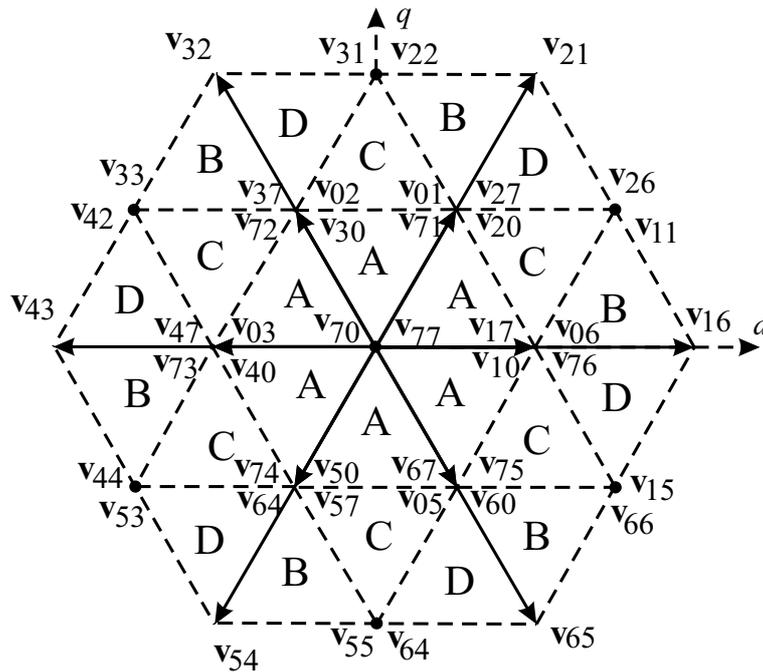


Figura 4.12. Divisão do plano dq em regiões triangulares - e vetores do *Caso 4*.

Tabela 4.8. Seleção dos Vetores do Caso 4.

| S_{Δ} | Δ | (A) | | | | | | (B) | | | | |
|--------------|-------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|
| | | $\frac{t_0}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | t_0 | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ |
| 1 | \vec{t}_i | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{76} | \mathbf{v}_{71} | \mathbf{v}_{70} | \mathbf{v}_{20} | \mathbf{v}_{10} | \mathbf{v}_{76} | \mathbf{v}_{26} | \mathbf{v}_{16} | \mathbf{v}_{11} | \mathbf{v}_{10} |
| 2 | | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{72} | \mathbf{v}_{71} | \mathbf{v}_{70} | \mathbf{v}_{20} | \mathbf{v}_{30} | \mathbf{v}_{01} | \mathbf{v}_{31} | \mathbf{v}_{21} | \mathbf{v}_{22} | \mathbf{v}_{27} |
| 3 | | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{72} | \mathbf{v}_{73} | \mathbf{v}_{70} | \mathbf{v}_{40} | \mathbf{v}_{30} | \mathbf{v}_{72} | \mathbf{v}_{42} | \mathbf{v}_{32} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{30} |
| 4 | | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{74} | \mathbf{v}_{73} | \mathbf{v}_{70} | \mathbf{v}_{40} | \mathbf{v}_{50} | \mathbf{v}_{03} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{43} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{47} |
| 5 | | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{74} | \mathbf{v}_{75} | \mathbf{v}_{70} | \mathbf{v}_{60} | \mathbf{v}_{50} | \mathbf{v}_{74} | \mathbf{v}_{64} | \mathbf{v}_{54} | \mathbf{v}_{55} | \mathbf{v}_{50} |
| 6 | | \mathbf{v}_{77} | \mathbf{v}_{76} | \mathbf{v}_{75} | \mathbf{v}_{70} | \mathbf{v}_{60} | \mathbf{v}_{10} | \mathbf{v}_{05} | \mathbf{v}_{15} | \mathbf{v}_{65} | \mathbf{v}_{66} | \mathbf{v}_{67} |

| S_{Δ} | Δ | (C) | | | | | | (D) | | | | |
|--------------|-------------|-----------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|
| | | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n+1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ |
| 1 | \vec{t}_i | \mathbf{v}_{76} | \mathbf{v}_{26} | \mathbf{v}_{20} | \mathbf{v}_{10} | \mathbf{v}_{11} | \mathbf{v}_{71} | \mathbf{v}_{27} | \mathbf{v}_{26} | \mathbf{v}_{21} | \mathbf{v}_{11} | \mathbf{v}_{01} |
| 2 | | \mathbf{v}_{01} | \mathbf{v}_{31} | \mathbf{v}_{37} | \mathbf{v}_{27} | \mathbf{v}_{22} | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{30} | \mathbf{v}_{31} | \mathbf{v}_{32} | \mathbf{v}_{22} | \mathbf{v}_{72} |
| 3 | | \mathbf{v}_{72} | \mathbf{v}_{42} | \mathbf{v}_{40} | \mathbf{v}_{30} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{73} | \mathbf{v}_{47} | \mathbf{v}_{42} | \mathbf{v}_{43} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{03} |
| 4 | | \mathbf{v}_{03} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{57} | \mathbf{v}_{47} | \mathbf{v}_{44} | \mathbf{v}_{04} | \mathbf{v}_{50} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{54} | \mathbf{v}_{44} | \mathbf{v}_{74} |
| 5 | | \mathbf{v}_{74} | \mathbf{v}_{64} | \mathbf{v}_{60} | \mathbf{v}_{50} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{75} | \mathbf{v}_{67} | \mathbf{v}_{64} | \mathbf{v}_{65} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{05} |
| 6 | | \mathbf{v}_{05} | \mathbf{v}_{15} | \mathbf{v}_{17} | \mathbf{v}_{67} | \mathbf{v}_{66} | \mathbf{v}_{06} | \mathbf{v}_{10} | \mathbf{v}_{15} | \mathbf{v}_{16} | \mathbf{v}_{66} | \mathbf{v}_{76} |

(k_f) diferentes para as situações sem e com inversão dos pulsos de comando (pulso centrado) como mostrado na Tab. 4.9. Para $M \leq 0,5$ (triângulo “A”), a inserção do vetor nulo \mathbf{v}_{77} resultou em $k_f = 1$.

Tabela 4.9. Ajustes na frequência de chaveamento do Caso 4.

| M | s/ rev. k_f | c/ rev k_f |
|------------|---------------|--------------|
| 1,0 | 3/2 | 3/2 |
| 0,9 | 3/2 | 1,22 |
| 0,8 | 3/2 | 1,00 |
| 0,7 | 3/2 | 0,94 |
| 0,6 | 3/2 | 0,94 |
| $\leq 0,5$ | 1,00 | 1,00 |

4.3.1 Mapeamento Vetorial como Duplo Trifásico

Considerando o inversor hexafásico formado por dois inversores trifásicos, com barramento CC comum, o mapeamento vetorial de cada conversor é melhor entendido pela transformação de coordenadas para os planos $d_1q_1o_1$ e $d_2q_2o_2$. Para $\alpha = \pi/3rad$ através da matriz de transformação 2.25, no referencial estacionário, pode-se escrever a seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{so1} \\ v_{sd2} \\ v_{sq2} \\ v_{so2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} & 0 & -\frac{1}{2}\sqrt{3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s3} \\ v_{s5} \\ v_{s2} \\ v_{s4} \\ v_{s6} \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Como se observa na Fig. 4.13(a), os vetores disponíveis para definir as estratégias *PWM* para cada conjunto trifásico, como função das variáveis binárias, definidas previamente em (4.3) e (4.4), são idênticos ao de um sistema trifásico. Na Fig. 4.13(a), vêem-se os vetores \mathbf{v}_7 , \mathbf{v}_2 , \mathbf{v}_1 e \mathbf{v}_0 (plano superior) e $\mathbf{v}_{7'}$, $\mathbf{v}_{6'}$, $\mathbf{v}_{1'}$ e $\mathbf{v}_{0'}$ (plano inferior) selecionados para sintetizar a tensão de referência no setor 1.

As demonstrações a seguir aproveitam as características das tensões de referência da *MAH*

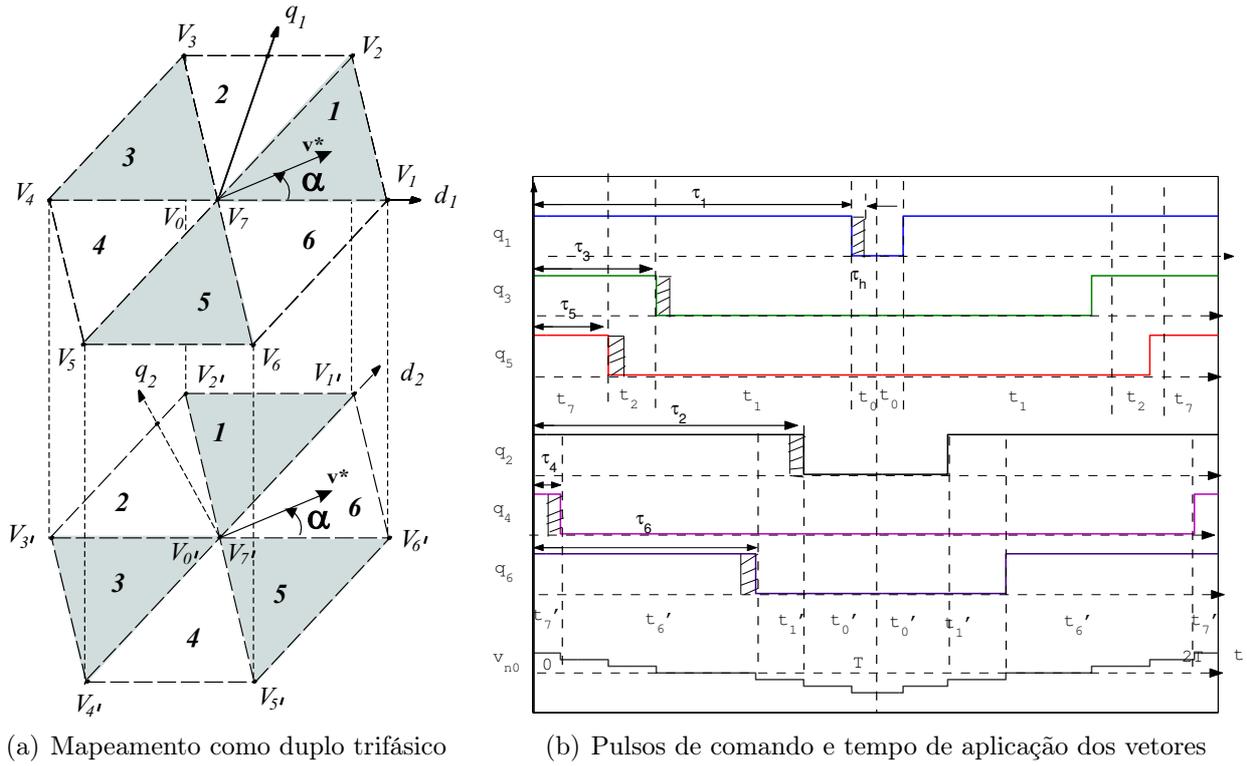


Figura 4.13. Mapeamento como duplo trifásico (a) vetores resultantes (b) pulsos de comando do Caso 1a (relações entre os tempos de aplicação dos vetores e as larguras de pulso).

dadas por

$$v_{si} = V_m \cos(\omega t + (i - 1) \frac{2\pi}{3}) \text{ com } i = 1, 3, 5 \quad (4.40)$$

$$v_{sk} = V_m \cos(\omega t + (k - 2) \frac{2\pi}{3} - \alpha) \text{ com } k = 2, 4, 6 \quad (4.41)$$

quando $\alpha = \pi/3 \text{ rad}$. Disto resulta a condição de alimentação da máquina:

$$v_{s1} = -v_{s4}, \quad v_{s3} = -v_{s6} \text{ e } v_{s5} = -v_{s2}. \quad (4.42)$$

Os vetores adjacentes podem ser definidos como $\mathbf{v}_k = v_{dk} + jv_{qk}$ e $\mathbf{v}_l = v_{dl} + jv_{ql}$ ($k = 1, \dots, 6$; $l = k+1$ se $k \leq 5$ e $l = 1$ se $k = 6$) para o primeiro conjunto e $\mathbf{v}_{k'} = v_{dk'} + jv_{qk'}$ e $\mathbf{v}_{l'} = v_{dl'} + jv_{ql'}$ para o segundo conjunto (obedecendo a seguinte correspondência $k' = k - 1$; $k' = 6$ se $k = 1$; $l' = l - 1$ e $l' = 6$ se $l = 1$). No controle de cada inversor trifásico foi utilizado o conceito de distribuição de roda livre explorado por (BLASKO, 1997; JACOBINA, 2001). Assim, definem-se os fatores de distribuição μ_1 e μ_2 por:

$$\mu_1 = \frac{t_7}{t_0 + t_7} \text{ e } \mu_2 = \frac{t_{7'}}{t_{0'} + t_{7'}} \quad (4.43)$$

Do ponto de vista de um sistema trifásico duplo, algumas considerações devem ser garantidas para não produzir harmônicas indesejáveis no sistema, semelhante ao tratamento hexafásico anterior. Estas considerações são dadas por:

$$t_k = t_{k'} \text{ e } t_l = t_{l'} \quad (4.44)$$

Ainda, das relações de tensão (4.42) e da inspeção da Fig. 4.13(b) é possível concluir que

$$t_0 + t_7 = t_{0'} + t_{7'}, \quad t_0 = t_{7'} \text{ e } t_{0'} = t_7 \quad (4.45)$$

logo

$$\mu_1 + \mu_2 = 1 \quad (4.46)$$

Se o valor médio da tensão de modo comum (4.6), puder ser diferente de zero a relação (4.46) pode ser ignorada e conseqüentemente (4.45).

4.3.1.1 Relação entre a Modulação Vetorial e Escalar A tensão de pólo de cada braço do inversor pode ser dada pela tensão média correspondente à tensão de referência durante o período de amostragem. As tensões de referência modificadas v_{10}^* , v_{30}^* , v_{50}^* , v_{20}^* , v_{40}^* e v_{60}^* podem ser definidas a partir das tensões de referência senoidais v_{10} , v_{30} , v_{50} , v_{20} , v_{40} e v_{60} como segue:

$$v_{i0}^* = v_{i0} + v_{h1}, \quad i = 1, 3, 5 \quad (4.47)$$

$$v_{k0}^* = v_{k0} + v_{h2}, \quad k = 2, 4, 6 \quad (4.48)$$

onde v_{h1} e v_{h2} são componentes de seqüência zero injetadas. Considerando as tensões v_{i0}^* e v_{k0}^* constantes durante o intervalo T , as mesmas podem ser representadas como função das larguras de pulso τ_i e τ_k como segue

$$v_{i0}^* = (2\tau_i^* - T) \frac{E}{2T} \quad (4.49)$$

$$v_{k0}^* = (2\tau_k^* - T) \frac{E}{2T} \quad (4.50)$$

Da expressão anterior (4.49) é possível explicitar τ_i^* como

$$\tau_i^* = \left(\frac{v_{i0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) T = \left(\frac{v_{i0}}{E} + \frac{1}{2} \right) T + \frac{v_{h1}}{E} T = \tau_i + \tau_{h1} \quad (4.51)$$

De modo semelhante para o segundo conjunto trifásico (4.50), tem-se

$$\tau_k^* = \tau_k + \tau_{h2}$$

A equação (4.51) revela e a Fig. 4.13(b) ilustra, que a injeção da componente de sequência zero (v_{h1}) corresponde ao incremento de τ_{h1} (área hachurada) no pulso de comando (τ_i). Isto é

$$v_{h1} = \frac{E}{T} \tau_{h1} \quad (4.52)$$

conseqüentemente

$$\tau_{M1}^* = \tau_{M1} + \tau_{h1} \text{ e } \tau_{m1}^* = \tau_{m1} + \tau_{h1} \quad (4.53)$$

$$t_7 = \tau_{m1}^* \text{ e } t_0 = T - \tau_{M1}^* \quad (4.54)$$

onde $\tau_{M1} = \max(\tau_1, \tau_3, \tau_5)$ e $\tau_{m1} = \min(\tau_1, \tau_3, \tau_5)$.

Substituindo as equações (4.54) e (4.53) em (4.43), tem-se

$$\tau_{h1} = \mu_1 T - \mu_1 \tau_{M1} - (1 - \mu_1) \tau_{m1} \quad (4.55)$$

De modo semelhante, no segundo conjunto trifásico, tem-se

$$\tau_{h2} = \mu_2 T - \mu_2 \tau_{M2} - (1 - \mu_2) \tau_{m2} \quad (4.56)$$

Da relação (4.46) e da condição de alimentação (4.42) ($\tau_{M1} = T - \tau_{m2}$ e $\tau_{M2} = T - \tau_{m1}$), demonstra-se que

$$\tau_{h2} = -\tau_{h1} \quad (4.57)$$

A partir da relação (4.52), onde $\mu = \mu_1 = 1 - \mu_2$ e $v_h = v_{h1} = -v_{h2}$, tem-se

$$v_h = \left(\mu - \frac{1}{2}\right) E - \mu v_M - (1 - \mu) v_m \quad (4.58)$$

onde v_M e v_m são os valores máximo e mínimo entre v_{10} , v_{30} e v_{50} .

A equação (4.58) relaciona o sinal de sequência zero v_h com a razão de distribuição vetorial “ μ ” para inversores de seis braços. A seguir será mostrada a relação entre o fator de distribuição “ K_d ” (entre os vetores pequenos e grandes) e o fator μ e a implementação das estratégias vetoriais de forma escalar.

4.3.1.2 Relação entre Modulação Escalar e a Baseada em Portadora Na Fig. 4.14, é possível verificar que os vetores resultantes da comparação dos sinais modulantes senoidais com uma portadora triangular é idêntico aos vetores selecionados para o *Caso 1a*, Fig. 4.7(d). Sabe-se que $t_{0H} = t_{77} + t_{00}$ e $v_{s1} = -v_{s4}$, então $t_{77} = t_{00} = t_{0H}/2$. Assim, o tempo de aplicação dos vetores no mapeamento hexafásico relaciona-se com as larguras de pulso de comando *no setor 1*, por

$$\tau_1 = \frac{t_{0H}}{2} + t'_m + t_m + t_{2m} \quad (4.59)$$

$$\tau_3 = \frac{t_{0H}}{2} + \frac{t'_m}{2} + \frac{t_{2m}}{2} \quad (4.60)$$

$$\tau_5 = \frac{t_{0H}}{2} + \frac{t'_m}{2} \quad (4.61)$$

Substituindo os vetores $\mathbf{v}_0 = 0$, $\mathbf{v}'_m = \frac{1}{2}\mathbf{v}_m$, $\mathbf{v}_m = \frac{2}{\sqrt{3}}E$ e $\mathbf{v}_{2m} = (\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2})E$ nas relações (4.31), (4.34), (4.35) e (4.32), tem-se

$$t_m = k_d \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{sd}^* - \frac{3}{2} v_{sq}^* \right) \frac{T}{E} \quad (4.62)$$

$$t'_m = 2(1 - k_d) \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{sd}^* - \frac{3}{2} v_{sq}^* \right) \frac{T}{E} \quad (4.63)$$

$$t_{2m} = 2v_{sq}^* \frac{T}{E} \quad (4.64)$$

$$t_{0H} = T - t'_m - t_m - t_{2m} \quad (4.65)$$

A aplicação da transformação de coordenadas às tensões de pólo de referência (onde $v_{10} = -v_{40}$, $v_{30} = -v_{60}$, $v_{50} = -v_{20}$ e $v_{10} + v_{30} + v_{50} = 0$), resulta em (4.67)

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & 0 & -\frac{1}{2}\sqrt{3} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{10} \\ v_{30} \\ v_{50} \\ v_{20} \\ v_{40} \\ v_{60} \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^* \\ v_{sq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{10} \\ v_{30} \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

Na estratégia de modulação baseada na comparação entre os sinais modulantes e portadora, como ilustra a Fig. 4.14, a interseção do sinal modulante com a portadora triangular (4.68), define o instante de chaveamento.

$$v_T(t) = \frac{E}{T}t - \frac{E}{2} \quad (4.68)$$

Assim, substituindo as equações (4.59), (4.60) e (4.61) em (4.68), têm-se, pelo equilíbrio volt-segundo, no setor 1:

$$\text{para } t = \tau_1 \implies v_T(t) = v_{10}^* \implies v_{10}^* = \frac{E}{T} \left(\frac{t_{oH}}{2} + t'_m + t_m + t_{2m} \right) - \frac{E}{2} \quad (4.69)$$

$$\text{para } t = \tau_3 \implies v_T(t) = v_{30}^* \implies v_{30}^* = \frac{E}{T} \left(\frac{t_{oH}}{2} + \frac{t'_m}{2} + \frac{t_{2m}}{2} \right) - \frac{E}{2} \quad (4.70)$$

$$\text{para } t = \tau_5 \implies v_T(t) = v_{50}^* \implies v_{50}^* = \frac{E}{T} \left(\frac{t_{oH}}{2} + \frac{t'_m}{2} \right) - \frac{E}{2} \quad (4.71)$$

Substituindo a equação (4.67) em (4.62), (4.63) e (4.64). Com a ajuda de (4.65) e substituindo os tempos resultantes em (4.69), (4.70) e (4.71), chega-se finalmente a

$$v_{10}^* = v_{10} - \left(1 - \frac{3}{2}K_d\right)v_{30} \quad (4.72)$$

$$v_{30}^* = v_{30} - \left(1 - \frac{3}{2}K_d\right)v_{30} \quad (4.73)$$

$$v_{50}^* = v_{50} - \left(1 - \frac{3}{2}K_d\right)v_{30} \quad (4.74)$$

Comparando a equação (4.47), que relaciona as tensões modulantes modificadas (v_{i0}^*) com as referências senoidais (v_{i0}) e a tensão de seqüência zero (v_h), conclui-se que

$$v_h = \left(1 - \frac{3}{2}K_d\right)(v_{10} + v_{50}) \quad (4.75)$$

Expandindo o resultado para um setor qualquer, tem-se

$$v_h = \left(1 - \frac{3}{2}K_d\right)(v_M + v_m) \text{ ou} \quad (4.76)$$

$$\tau_h = \left(1 - \frac{3}{2}K_d\right)(-T + \tau_M + \tau_m) \quad (4.77)$$

Comparando as equações (4.58) e (4.76) tem-se: (a) o *Caso 1a*, que faz $K_d = \frac{2}{3}$, resulta em $v_h = 0$ que corresponde a *modulação seno-triângulo (SPWM)*, conhecida na literatura para sistemas trifásicos; (b) o *Caso 1b*, que faz $K_d = 1$ tem $v_h = -\frac{1}{2}(v_M + v_m)$ e corresponde a aplicar $\mu = 0,5$. Este caso equivale a *modulação SVPWM* (space vector) também descrita na literatura para sistemas trifásicos. Estes casos são descritos como *contínuos*, pelo fato de dentro de cada ciclo da portadora o sinal modulante estar sempre dentro dos limites do pico da triangular (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1997). Nos *Casos 1c e 1d* não há uma correlação entre as variáveis de controle K_d e μ determinada.

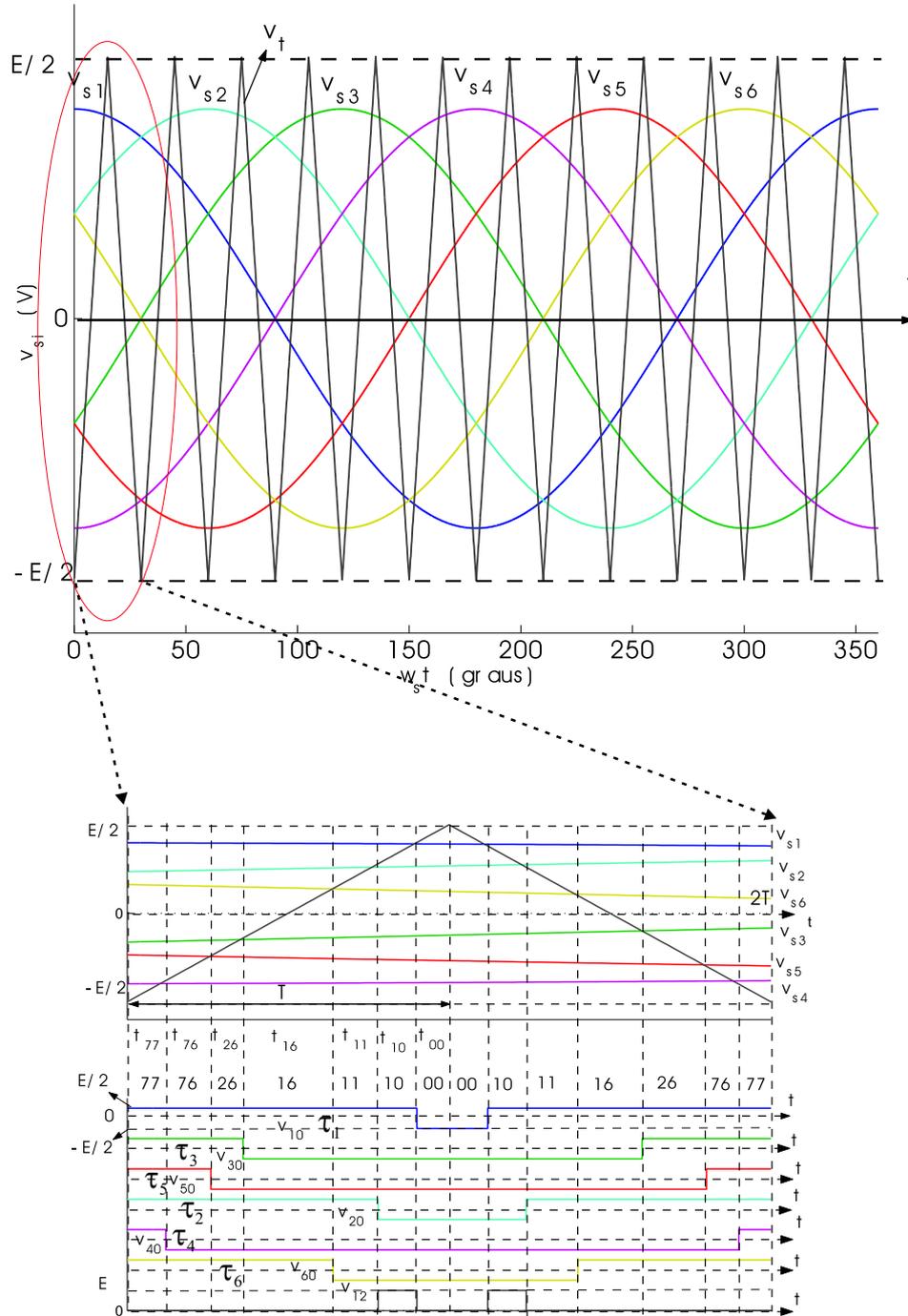


Figura 4.14. Modulação seno-triângulo para um inversor de seis braços - SPWM.

A implementação da modulação escalar através do fator de distribuição μ mostrou-se mais geral e de fácil realização. Assim, é possível implementar as estratégias que dividem os setores de 60° em subregiões triangulares com um μ determinado. A fim de avaliar esta proposição, na Fig. 4.15, são mostradas duas alternativas para dividir o setor 1 em subregiões triangulares (*Casos 3 e 4*). A demonstração que se segue é feita de forma particular considerando, primeiramente, o vetor de referência localizado na região “B” e seguindo para a “C”.

Para a estratégia do *Caso 3*, Fig. 4.15(a), com a extremidade do vetor de referência (\mathbf{v}^*) na subregião “B” e com ajuda do vetor auxiliar \mathbf{v}_p , são válidas as seguintes relações:

$$\begin{aligned}\mathbf{v}^* &= \mathbf{v}'_{2n-1} + \mathbf{v}_p \text{ onde } \mathbf{v}_p = v_{pd} + jv_{pq} \text{ ou} \\ \mathbf{v}_p &= (\mathbf{v}_{0H} - \mathbf{v}'_{2n-1}) \frac{t_{0H}}{T} + (\mathbf{v}_{2n-1} - \mathbf{v}'_{2n-1}) \frac{t_{2n-1}}{T} + (\mathbf{v}_{2n} - \mathbf{v}'_{2n-1}) \frac{t_{2n}}{T}\end{aligned}\quad (4.78)$$

como $t_{0H} = 0 \implies T = t'_{2n-1} + t_{2n-1} + t_{2n}$. Substituindo os valores de $\mathbf{v}'_{2n-1} = \frac{1}{\sqrt{3}}E$, $\mathbf{v}_{2n-1} = \frac{2}{\sqrt{3}}E$ e $\mathbf{v}_{2n} = (\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2})$ tem-se

$$t_{2n-1} = (\sqrt{3}v_{pd} - v_{pq}) \frac{T}{E} \quad (4.79)$$

$$t_{2n} = 2v_{pq} \frac{T}{E} \quad (4.80)$$

Agora, reescrevendo $\mathbf{v}_p = v_{pd} + jv_{pq}$ como função das tensões de fase

$$\mathbf{v}_p = v_{pd} + jv_{pq} = (v_{sd}^* - v'_{2n-1d}) + j(v_{sq}^* - v'_{2n-1q}) \quad (4.81)$$

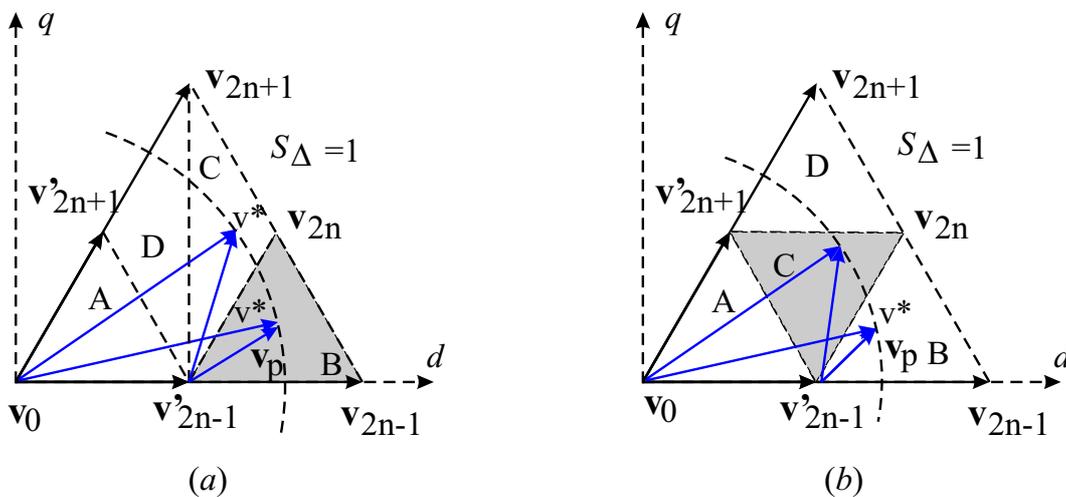


Figura 4.15. Mudança do vetor de referência da região B para a C: (a) no *Caso 3* e (b) no *Caso 4*.

e pela substituição dos valores da equação (4.67), tem-se

$$v_{pd} = \frac{1}{\sqrt{3}}(3v_{10} - E) \quad (4.82)$$

$$v_{pq} = (v_{30} - v_{50}) = (-v_{10} - 2v_{50}) \quad (4.83)$$

A substituição desses valores nas equações (4.79) e (4.80), resulta em

$$t_{2n-1} = (4v_{10} + 2v_{50} - E) \frac{T}{E} \quad (4.84)$$

$$t_{2n} = 2(-v_{10} - 2v_{50}) \frac{T}{E} \quad (4.85)$$

De acordo com a Fig. 4.11, têm-se

$$\tau_1 = t'_{2n-1} + t_{2n} + t_{2n-1}$$

$$\tau_3 = \frac{1}{2}(t'_{2n-1} + t_{2n})$$

$$\tau_5 = \frac{1}{2}t'_{2n-1}$$

Portanto, para

$$t = \tau_1 \implies v_T(t) = v_{10}^* \implies v_{10}^* = \frac{E}{T}\tau_1 - \frac{E}{2} \quad (4.86)$$

$$t = \tau_3 \implies v_T(t) = v_{30}^* \implies v_{30}^* = \frac{E}{T}\tau_3 - \frac{E}{2} \quad (4.87)$$

$$t = \tau_5 \implies v_T(t) = v_{50}^* \implies v_{50}^* = \frac{E}{T}\tau_5 - \frac{E}{2} \quad (4.88)$$

onde fazendo as devidas manipulações algébricas, chega-se a

$$v_{i0}^* = v_{i0} + \frac{E}{2} - v_{i0} \text{ para } i = 1, 3, 5 \text{ ou } v_h = \frac{E}{2} - v_M \quad (4.89)$$

A comparação deste resultado com a equação (4.76), equivale a aplicar $\mu = 1$.

Considerando agora que o vetor de referência (\mathbf{v}^*) chega a região “C”, limitada pelos vetores \mathbf{v}'_{2n-1} , \mathbf{v}_{2n} e $\mathbf{v}_{2n+1} = (\frac{1}{\sqrt{3}} + j)E$, como ilustrado na Fig. 4.15(a). De modo semelhante no fim das manipulações algébricas, têm-se

$$t_{2n+1} = (-\sqrt{3}v_{pd} + v_{pq}) \frac{T}{E} \quad (4.90)$$

$$t_{2n} = 2\sqrt{3}v_{pd} \frac{T}{E} \quad (4.91)$$

$$T = t_{2n-1} + t_{2n} + t_{2n+1} \quad (4.92)$$

Isto resulta novamente em

$$v_{i0}^* = v_{i0} + \frac{E}{2} - v_{i0} \text{ com } i = 1, 3, 5 \quad (4.93)$$

e significa manter $\mu = 1$.

Sendo a região B a mesma nas duas estratégias (3 e 4), considere agora que o vetor de referência (\mathbf{v}^*), na Fig. 4.15(b), chega a região alternativa “C”, limitada pelos vetores \mathbf{v}'_{2n-1} , \mathbf{v}_{2n} e $\mathbf{v}'_{2n+1} = (\frac{1}{2\sqrt{3}} + j\frac{1}{2})E$. A tensão resultante, após as substituições, é dada por

$$v_{50}^* = v_{50} + v_{50} \quad (4.94)$$

que equivale a $v_h = v_m$. Conclui-se, assim que a relação (4.46) não é mais válida e indica que os valores de μ_1 e μ_2 podem variar dentro do período de amostragem. Também, a análise dos pulsos de comando indica que a implementação escalar do *Caso 4* necessita de reamostragem, dentro de T , tornando-a bastante complexa. O *Caso 3*, tratado anteriormente de forma vetorial, pode ser implementado de forma escalar aplicando $\mu = 1$. Por desenvolvimento análogo, chega-se a conclusão que a implementação do *Caso 2* é feita aplicando $\mu = 0$. Portanto, a implementação de forma escalar digital resulta em simplicidade, pelo emprego de contadores digitais e baixo esforço computacional.

Os *Casos 2 e 3* são caracterizados e descritos na literatura como *descontínuos* pelo fato de grampear as fases em $+\frac{E}{2}$ ou $-\frac{E}{2}$, em pelo menos um segmento, por um espaço de 120° , do período da fundamental como se havia observado no tratamento vetorial (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1997).

4.3.1.3 Estratégias de Modulação com Razão de Distribuição μ Pulsada A combinação dos *Casos 2 e 3* pode gerar diversas outras estratégias, também *descontínuas*, fazendo-se variar o fator de distribuição (μ) entre 0 e 1, como ilustrado na Fig. 4.16, durante o período da fundamental. Estas estratégias, com *razão de distribuição pulsada*, vão corresponder aos casos: (a) *Caso 5*, (b) *Caso 6*, (c) *Caso 7* e (d) *Caso 8*.

Priorizando a forma escalar digital de implementação, o *Caso 5* pode ser realizado através da detecção do valor máximo dos sinais modulantes (v_{10} , v_{30} e v_{50}), que aciona a chave lógica a_i (em

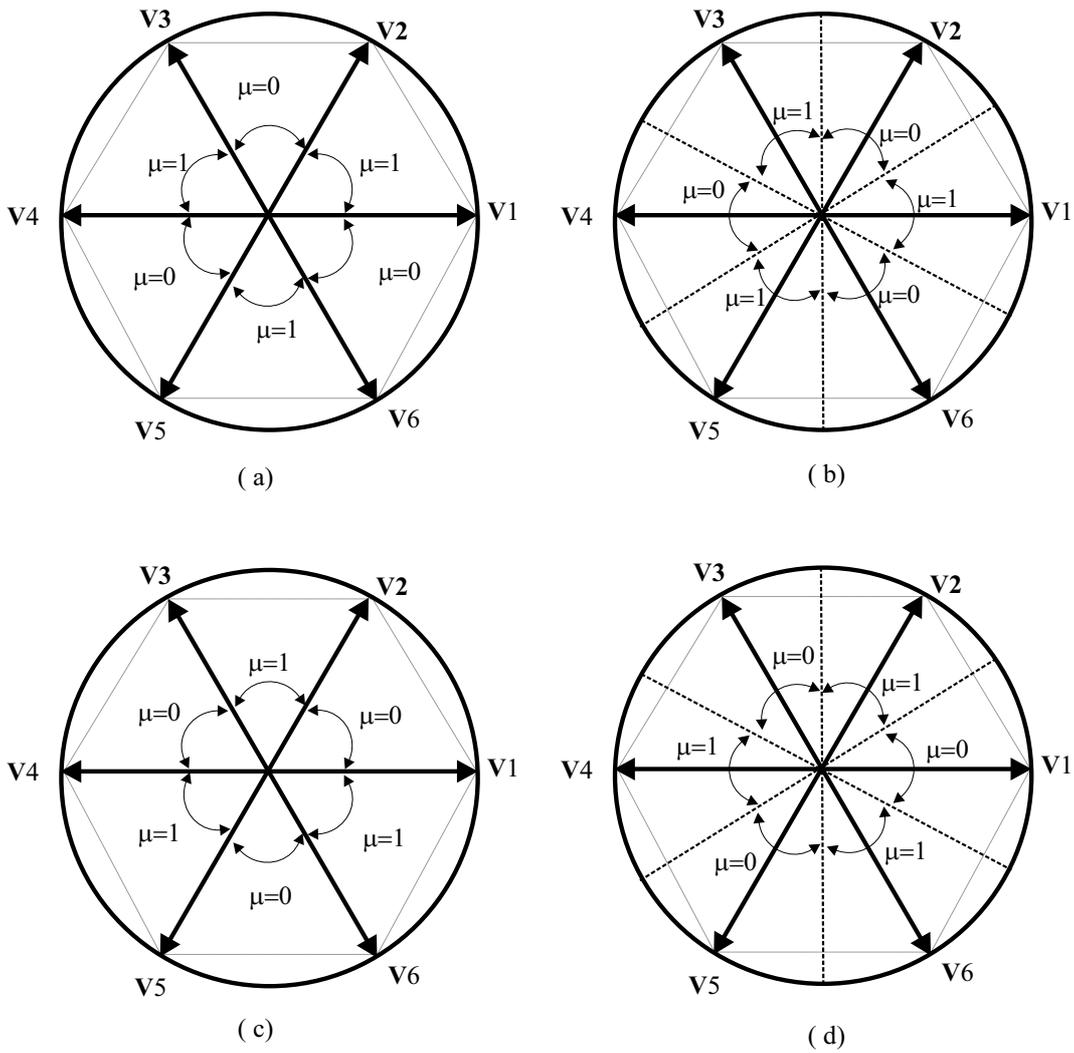
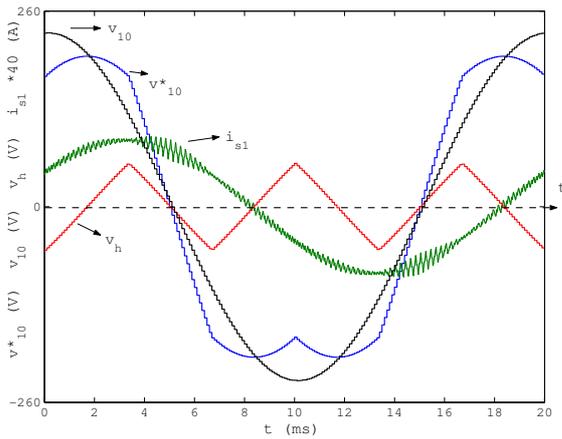
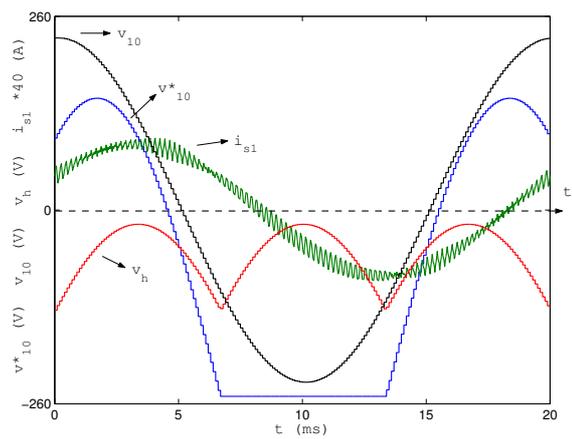


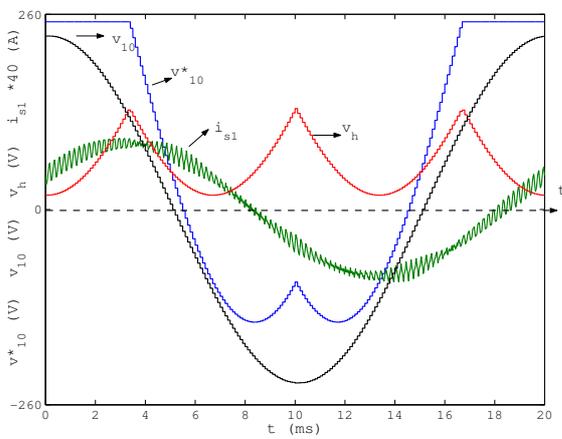
Figura 4.16. Modos de variação e aplicação do fator de distribuição - μ nas estratégias (a) Caso 5 , (b) Caso 6, (c) Caso 7 e (d) Caso 8.



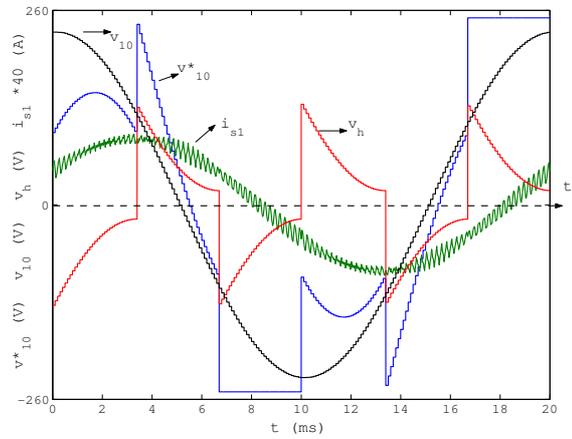
(a) Caso 1b $M = 0,75$



(b) Caso 2 $M = 0,75$



(c) Caso 3 $M = 0,75$



(d) Caso 5 $M = 0,75$

Figura 4.17. Sinais modulantes, de sequência zero e corrente de fase resultantes do acionamento da MAH. Para o caso contínuo (a) Caso 1b e os descontínuos (b) Caso 2, (c) Caso 3 e (d) Caso 5

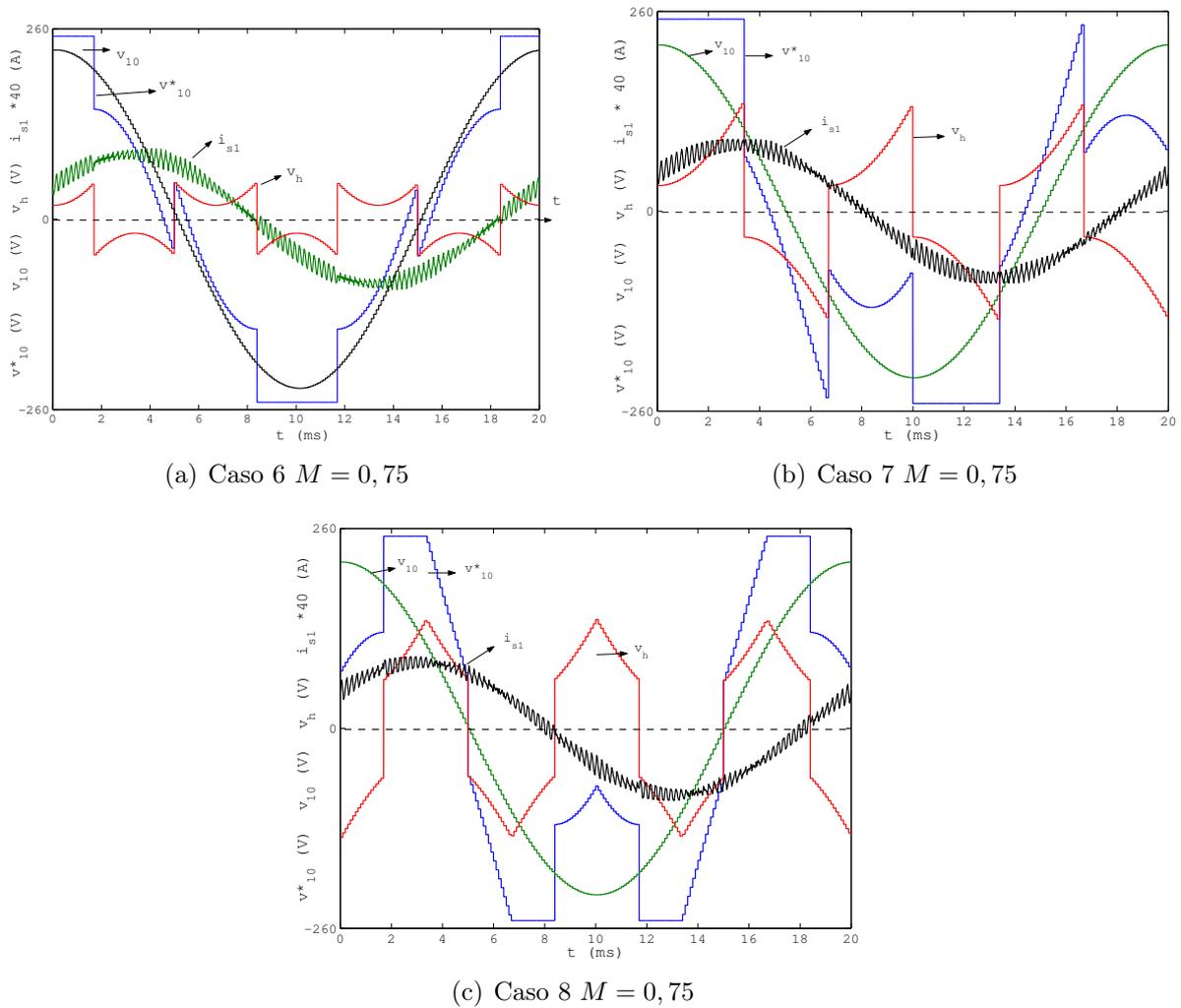


Figura 4.18. Sinais modulantes, de sequência zero e corrente de fase resultantes do acionamento da MAH dos casos descontínuos (a) Caso 6, (b) Caso 7 e (c) Caso 8.

1 ou 0) com $i = 1, 3$ e 5 . Pela operação lógica de *ou exclusivo* (simbolizada por \otimes), determina-se o valor de μ e conseqüentemente o valor da tensão de seqüência zero injetada. As Tabs 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13 descrevem os procedimentos e a operação necessária para implementar os *Casos 5, 6, 7 e 8*.

Tabela 4.10. Operações lógicas para implementar o Caso 5.

| comparação | detecção | operação |
|-------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| Se $v_{s1} \geq v_{s3}$ | $a_1 = 1$ caso contrário $a_1 = 0$ | $\mu = a_1 \otimes a_3 \otimes a_5$ |
| Se $v_{s3} \geq v_{s5}$ | $a_3 = 1$ caso contrário $a_3 = 0$ | |
| Se $v_{s5} \geq v_{s1}$ | $a_5 = 1$ caso contrário $a_5 = 0$ | |

Tabela 4.11. Operações lógicas para implementar o Caso 6.

| comparação | detecção | operação |
|--------------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| Se $v_{s1} \geq 0$ | $a_1 = 1$ caso contrário $a_1 = 0$ | $\mu = a_1 \otimes a_3 \otimes a_5$ |
| Se $v_{s3} \geq 0$ | $a_3 = 1$ caso contrário $a_3 = 0$ | |
| Se $v_{s5} \geq 0$ | $a_5 = 1$ caso contrário $a_5 = 0$ | |

Tabela 4.12. Operações lógicas para implementar o Caso 7.

| comparação | detecção | operação |
|-------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| Se $v_{s1} \leq v_{s3}$ | $a_1 = 1$ caso contrário $a_1 = 0$ | $\mu = a_1 \otimes a_3 \otimes a_5$ |
| Se $v_{s3} \leq v_{s5}$ | $a_3 = 1$ caso contrário $a_3 = 0$ | |
| Se $v_{s5} \leq v_{s1}$ | $a_5 = 1$ caso contrário $a_5 = 0$ | |

Nota-se que os *Casos 2, 3, 5, 6, 7 e 8*, não tem uma distribuição uniforme do “stress” térmico sobre as chaves. Por exemplo, no *Caso 3* as chaves superiores tem maior perda de condução que as chaves inferiores. Entretanto, a não modulação (*grampeamento*) implica que não há perdas de comutação, assim as características de perdas de comutação das estratégias contínuas e descontínuas são bem diferentes.

Normalmente o fator de potência da carga não influencia as perdas de comutação nas modulações contínuas, mas nas modulações descontínuas, o ângulo de carga, influencia de forma significativa. Nas Figs. 4.17 e 4.18 estão ilustradas as formas de onda das tensões modulantes senoidais, modificadas, de seqüência zero e da corrente de fase resultante do acionamento da *MAH* (para $M = 0,75$). Nota-se, nas formas de onda dos sinais modulantes dos *Casos 5 e 6*, que existe um defasamento de 30° entre os segmentos de 60° grampeados. No *Caso 6*, o centro de cada segmento grampeado está alinhado com o pico do sinal de modulação cossenoidal. No

Tabela 4.13. Operações lógicas para implementar o Caso 8.

| comparação | detecção | operação |
|--------------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| Se $v_{s1} \leq 0$ | $a_1 = 1$ caso contrário $a_1 = 0$ | $\mu = a_1 \otimes a_3 \otimes a_5$ |
| Se $v_{s3} \leq 0$ | $a_3 = 1$ caso contrário $a_3 = 0$ | |
| Se $v_{s5} \leq 0$ | $a_5 = 1$ caso contrário $a_5 = 0$ | |

Caso 5, há uma diferença de 30° . Assim, o *Caso 5* apresenta perdas de chaveamento mínima quando alimenta cargas com ângulo de carga igual a -30° (capacitivo). O *Caso 6* sob ângulo de carga 0° . O *Caso 7* sob o ângulo de carga $+30^\circ$ (indutivo) é o mais indicado na redução das perdas de comutação na *MAH* - 60° .

4.3.2 Efeito da Reversão do Pulso

Para a estratégia de comando do *Caso 1b*, analisando a Fig. 4.19, observa-se que, em cada conjunto trifásico, são aplicados os vetores ativos adjacentes e vetores nulos no início e no fim de cada período de amostragem, o que compreende a minimização de harmônicos na corrente de saída do inversor. Em 4.19(a), não é feita a reversão do pulso e a frequência de chaveamento é a mesma de amostragem ($f_{ch} = f_a = 1/T$). Nota-se também certa assimetria da corrente de fase. Como forma de anular essa assimetria, na Fig. 4.19(b), é feita a inversão da ordem de aplicação dos vetores que corresponde a inversão do pulso (*pulso centrado*). Nesta situação $f_{ch} = \frac{1}{2}f_a$.

Para mostrar os efeitos da reversão dos pulsos nas correntes de saída, a *MAH* é acionada com controle tipo V/Hz ($f_s = 50Hz$) e frequência de chaveamento de $5,1kHz$. Esta frequência de chaveamento é escolhida a fim de obedecer as condições de sincronismo imposta pela *MAH*- 60° , i.e., $m_f = f_{ch}/f_s = 6k$ onde k é um número inteiro ($f_{ch} = 5,1kHz$ equivale a $k = 17$ e $m_f = 102$). A não observância dessa relação faz com que o desenvolvimento em série de Fourier da corrente de fase apresente componente contínua e harmônicas de ordem par e ímpar em baixa frequência e em torno dos múltiplos da frequência de chaveamento. O sincronismo elimina a frequência $m_f f_s$ e produz os pares de bandas laterais de ordem $m_f - 2$ e $m_f + 2$, de ordem $m_f - 4$ e $m_f + 4$, etc. O segundo grupo de harmônicas é centrado na frequência $2m_f f_s$ e os pares de bandas laterais de ordem $2m_f - 1$ e $2m_f + 1$, $2m_f - 3$ e $2m_f + 3$, etc.

A Fig. 4.20, ilustra o comportamento das correntes de fase (i_{s1}), de eixo d (i_{sd}), de eixo x (i_{sx}) e o conjugado eletromagnético (C_e) da *MAH* sob carga nominal e sem reversão do pulso. O conteúdo harmônico das respectivas correntes é apresentado na Fig.4.21. Nota-se que sem a reversão do pulso são produzidas componentes harmônicas de baixa frequência e de ordem par. O capítulo 2, sobre modelagem, havia previsto que estas componentes são projetadas no plano xy (tabelas 2.1 e 2.2). Para demonstrar a melhoria que a reversão do pulso traz, são mostrados na Fig. 4.22 a evolução das correntes e do conjugado. Em 4.23 a análise espectral das correntes. Observa-se uma melhoria considerável na redução das componentes harmônicas

de baixa frequência. Embora a reversão do pulso não interfira nas frequências de oscilação de conjugado, pode-se constatar que ela reduz bastante o nível de oscilação de conjugado eletromagnético definida pela expressão (4.95). Os valores obtidos sob carga nominal são: sem reversão $\Delta C_e = 9,4\%$ e com pulso centrado $4,8\%$.

$$\Delta C_e(\%) = \frac{C_e(\max) - C_e(\min)}{C_e(\text{nominal})} 100 \quad (4.95)$$

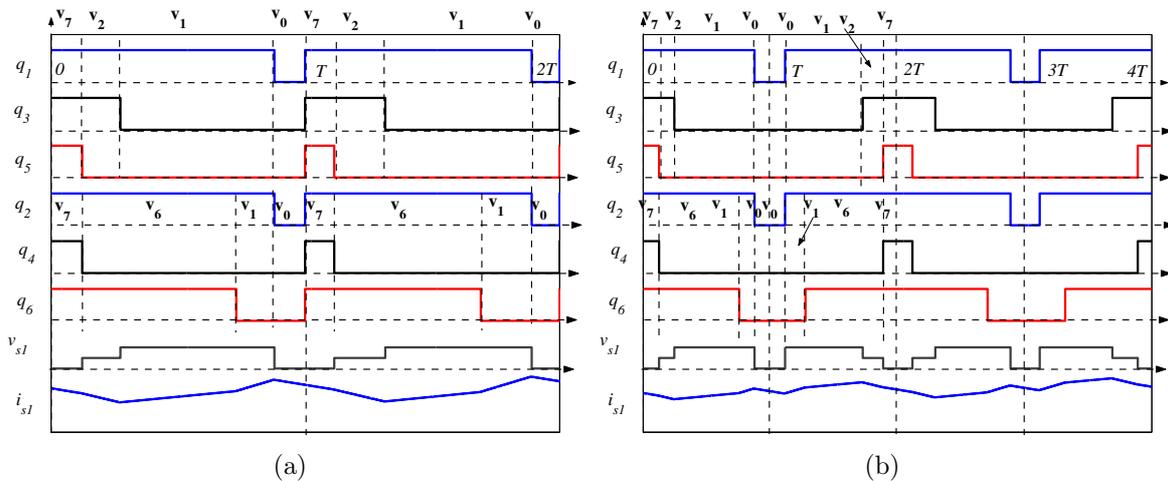


Figura 4.19. Ordem dos vetores de tensão e o estado das chaves superiores para dois períodos de chaveamento (a) sem reversão do pulso de comando e (b) com reversão do pulso ou pulso centrado.

4.4 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA A $MAH - 30^\circ$

Alguns trabalhos já trataram sobre as estratégias de modulação da $MAH - 30^\circ$, em grande parte delas, verificou-se dificuldades de implementação na forma vetorial devido ao grande esforço computacional exigido e as limitações advindas de dispositivos como *DSP* que limitaria a frequência máxima de chaveamento. Assim, será tratado aqui apenas a modulação escalar, nos casos mais relevantes, onde se obteve um bom controle dos planos dq e xy que reduz consideravelmente as harmônicas de corrente quando comparado, e.g., com a modulação vetorial convencional (*SVM*) apresentado em (GOPAKUMAR; RAGANATHAN; BHAT, 1993).

Os casos mostrados a seguir, aproveitam o desenvolvimento feito para a $MAH - 60^\circ$, a

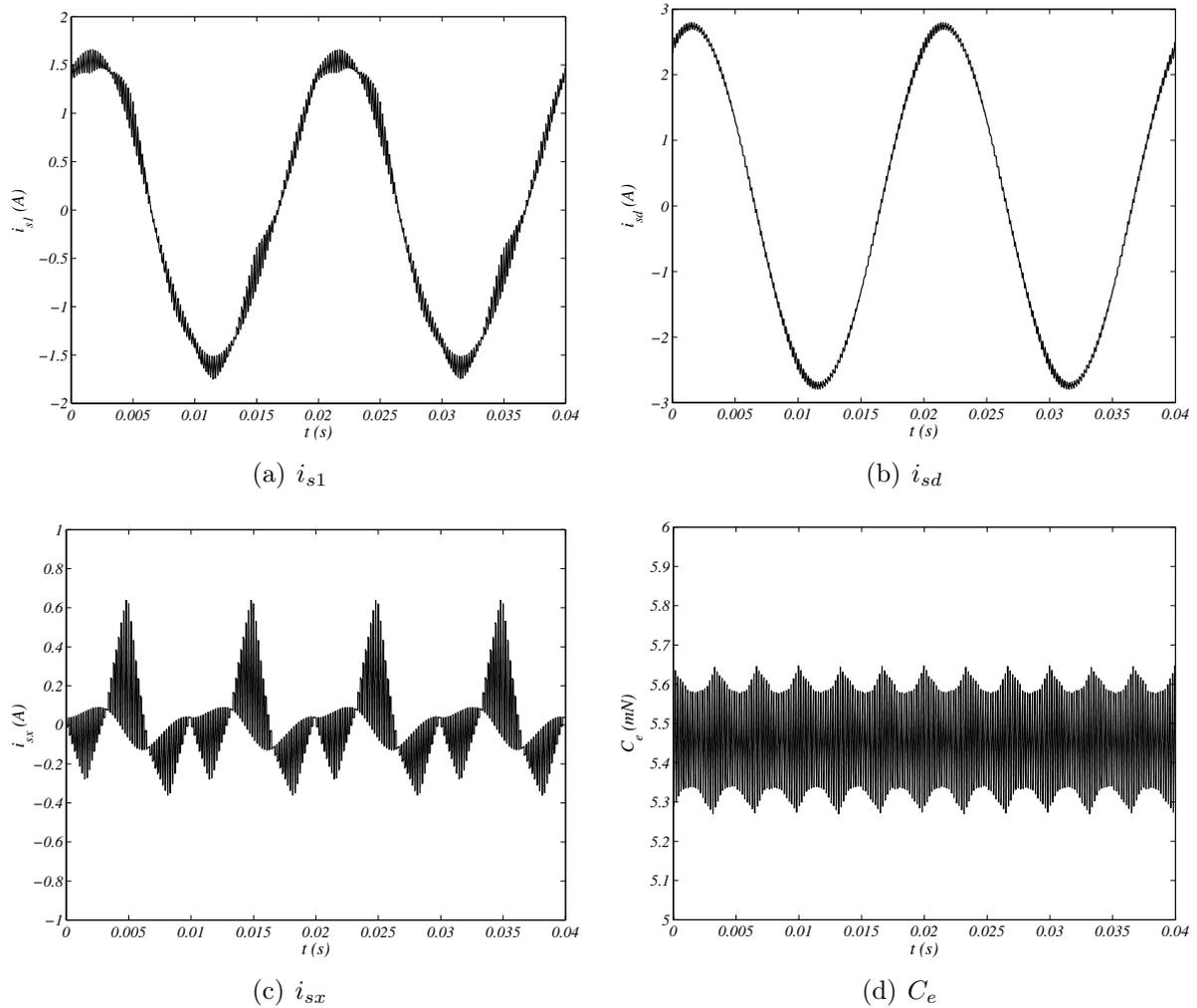


Figura 4.20. Evolução das correntes e do conjugado da *MAH* sem reversão do pulso de comando: (a) i_{s1} (b) i_{sd} , (c) i_{sx} e (d) C_e .

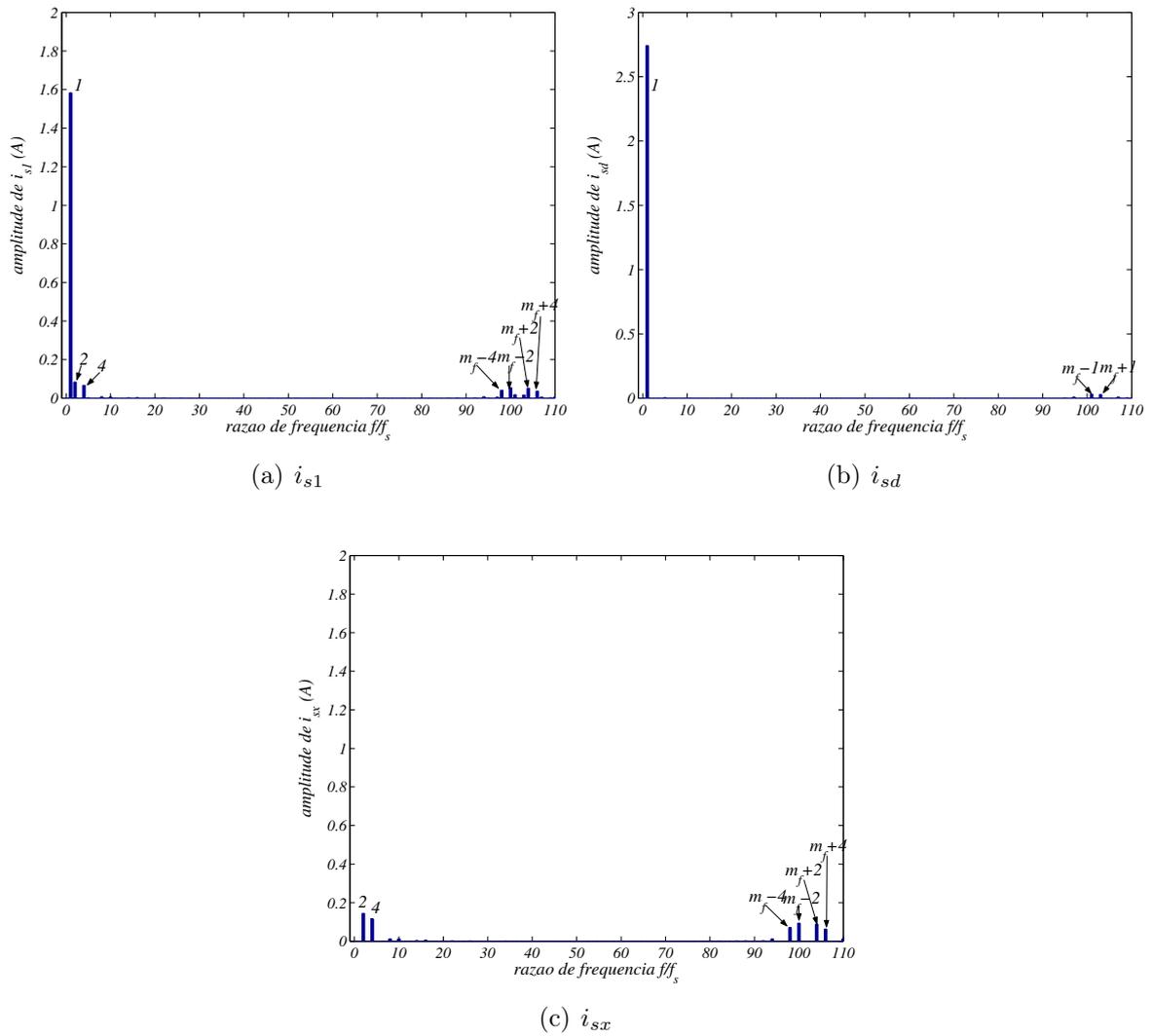


Figura 4.21. Análise espectral das correntes sem reversão do pulso de comando e $f_{ch} = 5,1kHz$: (a) i_{s1} , (b) i_{sd} e (c) i_{sx} .

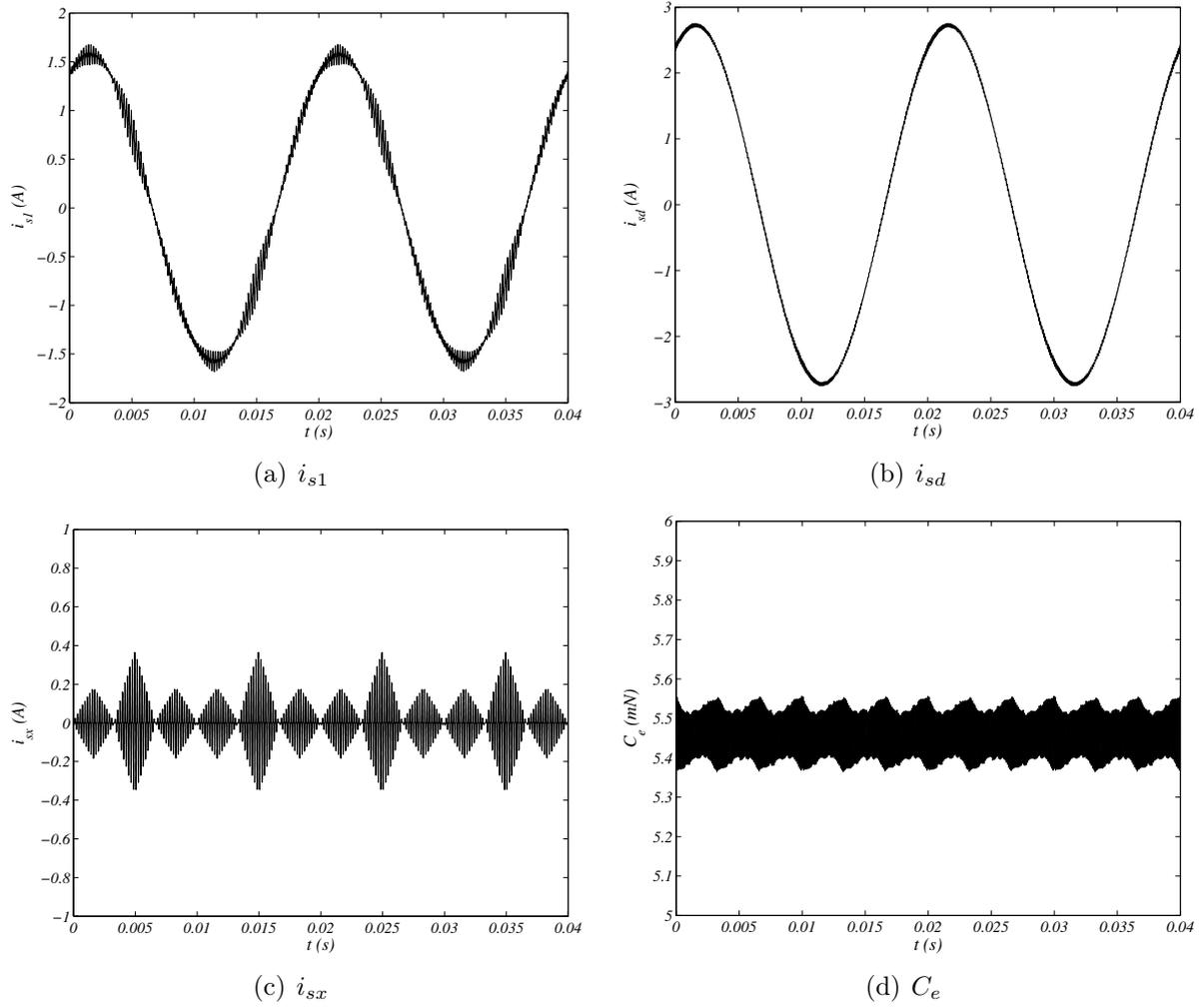


Figura 4.22. Evolução das correntes e do conjugado da *MAH* com pulso centrado: (a) i_{s1} (b) i_{sd} , (c) i_{sx} e (d) C_e .

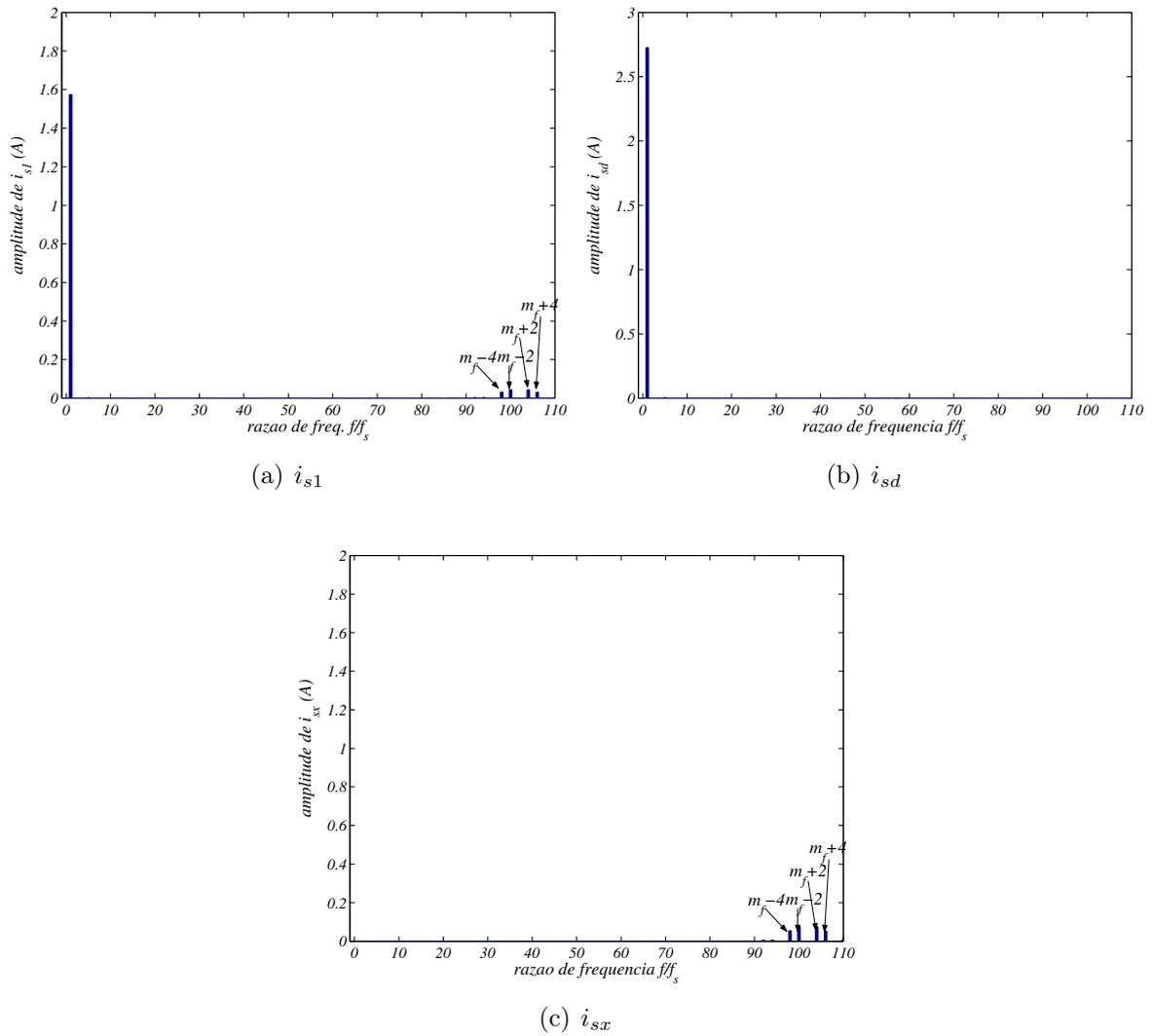


Figura 4.23. Análise espectral das correntes sem reversão do pulso de comando e $f_{ch} = 5,1kHz$: (a) i_{s1} , (b) i_{sd} e (c) i_{sx} .

partir das tensões de referência (4.40) e (4.41) com $\alpha = \pi/6rad$ e utiliza v_{h1} e v_{h2} tal que

$$v_{h1} = \left(\mu_1 - \frac{1}{2}\right)E - \mu_1 v_{M1} - (1 - \mu_1)v_{m1} \tag{4.96}$$

$$v_{h2} = \left(\mu_2 - \frac{1}{2}\right)E - \mu_2 v_{M2} - (1 - \mu_2)v_{m2} \tag{4.97}$$

onde $v_{M1} = \max(v_{si})$, $v_{m1} = \min(v_{si})$ com $i = 1, 3, 5$ e $v_{M2} = \max(v_{sk})$, $v_{m2} = \min(v_{sk})$ com $k = 2, 4, 6$.

Caso 1_30. Utilizando dois vetores nulos

A primeira estratégia é obtida aplicando $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$; logo é contínua e caracterizada por uma distribuição uniforme dos vetores nulos, isto é:

$$t_{00} = t_{77} = \frac{t_{0H}}{2}$$

A Fig 4.24, ilustra a distribuição do tempo de aplicação dos vetores dos pulsos de comando resultantes quando o vetor de referência encontra-se no *setor 1* (ver Fig. 4.2). A disposição destes vetores nos planos dq e xy é apresentada na Fig. 4.25. Nota-se que a seleção dos vetores junto com seus respectivos tempos de aplicação tentam minimizar a tensão no plano xy e fazer as correntes i_{sx} e i_{sy} próximas de zero durante o período de chaveamento. Com a

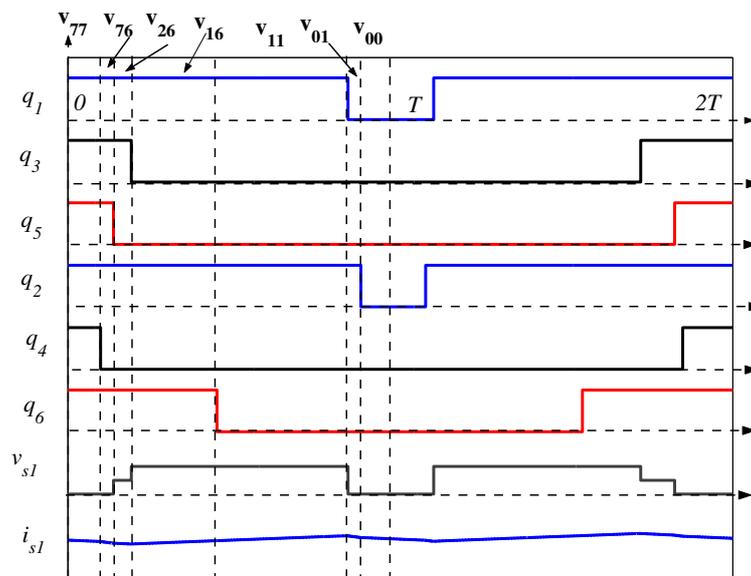


Figura 4.24. Relação entre os pulsos de comando da $MAH - 30^\circ$ e o tempo de aplicação dos vetores quando $\mu_1 = \mu_2 = 0,5$ (*Caso 1_30*).

reversão do pulso a frequência de chaveamento resulta em $f_{ch} = 1/2f_a = \frac{1}{2T}$. Além disso, as

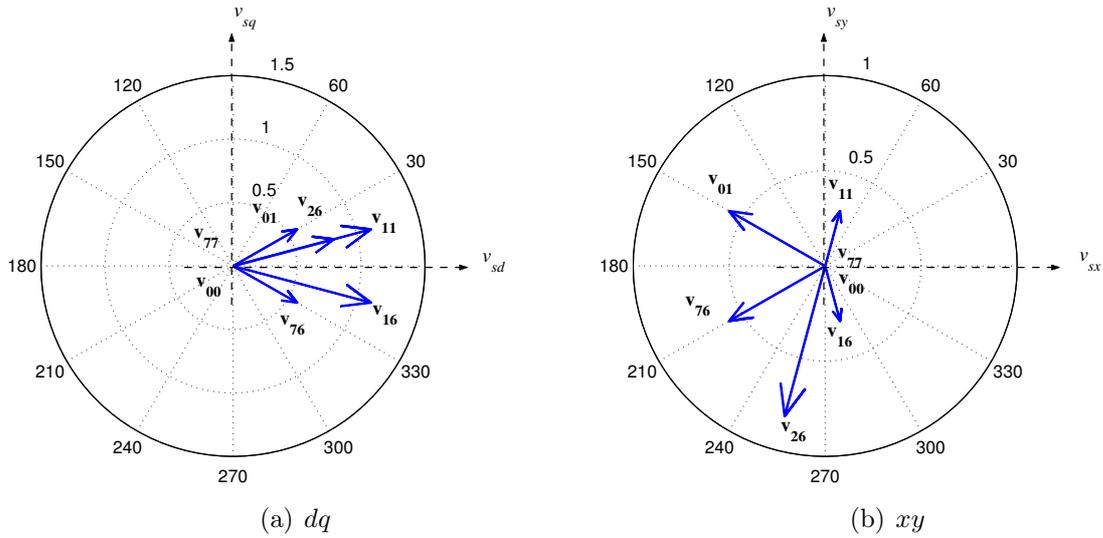


Figura 4.25. Projeção dos vetores de tensão do *Caso 1_30* nos planos (a) *dq* e (b) *xy*.

condições de sincronismo adequadas à $MAH - 30^\circ$ exige $m_f = f_{ch}/f_s = 6k + 3$ ($k \in N$), para minimizar as componentes harmônicas. Os resultados mostrados na Fig. 4.26 são obtidos com $f_{ch} = 5,25kHz$ que equivale a $k = 17$ e conseqüentemente $m_f = 105$. O índice de modulação $M = 0,8$ foi adotado em todos os resultados. Nota-se que a corrente no plano *xy* é minimizada e também há um bom controle sobre o plano *dq* como demonstra a oscilação de conjugado eletromagnético $\Delta C_e(\%) = 3,9\%$. *Caso 2_30. Sem utilizar vetores nulos*

Esta estratégia é obtida fazendo $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$; é descontínua e caracterizada por não aplicar vetores nulos nem no começo nem no fim do período de amostragem, isto é:

$$t_{0H} = t_{00} + t_{77} = 0$$

A Fig 4.27, ilustra a distribuição do tempo de aplicação dos vetores dos pulsos de comando resultantes quando o vetor de referência encontra-se no *setor 1*. A disposição destes vetores nos planos *dq* e *xy* é apresentada na Fig. 4.28. Nesta situação, nota-se que dois braços não comutam e a minimização da tensão no plano *xy* fica prejudicada. Por outro lado, o efeito da descontinuidade pode ser usado para minimizar as perdas de comutação como no sistema trifásico. Para ilustrar o efeito da comutação a MAH é simulada com baixa frequência de chaveamento ($f_{ch} = 2,85kHz$ que equivale a $k = 9$). As curvas mostradas na Fig. 4.29, destacam o comportamento das correntes e o estado das chaves superiores dos respectivos braços. Observa-se que a chave cessa de comutar quando a corrente de fase se aproxima do seu

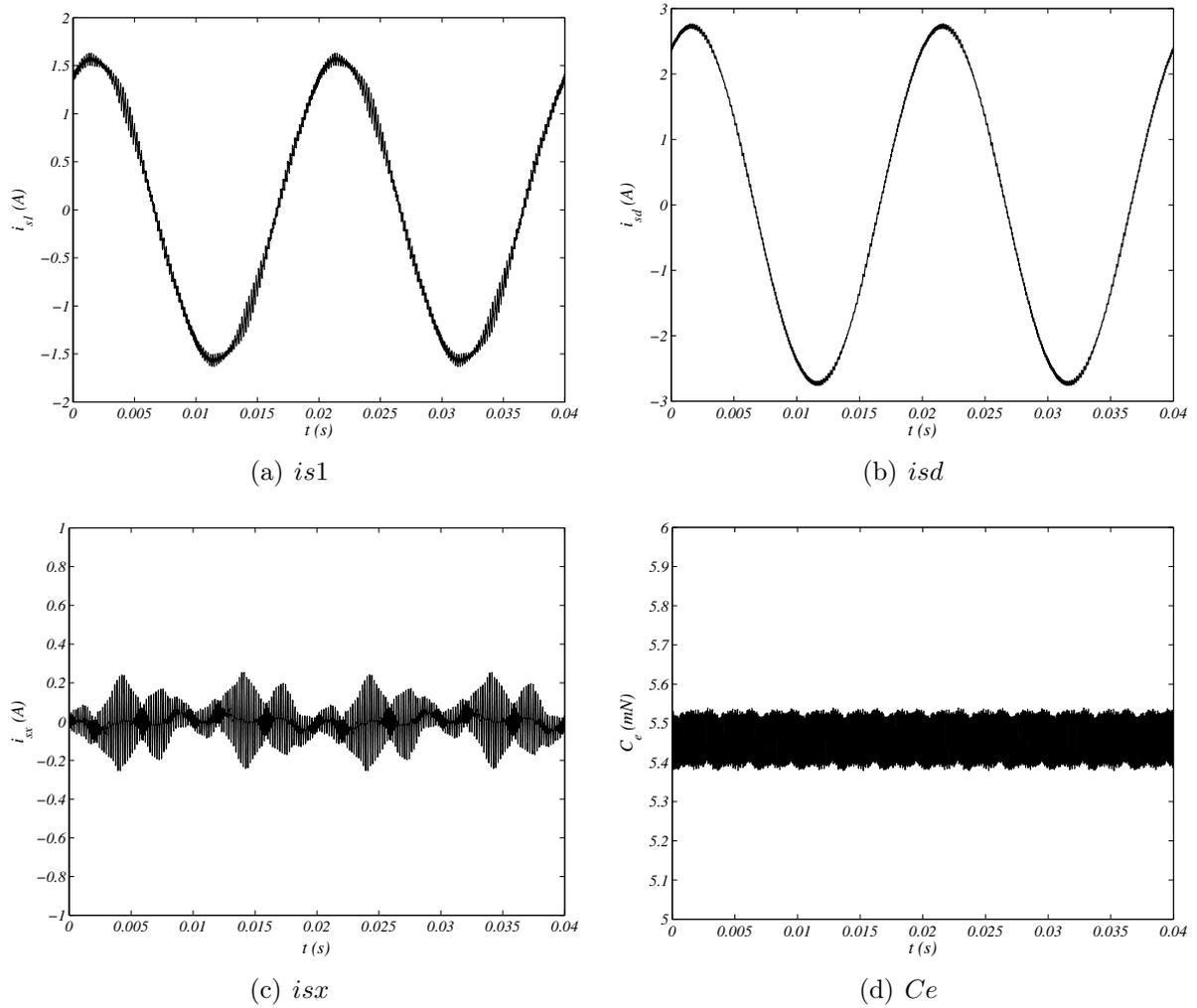


Figura 4.26. Evolução no tempo das correntes e do conjugado da $MAH - 30^\circ$ ($f_{ch} = 5,25kHz$): (a) i_{s1} (b) i_{sd} , (c) i_{sx} e (d) C_e .

valor pico, conseqüentemente há uma redução das perdas de comutação sobre um período da fundamental. A otimização das perdas é conseguida quando o pico da corrente está localizado no centro do intervalo de repouso da chave. Isto corresponde a uma defasagem tensão-corrente em torno de 30° .

Quanto a oscilação de conjugado, na comparação com o caso anterior, é necessário ajustar a frequência de chaveamento com $k_f = 3/2$. Nesta frequência ($f_{ch} = \frac{3}{2}(5,25)kHz$), o resultado obtido para a oscilação de conjugado foi de 4,9%. O resultado maior deve-se a perda de sincronismo e um valor não inteiro para k . Este fato produz o surgimento de harmônicas de ordem par de baixa frequência que influenciam no conjugado como demonstrado na Tab. 2.1 (capítulo 2).

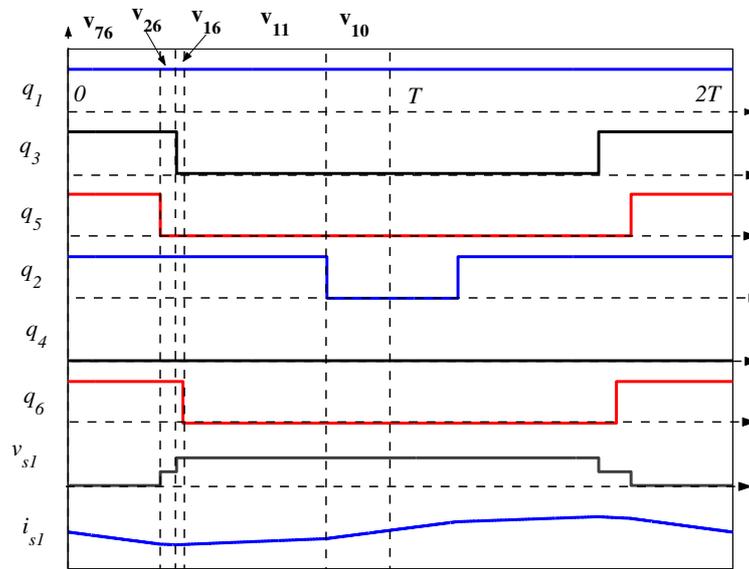


Figura 4.27. Relação entre os pulsos de comando da MAH - 30° e o tempo de aplicação dos vetores quando $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ (Caso 2_30).

Caso 3_30. Forma alternativa de não utilizar vetores nulos

Esta estratégia é obtida fazendo $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$; é também descontínua e exige ajuste na frequência de chaveamento de $k_f = 3/2$. A distribuição do tempo de aplicação dos vetores é mostrada na Fig 4.30, quando o vetor de referência encontra-se no *setor 1*. Na Fig. 4.31, é mostrada a localização destes vetores nos planos dq e xy . As perdas de comutação ficam reduzidas quando se alimenta uma carga de natureza capacitiva.

Nesses três casos, observou-se que na sintetização do vetor tensão de referência são utilizados

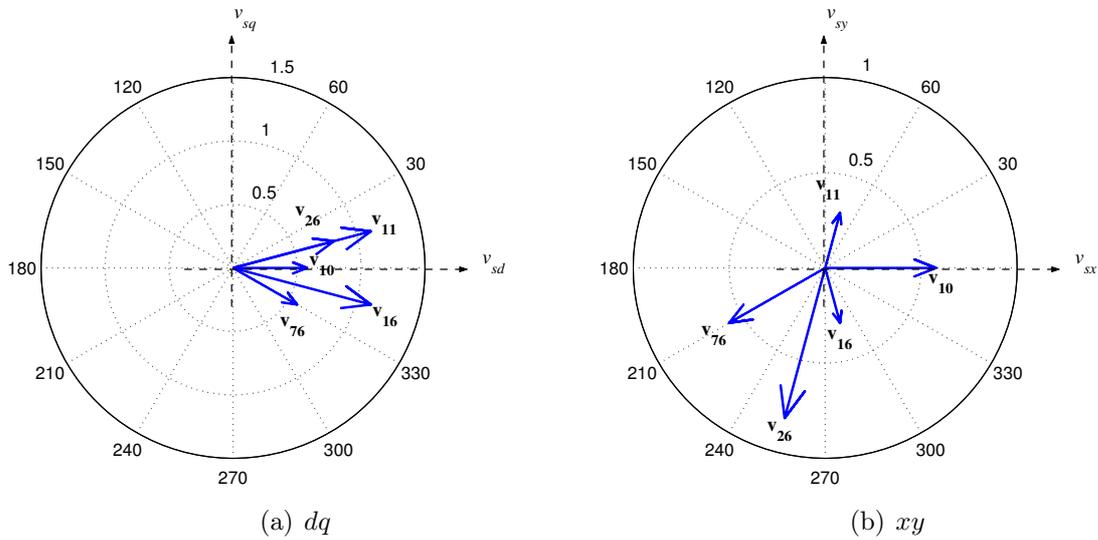


Figura 4.28. Projeção dos vetores de tensão do *Caso 2_30* nos planos (a) *dq* e (b) *xy*.

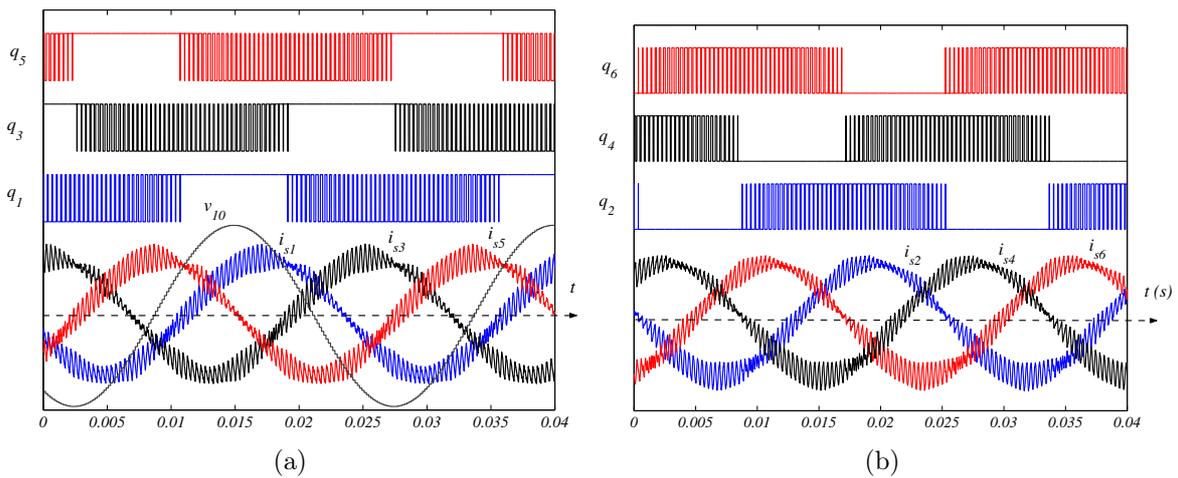


Figura 4.29. Sequência de estado das chaves e suas respectivas correntes de fase: (a) $q_1 - q_3 - q_5$ e (b) $q_1 - q_3 - q_5$ para a *MAH - 30°* quando $\mu_1 = 1$ e $\mu_2 = 0$ (*Caso 2_30*).

no mínimo cinco vetores, como se havia previsto no tratamento vetorial, para que se tenha controle sobre os planos dq e xy , embora não se limitem aos vetores de um setor de 30° , como definido na Fig. 4.2.

As estratégias com razão de distribuição (μ) pulsada não são discutidas porque mostraram-se menos eficientes que os *Casos 1_30* e *2_30*, tanto na redução das harmônicas de corrente como na oscilação de conjugado.

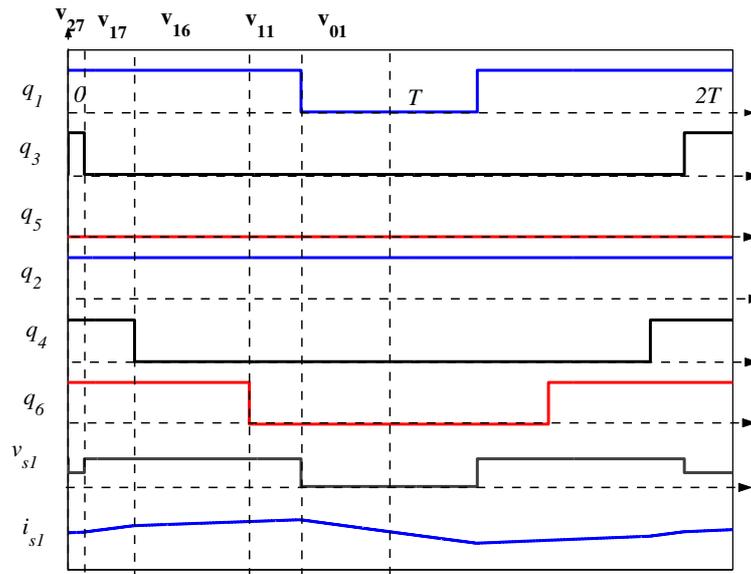


Figura 4.30. Relação entre os pulsos de comando da *MAH* – 30° e o tempo de aplicação dos vetores quando $\mu_1 = 0$ e $\mu_2 = 1$ (*Caso 3_30*).

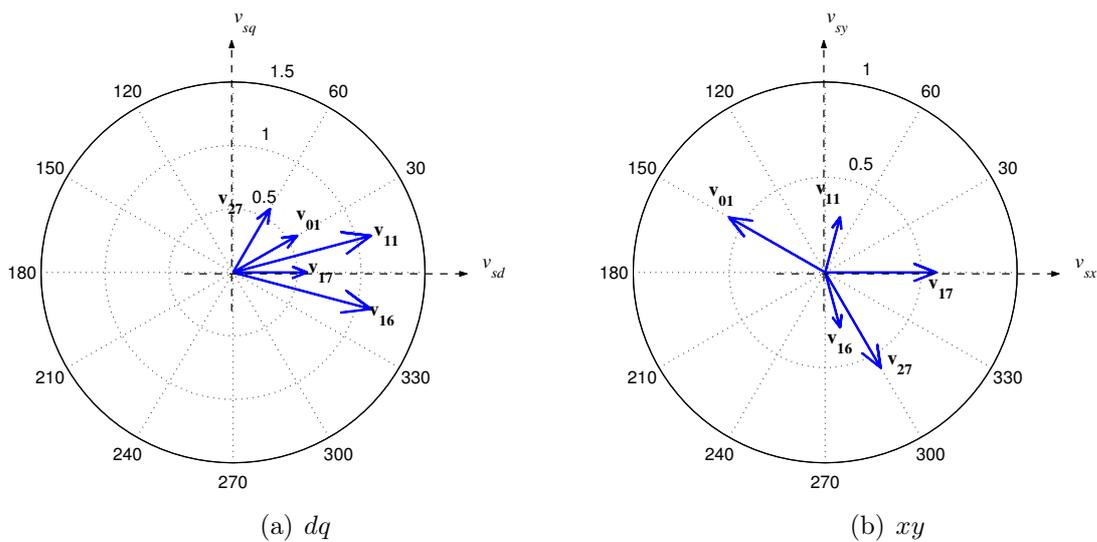


Figura 4.31. Projeção dos vetores de tensão do *Caso 3_30* nos planos (a) dq e (b) xy .

4.5 CLASSIFICAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS PWM

Vários trabalhos, como em (HAVA; KERKMAN; LIPO, 1997), apontam que os inversores controlados por modulação de largura de pulso (*PWM*), em acionamentos trifásicos, contém na sua tensão ou corrente de saída frequências harmônicas com amplitudes que determinam a qualidade do inversor e conseqüentemente a estratégia de modulação utilizada. As componentes harmônicas dos sinais de corrente podem aumentar as perdas no inversor, na máquina, além de oscilações de conjugado eletromagnético. Os critérios de desempenho mostrados a seguir, permitem quantificar e comparar a qualidade de diferentes estratégias *PWM* (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988)(KOLAR; ERTL; ZACH, 1991).

4.5.1 Análise de *WTHD*

O conteúdo harmônico da corrente de saída de um inversor, além de depender da eficiência da estratégia de modulação empregada, vai depender da impedância da carga e vai determinar de modo importante as perdas por efeito joule na máquina. O valor eficaz das harmônicas de corrente, definido por

$$I_{ef} = \sqrt{1/T \int [(i(t) - i_1(t))]^2 dt} = \sqrt{I_{ef2}^2 + I_{ef3}^2 + \dots + I_{efh}^2} \quad (4.98)$$

Para um sinal periódico, essa dependência pode ser eliminada normalizando em relação ao valor da fundamental

$$I_{ef}/I_{ef1} = \left(\sqrt{\sum_2^{\infty} I_{efh}^2} \right) / I_{ef1} \quad (4.99)$$

onde h é a ordem da componente harmônica, I_{ef1} é o valor eficaz da componente fundamental e I_{efh} o valor eficaz da h -ésima harmônica. Considerando a impedância da máquina elétrica somente a indutância de dispersão (σL_s), a corrente pode ser obtida de forma aproximada por

$$I_{efh} = \frac{V_{efh}}{\omega_h \sigma L_s} \quad (4.100)$$

onde ω_h é a frequência angular da h -ésima componente harmônica. Aplicando os valores de (4.100) em (4.99), tem-se o fator de distorção harmônica total ponderado (ou *WTHD* - *Weighted*

Total Harmonic Distortion) dado por

$$WTHD(\%) = \left(\frac{1}{V_{ef1}} \sqrt{\sum_2^{\infty} \left(\frac{V_{efh}}{h} \right)^2} \right) 100$$

Também, por considerar o peso da harmônica no cálculo da distorção é menos dependente do número mínimo de harmônicos ou ideal a serem considerados, o que torna uma figura de mérito mais confiável. A utilização desse índice nas componentes de tensão no plano dq e de *fase*, avalia de forma global ou macroscópica (no ciclo da fundamental) e dá um indicativo das características de ondulação de conjugado (valor dq) e das perdas no cobre da carga (valor de *fase*).

Os valores da *WTHD* são calculados a partir das amplitudes dos espectros obtidos pela *FFT*. As curvas apresentadas nas Figs. 4.32 (a) e (b), mostram a evolução do valor da *WTHD* em função do índice de modulação (M) das estratégias propostas sem que haja na amostragem seguinte a inversão de aplicação dos vetores. As curvas apresentadas nas Figs. 4.33(a) e (b) são obtidas fazendo a inversão dos vetores na amostragem seguinte (pulso centrado). Os resultados mostram que as estratégias com pulso centrado, normalmente apresentam melhor desempenho tanto na tensão dq como na fase para índices de modulação elevado.

As curvas com pulso centrado dos *Casos 1a (SPWM)* e *1b (SVPWM)*, apresentam baixa distorção nos valores de fase para baixos índices de modulação. Os *Casos 2, 3, 5, 6, 7 e 8* apresentam comportamento levemente diferentes entre si e bom desempenho para altos índices de modulação.

Obviamente, quanto maior a frequência de chaveamento menor o valor do *WTHD*, assim todos os valores são determinados com uma frequência média de comutação de $5kHz$ e considerando as primeiras 250 componentes. As curvas mostradas na Fig 4.34(a) sem reversão e (b) com pulso centrado, resumem o comportamento das estratégias apresentadas para a $MAH - 30^\circ$. Os *Casos 2_30* e *3_30* apresentam desempenho semelhante e em dq apresentam sempre melhor desempenho que a estratégia contínua (*Caso 1_30*).

Pode-se utilizar a oscilação de conjugado como figura de mérito para ajudar a decidir qual das estratégias é a mais adequada de acordo com as necessidades do sistema de controle.

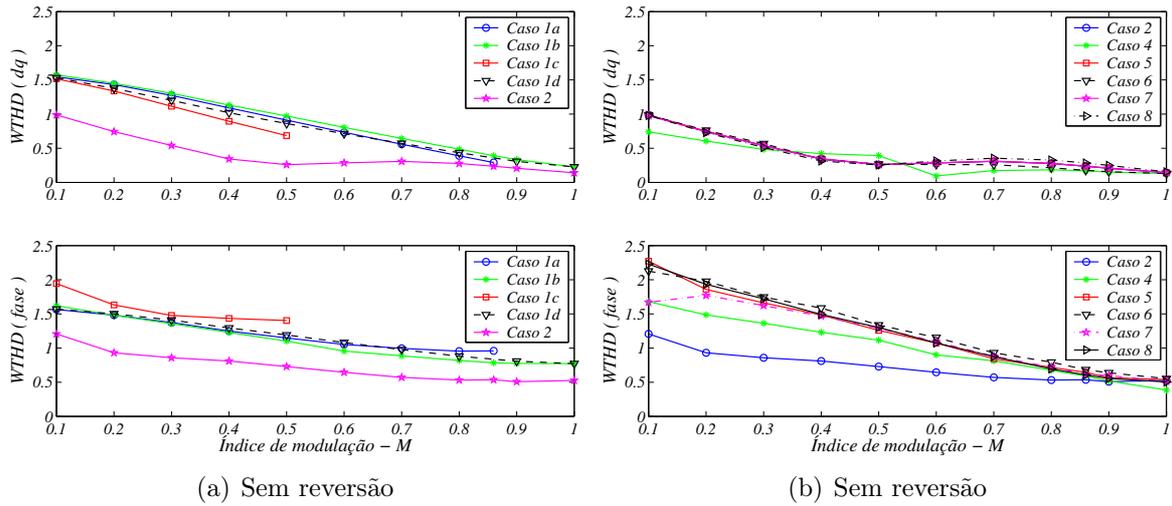


Figura 4.32. Curvas de $WTHD$ das estratégias para a $MAH-60^\circ$ sem reversão do pulso de comando.

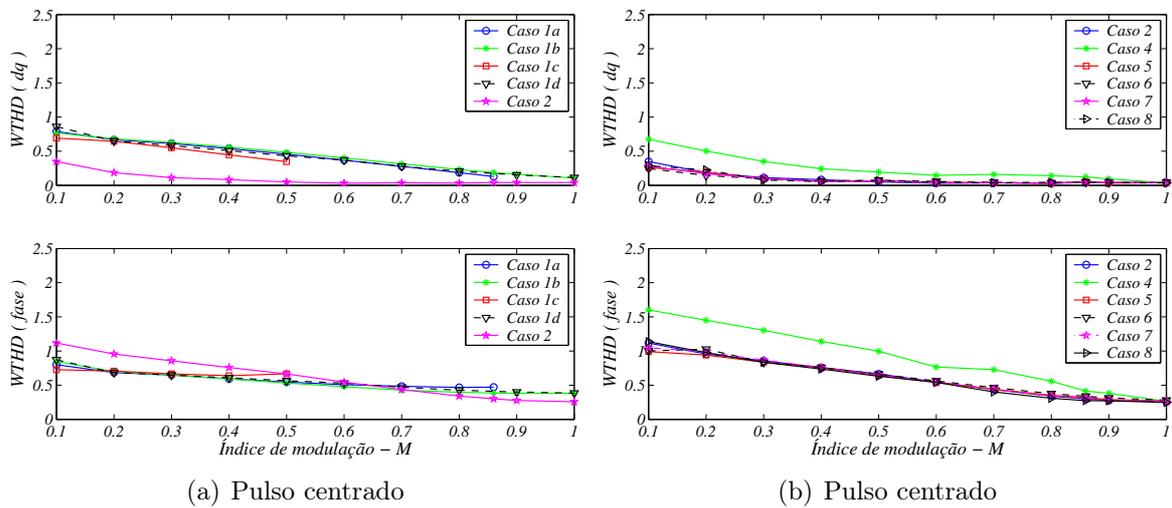


Figura 4.33. Curvas de $WTHD$ das estratégias para a $MAH-60^\circ$ com reversão do pulso de comando.

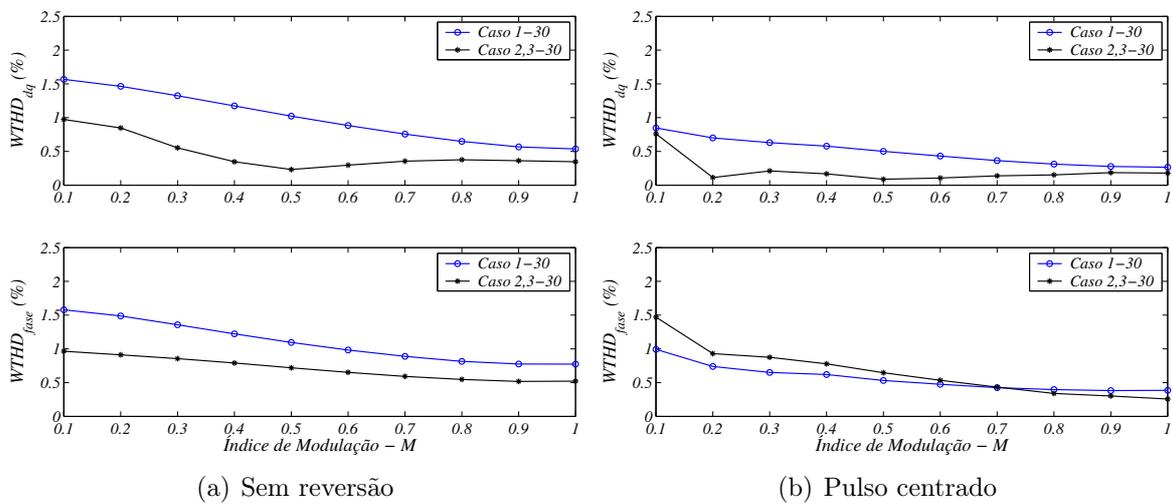


Figura 4.34. Curvas de $WTHD$ das estratégias para a $MAH-30$: (a) sem reversão do pulso (b) com pulso centrado.

4.5.2 Oscilação de Conjugado Eletromagnético

A partir da expressão (4.95) são calculados os valores de oscilação de conjugado (regime permanente) para as estratégias relativo aos dois tipos de $MAHs$, em função do índice de modulação. A frequência de chaveamento média utilizada em todas estratégias foi de $5kHz$. Na Fig. (4.35(a)), são apresentados os valores calculados da oscilação de conjugado da $MAH - 60^\circ$ (gráfico superior com pulso centrado e inferior sem reversão do pulso) das melhores estratégias. As estratégias descontínuas (3, 5, 6, 7 e 8) apresentaram comportamento bem parecidos e estão localizados entre os casos 2 e 6 inclusive. Assim, percebe-se que estas estratégias tem melhor controle sobre o plano dq confirmando o que se havia previsto com a subdivisão do setor em regiões triangulares.

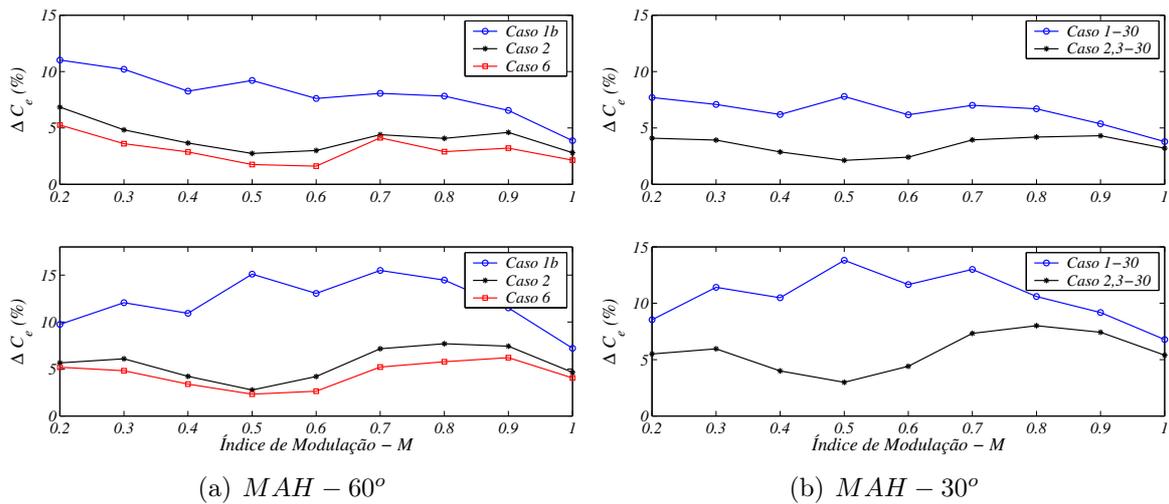


Figura 4.35. Curvas de oscilação de conjugado $\Delta C_e(\%)$: (a) $MAH - 60^\circ$ e (b) $MAH - 30^\circ$ (curva superior pulso centrado e inferior sem reversão).

A $MAH - 30^\circ$, Fig. 4.35(b), apresenta um desempenho melhor em toda faixa de índice de modulação em relação a $MAH - 60^\circ$. No entanto para altos índices de modulação seus comportamentos são bastante parecidos.

4.6 CONCLUSÕES

Dos poucos trabalhos encontrados na literatura sobre a máquina de seis fases, a maioria referem-se a $MAH-30^\circ$. Assim, neste estudo privilegiou-se a $MAH-60^\circ$ sobretudo pelo fato de possuir uma estrutura simples que pode ser obtida com a reconfiguração da máquina trifásica, as estratégias de controle PWM são implementadas facilmente, as correntes de circulação harmônica são facilmente controladas e reduzidas (e.g., utilizando um enrolamento de pólo consequente) e não há um aumento substancial das oscilações de conjugado eletromagnético em relação à $MAH-30^\circ$.

As estratégias PWM apresentadas aqui, são tratadas de três modos distintos e é mostrado o relacionamento entre elas sobretudo no aspecto de sua implementação no controle do inversor fonte de tensão de seis fases. As particularidades de cada abordagem são descritas tentando destacar as qualidades de cada estratégia, transparentes, através das figuras de mérito utilizadas na classificação dessas estratégias. O relacionamento entre elas é feito por analogia com as formas desenvolvidas para os casos trifásicos. Além disso, o tratamento vetorial desenvolvido permitiu a criação de novas estratégias devido à redundância dos vetores no plano dq onde se priorizava a redução das harmônicas de corrente, sobretudo no plano xy , aplicando a seqüência de vetores adequada. Qualquer que fosse o enfoque, houve sempre a busca de uma forma “escalar digital” equivalente que facilitasse os cálculos e a implementação prática dessas estratégias de modulação.

A partir da classificação feita das estratégias, basicamente, pelo cálculo da $WTHD$ das variáveis tensão de fase e das componentes dq e em seguida pela oscilação de conjugado, as estratégias com pulso centrado apresentaram sempre melhor resultado que sem reversão de pulso. Quanto a $WTHD$, em dq e fase entre as estratégias contínuas (*Casos 1a, 1b, 1c e 1d*), o *Caso 1b* apresentou melhor desempenho em toda faixa de índice de modulação. Também se destaca quanto à oscilação de conjugado e ao aproveitamento da tensão do barramento CC ($M \leq 1$). Pode ser implementado de forma escalar através de $K_d = 1$ ou $\mu = 0,5$.

As estratégias descontínuas (*Casos 2, 3, 5, 6, 7 e 8*) apresentaram comportamento seme-

lhante em termos de $WTHD$ (de fase e dq) e em termos de oscilação de conjugado. Em termos de perda de comutação, o *Caso7* se adequaria melhor na alimentação de uma carga indutiva como a *MAH*.

Na *MAH* – 30° as estratégias descontínuas (*Casos 2_30 e 3_30*) apresentaram melhor comportamento quanto à $WTHD$ dq e conseqüentemente de oscilação de conjugado do que a estratégia contínua. Em termos de redução das perdas de comutação, o *Caso 2_30* é mais adequado para cargas indutivas. Em termos da $WTHD$ de fase, o caso contínuo mostrou-se mais adequado para índices de modulação elevado ($M > 0,72$), nos dois tipos de máquina.

Como era de se esperar a *MAH* – 30° apresentou menor oscilação de conjugado que a *MAH* – 60° . No entanto, essa diferença torna-se irrelevante no acionamento com controle *PWM* onde a frequência de chaveamento é elevada (acima de $5kHz$).

No capítulo seguinte, devido às características de inversores com número de braços par, são tratadas as estratégias que minimizam ou anulam instantaneamente a tensão de modo comum na *MAH* – 60° .

ESTRATÉGIAS *PWM* COM REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM

5.1 INTRODUÇÃO

A aplicação industrial e o desenvolvimento de modernos inversores de potência para o acionamento de motores de indução trifásicos (*CA*) com velocidade ajustável, tem seu desempenho sensivelmente melhorado com a aplicação de dispositivos de potência rápidos na transição do chaveamento (IGBTs, GTOs e MCT), a aplicação de estratégias de controle por largura de pulso (*PWM*) e frequência de chaveamento elevada que resultam numa rápida resposta dinâmica (BOSE, 1993). No entanto, em diversos trabalhos o acionamento com inversores *PWM* tem sido apontado como maior responsável pela falha mecânica dos mancais (*rolamentos*) (BUSSE, 1997b). Em princípio, os inversores trifásicos produzem uma tensão diferente de zero entre o centro da estrela do motor e o terra que provê acoplamentos, através das capacitâncias parasitas do motor, para o ferro do rotor. Conseqüentemente, circularão correntes nos mancais em direção ao terra do estator (COSTELLO, 1993). Esta tensão é denominada de tensão de modo comum (v_{n0}) e produz efeitos danosos nos mancais do motor além de *EMI*.

A utilização desses dispositivos rápidos com alto dv/dt ($6kV/\mu s$), juntamente com a elevada frequência de chaveamento e a tensão de modo comum produzida pelo controle *PWM* resulta em efeitos adversos tais como: sobretensões nos terminais do motor devido à reflexão dos pulsos de tensão causada pela diferença de impedância entre os cabos de alimentação e os enrolamentos do motor, correntes nos mancais causada pelo desbalanceamento da tensão de alimentação e “*EMI*” (*electromagnetic interference*) conduzida e irradiada que pode causar o mal funcionamento dos equipamentos eletrônicos e dispositivos digitais de controle. Além do aparecimento de ruídos audíveis nos motores que são bastante indesejáveis em certos tipos

de ambientes (PAPER, 1999). Estes efeitos adversos tem atraído a atenção de pesquisadores, fabricantes de acionamentos e usuários devido às falhas prematuras dos motores e aumento da manutenção dos processos.

Vários estudos têm demonstrado que a tensão de modo comum alternada nos enrolamentos do rotor e estator geradas por inversores convencionais são a principal causa do aumento da tensão no eixo da máquina. Nesses estudos, são apresentados modelos e fórmulas para os principais elementos do sistema que têm influência na tensão do eixo do rotor e conseqüentemente na corrente dos mancais em máquinas *CA* acionadas por inversor *PWM* (CHEN; LIPO; FITZGERALD, 1996; MURAI; KAWASE, 1992). As principais propostas apresentadas para a solução do problema são: sistemas de aterramento do eixo do rotor, isolamento do anel externo do rolamento com camadas de óxido de zinco, rolamentos cerâmicos, graxas condutoras, proteção de Faraday, novas topologias de conversores e filtros. Recentemente a Rockwell Automation desenvolveu uma nova linha de motores de indução com blindagem eletrostática que previnem o desgaste prematuro dos mancais da máquina (BUSSE, 1996).

Apesar da eficiência desses sistemas na solução do problema, os mesmos apresentam sempre uma limitação ou inconveniente que dificultam sua aplicação prática. As principais desvantagens desses sistemas residem, em parte na modificação da estrutura do motor e dos mancais, aumento da frequência de manutenção com utilização de escovas, transferência do problema para dispositivos vizinhos como a carga ou tacômetros, aumento do número de dispositivos como indutores, capacitores e limitações na eficiência de operação do conversor como a redução do índice de modulação máximo (JULIAN; LIPO; ORITI, 1996b). Por isso, algumas soluções para o desgaste dos mancais, têm-se concentrado no inversor, com a diminuição da tensão de modo comum gerada, através de novas estratégias de controle *PWM*, que não necessitem de equipamento adicional nem tampouco de mudanças na estrutura da máquina.

Em (ORITI; JULIAN; LIPO, 1997c; MANJREKAR; LIPO, 1999), novas estratégias de modulação foram propostas com o objetivo de minimizar a tensão de modo comum. Jouanne e Zhang em (JOUANNE; ZHANG, 1999a) apresentaram um inversor com ponte dupla para o acionamento de um motor de indução com circuito trifásico duplo. Outras soluções que necessitam de

adição de equipamentos baseiam-se na introdução de filtros de saída (JULIAN; LIPO; ORITI, 1996b; RENDUSARA; ENJETI, 1998) ou circuitos ativos (OGASAWARA; AYANO; AKAGI, 1997) entre o inversor *PWM* e os terminais do motor. Também o estudo de máquinas multifases com número de fases par tem permitido que, através de uma estratégia *PWM* adequada, se anule instantaneamente a tensão de modo comum e forneça uma tensão balanceada ao motor (ORITI; JULIAN; LIPO, 1997a).

Neste contexto, a utilização de um acionamento hexafásico (inversor de seis braços mais máquina assíncrona hexafásica, especificamente a *MAH* – 60°) surge como uma alternativa para minorar os efeitos da tensão de modo comum em máquinas *CA* acionadas por inversor *PWM*.

5.2 MODELO EQUIVALENTE DE MODO COMUM

Uma capacitância é criada sempre que dois componentes condutivos são separados por um isolante. As capacitâncias em um cabo e em especial dentro de um motor são bastante pequenas. Uma pequena capacitância significa uma alta impedância para baixas frequências, dessa forma, bloqueia 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.

Conforme citado em (BUSSE, 1997a), na máquina de indução os circuitos do estator e do rotor, juntamente com a carcaça, apresentam capacitâncias de acoplamento entre si. A capacitância do enrolamento do estator para a carcaça (C_{sf}) é um elemento distribuído e representa 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 devido à utilização de dispositivos de chaveamento rápidos, as considerações sobre o acoplamento capacitivo não podem ser ignoradas. Portanto, a capacitância entre estator e rotor (C_{sr}) e a capacitância devido ao entreferro (C_g) devem fazer parte do

modelo do motor. A Fig. 5.1, ilustra os principais caminhos de acoplamento capacitivo que influenciam a tensão no eixo do rotor. As capacitâncias entre os enrolamentos do estator e entre os enrolamentos do rotor foram omitidas por não contribuírem diretamente na elevação da tensão no eixo do rotor e na corrente dos mancais.

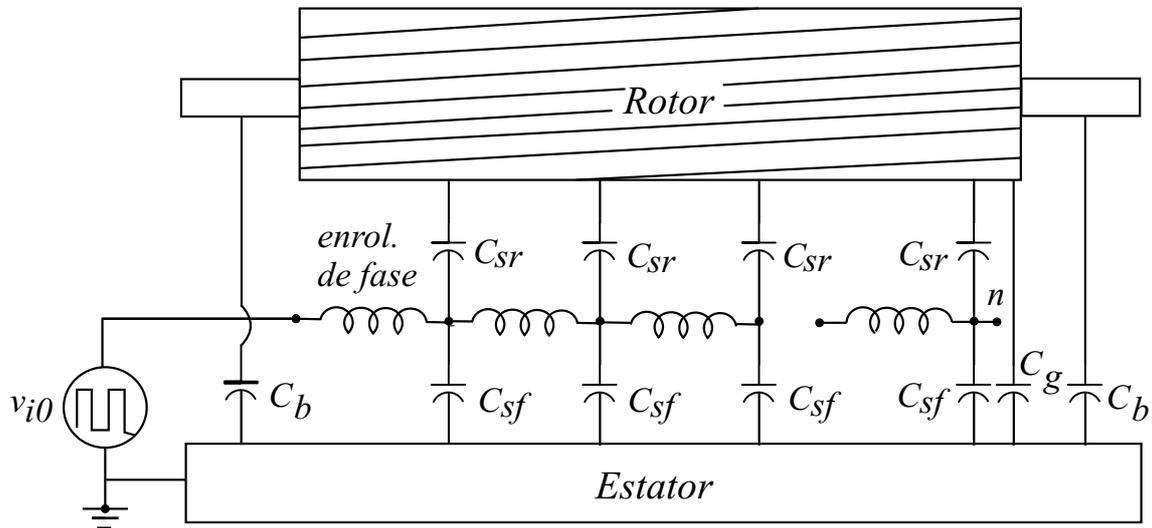


Figura 5.1. Acoplamentos capacitivos na máquina assíncrona.

Os mancais e a graxa isolante apresentam uma combinação de capacitâncias, resistências e uma impedância não-linear, modelado segundo Erdman em (ERDMAN, 1996b) e ilustradas na Fig. 5.2. A resistência dos aros 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, uma entre o aro interno e outra para o aro externo. Além disso, entre as esferas, os aros internos e externos são separados por lubrificante, que formam uma barreira dielétrica. Assim, é formada uma capacitância entre cada par de esferas. A impedância não-linear Z_l é resultado das características elétricas da graxa (como: espessura e densidade do filme, temperatura, etc), mecânicas (velocidade de rotação) e da aleatoriedade dos mancais. Geralmente varia desde zero, quando há um contato direto das esferas com os aros ou ruptura do dielétrico do lubrificante, a próximo do infinito quando as esferas estão isoladas pela graxa. Na representação da impedância das esferas 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}).

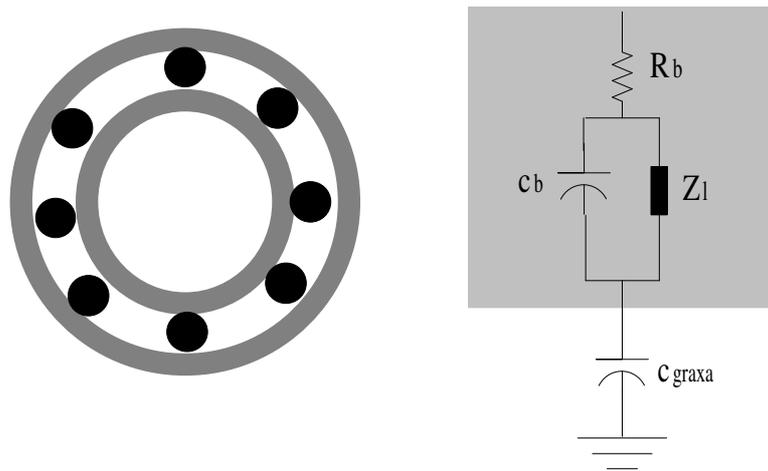


Figura 5.2. Modelo de mancais do motor

A combinação do modelo dos mancais com o modelo anterior (concentrado) resulta no modelo simplificado de alta frequência apresentado na Fig. 5.3. A indutância dos enrolamentos e a capacitância C_{sf} são desprezadas por não interferirem significativamente na tensão de eixo. Finalmente, a capacitância entre rotor, carcaça e os mancais fornecem os caminhos para o terra a partir do eixo do rotor, representado pelo neutro do rotor.

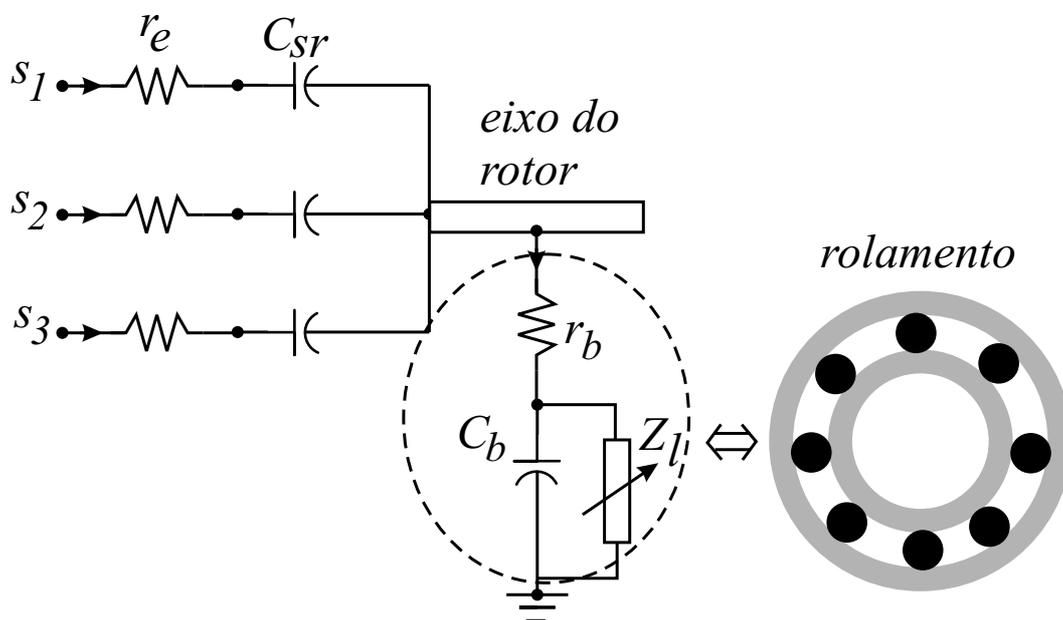


Figura 5.3. Modelo simplificado de alta frequência da máquina assíncrona.

A deteriorização dos mancais acontece quando a tensão no eixo do rotor eleva-se acima de 3V e provoca descargas parciais e circulação de correntes que vão desde centenas de mili-Ampère a Ampère. Dependendo da intensidade desse arco-elétrico, há a corrosão das pistas

dos rolamentos e desprendimento de metal. Estes fenômenos evoluem rapidamente com a degradação das características lubrificantes da graxa resultando em aumento de ruído, atrito e destruição do mancal. A seguir são apresentadas diversas estratégias de modulação que reduzem na média ou eliminam instantaneamente a tensão de modo comum.

5.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

No capítulo anterior, tratou-se das formas de abordar as estratégias de modulação, os aspectos de seleção de vetores e o cálculo do tempo de aplicação sem a restrição da tensão de modo comum da *MAH*. Todos esses procedimentos são válidos e aplicados nas estratégias apresentadas a seguir, com restrição da tensão de modo comum.

Com ênfase na tensão de modo comum, as particularidades das formas de tratamento da modulação vetorial do inversor de seis fases são lembradas. No mapeamento hexafásico apresentado na Fig. 4.3, dos 64 estados de chaveamento, 20 (vinte) deles possuem tensão de modo comum nula ($v_{n0} = 0$), dividem o plano dq em seis setores de 60° e dentre os quais 2 (dois) são *vetores nulos* \mathbf{v}_{07} e \mathbf{v}_{70} ($\mathbf{v}_{sdq} = 0$). Estes vetores, destacados inscritos numa caixa, tem a particularidade de apresentarem sempre três chaves ligadas e estão relacionados na Tab. 5.1.

Na abordagem como duplo trifásico e barramento *CC* comum, Fig. 5.4, cada plano está associado a um inversor trifásico e deslocados de 60° graus um do outro. A nomenclatura apresentada na Tab. 5.2, relaciona o estado de chaveamento de cada conjunto trifásico com os números de 0 a 7.

$$\mathbf{v}_a(q_1, q_3, q_5) \text{ com } a = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 0 \text{ e} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{v}_{a'}(q_2, q_4, q_6) \text{ com } a' = 6', 1', 2', 3', 4', 5', 7', 0 \quad (5.2)$$

Para visualizar a composição de vetores, entre os conversores que resulta em tensão de modo comum nula, são representados no eixo z (ortogonal aos planos $d1q1$ e $d2q2$), Fig. 5.4, o vetor de tensão de modo comum associado a cada conversor. Nota-se, que para anular a tensão de modo comum instantaneamente, deve-se aplicar sempre os vetores adjacentes do mesmo setor

com a restrição de tempo de aplicação dada por

$$t_k = t_{k'} \text{ e } t_l = t_{l'} \tag{5.3}$$

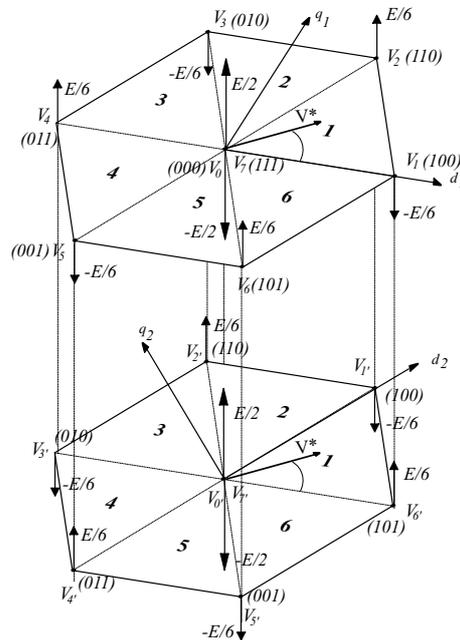


Figura 5.4. Vetores resultantes do mapeamento da máquina como duplo trifásico - Planos $d1q1$ e $d2q2$.

Nas duas formas de abordar as estratégias, o mapeamento como duplo trifásico apresenta maior facilidade de implementação. Por outro lado, o mapeamento hexafásico, permite uma visualização mais direta e dá maior facilidade na pré-seleção dos vetores para diminuir ou zerar a tensão de modo comum.

5.3.1 Estratégias que Reduzem na Média a Tensão de Modo Comum

As estratégias apresentadas no capítulo anterior, pré-selecionam os vetores com modo comum nulo e não nulo, indistintamente, visando menor distorção nas correntes de *fase* e *dq*. A redução na média da tensão de modo comum, das estratégias anteriores, pode ser obtida, fazendo-se a substituição dos vetores com $v_{n0} \neq 0$, por vetores redundantes em *dq* com $v_{n0} = 0$.

Caso 1

A partir dos vetores gerados na modulação *SPWM* (*Caso 1a*), a substituição dos vetores nulos e dos dois vetores pequenos, produz uma redução considerável na tensão de modo comum.

Tabela 5.1. Mapeamento hexafásico / relação dos vetores com $v_{n0} = 0$.

| \mathbf{V}_{ab} | q_1 | q_3 | q_5 | q_2 | q_4 | q_6 | \mathbf{V}_{dq} | \mathbf{V}_{xy} | v_{n10} | v_{n20} |
|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--|-------------------------|----------------|----------------|
| \mathbf{v}_{16} | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | $\frac{2E}{\sqrt{3}}$ | 0 | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{25} | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | $\frac{E}{\sqrt{3}}$ | $Ee^{j\frac{3\pi}{2}}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{61} | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | $\frac{E}{\sqrt{3}}$ | $Ee^{j\frac{\pi}{2}}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{21} | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | $\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{3}}$ | 0 | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{12} | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{\pi}{6}}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{36} | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{7\pi}{6}}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{32} | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | $\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{2\pi}{3}}$ | 0 | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{23} | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{2\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{11\pi}{6}}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{41} | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{2\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{5\pi}{6}}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{43} | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | $\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{j\pi}$ | 0 | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{34} | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\pi}$ | $Ee^{j\frac{3\pi}{2}}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{52} | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\pi}$ | $Ee^{j\frac{\pi}{2}}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{54} | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | $\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{4\pi}{3}}$ | 0 | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{45} | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{4\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{7\pi}{6}}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{63} | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{4\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{\pi}{6}}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{65} | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | $\frac{2E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{5\pi}{3}}$ | 0 | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{56} | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{5\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{5\pi}{6}}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{14} | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | $\frac{E}{\sqrt{3}}e^{j\frac{5\pi}{3}}$ | $Ee^{j\frac{11\pi}{6}}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ |
| \mathbf{v}_{07} | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | $-\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ |
| \mathbf{v}_{70} | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | $\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ |

Tabela 5.2. Mapeamento duplo trifásico / relação dos vetores

| $\mathbf{v}_a/\mathbf{v}_{a'}$ | $\mathbf{v}_0/\mathbf{v}_{0'}$ | $\mathbf{v}_1/\mathbf{v}_{1'}$ | $\mathbf{v}_2/\mathbf{v}_{2'}$ | $\mathbf{v}_3/\mathbf{v}_{3'}$ | $\mathbf{v}_4/\mathbf{v}_{4'}$ | $\mathbf{v}_5/\mathbf{v}_{5'}$ | $\mathbf{v}_6/\mathbf{v}_{6'}$ | $\mathbf{v}_7/\mathbf{v}_{7'}$ |
|-------------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
| q_1/q_2 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| q_3/q_4 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| q_5/q_6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| $\mathbf{v}_{n10}/\mathbf{v}_{n20}$ | $-\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ | $-\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{6}$ | $\frac{E}{2}$ |

Tabela 5.3. Substituição dos vetores para o Caso 1.

| $S_{30} \downarrow t_i \rightarrow$ | $\frac{t_0}{2}$ | $\frac{t'_m}{2}$ | $\frac{t_{2m}}{2}$ | t_m | $\frac{t_{2m}}{2}$ | $\frac{t'_m}{2}$ | $\frac{t_0}{2}$ | | | | | | |
|-------------------------------------|-------------------|------------------|--------------------|--------------|--------------------|------------------|-------------------|--------------|-------------------|--------------|-------------------|--------------|-------------------|
| 1 | \mathbf{v}_{77} | {1} | \mathbf{v}_{76} | {1} | \mathbf{v}_{26} | {1} | \mathbf{v}_{16} | {1} | \mathbf{v}_{11} | {1} | \mathbf{v}_{10} | {1} | \mathbf{v}_{00} |
| | \Downarrow | | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow | \Downarrow |
| 1 | \mathbf{v}_{07} | {2} | \mathbf{v}_{25} | {1} | \mathbf{v}_{26} | {1} | \mathbf{v}_{16} | {1} | \mathbf{v}_{11} | {1} | \mathbf{v}_{61} | {2} | \mathbf{v}_{70} |

No setor $S_{30} = 1$ estas substituições estão indicadas na Tab. 5.3, cujo símbolo $\{j\}$ indica o número de transições (j) necessárias para a mudança de um vetor para o seguinte. A Fig. 5.5 ilustra a disposição dos vetores selecionados na modulação *SPWM* e o *Caso 1*. Na Tab. 5.4 estão indicadas todas as substituições e vetores pré-selecionados com a distribuição de seus respectivos tempos de aplicação (t_i e $S_{30} = m$).

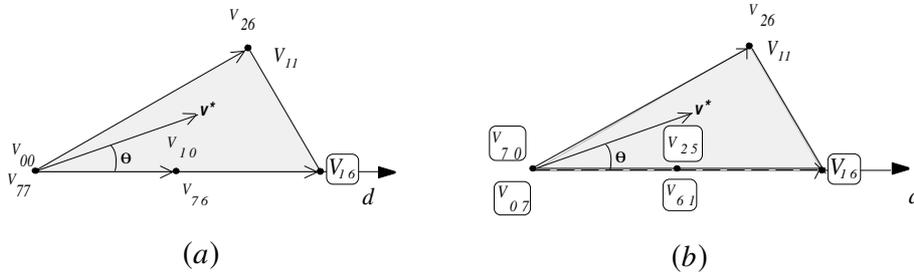


Figura 5.5. Seleção dos vetores do setor 1 da (a) Modulação *SPWM*, (b) Caso 1 destacando a substituição dos vetores com $v_{n0} = 0$.

Tabela 5.4. Seleção dos vetores para os Casos 1a, 1b e 1c.

| $S_{30} \downarrow t_i \rightarrow$ | $\frac{t_0}{2}$ | $\frac{t'_m}{2}$ | $\frac{t_{2m}}{2}$ | t_m | $\frac{t_{2m}}{2}$ | $\frac{t'_m}{2}$ | $\frac{t_0}{2}$ |
|-------------------------------------|-------------------|-------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-------------------|-------------------|
| 1 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{25} | \mathbf{v}_{26} | \mathbf{v}_{16} | \mathbf{v}_{11} | \mathbf{v}_{61} | \mathbf{v}_{70} |
| 2 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{36} | \mathbf{v}_{26} | \mathbf{v}_{21} | \mathbf{v}_{11} | \mathbf{v}_{12} | \mathbf{v}_{70} |
| 3 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{12} | \mathbf{v}_{22} | \mathbf{v}_{21} | \mathbf{v}_{31} | \mathbf{v}_{36} | \mathbf{v}_{70} |
| 4 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{23} | \mathbf{v}_{22} | \mathbf{v}_{32} | \mathbf{v}_{31} | \mathbf{v}_{41} | \mathbf{v}_{70} |
| 5 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{41} | \mathbf{v}_{42} | \mathbf{v}_{32} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{23} | \mathbf{v}_{70} |
| 6 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{52} | \mathbf{v}_{42} | \mathbf{v}_{43} | \mathbf{v}_{33} | \mathbf{v}_{34} | \mathbf{v}_{70} |
| 7 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{34} | \mathbf{v}_{44} | \mathbf{v}_{43} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{52} | \mathbf{v}_{70} |
| 8 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{45} | \mathbf{v}_{44} | \mathbf{v}_{54} | \mathbf{v}_{53} | \mathbf{v}_{63} | \mathbf{v}_{70} |
| 9 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{63} | \mathbf{v}_{64} | \mathbf{v}_{54} | \mathbf{v}_{55} | \mathbf{v}_{45} | \mathbf{v}_{70} |
| 10 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{14} | \mathbf{v}_{64} | \mathbf{v}_{65} | \mathbf{v}_{55} | \mathbf{v}_{56} | \mathbf{v}_{70} |
| 11 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{56} | \mathbf{v}_{66} | \mathbf{v}_{65} | \mathbf{v}_{15} | \mathbf{v}_{14} | \mathbf{v}_{70} |
| 12 | \mathbf{v}_{07} | \mathbf{v}_{61} | \mathbf{v}_{66} | \mathbf{v}_{16} | \mathbf{v}_{15} | \mathbf{v}_{25} | \mathbf{v}_{70} |

Da mesma forma como foi feito nas estratégias do capítulo anterior, algumas soluções particulares são obtidas, fazendo-se: (a) $K_d = 2/3$ que corresponde a $t_m = t'_m$ ($M \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$); (b) $K_d = 1$ que corresponde a $t'_m = 0$ ($M \leq 1$); (c) $t_m = 0$ que corresponde a $K_d = 0$ ($M \leq 0,5$) e

(d) $K_d = M$ (índice de modulação), que corresponde a uma distribuição ponderada dos tempos em função do índice de modulação ($M \leq 1$).

Devido ao aumento do número de transições na mudança de um vetor para o seguinte há a necessidade de ajuste na frequência de chaveamento (f_{ch}). Para uma frequência de chaveamento média desejada, por ciclo da fundamental de $5kHz$, sem a reversão dos pulsos de comando, o ajuste foi de $k_f = 0,80$ e com pulso centrado $k_f = 0,60$.

Nas Figs. 5.6 e 5.7 são mostrados os pulsos de comando das chaves superiores, os vetores utilizados, a influência de K_d nas tensões de fase (v_{s1}) e modo comum (v_{n0}) dos *Casos 1b* e *1d* quando se aplica o pulso centrado. Mostra-se, também a comparação, caso a caso, com a modulação dita aqui *natural ou convencional* (pelo fato de ser implementada utilizando o fator de distribuição μ ou K_d). Constata-se assim que a substituição dos vetores resulta numa redução considerável na tensão de modo comum. Na Figs. 5.8 são mostrados os espectros das tensões de eixo d (v_{sd}), de fase (v_{s1}) e de modo comum (v_{n0}) que reforçam as conclusões anteriores quanto a tensão de modo comum. Mas indica também que uma redução desta tensão produz uma degradação das tensões de fase e dq .

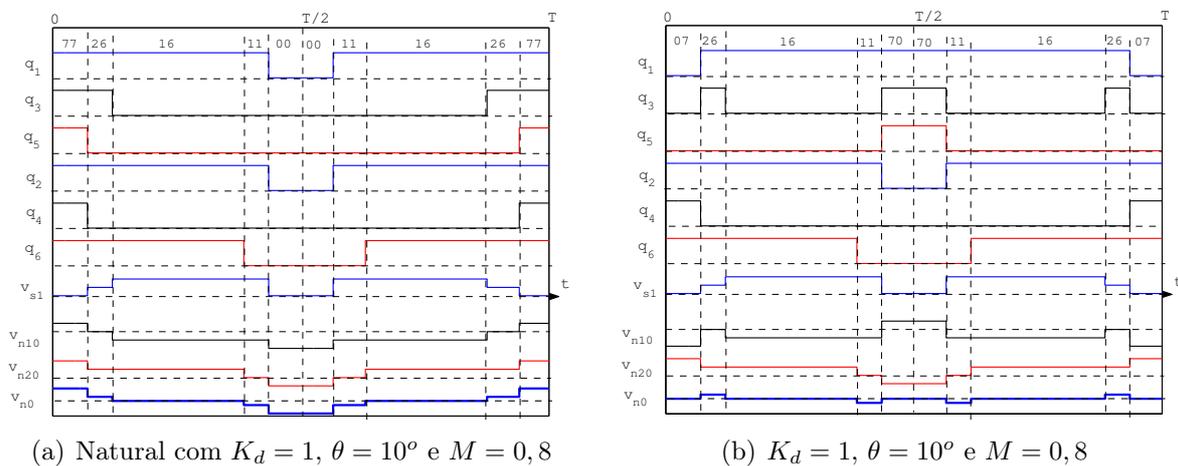


Figura 5.6. Pulsos de comando das chaves e tensões de fase v_{s1} e modo comum v_{n0} comparando (a) Natural $K_d = 1$ com (b) Caso 1b $K_d = 1$.

Caso 2

Viu-se no capítulo anterior que as estratégias com setor subdividido podem ser obtidas de forma convencional, isto é, implementadas de forma escalar com contadores digitais. Na Tab.

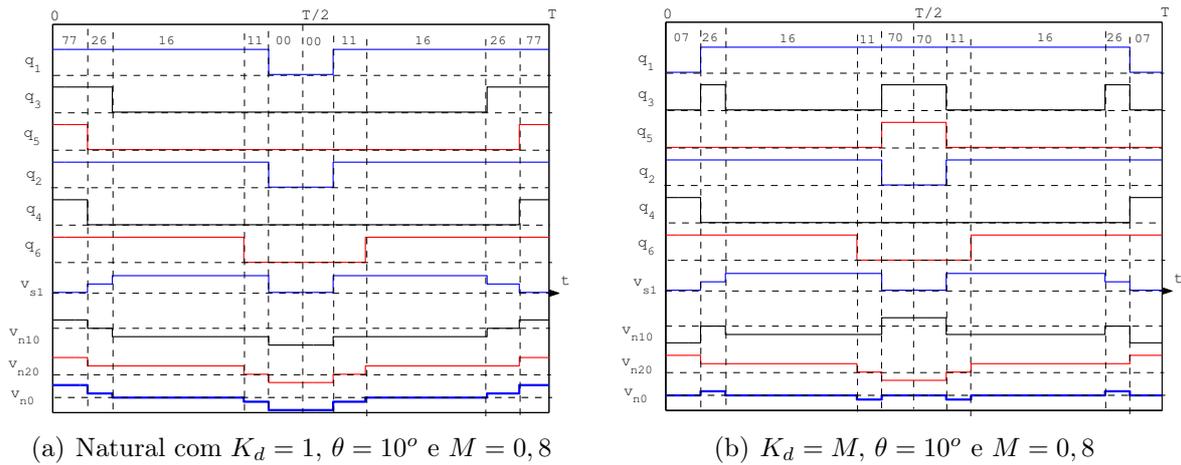


Figura 5.7. Pulsos de comando das chaves e tensões de fase v_{s1} e modo comum v_{n0} comparando (a) Natural $K_d = M$ com (b) Caso 1d $K_d = M$.

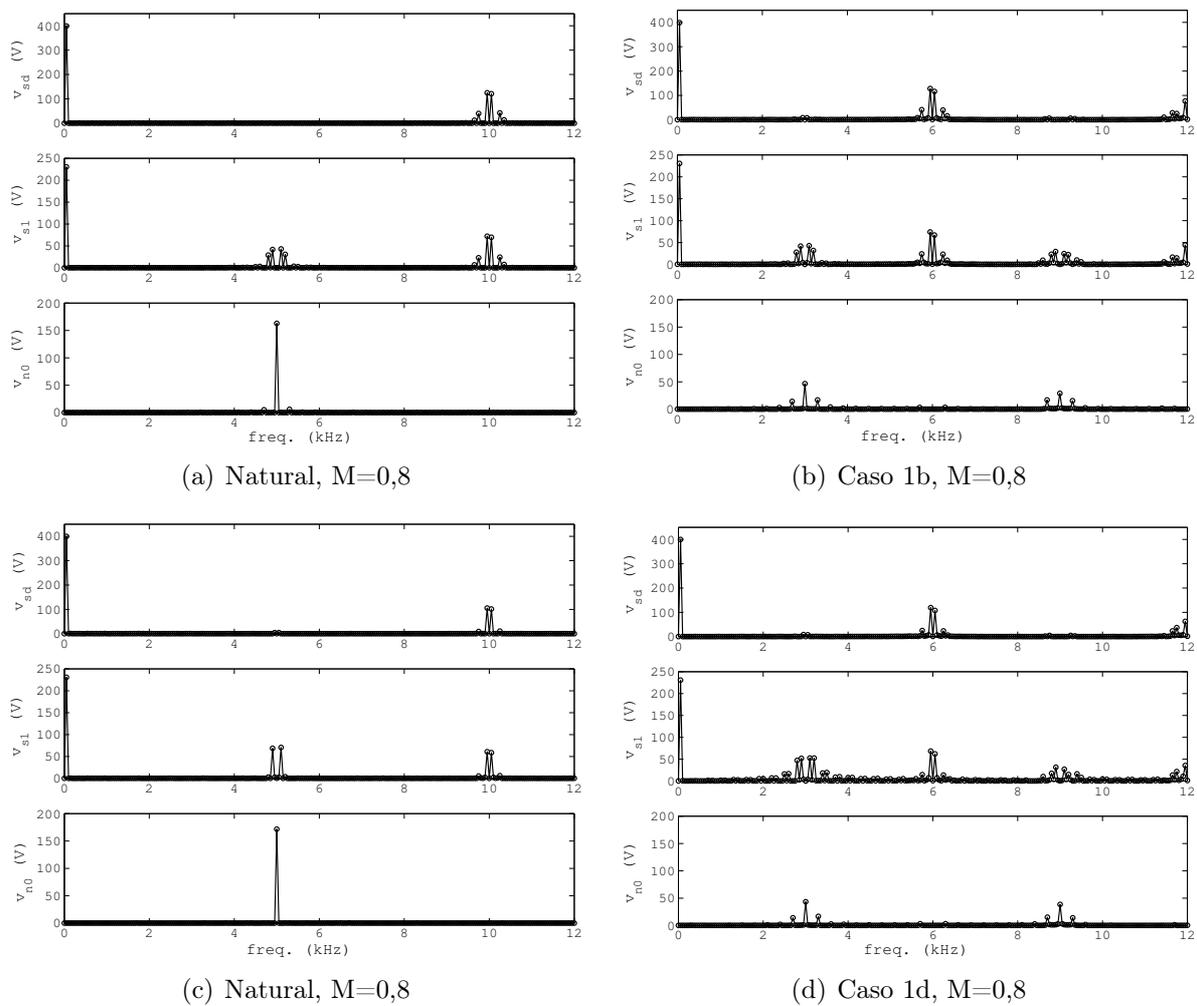


Figura 5.8. Resultados de Simulação com reversão : espectro de frequência das tensões v_{sd} , de fase v_{s1} e de modo comum v_{n0} (a) Natural $K_d = 1$, (b) Caso 1b $K_d = 1$, (c) Natural $K_d = M$ e (d) Caso 1d $K_d = M$.

Tabela 5.5. Seleção dos Vetores do Caso 2.

| Δ | (A) | | | | | (B) | | | | |
|---|-----------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|
| $S_{\Delta} \downarrow t_i \rightarrow$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | t_0 | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ |
| 1 | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{12} |
| 2 | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{12} |
| 3 | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{34} |
| 4 | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{34} |
| 5 | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{56} |
| 6 | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{56} |

| $\Delta \rightarrow$ | (C) | | | | | (D) | | | | |
|---|-----------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|
| $S_{\Delta} \downarrow t_i \rightarrow$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n+1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ |
| 1 | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{26} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{11} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{26} | \mathbf{V}_{21} | \mathbf{V}_{11} | \mathbf{V}_{12} |
| 2 | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{31} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{22} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{31} | \mathbf{V}_{21} | \mathbf{V}_{22} | \mathbf{V}_{12} |
| 3 | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{42} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{33} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{42} | \mathbf{V}_{43} | \mathbf{V}_{33} | \mathbf{V}_{34} |
| 4 | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{53} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{44} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{53} | \mathbf{V}_{43} | \mathbf{V}_{44} | \mathbf{V}_{34} |
| 5 | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{64} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{55} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{64} | \mathbf{V}_{65} | \mathbf{V}_{55} | \mathbf{V}_{56} |
| 6 | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{15} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{66} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{15} | \mathbf{V}_{65} | \mathbf{V}_{66} | \mathbf{V}_{56} |

5.5, são selecionados os vetores redundantes que permitem uma redução significativa da tensão de modo comum, além de manter praticamente os mesmos níveis de distorção das correntes dq e de *fase*. Na Fig. 5.9(a), destacam-se as regiões e os vetores que são utilizados de forma natural ($\mu = 0$). Nota-se que todos vetores pequenos possuem $v_{n0} \neq 0$. Na Fig. 5.9(b), destaca-se a substituição dos vetores pequenos, o vetor de referência \mathbf{v}^* , localizado no triângulo C (setor 1) e os vetores disponíveis (\mathbf{v}_{12} , \mathbf{v}_{26} , \mathbf{v}_{16} , \mathbf{v}_{11} e \mathbf{v}_{12}).

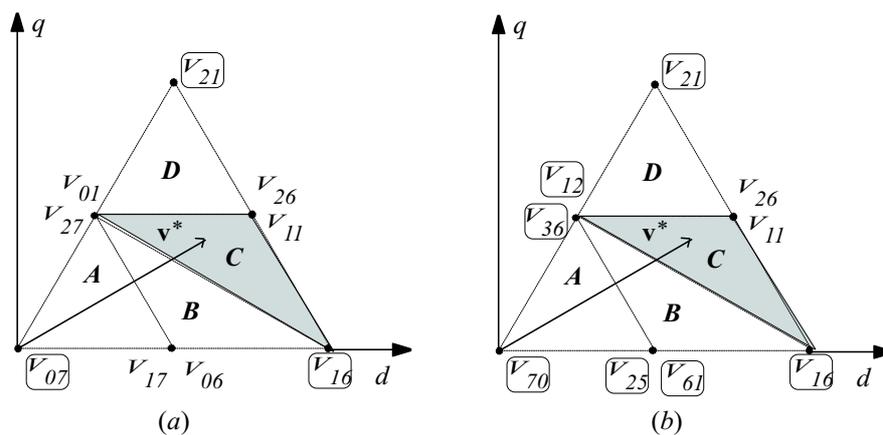


Figura 5.9. Seleção de vetores para o setor 1, triângulo C; (a) Caso Natural ($\mu = 0$) (b) Caso 2.

É necessário o ajuste do período de chaveamento de modo que a frequência de chaveamento média seja de 5 kHz. Portanto, com e sem reversão os ajustes estão indicados na Tab. 5.6.

Tabela 5.6. Ajustes do período de chaveamento para o Caso 2.

| M | k_f s/ rev. | k_f c/ rev. |
|-----|---------------|---------------|
| 1,0 | 1,5 | 1,35 |
| 0,9 | 1,35 | 1,12 |
| 0,7 | 1,25 | 1,05 |
| 0,6 | 1,10 | 0,88 |
| 0,5 | 1,00 | 1,5 |

Tabela 5.7. Seleção dos Vetores do Caso 3.

| $\Delta \rightarrow$ | (A) | | | | | (B) | | | | |
|---------------------------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|
| $S_\Delta \downarrow t_i \rightarrow$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | t_0 | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ |
| 1 | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{26} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{11} | \mathbf{V}_{61} |
| 2 | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{21} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{23} |
| 3 | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{42} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{33} | \mathbf{V}_{23} |
| 4 | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{43} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{45} |
| 5 | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{64} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{55} | \mathbf{V}_{45} |
| 6 | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{65} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{61} |

| Δ | (C) | | | | | (D) | | | | |
|---------------------------------------|-----------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-------------------|--------------------|-----------------------|
| $S_\Delta \downarrow t_i \rightarrow$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n+1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ |
| 1 | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{26} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{11} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{21} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{61} |
| 2 | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{31} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{22} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{31} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{22} | \mathbf{V}_{23} |
| 3 | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{42} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{33} | \mathbf{V}_{23} | \mathbf{V}_{41} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{43} | \mathbf{V}_{33} | \mathbf{V}_{23} |
| 4 | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{53} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{44} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{53} | \mathbf{V}_{43} | \mathbf{V}_{44} | \mathbf{V}_{45} |
| 5 | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{64} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{55} | \mathbf{V}_{45} | \mathbf{V}_{63} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{65} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{45} |
| 6 | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{15} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{66} | \mathbf{V}_{61} | \mathbf{V}_{25} | \mathbf{V}_{15} | \mathbf{V}_{65} | \mathbf{V}_{66} | \mathbf{V}_{61} |

Caso 3

Este caso, também, tem origem de um caso natural ($\mu = 1$) pela substituição dos vetores pequenos. Em virtude da simetria entre os setores apresenta desempenho similar ao *Caso 2*. A Tab. 5.7, indica todos os vetores selecionados por região triangular (Δ) e a distribuição dos tempos de aplicação (t_i) para todos setores ($S_\Delta = n$).

Caso 4

Esta estratégia é obtida do *Caso 4*, do capítulo anterior, pela substituição dos vetores. Os vetores selecionados para esta estratégia estão relacionados na Tab. 5.8. Para índice de modulação menor que 0,5 ($M \leq 0,5$), a tensão de modo comum é nula instantaneamente. Para $M \geq 0,5$ a tensão de modo comum é bastante reduzida em amplitude e é nula na média.

Os ajustes do período de chaveamento são indicados na Tab. 5.9.

Tabela 5.8. Seleção dos Vetores do Caso 4.

| $\Delta \mapsto$ | (A) | | | | | | | (B) | | | | |
|------------------------------|-----------------|-----------------------|-----------------------|-----------------|-----------------------|-----------------------|-----------------|-----------------------|--------------------|------------|--------------------|-----------------------|
| $S \downarrow / t_i \mapsto$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t_0}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ |
| 1 | v_{70} | v_{61} | v_{12} | v_{07} | v_{36} | v_{25} | v_{70} | v_{25} | v_{26} | v_{16} | v_{11} | v_{61} |
| 2 | v_{70} | v_{23} | v_{12} | v_{07} | v_{36} | v_{41} | v_{70} | v_{36} | v_{31} | v_{21} | v_{22} | v_{12} |
| 3 | v_{70} | v_{23} | v_{34} | v_{07} | v_{52} | v_{41} | v_{70} | v_{41} | v_{42} | v_{32} | v_{33} | v_{23} |
| 4 | v_{70} | v_{45} | v_{24} | v_{07} | v_{52} | v_{63} | v_{70} | v_{52} | v_{53} | v_{43} | v_{33} | v_{34} |
| 5 | v_{70} | v_{45} | v_{56} | v_{07} | v_{14} | v_{63} | v_{70} | v_{63} | v_{64} | v_{54} | v_{55} | v_{45} |
| 6 | v_{70} | v_{61} | v_{56} | v_{07} | v_{14} | v_{25} | v_{70} | v_{14} | v_{15} | v_{65} | v_{66} | v_{56} |

| $\Delta \mapsto$ | (C) | | | | | | (D) | | | | |
|----------------------------|-----------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|-------------|--------------------|-----------------------|
| $S \downarrow t_i \mapsto$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n+1}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ | $\frac{t_{2n}}{2}$ | t'_{2n+1} | $\frac{t_{2n}}{2}$ | $\frac{t'_{2n-1}}{2}$ |
| 1 | v_{25} | v_{26} | v_{36} | v_{61} | v_{11} | v_{12} | v_{36} | v_{26} | v_{21} | v_{11} | v_{12} |
| 2 | v_{36} | v_{31} | v_{41} | v_{12} | v_{22} | v_{23} | v_{41} | v_{31} | v_{32} | v_{22} | v_{23} |
| 3 | v_{41} | v_{42} | v_{52} | v_{23} | v_{33} | v_{34} | v_{52} | v_{42} | v_{43} | v_{33} | v_{34} |
| 4 | v_{52} | v_{53} | v_{63} | v_{34} | v_{33} | v_{45} | v_{63} | v_{53} | v_{54} | v_{33} | v_{45} |
| 5 | v_{63} | v_{64} | v_{14} | v_{45} | v_{55} | v_{56} | v_{14} | v_{64} | v_{65} | v_{55} | v_{56} |
| 6 | v_{14} | v_{15} | v_{25} | v_{56} | v_{66} | v_{61} | v_{25} | v_{15} | v_{16} | v_{66} | v_{61} |

Tabela 5.9. Ajustes no período de chaveamento do Caso 4.

| M | k_f s/ rev. | k_f c/ rev. |
|-----|---------------|---------------|
| 1,0 | 1,50 | 1,50 |
| 0,9 | 1,39 | 1,25 |
| 0,8 | 1,25 | 1,00 |
| 0,7 | 1,19 | 0,83 |
| 0,6 | 1,00 | 0,64 |
| 0,5 | 1,00 | 1,00 |

5.3.2 Eliminação Instantânea da Tensão de Modo Comum

Nessas estratégias só os 20 vetores com tensão de modo comum nula, relacionados na Tab. 5.1, são utilizados. A representação destes vetores nos planos dq e xy é vista nos diagramas da Fig. 5.10. Nota-se que os vetores grandes ($2n - 1$ e $2n + 1$) em dq são nulos em xy e que os vetores pequenos ($2n - 1'$ e $2n + 1'$) são não nulos em xy . Portanto, no processo de seleção e distribuição dos tempos dos vetores, quando incluir os vetores pequenos, deve-se preocupar em anular na média, do período de chaveamento, a tensão no plano xy .

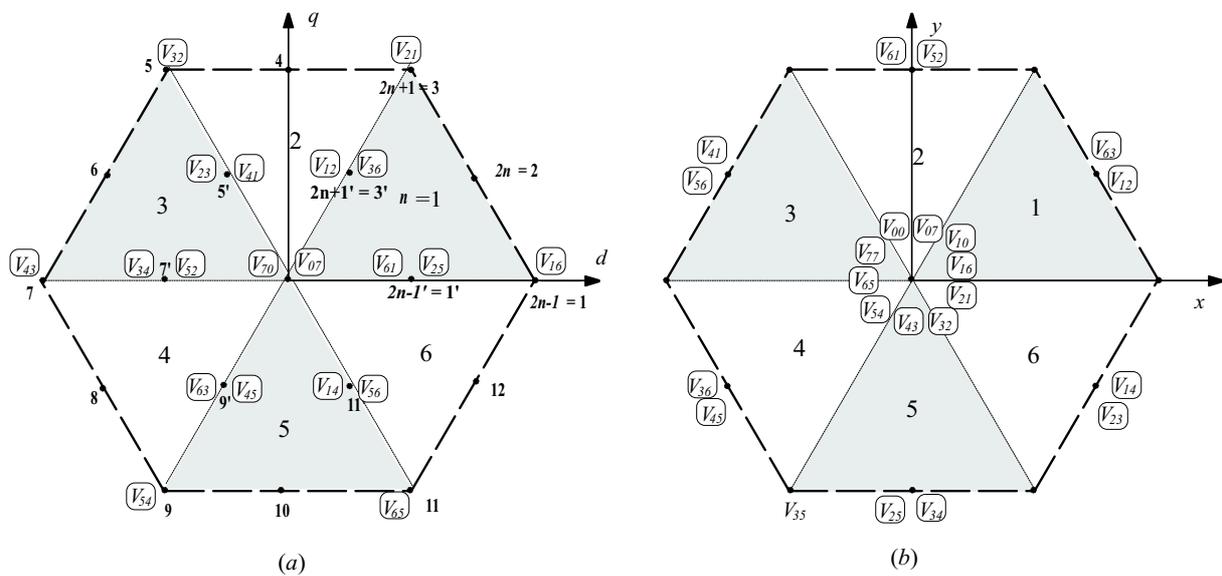


Figura 5.10. Vetores de tensão com modo comum nulo (a) Nos planos dq e (b) xy para o mapeamento hexafásico.

Caso 5

Nesta estratégia os vetores são selecionados, particularmente, de modo que ela possa ser implementada na forma escalar digital. A implementação, equivalente, baseada em portadora é obtida se a comparação das modulantes de cada conjunto trifásico for feita com duas portadoras triangulares defasadas 180° uma da outra. A seqüência resultante dos vetores aplicados durante um período de chaveamento, por setor, está resumida na Tab. 5.10.

O padrão *PWM* adotado em (JOUANNE; ZHANG, 1999a) é uma solução particular do *Caso 5* pela aplicação de $v_{h1} = v_{h2} = 0$. Este fato limita a tensão de fase máxima em $E/2$ e portanto não aproveita plenamente o barramento *CC*. A solução vetorial introduz $v_{h1} \neq v_{h2} \neq 0$ e

$v_{h1} + v_{h2} = 0$ de modo que a amplitude da tensão de fase atinja $E/\sqrt{3}$. A modificação no padrão *PWM* pode ser implementada pela modificação do tempo de aplicação dos vetores \mathbf{v}_{70} e \mathbf{v}_{07} . Estas modificações correspondem, no tratamento como duplo trifásico, a aplicar os vetores de roda livre através do fator de distribuição μ . Assim, são gerados os casos: (5a) onde $v_h = 0$; (5b) onde $\mu = 0,5$; (5c) onde $\mu = 0$ e (5d) onde $\mu = 1$. Na Fig. 5.11, são vistos os pulsos de comando, as tensões de fase (v_{s1}), de modo comum por conjunto trifásico (v_{n10} e v_{n20}) e de modo comum resultante (v_{n0}) dos Casos 5b e 5c. Nas Figs. 5.12 e 5.13, dos Casos 5b e 5c, são mostradas as tensões de eixo d (v_{sd}), tensões de fase (v_{s1}) e de modo comum (v_{n0}) com seus espectros de frequência.

Quanto aos possíveis ajustes na frequência de chaveamento; os casos (5a) e (5b) possuem as frequências de chaveamento instantânea e média iguais ($k_f = 1$). Os Casos 5c e 5d necessitam de um ajuste de $k_f = 3/2$ na frequência de chaveamento.

Tabela 5.10. Seleção de vetores dos Casos 5a, 5b , 5c e 5d.

| $\overrightarrow{S_{60}}$ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|---------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| $t_0/2$ | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{70} | \mathbf{V}_{70} |
| t_{2n+1} | \mathbf{V}_{21} | \mathbf{V}_{21} | \mathbf{V}_{43} | \mathbf{V}_{43} | \mathbf{V}_{65} | \mathbf{V}_{65} |
| t'_{2n-1} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{16} |
| $t_0/2$ | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{07} |

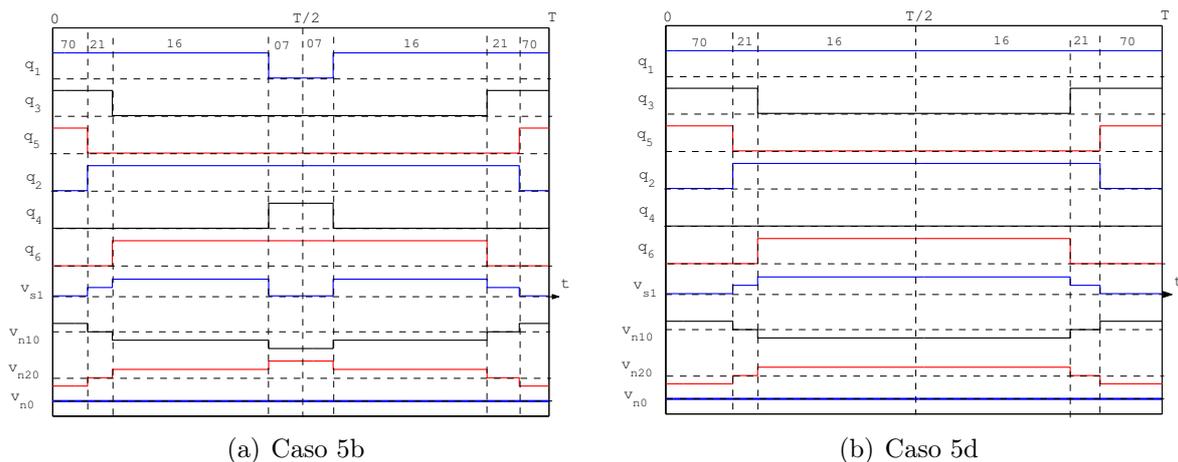
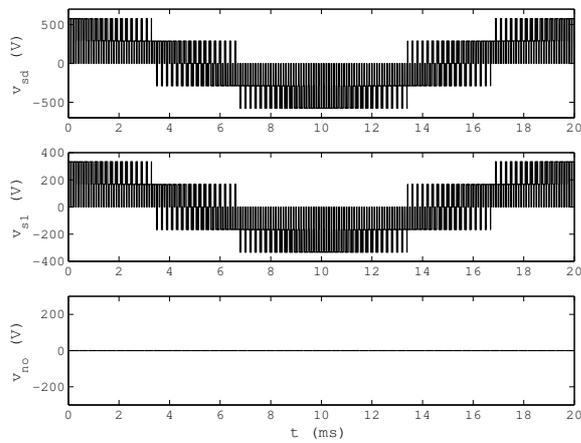
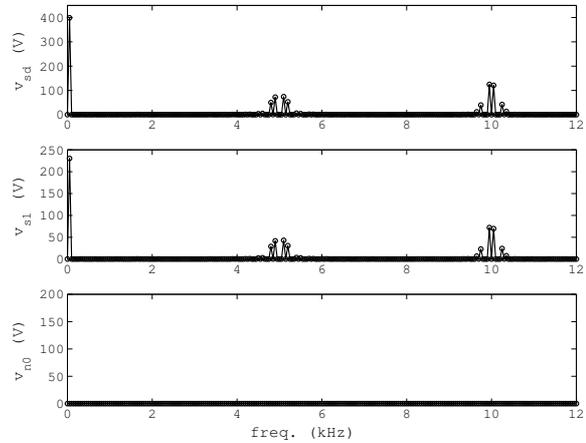


Figura 5.11. Pulsos de comando das chaves e tensões de fase v_{s1} e modo comum v_{n0} para os Casos (a) 5b e (b) 5d.

No aspecto aproveitamento da tensão do barramento *CC*, o *Caso 5a* apresenta índice de modulação máximo $M = \sqrt{3}/2$, isto é, a amplitude máxima da tensão de fase é $E/2$. Os *Casos*

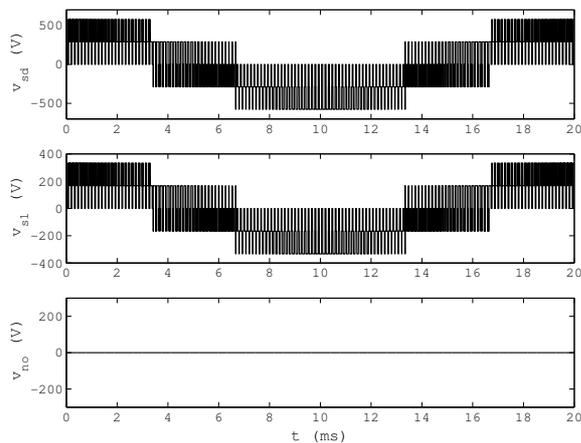


(a) Caso 5b

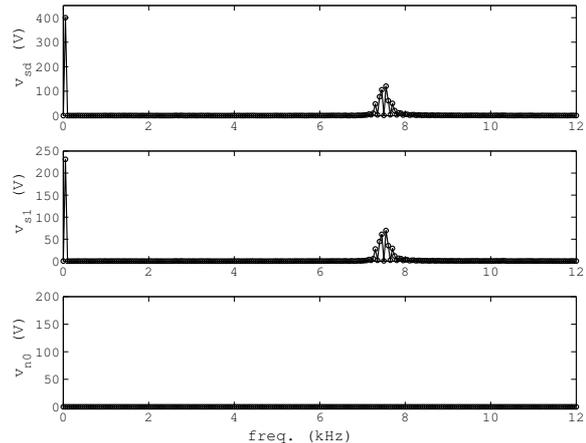


(b) Caso 5b

Figura 5.12. Resultados de Simulação com reversão (Caso 5b): (a) tensões v_{sd} , de fase v_{s1} e de modo comum v_{n0} (b) espectros de frequência das respectivas tensões.



(a) Caso 5c



(b) Caso 5c

Figura 5.13. Resultados de Simulação com reversão (Caso 5c): (a) tensões v_{sd} , de fase v_{s1} e de modo comum v_{n0} (b) espectros de frequência das respectivas tensões.

5b, 5c e 5d aproveitam plenamente a tensão do barramento CC, isto é, podem trabalhar com índice de modulação máximo unitário ($M = 1$).

Caso 6

A seqüência e os vetores selecionados para os *Casos 6a, 6b e 6c* estão relacionados na Tab. 5.12 e a diferença básica entre eles é a forma como se distribuem os tempos de aplicação dos vetores grandes e pequenos. Assim, o modo de distribuir os tempos t'_{2n-1} , t_{2n-1} , t'_{2n+1} e t_{2n+1} origina novos casos controlados pelo fator de ponderação (K_d), definido por

$$K_d = \frac{t_{2n-1}}{\frac{t'_{2n-1}}{2} + t_{2n-1}} \text{ ou } K_d = \frac{t_{2n+1}}{\frac{t'_{2n+1}}{2} + t_{2n+1}} \tag{5.4}$$

O *Caso 6a* resulta da distribuição dos tempos de forma ponderada, isto é, $K_d = M$ e permite o aproveitamento pleno da tensão do barramento CC. Os ajustes da freqüência de chaveamento são indicados na Tab. 5.11.

Tabela 5.11. Ajustes na freqüência de chaveamento Caso 6a.

| M | k_f (s/ rev.) | k_f (c/ rev.) |
|-----|-----------------|-----------------|
| 1 | 1,50 | 1,00 |
| < 1 | 0,75 | 1,00 |

Tabela 5.12. Seleção de vetores dos Casos 6a, 6b e 6c.

| $S_{60} \downarrow$ | t_0 | $t'_{2n+1}/2$ | $t'_{2n-1}/2$ | t_{2n-1} | $t'_{2n-1}/2$ | $t'_{2n+1}/2$ | t_{2n+1} |
|---------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| 1 | V ₇₀ | V ₃₆ | V ₂₅ | V ₁₆ | V ₆₁ | V ₁₂ | V ₂₁ |
| 2 | V ₇₀ | V ₃₆ | V ₄₁ | V ₃₂ | V ₂₃ | V ₁₂ | V ₂₁ |
| 3 | V ₇₀ | V ₅₂ | V ₄₁ | V ₃₂ | V ₂₃ | V ₃₄ | V ₄₃ |
| 4 | V ₇₀ | V ₅₂ | V ₆₃ | V ₅₄ | V ₄₅ | V ₃₄ | V ₄₃ |
| 5 | V ₇₀ | V ₁₄ | V ₆₃ | V ₅₄ | V ₄₅ | V ₅₆ | V ₆₅ |
| 6 | V ₇₀ | V ₁₄ | V ₂₅ | V ₁₆ | V ₆₁ | V ₅₆ | V ₆₅ |

Caso 6b ($K_d = 1$)

Este caso elimina os vetores pequenos e funciona como uma variação do *Caso 5c*. Devido à seqüência de vetores adotada, diferente do *Caso 5c*, não há necessidade de ajuste na freq. de chaveamento ($k_f = 1$).

Caso 6c ($K_d = 2/3$)

Devido ao fator de ajuste $k_f = 0,75$ este caso mostrou-se de baixa qualidade quanto ao

seu conteúdo harmônico e baixo aproveitamento do barramento CC . O índice de modulação máximo, sem perder a linearidade, foi de 0,75 ($M \leq 0,75$).

Caso 7

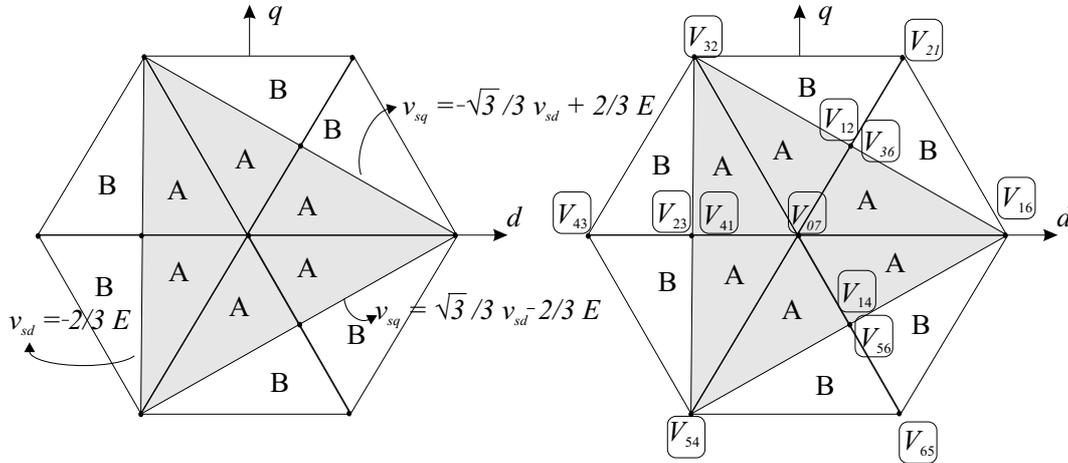


Figura 5.14. Diagrama vetorial: (a) plano dq com as subregiões e equações das retas e (b) todos vetores selecionados para o *Caso 7*.

Como se observa na Fig. 5.14, cada setor de 60° é subdividido em duas regiões triangulares (A e B) e a seqüência dos vetores selecionados é indicada na Tab. 5.13. Devido ao grampeamento da tensão, sem reversão, o ajuste feito na freq. de chaveamento é $k_f = 3/2$. Com reversão, para índices de modulação entre 1,0 e 0,8, o ajuste é $k_f = 0,80$ e a partir daí não é necessário mais ajuste ($k_f = 1,00$).

Tabela 5.13. Seleção de vetores do Caso 7.

| S_{60} | $\Delta \implies$ \Downarrow $t_i \implies$ | (A) | | | | (B) | | | |
|----------|---|-----------------------|-------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-------------------|
| | | $\frac{t_{2n+1'}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n+1'}}{2}$ | t_0 | $\frac{t_{2n+1'}}{2}$ | t_{2n-1} | $\frac{t_{2n+1'}}{2}$ | t_{2n+1} |
| 1 | | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{21} |
| 2 | | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{12} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{36} | \mathbf{V}_{21} |
| 3 | | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{32} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{43} |
| 4 | | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{52} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{34} | \mathbf{V}_{43} |
| 5 | | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{54} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{65} |
| 6 | | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{07} | \mathbf{V}_{14} | \mathbf{V}_{16} | \mathbf{V}_{56} | \mathbf{V}_{65} |

5.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.4.1 Análise Harmônica

Novamente, avaliou-se as estratégias através da $WTHD$ das componentes de tensão dq e de fase. A frequência média de chaveamento foi mantida em $5kHz$. Assim, esses resultados podem ser úteis para classificar e/ou selecionar a estratégia mais apropriada para um sistema particular. Os resultados em termos de $WTHD$ para os *Caso 1*, *Caso 2*, e *Caso 3* são mostrados na Fig. 5.15.

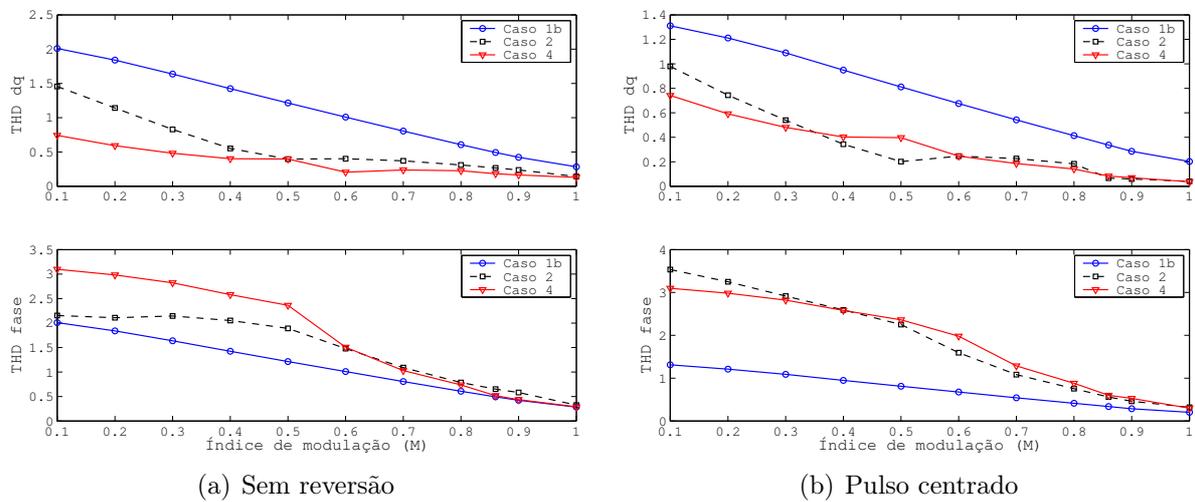


Figura 5.15. Curvas de $WTHD$ das estratégias que reduzem a tensão de modo comum na média.

As curvas mostradas na Fig. 5.16, são da $WTHD$ das estratégias PWM que eliminam instantaneamente a tensão de modo comum, i.e., os *Casos 5*, *6* e *7* que apresentaram melhor desempenho dentro do conjunto de estratégias. Em destaque na Fig. 5.17, o *Caso 5*, que apresenta uma característica importante que é anular naturalmente as tensões v_{sx} e v_{sy} e conseqüentemente a corrente de circulação, entre os conjuntos trifásicos. Os *Casos 5c* e *5d*, são considerados como modulação descontínua e operam com uma frequência de chaveamento instantânea ajustada em $7.5 kHz$ para manter a frequência média de chaveamento em $5kHz$.

Baseado nesses resultados é possível afirmar que o *Caso 5c*, sem reversão, é o melhor padrão PWM se a tensão de modo comum instantânea for a principal figura de mérito. Com pulso centrado a melhor estratégia é obtida com a combinação dos *Casos 5b* e *5c* de acordo com o

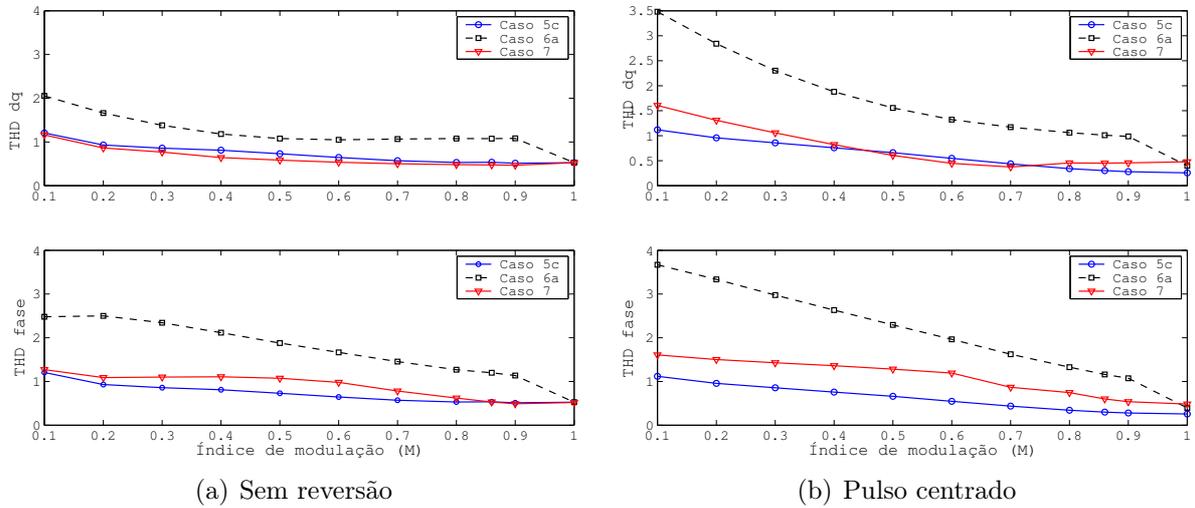


Figura 5.16. Curvas de *WTHD* das estratégias que eliminam a tensão de modo comum.

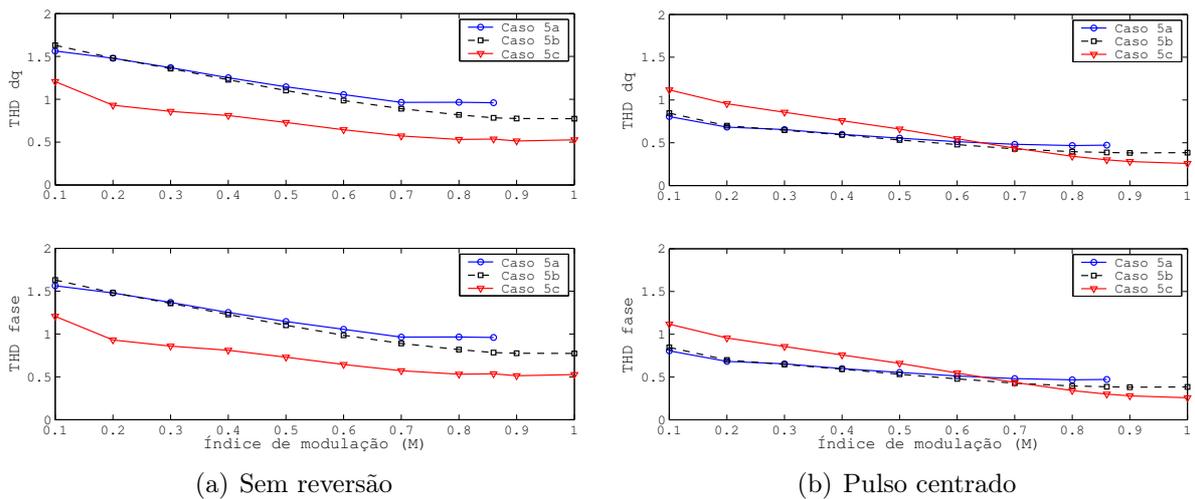


Figura 5.17. Curvas de *WTHD* das estratégias do (*Caso 5*) que eliminam a tensão de modo comum.

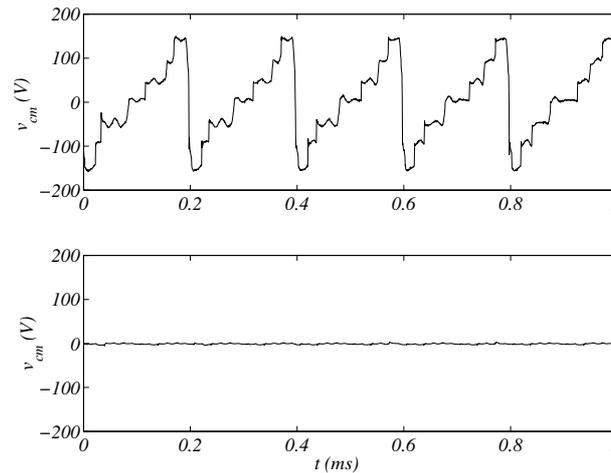
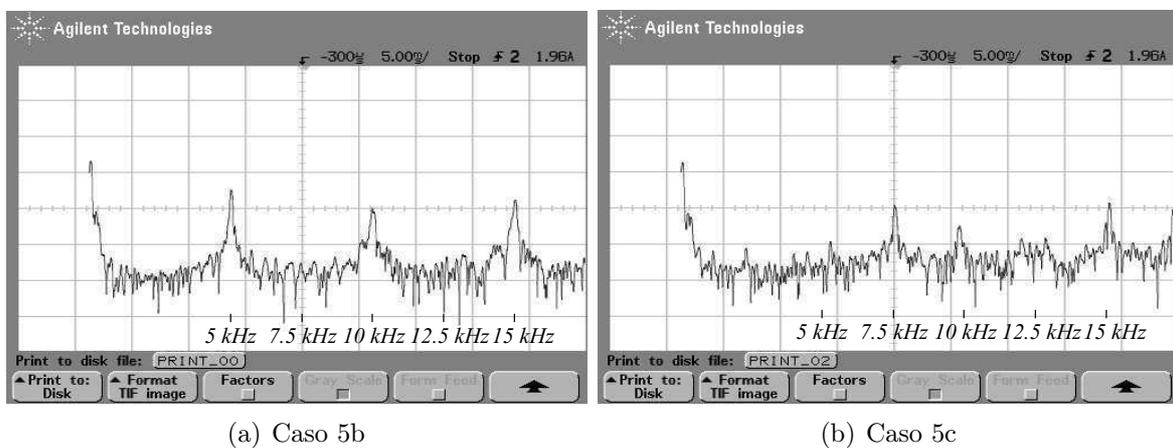


Figura 5.18. Tensão de modo comum da MAH – 60° nula na média - *Caso 1a* (superior) e nula instantânea - *Caso 5c* (inferior).



(a) *Caso 5b*

(b) *Caso 5c*

Figura 5.19. Análise espectral da corrente de fase: (a) *Caso 5b* e (b) *Caso 5c*.

valor do índice de modulação. Esta análise é feita considerando que ambas as variáveis, dq e fase, necessitem apresentar baixo $WTHD$ para índice de modulação elevado.

5.4.2 Resultados Experimentais

Para mostrar o efeito das novas estratégias na redução da tensão de modo comum, é apresentado na Fig. 5.18, parte superior o *Caso 1a-capítulo anterior* que anula na média e na parte inferior o *Caso 5c* que anula instantaneamente v_{n0} . A análise espectral dos *Casos 5b* e *5c*, para a corrente de fase, é mostrada na Fig. 5.19. Nota-se o efeito do ajuste da frequência de chaveamento ao elevar a frequência instantânea do *Caso 5c* para $7,5\text{kHz}$. Esses resultados

foram obtidos sem fazer a reversão do pulso de comando.

5.5 CONCLUSÃO

Este capítulo, dedicou-se à proposição e análise de diversas estratégias *PWM*, para a $MAH - 60^\circ$, com o objetivo principal de reduzir ou eliminar a tensão de modo comum. Com isso, tenta-se minimizar os efeitos danosos da tensão de modo comum como a circulação de correntes parasitas pelos mancais e a geração de *EMI*. A opção pela $MAH - 60^\circ$, deve-se a facilidade de implementação de certas estratégias de forma escalar. Na forma vetorial, de acordo com a solução dada para a seqüência dos vetores, deve-se cuidar do controle do plano xy sob pena de introduzir harmônicos nas correntes de fase. Mostrou-se também que a substituição dos vetores sempre degrada a qualidade dos sinais de *fase* e *dq*. Dentre as estratégias propostas os casos 5b e 5c, dependendo do índice de modulação, resolvem de modo mais eficiente o problema da tensão de modo comum e as distorções nas grandezas de fase e *dq*.

NOVAS TOPOLOGIAS DE ACIONAMENTO DA *MAH*

6.1 INTRODUÇÃO

A redução dos custos nos sistemas de conversão de energia sem comprometer a qualidade da transferência de potência é um tema de grande interesse dentro da eletrônica de potência. Reduzir componentes do sistema de acionamento é sinônimo de reduzir custos. Sendo assim, o estudo de topologias de conversão *CA/CA* com número reduzido de componentes é um tema que vem sendo bastante explorado na literatura.

As topologias de conversão *CA/CA* de monofásico para trifásico sem a utilização do indutor de filtro (*boost inductor filter*) foi proposta inicialmente por Itoh e Fujita em (ITOH; FUJITA, 2000) e aprofundada em (BELLAR, 2001). Inspirado nesses trabalhos, este capítulo apresenta quatro configurações de acionamento concebidas para substituir os indutores de filtro pelas indutâncias da própria *MAH* alimentadas a partir de uma fonte trifásica. As quatro configurações de acionamento *CA* de trifásico para hexafásico são ilustradas na Fig 6.1 (a) *Configuração I* com 12 chaves, (b) *Configuração II* com 10 chaves, (c) *Configuração III* com 10 chaves e (d) *Configuração IV* com 8 chaves. Além dos enrolamentos da *MAH* substituírem parcial ou totalmente os indutores de filtro estas configurações utilizam menos dispositivos de potência que a configuração, dita convencional, mostrada na Fig. 4.1 e constituída de fonte *CA*, retificador (6 diodos) e inversor (12 chaves). Em relação ao acionamento trifásico *CA/CA* convencional, a configuração *I* usa o mesmo número de chaves, i.e., 12 chaves (KOHLMEIER; NIERMEYER; SCRODER, 1997). A configuração *IV* usa o mesmo número de chaves que o conversor com reduzido número de chaves (8 chaves) apresentado em (KIM; LIPO, 1996).

A utilização de um conversor estático no acionamento de uma máquina de indução trifásica,

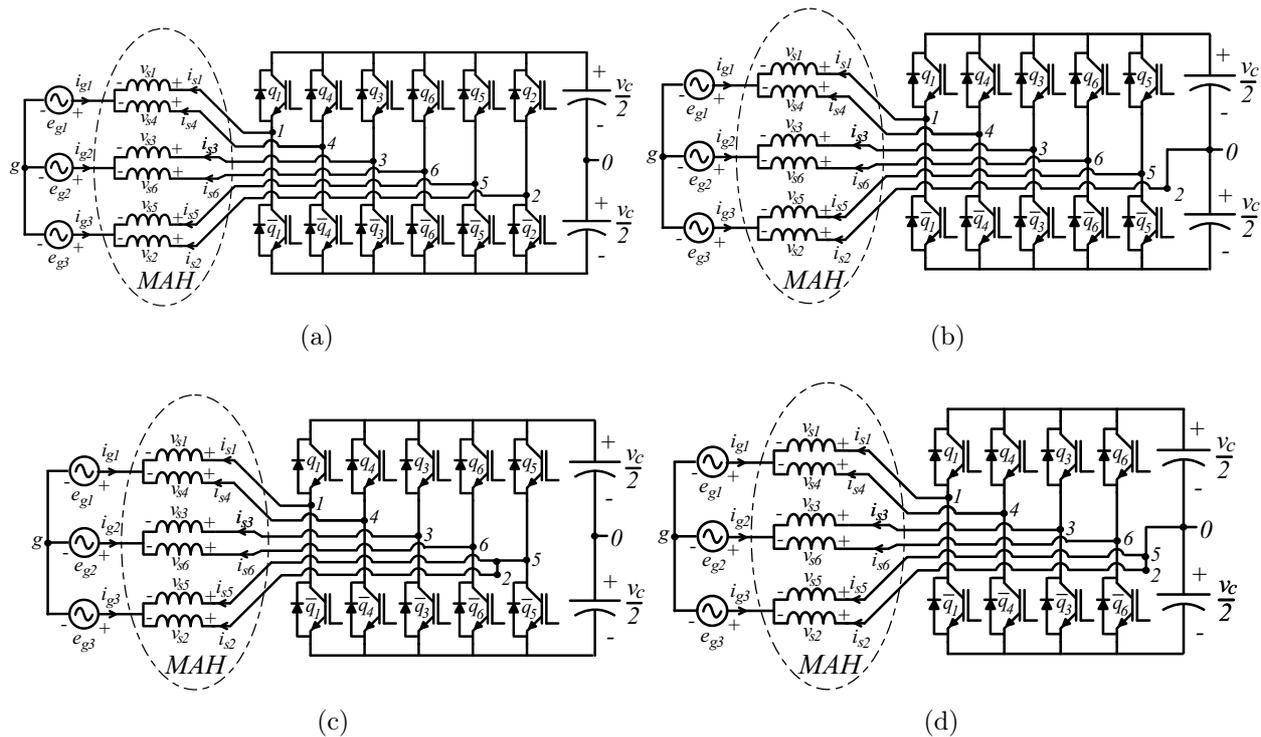


Figura 6.1. Sistemas de acionamento CA hexafásico: (a) Configuração I (12 chaves), (b) Configuração II (10 chaves), (c) Configuração III (10 chaves), (d) Configuração IV (8 chaves).

a partir de uma fonte de tensão trifásica, com implementação do controle do fator de potência, é uma estratégia de acionamento bastante utilizada e estudada (RASHID, 1999), bem como sua realização com número reduzido de dispositivos semicondutores que compõem o conversor (BROECK; WYK, 1984), (JACOBINA, 2002), (BLAABJERG, 1997), (KIM; LIPO, 1997), (LEDEZMA; MUNOZ-GARCIA; LIPO, 1998), (LEDEZMA, 2001), (CHOMAT; LIPO, 2003) e (KIEFERNDORF; FÖRSTER; LIPO, 2004). As configurações de acionamento propostas operam com fluxo de potência bidirecional permitindo o controle de velocidade e fator de potência da fonte CA. A seguir são apresentados o princípio de funcionamento e as estratégias de controle das configurações propostas.

6.2 MODELO DO SISTEMA

O modelo complexo da máquina de seis fases (com $\alpha = \frac{\pi}{3} rad$), no referencial estático ($\delta_g = 0$) é o mesmo apresentado no capítulo 3. A única diferença reside na matriz de transformação (6.1) onde as componentes de seqüência zero se comportam como se a MAH estivesse com

neutro simples, i.e., $n1 = n2$.

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & \frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ -1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2}\sqrt{3} & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

As variáveis do estator $dqxyoh$ são determinadas, das variáveis 135246, através da equação de transformação dada por

$$\mathbf{w}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{w}_{sdqxyoh} \quad (6.2)$$

6.2.1 Configuração I

A configuração ilustrada na Fig. 6.1(a), é formada por uma $MAH - 60^\circ$, um conversor com seis braços (doze chaves de potência) e um banco de capacitores que compõe o barramento CC .

As tensões de pólo do conversor são dadas por:

$$v_{10} = v_{s1}^s + e_{g1} + v_{g0} = (2q_1 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (6.3)$$

$$v_{40} = v_{s4}^s + e_{g1} + v_{g0} = (2q_4 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (6.4)$$

$$v_{30} = v_{s3}^s + e_{g2} + v_{g0} = (2q_3 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (6.5)$$

$$v_{60} = v_{s6}^s + e_{g2} + v_{g0} = (2q_6 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (6.6)$$

$$v_{50} = v_{s5}^s + e_{g3} + v_{g0} = (2q_5 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (6.7)$$

$$v_{20} = v_{s2}^s + e_{g3} + v_{g0} = (2q_2 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (6.8)$$

onde e_{gi} ($i = 1$ a 3) são as tensões da fonte de alimentação trifásica e v_{g0} é a tensão entre o neutro da fonte trifásica ' g ' e o ponto central do banco de capacitores ' 0 '.

A partir das equações anteriores (6.3)-(6.8), são obtidas as tensões de fase

$$v_{s1}^s = v_{10} - e_{g1} - v_{g0} \quad (6.9)$$

$$v_{s3}^s = v_{30} - e_{g2} - v_{g0} \quad (6.10)$$

$$v_{s5}^s = v_{50} - e_{g3} - v_{g0} \quad (6.11)$$

$$v_{s2}^s = v_{20} - e_{g3} - v_{g0} \quad (6.12)$$

$$v_{s4}^s = v_{40} - e_{g1} - v_{g0} \quad (6.13)$$

$$v_{s6}^s = v_{60} - e_{g2} - v_{g0} \quad (6.14)$$

Devido à conexão neutro simples, tem-se $\sum_{j=1}^6 i_{sj} = 0$ e de

$$v_{so} = r_s i_{so} + L_{lso} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (6.15)$$

conclui-se que $\sum_{i=1}^6 v_{si}^s = 0$. Logo, a tensão v_{g0} pode ser encontrada por

$$v_{g0} = \frac{1}{6} \sum_{j=1}^6 v_{j0} + \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 e_{gj} \quad (6.16)$$

Considere ainda que a tensão da rede trifásica é balanceada (i.e., $\sum_{j=1}^3 e_{gj} = 0$), a tensão v_{g0} é finalmente determinada por

$$v_{g0} = \frac{1}{6} \sum_{j=1}^6 v_{j0} \quad (6.17)$$

A aplicação da matriz de transformação (6.1) às Eqs. (6.9)-(6.14), resulta nas tensões $dqxyh$ dadas por

$$v_{sd} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(v_{10} - \frac{v_{30}}{2} - \frac{v_{50}}{2} + \frac{v_{20}}{2} - v_{40} + \frac{v_{60}}{2} \right) \quad (6.18)$$

$$v_{sq} = \frac{1}{2} (v_{30} - v_{50} + v_{20} - v_{60}) \quad (6.19)$$

$$v_{sx} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(v_{10} - \frac{v_{30}}{2} - \frac{v_{50}}{2} - \frac{v_{20}}{2} + v_{40} - \frac{v_{60}}{2} \right) - \sqrt{3} e_{g1} \quad (6.20)$$

$$v_{sy} = \frac{1}{2} (v_{30} - v_{50} - v_{20} + v_{60}) - e_{g2} + e_{g3} \quad (6.21)$$

$$v_{sh} = \frac{1}{\sqrt{6}} (v_{10} + v_{30} + v_{50} - v_{20} - v_{40} - v_{60}) \quad (6.22)$$

Visto que as variáveis xy dependem das tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , pode-se reescrever as equações (6.20) e (6.21) de modo que a tensão xy dependa somente das tensões de pólo.

Tem-se então

$$\mathbf{v}'_{sxy} = r_s \mathbf{i}_{sxy} + L_{lsxy} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sxy} + \mathbf{e}_{sgxy} \quad (6.23)$$

onde $\mathbf{v}'_{sxy} = v'_{sx} + jv'_{sy} = (v_{sx} + \sqrt{3}e_{g1}) + j(v_{sy} + 2e_{g2} + e_{g1})$,

$$\mathbf{e}_{sgxy} = e_{sgx} + je_{sgy} = \sqrt{3}e_{g1} + j(2e_{g2} + e_{g1}) \quad (6.24)$$

e $j = \sqrt{-1}$. Desta maneira, os termos que dependem da tensão trifásica (xy) são incorporados ao modelo do estator.

Considere que i_{sj}^s ($j = 1$ a 6) são as correntes de fase da máquina e que i_{sdqj} ($j = 1$ a 6 com $i_{sx} = i_{sy} = i_{sh} = 0$) e i_{sxyj} ($j = 1$ a 6 com $i_{sd}^s = i_{sq}^s = i_{sh} = 0$) são parte da corrente de fase j associadas às correntes dq e xy respectivamente. A partir da equação de transformação (6.2), a seguinte relação pode ser obtida

$$i_{sj} = i_{sdqj} + i_{sxyj}; \quad j = 1 \text{ a } 6. \quad (6.25)$$

onde

$$i_{sdq1}^* = -i_{sdq4}^* = i_{sd}^*/\sqrt{3} \quad (6.26)$$

$$i_{sdq3}^* = -i_{sdq6}^* = (-i_{sd}^* + \sqrt{3}i_{sq}^*)/(2\sqrt{3}) \quad (6.27)$$

$$i_{sdq5}^* = -i_{sdq2}^* = -(i_{sd}^* + \sqrt{3}i_{sq}^*)/(2\sqrt{3}) \quad (6.28)$$

e

$$i_{sxy1}^* = i_{sxy4}^* = i_{sx}^*/\sqrt{3} \quad (6.29)$$

$$i_{sxy3}^* = i_{sxy6}^* = (-i_{sx}^* + \sqrt{3}i_{sy}^*)/(2\sqrt{3}) \quad (6.30)$$

$$i_{sxy5}^* = i_{sxy2}^* = -(i_{sx}^* + \sqrt{3}i_{sy}^*)/(2\sqrt{3}) \quad (6.31)$$

Uma vez que $i_{s1} + i_{s4} = -i_{g1}$ e $i_{s3} + i_{s6} = -i_{g2}$, é possível escrever que

$$i_{g1} = 2i_{sx}/\sqrt{3} \text{ e } i_{g2} = -i_{sx}/\sqrt{3} + i_{sy} \quad (6.32)$$

ou

$$i_{sx} = \frac{\sqrt{3}}{2}i_{g1} \text{ e } i_{sy} = i_{g2} + \frac{i_{g1}}{2} \quad (6.33)$$

A partir das equações (6.23), (6.24), (6.33) e do modelo dinâmico da MAH, um novo diagrama da máquina, nas variáveis dq , xy e h pode ser definido. Os respectivos circuitos equivalentes são ilustrados na Fig. 6.2. Nota-se que os três modelos são desacoplados entre si e somente o modelo xy é acoplado com as tensões da fonte trifásica. Além disso, a variável h deve ser controlada para ser zero e a variável o , como visto, é naturalmente nula, uma vez que

$$\sum_{j=1}^6 i_{sj} = 0.$$

Na análise das eqs. (6.24) e (6.33), nota-se que as variáveis xy formam um sistema balanceado ortogonal desde que a fonte trifásica seja balanceada (e_{g1} , e_{g2} e e_{g3}). Então, em regime permanente, a potência fornecida pela fonte trifásica é contínua e idêntica a potência recebida pela parte xy da máquina mais as perdas no circuito xy .

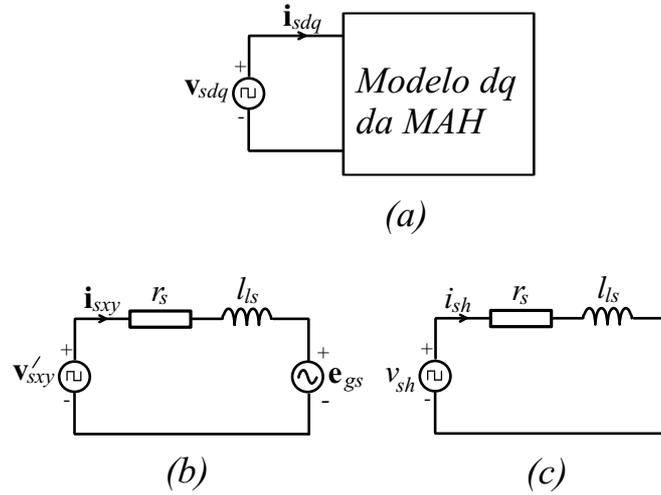


Figura 6.2. Circuito equivalente das variáveis nos planos (a) dq , (b) xy e (c) eixo h .

6.2.2 Configuração II

Esta configuração é mostrada na Fig. 6.1(b) e para reduzir o número de braços a *fase 2*, da MAH, é conectada ao ponto central dos capacitores.

As equações (6.3)-(6.8) são válidas exceto para a tensão v_{20} que é nula ($v_{20} = 0$). Da mesma forma a tensão v_{g0} e as tensões de fase são dadas pelas expressões (6.17) e (6.9)-(6.14), respectivamente, com $v_{20} = 0$. As tensões $dqxyh$ também são dadas pelas Eqs. (6.18)-(6.22) com $v_{20} = 0$.

As relações (6.23), (6.24), (6.32) e (6.33) também são válidas para esta configuração e mantém-se os mesmos circuitos equivalentes dq , xy e h da Fig. 6.2. Como no caso anterior a variável h deve ser controlada para ser nula. Devido à conexão da *fase 2* da MAH ao ponto central dos capacitores há uma corrente CA , igual a $i_{s2}/2$, que atravessa os capacitores do barramento CC .

6.2.3 Configuração III

Esta configuração, Fig. 6.1(c), é obtida fazendo o braço 5 ser compartilhado entre as fases 2 e 5 da MAH. As equações (6.3)-(6.8) continuam válidas fazendo $v_{20} = v_{50}$. Da mesma forma a tensão v_{g0} e as tensões de fase são dadas pelas expressões (6.17) e (6.9)-(6.14), respectivamente, com $v_{20} = v_{50}$. As tensões $dqxyh$ também são dadas pelas Eqs. (6.18)-(6.22) com $v_{20} = v_{50}$.

Como $v_{20} = v_{50}$, facilmente vê-se que $v_{s2} = v_{s5}$. Então, diferentemente das duas configurações anteriores, faz-se necessário aplicar uma tensão v_{sh} não nula. Sejam v_{sdq2} e v_{sdq5} (v_{sxy2} e v_{sxy5}) a parte de v_{s2} e v_{s5} associada unicamente as tensões dq (xy) e v_{sh2} e v_{sh5} as parcelas de v_{s2} e v_{s5} associadas unicamente a tensão de eixo h . Como $v_{s5} = v_{sdq5} + v_{sxy5} + v_{sh5}$; $v_{s2} = v_{sdq2} + v_{sxy2} + v_{sh2} = -v_{sdq5} + v_{sxy5} - v_{sh5}$ e $v_{s2} = v_{s5}$, então $v_{sh} = (v_{sd} + \sqrt{3}v_{sq})/\sqrt{2}$. Nota-se ainda que $v_{s2} = v_{s5} = v_{sxy5} = v_{sxy2}$.

Da mesma forma as relações (6.23) e (6.24) podem ser obtidas para este caso. Porém, existe a componente i_{sh} que deve ser levada em consideração. Assim (6.25), torna-se

$$i_{sj} = i_{sdqj} + i_{sxyj} + i_{shj}; \quad j = 1 \text{ a } 6. \quad (6.34)$$

onde i_{shj} é dada pela transformação de variáveis (6.2) com $i_{sd} = i_{sq} = i_{sx} = i_{sy} = 0$.

As relações (6.32) e (6.33) são válidas e assim os diagramas esquemáticos de dq , xy e h continuam os mesmos da Fig. 6.2. Como a variável h não é nula, então a potência monofásica h será fornecida pelos capacitores do barramento CC porque na fonte trifásica as potências dq e xy são contínuas.

6.2.4 Configuração IV

Nesta configuração, Fig. 6.1(d), as fases 2 e 5 da MAH são conectadas ao ponto central dos capacitores e resulta numa estrutura com apenas quatro braços.

As equações (6.3)-(6.8) são válidas exceto para a tensão v_{20} e v_{50} que são nulas ($v_{20} = v_{50} = 0$). Da mesma forma a tensão v_{g0} e as tensões de fase são dadas pelas expressões (6.17) e

(6.9)-(6.14), respectivamente, com $v_{20} = v_{50} = 0$. As tensões $dqxyh$ também são dadas pelas equações (6.18)-(6.22) com $v_{20} = v_{50} = 0$.

Como na configuração anterior, faz-se necessário aplicar uma tensão v_{sh} não nula e dada por $v_{sh} = (v_{sd} + \sqrt{3}v_{sq})$. Além disso, sendo a parte de v_{s2} e v_{s5} associada unicamente as tensões $dq(xy)$ e v_{sh2} e v_{sh5} as parcelas de v_{s2} e v_{s5} associadas unicamente a tensão de eixo h , têm-se então $v_{s5} = v_{sdq5} + v_{sxy5} + v_{sh5}$; $v_{s2} = v_{sdq2} + v_{sxy2} + v_{sh2} = -v_{sdq5} + v_{sxy5} - v_{sh5}$ e $v_{s2} = v_{s5}$, conseqüentemente $v_{sh} = (v_{sd} + \sqrt{3}v_{sq})/\sqrt{2}$. Nota-se ainda que $v_{s2} = v_{s5} = v_{sxy5} = v_{sxy2}$.

As relações (6.23), (6.24), (6.32) e (6.33) também são válidas para esta configuração bem como os modelos dq , xy e h da Fig. 6.2. Devido a potência monofásica h e a corrente $i_{s2} + i_{s5}$, uma corrente CA atravessa os capacitores do barramento CC .

6.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O controle de conjugado eletromagnético da máquina, que também inclui o controle de fluxo, define as correntes dq que devem ser impostas à máquina (como controle orientado pelo campo) ou as tensões dq (como o controle *Volts/Hertz*). O controle do fator de potência é geralmente alcançado pelo controle das correntes da fonte trifásica, mas é também possível corrigi-lo diretamente pela tensão de entrada do conversor sem nenhuma malha de corrente.

6.3.1 Configurações I e II

Nas configurações *I* e *II*, desde que os modelos dq e xy e suas respectivas correntes são independentes, as mesmas podem ser controladas pelas tensões dq e xy . As correntes xy de referência são definidas pelas correntes i_{g1}^* e i_{g2}^* segundo a equação (6.33). A corrente i_{g3} é controlada indiretamente, desde que $i_{g3} = -(i_{g1} + i_{g2})$. Na Fig. 6.3(a) é ilustrado o diagrama de blocos do controle baseado nas variáveis $dq - xy - h$. A tensão do capacitor v_c (tensão do barramento CC) é ajustada através do controlador R_c (controlador *PI* simples). Este controlador define a amplitude das correntes na fonte trifásica I_g^* . Para se obter o fator de

potência próximo da unidade, as correntes i_{g1}^* , i_{g2}^* e i_{g3}^* devem ser sincronizadas com as tensões da fonte e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} (e_{g123}). Isto é feito por intermédio do bloco denominado SIN (que detecta a passagem da tensão pelo zero). Os blocos R_{ixy} , R_{idq} e R_{ih} (controladores *PI* dupla seqüência) tem a função de controlar as correntes *xy*, *dq* e *h* respectivamente.

O diagrama da Fig 6.3(a), pode ser diretamente adaptado quando o controle de conjugado e o de fator de potência não utilizar a malha de corrente. Nesta condição a saída do controlador de conjugado são as tensões v_{sd}^* e v_{sq}^* e o controle da tensão do barramento *CC* vai definir as tensões v_{sx}^* , v_{sy}^* e $v_{sh}^* = 0$ (os controladores R_{idq} , R_{ixy} e R_{ih} são eliminados).

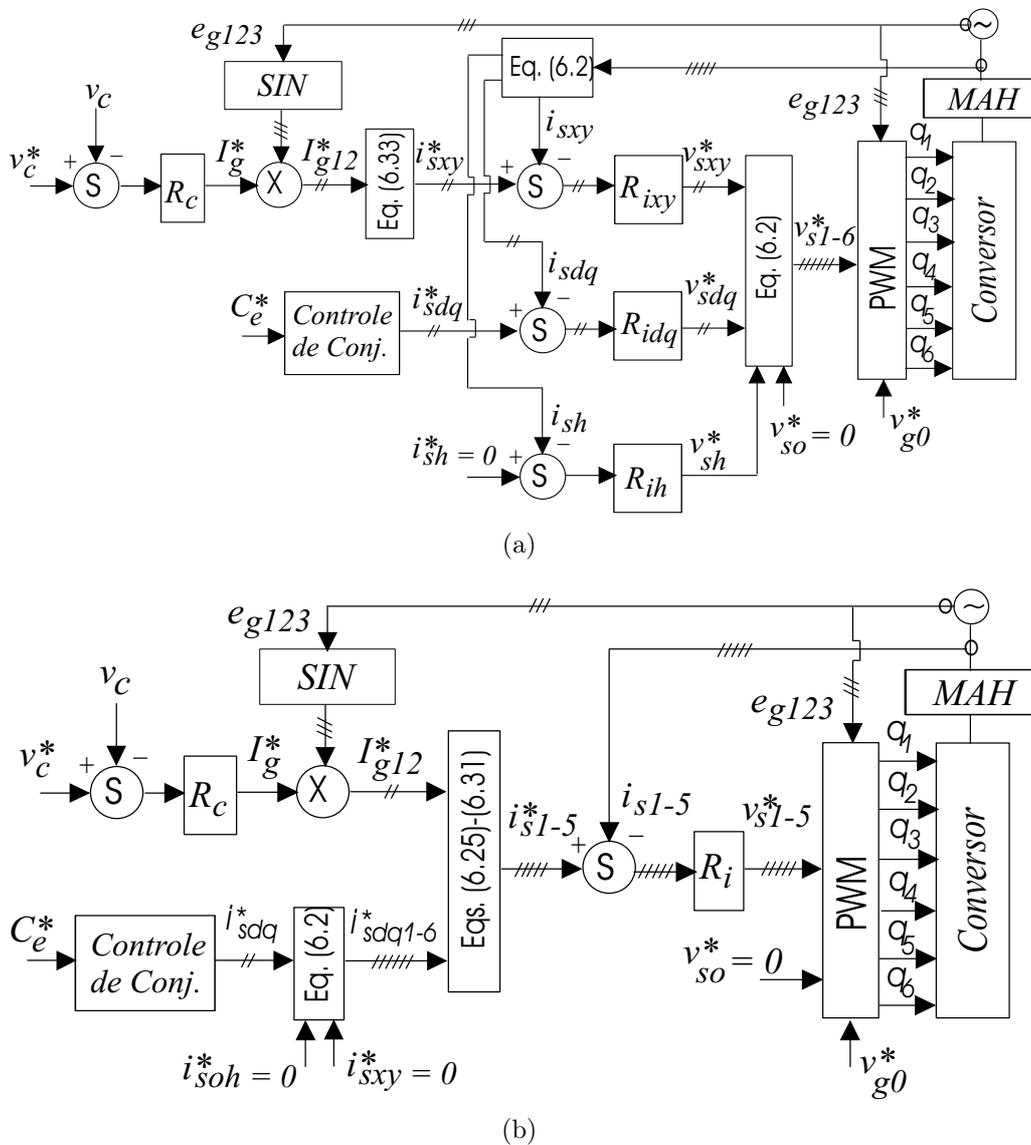


Figura 6.3. Diagrama de bloco do controle da MAH: a) baseado nas correntes *dq* b) baseado nas correntes de fase.

6.3.2 Configurações III e IV

Nas configurações III e IV, os controles dq e xy são idênticos. Porém, a tensão $v_{sh} = (v_{sd} + \sqrt{3}v_{sq})/\sqrt{2}$ é imposta sem utilizar o controlador R_{ih} . Definições similares como as dadas para as configurações I e II são mantidas.

A Fig. 6.3(b), ilustra o diagrama de blocos para o controle baseado nas correntes de fase. O bloco R_i implementa o controle da corrente de fase.

6.4 CONTROLE PWM

Se as tensões de fase desejadas na máquina são v_{si}^* ($i = 1$ a 6) e dadas as tensões na fonte trifásica e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , então de (6.3)-(6.8) as tensões de pólo de referência serão dadas por

$$v_{10}^* = v_{s1}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (6.35)$$

$$v_{40}^* = v_{s4}^* + e_{g1} + v_{g0}^* \quad (6.36)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^* + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (6.37)$$

$$v_{60}^* = v_{s6}^* + e_{g2} + v_{g0}^* \quad (6.38)$$

$$v_{50}^* = v_{s5}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (6.39)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^* + e_{g3} + v_{g0}^* \quad (6.40)$$

A menos que a tensão v_{g0}^* seja especificada as equações acima não podem ser resolvidas.

6.4.1 Configurações I e III

Para as configurações I e III, a tensão v_{g0}^* pode ser calculada como função do fator de distribuição μ , visto no capítulo 4, desta forma:

$$v_{g0}^* = E \left(\frac{1}{2} - \mu \right) - (1 - \mu) v_M^* - \mu v_m^* \quad (6.41)$$

onde $E = v_c$ é a tensão do barramento CC , $v_M^* = \max \{ \mathbf{v} \}$ e $v_m^* = \min \{ \mathbf{v} \}$ com

$$\mathbf{v} = \{ v_{s1}^* + e_{g1}, v_{s4}^* + e_{g1}, v_{s3}^* + e_{g2}, v_{s6}^* + e_{g2}, v_{s2}^* + e_{g3} \text{ e } v_{s5}^* + e_{g3} \}$$

para a configuração *I* e

$$\mathbf{v} = \{v_{s1}^* + e_{g1}, v_{s4}^* + e_{g1}, v_{s3}^* + e_{g2}, v_{s6}^* + e_{g2}, e v_{s5}^* + e_{g3}\}$$

para a configuração *III*.

Uma vez que $v_M^* - v_m^* \leq E$, a tensão do barramento *CC*, necessária para a configuração *I*, deve satisfazer as duas restrições a seguir

$$E \geq 2V_{dq}/\sqrt{3} \text{ se } V_{dq} \geq \frac{3E_g + \sqrt{3}V_{xy}}{2 - \sqrt{3}} \quad (6.42)$$

$$E \geq (2V_{dq} + \sqrt{3}E_g + V_{xy}) \text{ se } V_{dq} < \frac{3E_g + \sqrt{3}V_{xy}}{2 - \sqrt{3}} \quad (6.43)$$

onde V_{dq} e E_g são as amplitudes da tensão *dq* e de fase da fonte trifásica, respectivamente; V_{xy} é a amplitude de uma pequena tensão associada a queda de tensão devido à corrente da fonte trifásica que atravessa a impedância do circuito *xy*.

Para a configuração *III*, a tensão do barramento *CC* deve satisfazer as seguintes condições:

$$E \geq 2V_{dq} \text{ se } V_{dq} \geq \frac{\sqrt{3}E_g + V_{xy}}{2 - \sqrt{3}} \quad (6.44)$$

$$E \geq (\sqrt{3}V_{dq} + \sqrt{3}E_g + V_{xy}) \text{ se } V_{dq} < \frac{3E_g + \sqrt{3}\Delta_{xy}}{2 - \sqrt{3}} \quad (6.45)$$

Nota-se que a tensão do barramento *CC*, necessária para a configuração *III*, é maior que para a configuração *I*.

A partir das expressões (6.35)-(6.40) e (6.41) as larguras de pulso podem ser determinadas pela expressão (6.46).

$$\tau_i = \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{si}^*}{E} \right) T, \quad i = 1 \text{ a } 6 \quad (6.46)$$

onde τ_i é a largura de pulso e T é o período de amostragem.

As larguras de pulso para a configuração *III*, são também calculadas por (6.46) com as adaptações exigidas nas tensões de pólo.

6.4.2 Configurações II e IV

Para as configurações II e IV, v_{g0}^* é dada por

$$v_{g0}^* = -v_{s2}^* - e_{g3} \quad (6.47)$$

Uma vez que $v_{j0} \leq E/2$ ($j = 1$ a 6), a tensão do barramento CC para a configuração II deve satisfazer as duas restrições seguintes:

$$E \geq 4V_{dq}/\sqrt{3} \text{ se } V_{dq} \geq \frac{3E_g + \sqrt{3}V_{xy}}{2 - \sqrt{3}} \quad (6.48)$$

$$E \geq 2(V_{dq} + \sqrt{3}E_g + V_{xy}) \text{ se } V_{dq} < \frac{3E_g + \sqrt{3}V_{xy}}{2 - \sqrt{3}} \quad (6.49)$$

Neste caso a tensão do barramento CC é o dobro do valor da configuração I.

Para a configuração IV, a tensão do barramento CC deve satisfazer a relação

$$E \geq 2(V_{dq} + \sqrt{3}E_g + V_{xy}) \quad (6.50)$$

Neste caso a tensão do barramento CC também é o dobro do valor da configuração I.

A largura de pulso para configuração II e IV são também calculadas de (6.46) com as adaptações exigidas nas tensões de pólo.

6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

A simulação digital dos sistemas propostos foi realizada em um programa implementado em linguagem C. Os resultados foram obtidos com controle de corrente no lado da fonte trifásica (controle do fator de potência) e *volts – hertz* no lado da máquina. A frequência da fonte trifásica foi $f_g = 60 \text{ Hz}$, da MAH (fundamental em dq) de $f_s = 50 \text{ Hz}$, frequência de chaveamento de 10kHz e $C = 1000 \mu\text{F}$.

Nos gráficos 6.4, 6.5, 6.6 e 6.7 são apresentados os resultados de simulação para as configurações I, II, III e IV, respectivamente. As três partes dessas figuras são: (a) a tensão (e_{g1}) e corrente da fonte trifásica (i_{g1}), (b) as correntes dq da MAH e (c) a corrente da fase 1 da

MAH. Como esperado, a corrente de fase da *MAH* apresenta distorções devido à presença da corrente da fonte trifásica, mas as correntes dq resultantes são balanceadas. As oscilações nas correntes da fonte trifásica são mais importantes nas configurações *II* e *IV* porque a tensão do barramento *CC* é maior nessas configurações. Estas correntes são maiores nas configurações *III* e *IV* porque a tensão homopolar v_{sh} não é nula.

Os resultados experimentais mostrados nas Figs 6.8 e 6.9 são da *MAH* operando com $f_s = 17$ *Hz* e $f_g = 60$ *Hz*, na Configuração *I*. Em 6.8(a) a tensão e_{g1} e a corrente i_{s1} demonstram a correção do fator de potência. Em 6.8(b), (c) e (d) as correntes de fase i_{s1} , i_{s3} e i_{s5} distorcidas demonstram o fluxo bidirecional de potência e o cuidado que se deve ter com as perdas do enrolamento do estator. Em 6.9(a) e (b) as correntes i_{sd} , i_{sq} e a tensão v_c demonstram a eficiência do controle de conjugado e da tensão do barramento *CC*.

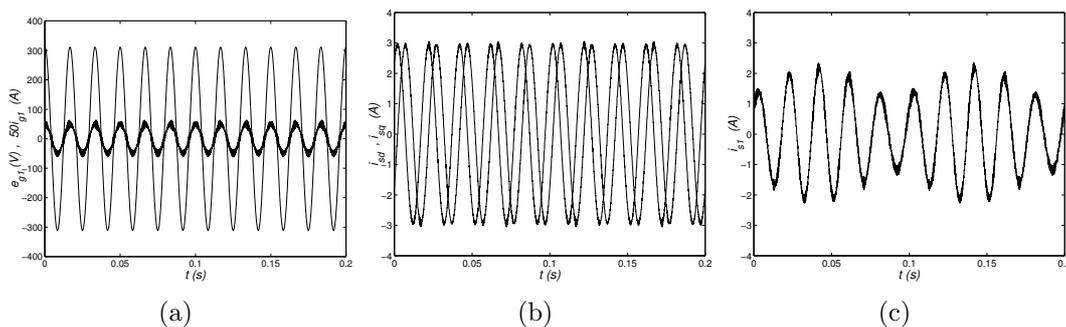


Figura 6.4. Resultados de simulação para configuração *I*: (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} .

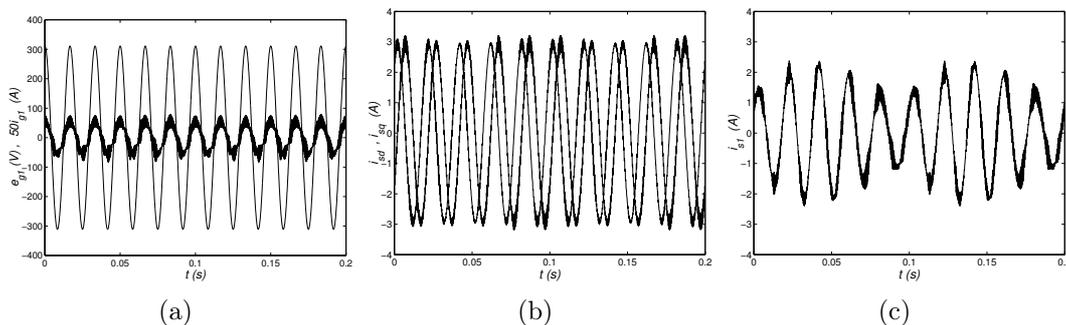


Figura 6.5. Resultados de simulação para configuração *II*: (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} .

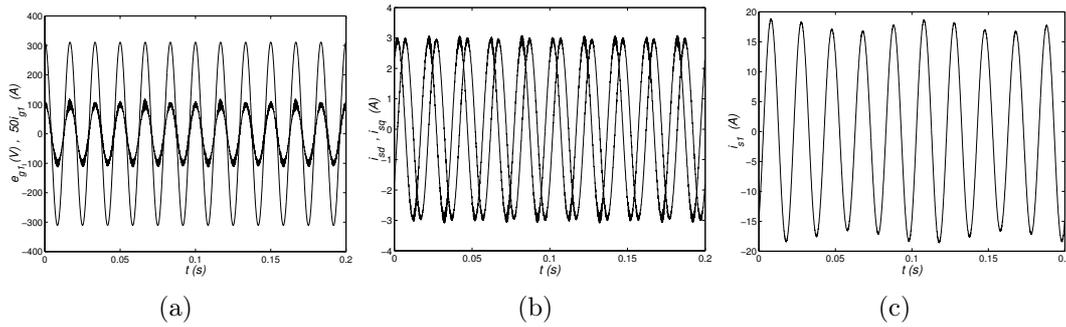


Figura 6.6. Resultados de simulação para configuração *III*: (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} .

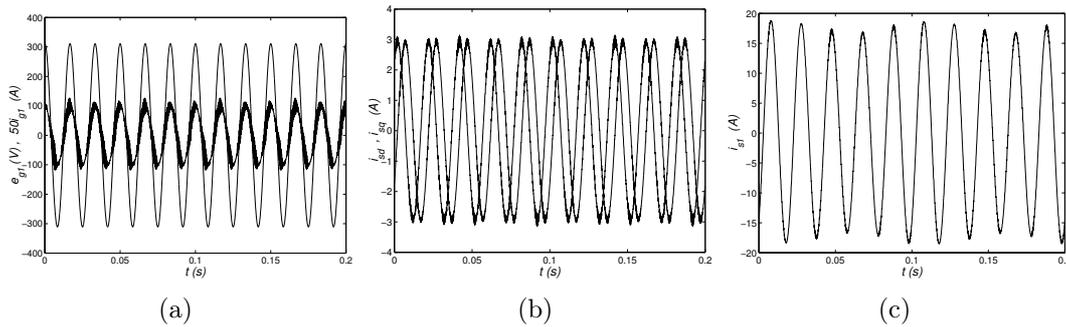


Figura 6.7. Resultados de simulação para configuração *IV*: (a) v_{g1} e $50i_{g1}$, (b) i_{sd} e i_{sq} (c) i_{s1} .

6.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas quatro estruturas de acionamento *CA/CA* com reduzido número de chaves para a *MAH* – 60° . As estruturas implementam as funções de retificador controlado e de inversor em que se aproveita os enrolamentos da *MAH* como indutores de filtro na entrada. Além disso, é implementado o controle de fator de potência da entrada a partir das variáveis de seqüência zero (xy e h). Estas variáveis são definidas em função das correntes desejadas na fonte trifásica que por sua vez são escolhidas em função do fator de potência.

A união da *MAH* – 60° com a topologia tipo *boost*, mostrou-se bastante adequada graças ao desacoplamento entre as variáveis dq e xy e ao acoplamento entre xy com as tensões da fonte trifásica. Além da vantagem adicional da simples reconfiguração de uma máquina trifásica convencional como *MAH* – 60° resultar numa indutância no circuito xy razoável (e.g., nos enrolamentos tipo pólo consequente). Todas estas características facilitaram a implementação dos controles de conjugado eletromagnético e fator de potência.

As topologias foram apresentadas juntamente com seu princípio de operação e restrições

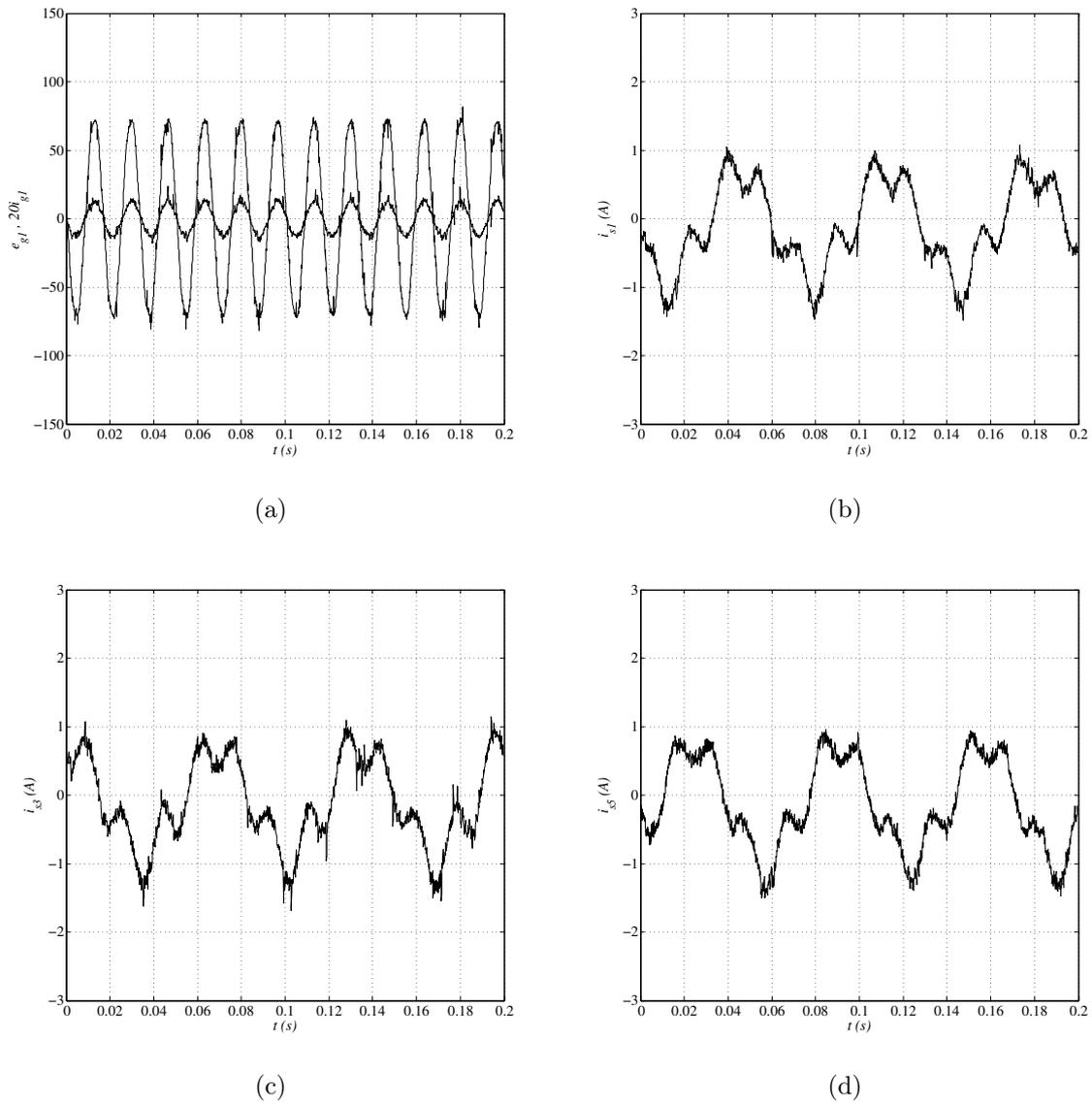


Figura 6.8. Resultados experimentais para a Configuração I: (a) v_{g1} e $20i_{g1}$, (b) i_{s1} , (c) i_{s3} , (d) i_{s5} .

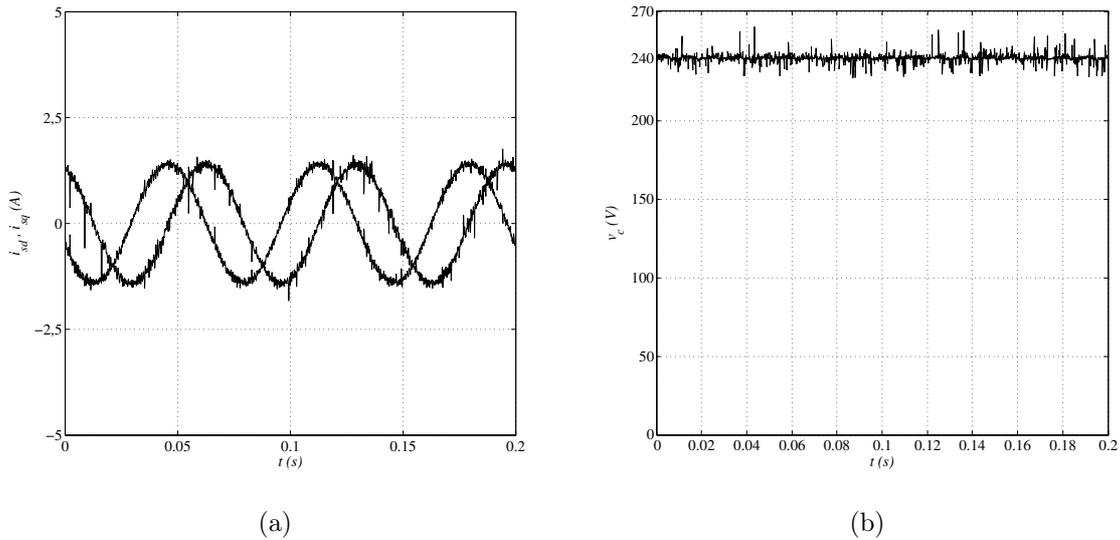


Figura 6.9. Resultados experimentais para a Configuração *I*: (a) i_{sd} e i_{sq} e (b) v_c .

do barramento CC . Constatou-se, nas configuração *III* e *IV*, uma pequena potência CA ser requerida pelas componentes de seqüência zero causando oscilação do barramento CC (nas configurações *I* e *II* esta oscilação não existe uma vez que a potência consumida por h é nula). Os resultados experimentais e de simulação demonstraram a funcionalidade das configurações propostas, mas somente as configurações *I* e *II* são realmente viáveis devido aos problemas citados anteriormente.

MODELAGEM E DIAGNÓSTICO DE FALHAS NA *MAH*

7.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é o de propor um modelo que represente as falhas entre espiras nos enrolamentos das bobinas do estator e a ruptura de barras no rotor da máquina assíncrona hexafásica. Da análise do modelo e das características particulares da *MAH*, são propostas novas técnicas de monitoramento, diagnóstico e identificação das falhas.

A detecção no estágio inicial de quaisquer anormalidades no motor pode evitar custos adicionais em manutenção, a parada subita do processo e, em algumas instalações risco de morte (instalações nucleares, refinarias, etc). Apesar da falha ser localizada seu poder destrutivo evolui rapidamente devido ao aquecimento excessivo gerado pela corrente de curto-circuito. Portanto, é fundamental que as falhas, embora incipientes, sejam detectadas e que a manutenção preventiva seja realizada e evite que a mesma se alastre. De acordo com o estudo apresentado em (THOMSON; FENGER, 2001) as falhas na máquina assíncrona incidem tipicamente:

- No estator: 38%
- No rotor: 10%
- Nos mancais: 40%
- Outros: 12%

Nota-se que as falhas relacionadas ao estator e rotor redundam em aproximadamente 50 % das causas de defeito que podem ocorrer numa máquina elétrica. De modo geral, tais falhas são causadas por estresse do tipo: térmico (sobrecarga), mecânico (vibração), elétrico (isolamento)

e devido às condições ambientais (ambiente agressivo) que atacam o sistema de isolamento. No estator os problemas são classificados como segue: 1) curto-circuito entre espiras; 2) curto-circuito entre duas bobinas de mesma fase; 3) curto-circuito entre fases; 4) curto-circuito fase terra; 5) abertura de uma fase. Muitos especialistas acreditam que muitas falhas fase-terra ou fase-fase começaram com a falha entre espiras não detectada que aumentou e evoluiu para uma falha mais grave (THOMSON; MORRISON, 2002). A Fig. 7.1, ilustra os principais tipos de falhas que ocorrem no estator.

O principal fator de envelhecimento é o aquecimento anormal dos enrolamentos associado com a vibração mecânica mesmo em regime nominal. De fato, nas máquinas funcionando em ambiente hostil, poeira e umidade vão se depositar: nas máquinas fechadas entre as aletas exteriores (dificultando a transmissão de calor), e nas máquinas abertas na cabeça das bobinas, havendo assim o ressecamento do material isolante que associado ao desgaste originado pela vibração (desprendimento do material) resulta no enfraquecimento da isolamento elétrica e o curto-circuito dos condutores. O curto-circuito entre espiras, Fig. 7.1(a), é portanto a falha mais nociva e mais freqüente encontrada nos enrolamentos do estator.

As falhas típicas que ocorrem no rotor de uma máquina assíncrona são devido basicamente aos defeitos de fabricação ou aos defeitos de utilização. A Fig. 7.3(a) ilustra as principais falhas que ocorrem no rotor. As falhas principais são: 1) uma ruptura parcial ou total de uma barra no rotor geralmente devido ao aquecimento excessivo ou às solicitações mecânicas; 2) aumento do aquecimento localizado devido à presença de bolhas de ar nas ranhuras rotóricas durante o processo de fabricação; 3) quebra da solda junto as ligações nos anéis de curto-circuito devido às elevadas correntes; 3) excentricidades pronunciadas; 4) desalinhamento excessivo entre o motor e a carga que aumenta o nível de vibração e de oscilação de conjugado e 5) degradação prematura dos mancais principalmente os que utilizam rolamentos.

A utilização de um modelo simples e relativamente preciso ajuda na análise e no diagnóstico da falha. Os modelos mais precisos, geralmente envolvem as componentes harmônicas espaciais do estator, as assimetrias do rotor, a representação da gaiola do rotor por multicircuitos acoplados magneticamente e um custo computacional elevado. Assim, é apresentado

um modelo simples e relativamente preciso da MAH que considera a circulação da corrente de curto-circuito entre espiras e seus efeitos. Os parâmetros do modelo exigidos são facilmente determinados por ensaio e não se necessita de dados do projeto. A análise de assinatura de corrente dos resultados de simulação e experimentais são utilizados para validar a precisão do modelo na representação desses tipos de falhas.

A seguir é apresentada uma breve revisão dos métodos de monitoramento dos acionamentos elétricos, particularmente a análise espectral, que dá uma visão rápida dos métodos de diagnóstico existentes.

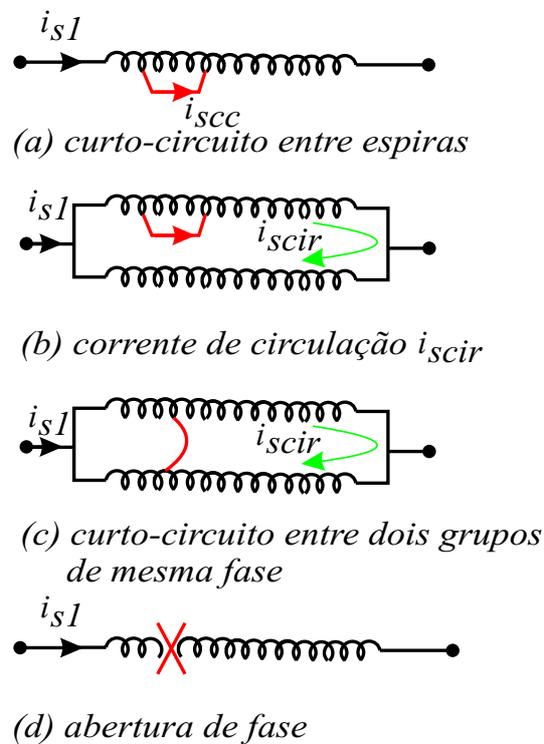


Figura 7.1. Tipos de falhas que ocorrem no estator.

7.2 MÉTODOS DE MONITORAMENTO DAS MÁQUINAS ASSÍNCRONAS

O princípio dos métodos de análise de sinal é baseado na existência de frequências características de funcionamento normal e do comportamento defeituoso. No primeiro passo, é feita a modelagem dos sinais caracterizando e determinando seu conteúdo espectral (HENAO; DEMIAN; CAPOLINO, 2003). O aparecimento da falha é a origem de numerosos fenômenos tais como:

ruído, aquecimento, vibrações, etc. Esses sintomas se refletem nas características temporais e frequências das grandezas mecânicas e elétricas.

A análise espectral é utilizada a bastante tempo na detecção de falhas nas máquinas elétricas, essencialmente na quebra de barras do rotor, na degradação dos rolamentos, nas excentricidades e no curto-circuito dos enrolamentos. Em máquinas de baixa tensão, os métodos usuais de detecção de curto-circuito entre espiras no estator, “*on-line*” são baseados na análise espectral (THOMSON; MORRISON, 2002): dos fluxos de dispersão axiais (HENAO; DEMIAN; CAPOLINO, 2003), da corrente do estator (valor de linha) ou componentes dq , da potência instantânea, do conjugado eletromagnético e da vibração mecânica (ABOUBOU, 2004). Também, a análise espectral da tensão de seqüência zero que foi utilizada, por Cash em 1998 em (CASH; HABETLER; KLIMAN, 1998), na detecção de curto-circuito entre espiras no estator de uma máquina assíncrona trifásica e por Didier em (DIDIER; RAZIK; A.REZZOUG, 2003), na detecção de barras quebradas no rotor. No último artigo, mostrou-se que a análise pela tensão tornou mais clara a identificação da falha. Portanto, o monitoramento por análise espectral consiste em efetuar a transformada de Fourier das grandezas afetadas pela falha (*elétricas e/ou mecânicas*), e em visualizar as freqüências parasitas construindo a assinatura de uma falha na máquina.

Outras formas de diagnóstico encontradas na literatura são: a análise gráfica da forma do vetor de $Park$ (\mathbf{i}_{sdq}) (CARDOSO; CRUZ; FONSECA, 1999), a detecção pelas variações da impedância de seqüência negativa (MELERO, 2003). A demodulação síncrona que consiste em extrair o valor da componente frequencial associada à falha e cuja freqüência é designada por f_f . O processo consiste em multiplicar o sinal modulado por um sinal auxiliar de mesma freqüência que o sinal pesquisado. A utilização de um filtro passa baixa permite isolar a componente contínua de cada sinal. A componente de saída corresponde à amplitude da freqüência monitorada.

Outro método bastante utilizado é a estimação paramétrica para diagnóstico. Esta metodologia baseia-se, essencialmente, sobre a hipótese que uma falha traduz-se por uma variação do estado paramétrico do processo. Além disso, quando o interesse é a realidade física do sistema, como o monitoramento do processo por estimação paramétrica, os modelos de representação contínua são preferíveis aos modelos discretos. Disso resulta duas categorias de algoritmos uti-

lizados segundo a natureza dos resíduos: resíduo em erro de equação e resíduo em erro de saída. Esses algoritmos aplicam-se em sistemas onde se pode exprimir a saída linearmente em relação aos parâmetros. Essa particularidade (linearidade), permite assim utilizar o método dos mínimos quadrados quando o interesse for o de fornecer uma expressão analítica dos parâmetros estimados (MOREAU; KAHOUL; LOUIS, 2004). Nota-se que a eficiência desse método está ligado a escolha do modelo (BACHIR, 2006).

As dificuldades inerentes dos processos seja de implementação prática, de custo, de sensibilidade, rapidez ou de indicar o nível de gravidade da falha vai depender da grandeza escolhida, da quantidade de sensores necessários, do tipo de falha e da metodologia empregada.

A MAH, devido às particularidades dos enrolamentos, permite ampliar e facilitar a aplicação dos métodos citados acima. A partir da aplicação de uma transformação de coordenadas sobre as variáveis naturais (e.g., $\mathbf{x}_{135246} \Rightarrow \mathbf{x}_{dqxyho}$) de forma a se obter três sistemas mutuamente ortogonais (SILVA, 2006). A aplicação da metodologia adequada em cada subsistema gerado: dq (relativo à parte ativa - \mathbf{i}_{sdq}), xy (relativo à circulação de componentes harmônicas entre os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos do estator - \mathbf{i}_{sxy}) e o oh (relativo às componentes homopolares - \mathbf{i}_{soh}) permite uma identificação não invasiva, rápida e eficiente da falha. Principalmente as falhas relativos ao estator. Assim, quatro técnicas são propostas para detecção de falha no estator, são elas: a análise espectral das correntes do subsistema xy (\mathbf{i}_{sxy}), a análise gráfica da forma do vetor de corrente \mathbf{i}_{sxy} , a análise espectral da tensão entre os neutros do estator (v_{n1n2}) e a estimação paramétrica pelo subsistema xy .

7.2.1 Análise Espectral das Grandezas do Estator

Normalmente, não existe uma máquina perfeitamente simétrica. As tolerâncias construtivas, as propriedades anisotrópicas dos materiais, entre outros motivos acarretam tanto no estator como no rotor, assimetrias naturais seja no circuito elétrico e/ou na parte mecânica (excentricidades). Assim, em condição normal, sem qualquer falha, é normal a presença de componentes harmônicas parasitas nas correntes de fase. Por exemplo, a ocorrência de um curto-circuito en-

tre espiras, de modo geral, é acompanhado de oscilações de conjugado e vibrações, sinônimo da presença de novas componentes no conjugado eletromagnético e por conseguinte nas correntes do estator. Isso resulta em mais assimetrias e aumento da amplitude das frequências associadas à falha.

Especificamente, o curto-circuito entre espiras é a origem de um novo enrolamento monofásico no estator percorrido por uma corrente elevada. Evidentemente, isso acarreta modificações no circuito elétrico e Conseqüentemente no fluxo resultante no entreferro da máquina. Mesmo uma falha incipiente, embora tenha pouca influência na velocidade, terá efeito apreciável na distribuição do fluxo no entreferro. Graças ao efeito cumulativo que diminui a força magnetomotriz (fmm) na vizinhança da falha: primeiramente com a redução do número de espiras do enrolamento e depois com a corrente de curto-circuito criando uma fmm_{cc} que se opõe a fmm de fase. Esse campo magnético adicional é pulsante, com dois pólos, nas frequências $\pm f_s$ (onde f_s é frequência da fundamental e $-f_s$ é a componente de seqüência negativa) (FILIPPETTI; FRANCESCHINI; TASSONI, 1992). A repercussão dessas componentes originam novas frequências harmônicas $k f_s$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) nas correntes absorvidas pela máquina.

De forma mais precisa, Thomson e Fenger, em (THOMSON; FENGER, 2001), demonstraram que a expressão dada por

$$f_{scc} = [h \pm \frac{n}{P}(1 - s)]f_s \quad (7.1)$$

identifica as componentes harmônicas induzidas pela onda de fluxo resultante na corrente do estator. Com $h = 1, 3, 5, \dots$ (componentes harmônicas associadas à fonte de alimentação), $P =$ número de pares de pólos, $n \in N^*$; e $s =$ escorregamento. No entanto, a identificação da falha pelas bandas laterais em torno das componentes harmônicas vai depender do nível de carga (s) e de uma resolução maior em frequência. Conseqüentemente, um tempo maior de aquisição e processamento será exigido.

7.2.2 Análise Espectral das Grandezas do Rotor

De acordo com Filippetti em (FILIPPETTI, 1998), a quebra de uma barra ou de uma porção do anel do rotor provoca o desequilíbrio das correntes do rotor e faz aparecer uma ligeira modulação de amplitude de frequência $2sf_s$ sobre a corrente do estator. Na verdade, a ruptura de uma barra rotórica cria, no entreferro da máquina um campo girante inverso de frequência sf_s . A interação desse campo girante com a velocidade rotórica cria uma componente de frequência adicional $(1 - 2s)f_s$ no espectro da corrente do estator. A presença dessa modulação na corrente do estator induz uma oscilação de conjugado eletromagnético de frequência $2sf_s$ que por sua vez, com a oscilação de velocidade, induz uma nova componente $(1 + 2s)f_s$ na corrente estatórica (f_{sbq}). O processo propaga-se e tem-se então

$$f_{sbq} = (1 \pm 2ks)f_s \quad (7.2)$$

com $k = 1, 2, 3, \dots$. Do exposto, a análise espectral da velocidade do rotor e de conjugado eletromagnético deixam aparecer as componentes suplementares situadas nas frequências $2sf_s, 4sf_s, \dots$

7.3 MODELO DA MAH PARA FALHAS NO ESTATOR

O diagrama esquemático apresentado na Fig. 7.2, mostra a distribuição dos enrolamentos estatóricos, a falha na fase $s1$, a malha de curto-circuito (i_{scc}) com a resistência de falta (R_f) e os enrolamentos do rotor com uma assimetria elétrica na fase $r1$. Para se obter o modelo da MAH com falha no estator foi adotada a metodologia desenvolvida por Habetler em (TALLAM; HABETLER, 2002), para a máquina trifásica. Todavia, adotou-se, algumas modificações em relação a definição das indutâncias com falha.

A ocorrência de um curto-circuito entre espiras, no seio da fase estatórica $s1$, é considerado como uma nova malha e os circuitos equivalentes das fases estatóricas são modificados. A fase -1 com N_s espiras efetivas, onde se desenvolve a falha, fica dividida em duas partes $s1'$ e scc . A parte n_{scc} que representa as espiras em curto-circuito, é considerada acoplada

magneticamente com o restante das fases estáticas e rotóricas.

O número de espiras efetivas da *fase* - 1 é reduzido ($N'_{s1} = N_s - n_{scc}$) e o fator $\mu_s = \frac{n_{scc}}{N_s}$, representa a fração de espiras em curto-circuito e obviamente está associado ao nível de degradação do enrolamento. Sendo r_s e L_{ls} a resistência e indutância de dispersão estáticas antes da falha, as modificações impostas pela falha resultam em novos parâmetros elétricos:

$$r_{s1} = \left(\frac{N_s - n_{scc}}{N_s}\right)r_s = (1 - \mu_s)r_s \quad (7.3)$$

$$L_{ls1} = (1 - \mu_s^2)L_{ls} \quad (7.4)$$

Também, a resistência elétrica e a indutância de dispersão da nova malha ficam definidas por:

$$r_{scc} = r_s - r_{s1} = \mu_s r_s \text{ e } L_{lscc} = \mu_s^2 L_{ls}.$$

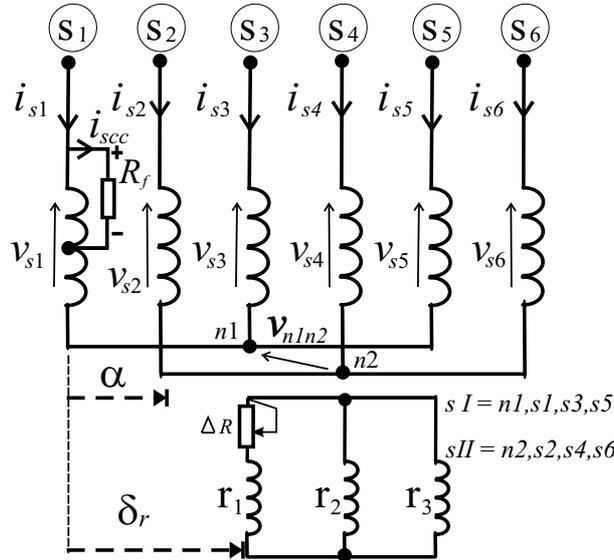


Figura 7.2. Representação esquemática da MAH com falha na fase s1 do estator e assimetrias no circuito trifásico do rotor.

Assim, o modelo matemático com sete malhas no estator e três no rotor (inicialmente o rotor é considerado simétrico) é representado de forma matricial pelas equações (7.5) e (7.6):

$$\mathbf{v}'_s = \mathbf{R}'_s \mathbf{i}'_s + \frac{d(\boldsymbol{\lambda}'_s)}{dt} \quad (7.5)$$

$$\mathbf{v}_r = 0 = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d(\boldsymbol{\lambda}_r)}{dt} \quad (7.6)$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_s = \mathbf{L}'_{ss} \mathbf{i}'_s + \mathbf{L}'_{sr} \mathbf{i}_r \quad (7.7)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \mathbf{L}'_{srT} \mathbf{i}'_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r \quad (7.8)$$

onde:

$$\mathbf{v}'_s = [v'_{s1} \ v_{scc} \ v_{s3} \ v_{s5} \ v_{s2} \ v_{s4} \ v_{s6}]^T$$

$$\mathbf{i}'_s = [i_{s1} \ (i_{s1} - i_{scc}) \ i_{s3} \ i_{s5} \ i_{s2} \ i_{s4} \ i_{s6}]^T$$

$$\mathbf{i}'_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_s = [\lambda'_{s1} \ \lambda_{scc} \ \lambda_{s3} \ \lambda_{s5} \ \lambda_{s2} \ \lambda_{s4} \ \lambda_{s6}]^T$$

$$\boldsymbol{\lambda}'_r = [\lambda_{r1} \ \lambda_{r2} \ \lambda_{r3}]^T$$

As matrizes de resistência e indutância são dadas por

$$\mathbf{R}'_s = r_s \text{diag}[(1 - \mu_s) \ \mu_s \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \quad (7.9)$$

$$\mathbf{R}'_r = r_r \text{diag} [1 \ 1 \ 1] \quad (7.10)$$

$$\mathbf{L}'_{ss} = L_{ms} \begin{bmatrix} \rho_s^2(\sigma_s + 1) & \mu_s \rho_s & -\frac{\rho_s}{2} & -\frac{\rho_s}{2} & \rho_s c_1 & \rho_s c_2 & \rho_s c_3 \\ \mu_s(1 - \mu_s) & \mu_s^2(\sigma_s + 1) & -\frac{\mu_s}{2} & -\frac{\mu_s}{2} & \mu_s c_1 & \mu_s c_2 & \mu_s c_3 \\ -\frac{(1-\mu_s)}{2} & -\frac{\mu_s}{2} & \sigma_s + 1 & -\frac{1}{2} & c_3 & c_1 & c_2 \\ -\frac{(1-\mu_s)}{2} & -\frac{\mu_s}{2} & -\frac{1}{2} & \sigma_s + 1 & c_2 & c_3 & c_1 \\ \rho_s c_1 & \mu_s c_1 & c_3 & c_2 & \sigma_s + 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \rho_s c_2 & \mu_s c_2 & c_1 & c_3 & -\frac{1}{2} & \sigma_s + 1 & -\frac{1}{2} \\ \rho_s c_3 & \mu_s c_3 & c_2 & c_1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \sigma_s + 1 \end{bmatrix}$$

com: $\rho_s = 1 - \mu_s$, $c_1 = \cos \alpha$, $c_2 = \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3})$, $c_3 = \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3})$, $\sigma_s = \frac{L_{ls}}{L_{ms}}$ e $\sigma_r = \frac{L_{lr}}{L_{mr}}$

$$\mathbf{L}'_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \rho_s \cos \delta_r & \rho_s \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \rho_s \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \mu_s \cos(\delta_r) & \mu_s \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \mu_s \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3} + \delta_r) & \cos(\delta_r) \\ \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \alpha + \delta_r) \\ \cos(\frac{4\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & \cos(\delta_r - \alpha) & \cos(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \delta_r) \\ \cos(\frac{2\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & \cos(\frac{4\pi}{3} - \alpha + \delta_r) & \cos(\delta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

e

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{mr} \begin{bmatrix} \sigma_r + 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \sigma_r + 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \sigma_r + 1 \end{bmatrix}$$

7.3.1 Reescrevendo as Equações do Modelo

Considerando que fluxo se conserva, a soma dos fluxos parciais λ'_{s1} e λ_{scc} resulta no fluxo total da fase com defeito, i.e., $\lambda_{s1} = \lambda'_{s1} + \lambda_{scc}$.

Também, para a MAH operando com os dois centros de estrela isolados, são válidas as relações: $i_{s1} + i_{s3} + i_{s5} = 0$ e $i_{s2} + i_{s4} + i_{s6} = 0$. Reescrevendo as equações de tensão e de fluxo (7.5)-(7.6), e rearranjando os termos, tem-se:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt}(\boldsymbol{\lambda}_s) + \mu_s \mathbf{D}_1 i_{scc} \quad (7.11)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r + \mathbf{D}_0 i_{s1} + \mu_s \mathbf{D}_2 i_{scc} \quad (7.12)$$

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt}(\boldsymbol{\lambda}_r) \quad (7.13)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r + \mu_s \mathbf{D}_3 i_{scc} \quad (7.14)$$

$$v_{scc} = \mu_s R_s (i_{s1} - i_{scc}) + \frac{d}{dt}(\lambda_{scc}) = R_f i_{scc} \quad (7.15)$$

$$\lambda_{scc} = -\mu_s \mathbf{D}_2^T \mathbf{i}_s - \mu_s \mathbf{D}_3^T \mathbf{i}_r - \mu_s^2 L_{ms} (\sigma_s + 1) i_{scc}$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= [v_{s1} \ v_{s3} \ v_{s5} \ v_{s2} \ v_{s4} \ v_{s6}]^T \\ \mathbf{i}_s &= [i_{s1} \ i_{s3} \ i_{s5} \ i_{s2} \ i_{s4} \ i_{s6}]^T \\ \boldsymbol{\lambda}_s &= [(\lambda'_{s1} + \lambda_{scc}) \ \lambda_{s3} \ \lambda_{s5} \ \lambda_{s2} \ \lambda_{s4} \ \lambda_{s6}]^T \\ \mathbf{i}_r &= [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T \text{ e} \\ \boldsymbol{\lambda}_r &= [\lambda_{r1} \ \lambda_{r2} \ \lambda_{r3}]^T \\ \mathbf{D}_0 &= L_{ms} \begin{bmatrix} 2(\mu_s^2 - \mu_s)\sigma_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} -r_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D}_2 &= L_{ms} \begin{bmatrix} -(\mu_s \sigma_s + 1) \\ \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ -\cos \alpha \\ -\cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{D}_3 = -M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \delta_r \\ \cos(\delta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\delta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Nota-se que a separação das variáveis permitiu isolar o termo de perturbação e escrever as equações em função das matrizes \mathbf{L}_{ss} e \mathbf{L}_{rs} ($\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}'_{sr}$) da MAH balanceada (sem falha), vistas no capítulo sobre modelagem.

7.3.2 Conjugado Eletromagnético

Uma falha, mesmo incipiente, no estator modifica a distribuição das frequências do conjugado eletromagnético. Como o conjugado resulta da interação entre as componentes harmônicas das *fms* do estator e do rotor, diversas componentes interagem entre si e criam campos pulsantes que causam oscilação de velocidade (MELERO, 2003). Normalmente uma componente de frequência presente, numa máquina com P pares de pólos e com curto-circuito entre espiras no estator, é $2f_s$ somadas as componentes múltiplas da frequência de rotação: $f_r, 2f_r, 3f_r, \dots$

Desenvolvendo a expressão (7.16) de conjugado eletromagnético,

$$C_e = \mathbf{i}_s^T \left(\frac{d}{d\delta_r} \mathbf{L}_{sr} \right) \mathbf{i}_r \quad (7.16)$$

tem-se:

$$C_e = C_{e1} + \Delta C_e \text{ onde} \quad (7.17)$$

$$C_{e1} = \mathbf{i}_s^T \left(\frac{d}{d\delta_r} \mathbf{L}'_{sr} \right) \mathbf{i}_r \text{ e} \quad (7.18)$$

$$\Delta C_e = \sqrt{3} \mu_s \left(\frac{3}{2} M_{sr} \right) P i_{sc} [i_{r1} \cos \left(\delta_r - \frac{1}{3} \pi \right) + i_{r2} \cos \delta_r] \quad (7.19)$$

A primeira parcela de (7.17) é a expressão clássica de conjugado para uma máquina assíncrona sem falha. A segunda parte, que depende do nível de curto-circuito μ_s , corresponde ao efeito do curto-circuito entre espiras e resulta em oscilação de conjugado com o dobro da frequência fundamental ($2f_s$) e por conseguinte em oscilação de velocidade. No lado do estator é visto como oscilação de fluxo principal, na indução da força contra eletromotriz e por conseguinte na corrente induzida do estator com frequência $3f_s$.

7.3.3 Representação em $dqxyoh$

Considerando agora que $\mu_s \ll 1$ e $i_{scc} \gg i_{s1}$, o termo \mathbf{D}_0 da equação (7.12) pode ser desprezado. A aplicação da matriz de transformação (2.66) no referencial estático resulta em

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \\ v_{rd}^s \\ v_{rq}^s \\ v'_{scc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{ss} & 0 & \sqrt{2}Mp & 0 & -\frac{\mu_s}{\sqrt{3}}[r_s + L_{sc}p] \\ 0 & r_s + pL_{ss} & 0 & \sqrt{2}Mp & 0 \\ \sqrt{2}Mp & \sqrt{2}M\omega_r & r_r + L_r p & L_r \omega_r & -\mu_s \sqrt{\frac{2}{3}}Mp \\ -\sqrt{2}M\omega_r & \sqrt{2}Mp & -L_r \omega_r & r_r + L_r p & \mu_s M \omega_r \sqrt{\frac{2}{3}} \\ \frac{\mu_s}{\sqrt{3}}[r_s + L_{sc}p] & 0 & \sqrt{\frac{2}{3}}\mu_s Mp & 0 & -\mu_s[r_s + L_{\mu_s}p] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \\ i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \\ i_{scc}^s \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sx}^s \\ v_{sy}^s \\ v_{so}^s \\ v_{sh}^s \\ v''_{scc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_{ls}p & 0 & 0 & 0 & -\frac{\mu_s}{\sqrt{3}}[r_s + L_{\alpha}p] \\ 0 & r_s + L_{ls}p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s + L_{ls}p & 0 & -\frac{\mu_s}{\sqrt{3}}[r_s + L_{\alpha}p] \\ 0 & 0 & 0 & r_s + L_{ls}p & 0 \\ \frac{\mu_s}{\sqrt{3}}[r_s + L_{\alpha}p] & 0 & \frac{\mu_s}{\sqrt{3}}[r_s + L_{\alpha}p] & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx}^s \\ i_{sy}^s \\ i_{so}^s \\ i_{sh}^s \\ i_{scc}^s \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

onde $v_{scc} = v'_{scc} + v''_{scc} = R_f i_{scc}$, $L_{ss} = L_{ls} + 3L_{ms}$, $L_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$, $L_{sc} = L_{ms}(\mu_s \sigma_s + 3)$, $L_{\mu_s} = \mu_s L_{ms}(\sigma_s + 1)$ e $L_{\alpha} = \mu_s L_{ls}$. Nas expressões acima fica evidente que a corrente de curto-circuito vai influenciar os circuitos: d , x e o .

A transformação da equação de conjugado eletromagnético (7.17) vai resultar em

$$C_{edq} = C_{e1dq} + \Delta C_{edq} = \sqrt{2}PM(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) + \sqrt{\frac{2}{3}}\mu_s PM i_{rq}i_{scc} \quad (7.22)$$

No segundo termo as correntes podem ser expressas por

$$i_{scc} = I_{scc} \cos(\omega_s t + \varphi_{1cc}) \quad (7.23)$$

$$i_{rq} = I_{rq} \cos(\omega_s t + \varphi_r) \quad (7.24)$$

conseqüentemente

$$\Delta C_{edq} = \mu_s K_c \cos(2\omega_s t + \psi) \quad (7.25)$$

A equação (7.25) comprova a oscilação de conjugado na frequência $2f_s$.

7.3.4 Modelagem da Quebra de Barras ou Assimetrias do Rotor

Como o estator, o rotor é constituído por um pacote de lâminas magnéticas e ranhurado. As ranhuras podem ser abertas ou fechadas. E os enrolamentos são constituídos de barras condutoras curto-circuitadas por anéis laterais localizados na extremidade do rotor. Os condutores são obtidos por injeção de alumínio fundido ou por barras de cobre ou latão pré-formados. Normalmente não há isolamento entre os condutores do rotor e as lâminas magnéticas. A resistência baixa é suficiente para que a corrente não circule pelas lâminas salvo quando ocorre a ruptura de uma barra.

O modelo em variáveis naturais pode ser facilmente adaptado para representar as falhas no rotor como: quebra de barras, ruptura de anéis de curto-circuito ou pequenas assimetrias elétricas como visto em (FILIPPETTI; FRANCESCHINI; TASSONI, 1992) nas máquinas trifásicas. Estas falhas são ilustradas num rotor real na Fig. 7.3(a). Na Fig. 7.3(b), tem-se a representação das falhas no modelo multi malha onde a quebra da barra pode ser simulada aumentando a resistência relativo a barra com defeito. Em 7.3(c), tem-se a representação do modelo trifásico equivalente.

Considerando que o motor funciona próximo do escorregamento nominal e que o rotor é formado por um enrolamento trifásico. A quebra de uma barra do rotor ou a ruptura de uma porção do anel de curto-circuito pode ser analisada como uma das fases afetada por um aumento de impedância ($Z_r = r_r + jX_r \implies X_r \ll r_r$ e $\uparrow Z_r \simeq r_r \uparrow$) como ilustrado na Fig. 7.3. Supondo ainda que o rotor possui Q_r barras e que este valor seja bem maior que o número de barras quebradas q_{bq} , cada fase pode ser considerado como $Q_r/3$ condutores conectadas em paralelo. Assim, a resistência de uma fase rotórica, em condições normais, resulta proporcional a:

$$r_r \propto \frac{r_b}{Q_r/3} \quad (7.26)$$

onde r_b é a resistência de uma barra. Para q_{bq} barras quebradas resulta em $Q_r/3 - q_{bq}$ barras restantes por fase. Conseqüentemente, a resistência equivalente é proporcional a:

$$r_{rbq} \propto \frac{r_b}{Q_r/3 - q_{bq}} \quad (7.27)$$

Portanto, o valor do aumento da resistência do rotor ($\Delta r = r_{rbq} - r_r$) é dado por

$$\Delta r = 3 \frac{q_{bq}}{Q_r - 3q_{bq}} r_r = \mu_r r_r \tag{7.28}$$

onde μ_r representa o grau de severidade da falha no rotor.

A matriz de resistência do rotor (7.10), torna-se então

$$\mathbf{R}'_r = r_r \text{diag} [(1 + \mu_r) \quad 1 \quad 1] \tag{7.29}$$

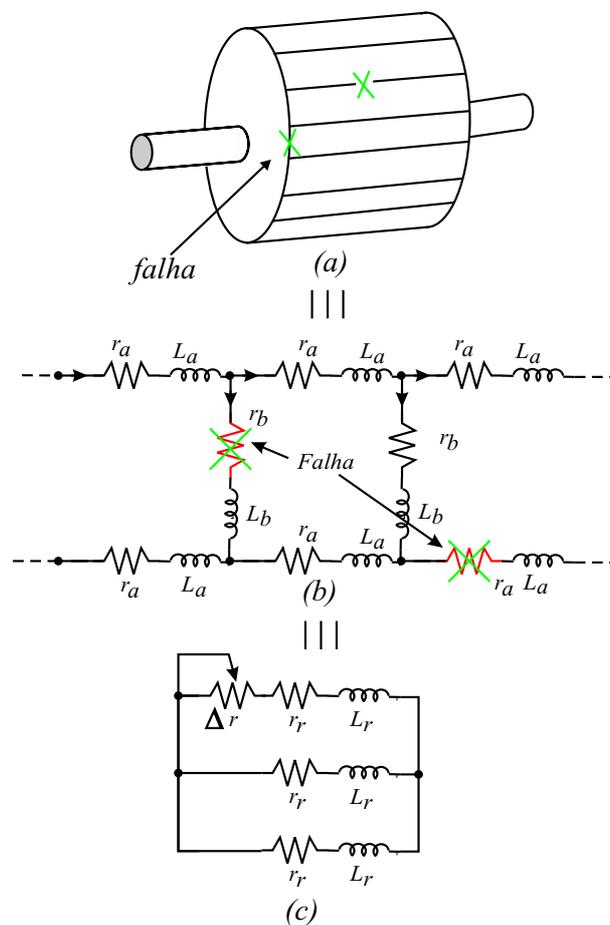


Figura 7.3. Esboço do rotor tipo gaiola de esquilo e seus circuitos equivalentes na representação de possíveis falhas: (b) modelo multi malha e (c) modelo trifásico.

7.4 FUNDAMENTOS DOS MÉTODOS DE DIAGNÓSTICO

7.4.1 No Estator

A fim de melhor situar os métodos empregados nesse estudo é feito o detalhamento das técnicas baseado nos modelos apresentados. Em uma *MAH* alimentada por uma fonte senoidal, equilibrada, simétrica e pelas condições de contorno $i_{s1} + i_{s3} + i_{s5} = 0$ e $i_{s2} + i_{s4} + i_{s6} = 0$, as correntes dos circuitos x , y , o e h são naturalmente nulas ($i_{sx} = 0$, $i_{sy} = 0$, $i_{so} = 0$ e $i_{sh} = 0$). O aparecimento de um curto-circuito entre espiras no estator, dependendo da fase, tornam algumas dessas componentes diferente de zero. Por exemplo, na expressão (7.30) observa-se que quanto maior o nível de gravidade da falha maior será a componente de eixo x . Portanto, para uma falha em qualquer uma das fases, as componentes do plano xy podem ser utilizadas na detecção da falha seja pela assinatura de corrente ou pela análise gráfica do vetor \mathbf{i}_{sxy} . Uma vantagem de se utilizar as correntes do plano xy é que as mesmas revelam somente as assimetrias e falhas no estator, isto é, são totalmente desacopladas das assimetrias e problemas do rotor.

$$v_{sx} = r_s i_{sx} + L_{ls} \frac{d(i_{sx})}{dt} - \frac{1}{\sqrt{3}} [\mu_s r_s i_{scc} + \mu_s^2 L_{ls} \frac{d(i_{scc})}{dt}] \quad (7.30)$$

Da mesma forma, a tensão entre os neutros pode ser utilizada na detecção de curto-circuito entre espiras no estator. A reconstrução da tensão entre os neutros da *MAH* (v_{n1n2}), em simulação, pode ser feita através das relações matemáticas seguintes: (7.31), (7.32) e (7.34)

$$v_{si} = R_{si} i_{si} + L_i \frac{d(i_{si})}{dt} + \omega_r \frac{d(L_i)}{d\delta_r}; \quad i = 1, 3, 5 \quad (7.31)$$

$$v_{sj} = R_{sj} i_{sj} + L_j \frac{d(i_{sj})}{dt} + \omega_r \frac{d(L_j)}{d\delta_r}; \quad j = 2, 4, 6 \quad (7.32)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_{i=1}^{3,5} v_{si} \right) = \sqrt{3} v_{Hom1} \quad \text{e} \quad v_{sh} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\sum_{j=2}^{4,6} v_{sj} \right) = \sqrt{3} v_{Hom2} \quad (7.33)$$

$$v_{Hom1} = \left(\sum_{i=1}^{3,5} v_{si} \right) / 3; \quad v_{Hom2} = \left(\sum_{j=2}^{4,6} v_{sj} \right) / 3 \quad \text{e} \quad v_{n1n2} = v_{Hom1} - v_{Hom2} \quad (7.34)$$

onde ω_r é a velocidade de rotação da máquina, δ_r a posição angular elétrica do rotor. Para cada conjunto trifásico (i -estator 1, j -estator 2) r_{si} , r_{sj} , L_i , L_j , i_{si} , i_{sj} , v_{si} e v_{sj} representam as resistências, as indutâncias, as correntes e as respectivas tensões de fase.

Portanto, numa *MAH* balanceada as tensões de seqüência zero v_{so} e v_{sh} são próximas de zero, geradas internamente, independente da tensão da fonte e causadas pela própria máquina. Por outro lado, numa máquina real devido às distorções internas nas *fcems* (forças contra-eletromotrizes) causadas por saturação, efeito dos dentes, distribuição dos enrolamentos e influência de outros detalhes construtivos, desvios nas tensões homopolares (v_{Hom1} e v_{Hom2}) são gerados (KREINDLER, 1992). A denominação homopolar está ligado à frequência das componentes homopolares que são múltiplo de três da componente fundamental, i.e., $3kf_s$ com $k = 1, 2, 3, \dots$

Também, quando o motor opera em carga e a corrente do rotor eleva-se surgem frequências relacionadas com as barras do rotor no espectro das tensões v_{so} e v_{sh} . Os efeitos da modulação causados pela interação das frequências rotóricas com a frequência da fundamental tornam o conteúdo espectral das tensões v_{so} e v_{sh} extremamente ricos (KREINDLER, 1992). Apesar de o modelo não contemplar a complexidade desses fenômenos como saturação, distribuição dos enrolamentos essas informações são importantes na hora de discriminar a assinatura da falha.

A partir da equação (7.35), nota-se que a falha no estator reflete-se diretamente nas tensões de seqüência zero e que a tensão v_{soh} ($v_{soh} = v_{so} - v_{sh}$), relaciona-se com a tensão entre os centros de estrela da *MAH* (v_{n1n2}) pela equação (7.38)

$$v_{so} = r_s i_{so} + L_{ls} \frac{d(i_{so})}{dt} - \frac{1}{\sqrt{3}} [\mu_s r_s i_{scc} + \mu_s^2 L_{ls} \frac{d(i_{scc})}{dt}] \quad (7.35)$$

$$v_{sh} = R_s i_{sh} + L_{ls} \frac{d(i_{sh})}{dt} \quad (7.36)$$

$$v_{soh} = -\frac{1}{\sqrt{3}} [\mu_s r_s i_{scc} + \mu_s^2 L_{ls} \frac{d(i_{scc})}{dt}] \quad (7.37)$$

$$v_{n1n2} = \frac{v_{sho}}{\sqrt{3}} = \frac{1}{3} [\mu_s r_s i_{scc} + \mu_s^2 L_{ls} \frac{d(i_{scc})}{dt}] \quad (7.38)$$

Portanto, a análise espectral da tensão entre os neutros da *MAH* é adequada para detectar as falhas no estator (menos em $3kf_s$), além de ser imune às frequências parasitas induzidas pelo rotor.

A estimação paramétrica também pode ser utilizada na detecção de falhas no estator. Con-

siderando que $i_{sx} = \tilde{i}_{sx} + i'_{scc}$, pode-se reescrever a equação (7.30) como

$$v_{sx} \simeq (1 - \mu_s)r_s i'_{scc} + (1 - \mu_s^2)L_{ls} \frac{d(i'_{scc})}{dt} \quad (7.39)$$

onde \tilde{i}_{sx} é a corrente para a MAH balanceada e $i'_{scc} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_{scc}$. A partir da equação elétrica do circuito e de que a excitação é monofrequencial, pode-se escrever a função de transferência $H(S)$ através da transformada de Laplace

$$H(S) = \frac{i'_{scc}(S)}{v_{sx}(S)} = \frac{(1 - \mu_s^2)L_{ls}S}{(1 - \mu_s)r_s + (1 - \mu_s^2)L_{ls}S} = H_n(S) + \Delta H_i(S) \quad (7.40)$$

onde $H_n(S)$ é a função de transferência nominal caracterizada pelo vetor θ_n (máquina sadia). O aparecimento da falha faz surgir o erro de modelagem $\Delta H_i(S)$, caracterizado pelo vetor θ_i , que vem representar a assinatura da falha. O modelo geral desse sistema, na condição de falha, é mostrado na Fig. 7.4(a), onde $u(t)$ representa o sinal de excitação, $y^*(t)$ o sinal de saída medido ($y^*(t) = y(t) + r(t)$) e $r(t)$ uma perturbação aleatória. O modelo nominal $H_n(S)$, ou sem falha, está relacionado ao conhecimento do operador sobre os parâmetros nominais (θ_n), os efeitos da perturbação na saída e suas variâncias.

O processo de identificação pelo princípio do erro de saída é mostrado na Fig. 7.4(b) e tem por objetivo estimar os parâmetros $\theta^T = [r_s \ L_{ls} \ \mu_s]$ a partir da medida dos sinais de entrada (u_k) e da saída (i_k^*). Sendo θ_e uma estimação de θ . Pode-se, então de maneira analítica simular $i_{ke}(\theta_e, u_k)$ através da função de transferência $H(S)$. Assim, a aplicação do método de erro de saída na identificação dos parâmetros θ consiste em minimizar o critério quadrático seguinte

$$\mathbf{J} = \sum_{k=1}^K \varepsilon_k = \sum_{k=1}^K (i_k^* - i_{ke}) \quad (7.41)$$

Evidentemente, o conhecimento *a priori* dos parâmetros da máquina sadia (antes da falha) é crucial para que não haja um alarme falso da presença da falha (BACHIR, 2006).

7.4.2 No Rotor

A análise espectral mostra-se bastante eficiente no monitoramento e na detecção de falhas no rotor. Nesse caso o rotor torna-se assimétrico e aparecem duas frequências. A primeira

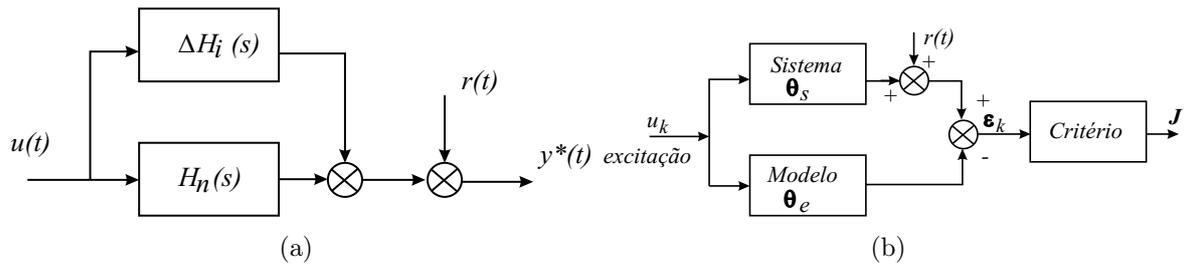


Figura 7.4. Diagramas de bloco: (a) modelo geral correspondente à falha e (b) princípio do método do erro de saída.

na frequência de escorregamento $+sf_s$ que resulta na corrente i_r^+ . A segunda na frequência $-sf_s$ que resulta na corrente i_r^- . Disso resultam dois conjugados, um constante e um que oscila na frequência $2sf_s$. Esta frequência dobrada caracteriza a falha no rotor. Conseqüentemente, deve-se dar atenção especial à frequência $(1 - 2s)f_s$ que aparece na corrente de linha.

Do circuito equivalente em regime permanente, como demonstrado em (RAZIK, 2005), a relação entre os módulos da corrente do estator (I_s) e da componente de seqüência negativa (I_r^-) é aproximadamente igual a:

$$\frac{I_s}{I_r^-} \simeq \frac{q_{bq}}{Q_r - 3q_{bq}} \simeq \frac{q_{bq}}{Q_r} \tag{7.42}$$

Do exposto, nota-se que o valor do escorregamento não é necessário para determinar se a máquina opera com falha no rotor ou não, porém a amplitude da corrente em $(1 - 2s)f_s$ é primordial.

A fim de verificar a validade do modelo em representar de maneira adequada as falhas no estator e rotor, são apresentados os resultados de simulação a seguir.

7.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de não perder informação sobre o sistema, as simulações são feitas em variáveis naturais (135246). Na solução da equação diferencial (7.43), é utilizado o método de Range Kutta de 4ª ordem e o de pivô na inversão de matriz. Os resultados de simulação são obtidos alimentando a MAH através de uma modulação PWM (com controle tipo V/Hz) e frequência de chaveamento de $10kHz$ de modo a ser mais realista e evidenciar as dificuldades

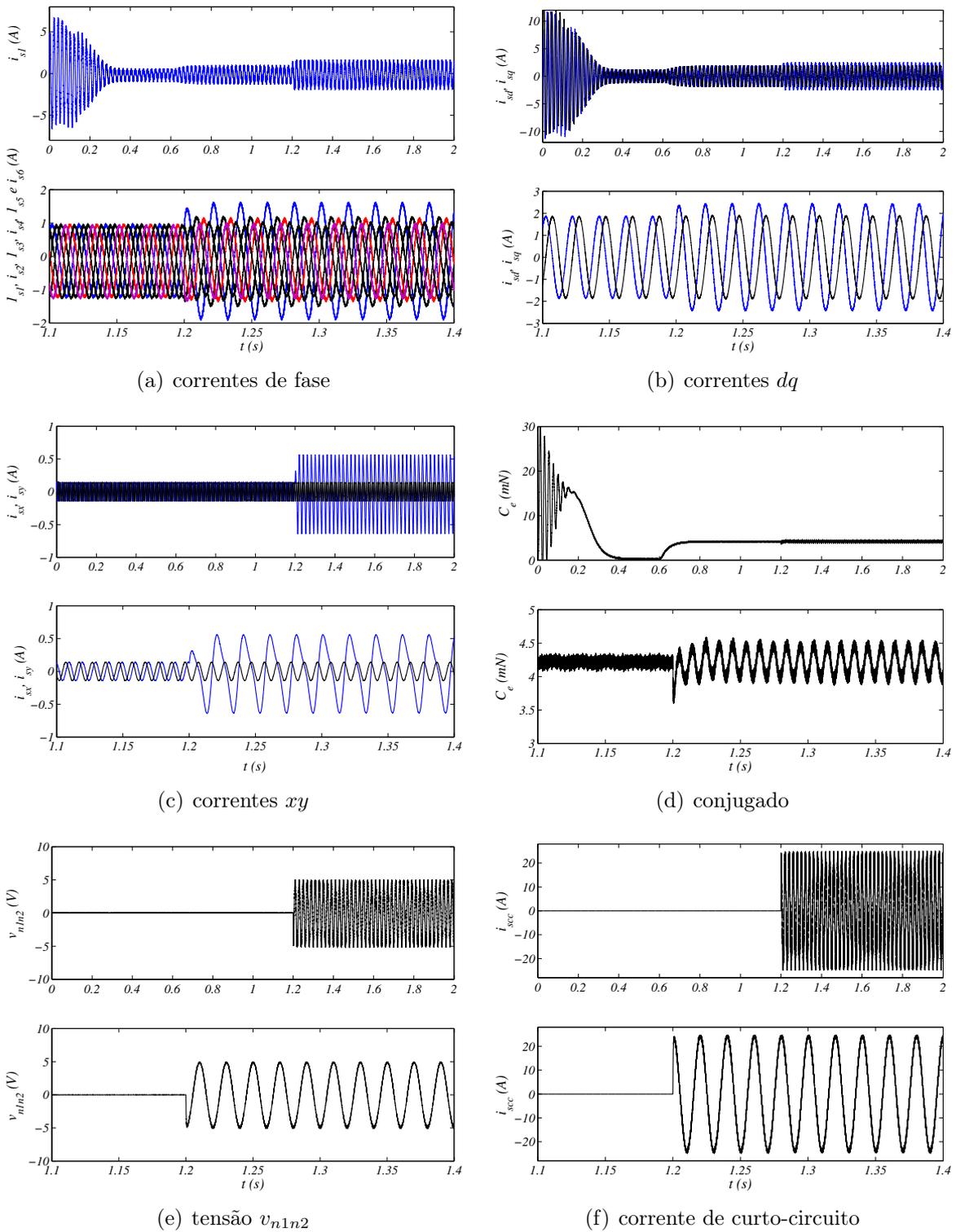


Figura 7.5. Evolução das grandezas da MAH para um falha no estator $\mu_s = 5\%$ e $f_s = 50Hz$: (a) correntes de fase, (b) correntes dq , (c) correntes xy , (d) conjugado eletromagnético, (e) tensão entre os neutros v_{n1n2} e (f) corrente de curto-circuito i_{scc} .

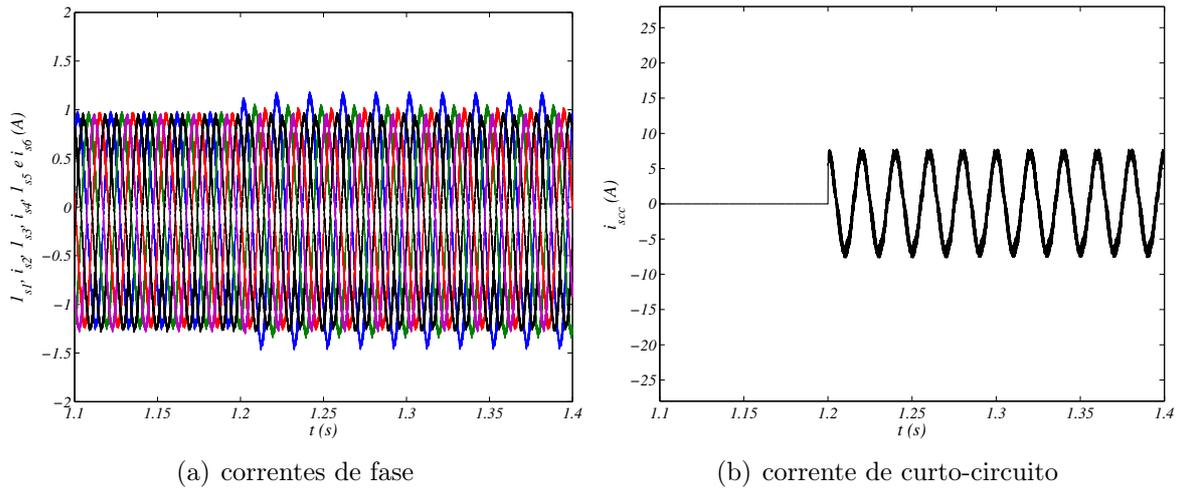


Figura 7.6. Efeitos da inserção da resistência de falta ($R_f = 1,5\Omega$ e $f_s = 50Hz$) na amplitude das correntes de fase e de curto-circuito.

na identificação da falha.

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{I}) = -\mathbf{L}^{-1}[\mathbf{R} + P\omega_m \frac{d}{d\delta_r}(\mathbf{L})]\mathbf{I} + \mathbf{L}^{-1}\mathbf{V} \tag{7.43}$$

7.5.1 Diagnóstico das Falhas no Estator

Para uma frequência fundamental de $50Hz$, as curvas mostradas na Fig. 7.5, ilustram a evolução no tempo, desde a partida até o regime nominal (escorregamento $s \simeq 5,2\%$), das correntes de fase, correntes dq , correntes xy , conjugado eletromagnético, tensão entre os neutros (v_{n1n2}) e corrente de curto-circuito para uma falha em torno de 4 espiras ($\mu_s \simeq 5\%$) em $t = 1,2s$. Na parte superior desde a partida até o regime permanente e na parte inferior destaca-se a região de transição da falha. Observa-se nas correntes de fase que a corrente de curto-circuito, na fase $s1$, influencia todas as outras fases. Na fase $s1$, a corrente aumenta 60% sobre o valor nominal mas a corrente nas espiras em curto-circuito chega a quase 27 vezes o valor nominal. Certamente, os enrolamentos não são dimensionados para esses níveis de corrente e o aquecimento gerado leva a destruição rapidamente (alguns segundos) desta parcela de circuito. Os resultados experimentais vistos na próxima seção são efetuados inserindo uma resistência de falta (R_f) de $1,5\Omega$ a fim de limitar o nível da corrente de curto-circuito e impedir a destruição dos enrolamentos. O efeito dessa limitação é ilustrado na Fig. 7.6. A resistência inserida

limita a corrente num valor aceitável, aproximadamente 1/3 do valor anterior e permite assim, a realização dos ensaios sob tensão nominal.

Os espectros de potência dos sinais foram obtidos utilizando uma *Transformação Rápida de Fourier (FFT)* ponderado por uma janela de *Hanning*. O objetivo é reduzir o ruído do espectro também denominado de variância do sinal melhorando a identificação das frequências desejadas. A amplitude da densidade espectral de potência é normalizada em relação a amplitude da fundamental e convertida em *dB*. A frequência de amostragem é de 25 *kHz* com número de amostras igual a $2^{18} = 262\,144$ pontos que corresponde a uma resolução em frequência da ordem de $\Delta f = 0,0954\text{Hz}$.

A detecção da falha e seu nível de severidade, são avaliados verificando as variações em amplitude de determinadas frequências ou bandas laterais associadas ao defeito. Por outro lado, a precisão do modelo, em representar, falhas no estator está ligado ao surgimento de componentes de sequência negativa. Os espectros mostrados na Fig. 7.7(a), superior para a máquina sadia e inferior com falha ($f_s = 50\text{Hz}$, $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 1,5\Omega$), da variável complexa $i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$, destaca o aparecimento da frequência de sequência negativa ($-f_s$) embora, como foi visto, R_f limite fortemente o nível de curto-circuito. Os espectros mostrados na Fig. 7.7(b), evidenciam a possibilidade de definição da falha pelas componentes do plano *xy* ($i_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$), principalmente pelas variações em amplitude da componente fundamental. Na análise espectral da tensão entre os neutros (v_{n1n2}), também é possível fazer a detecção pela componente fundamental como pode-se visualizar na Fig. 7.7(c).

Outra abordagem, de monitoramento e detecção da falha, é através da análise gráfica do vetor \mathbf{i}_{sxy}^2 . As variações das componentes i_{sx}^2 e i_{sy}^2 , além de certos limites, previamente ajustados, podem indicar a degradação dos enrolamentos da *MAH*. Evidentemente, a tolerância dessas variações são determinadas de acordo com o tipo de *MAH* e das estratégias de modulação utilizadas. Os gráficos (de i_{sx}^2 x i_{sy}^2) da Fig. 7.8, mostram o comportamento da *MAH* nos estados: (a) sem falha, (b) falha de $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 1,5\Omega$ e (c) falha de $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 0,0\Omega$. Nas condições de falha, casos (b) e (c), além de apresentarem forma diferente o aumento em amplitude da componente do eixo *x* ultrapassa o limite da normalidade especificado (as linhas

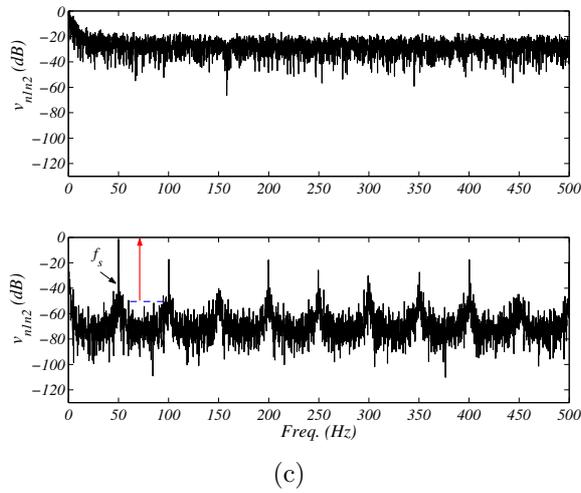
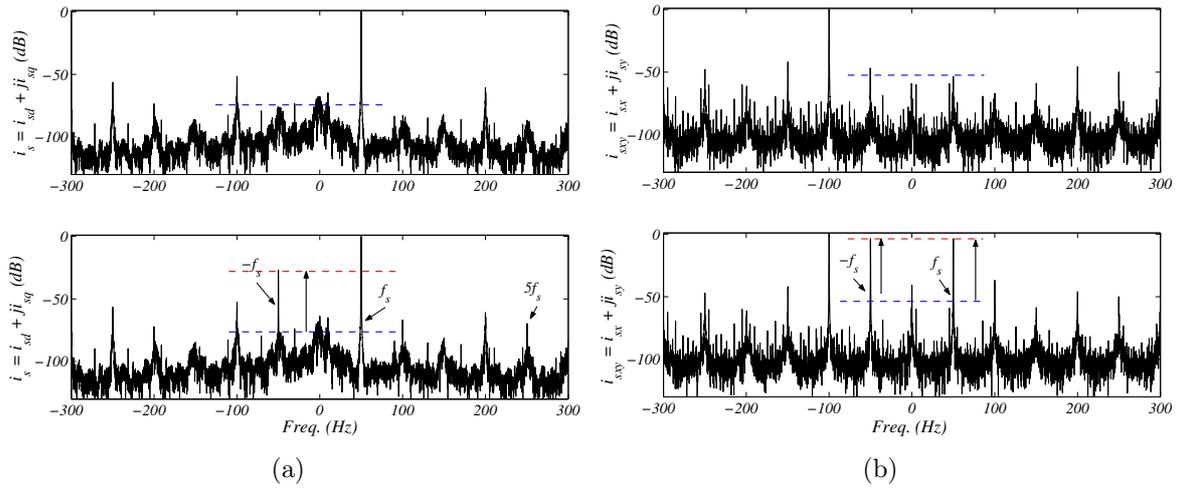


Figura 7.7. Análise espectral das correntes: (a) $i_{sdq} = i_{sd} + j i_{sq}$, (b) $i_{sxy} = i_{sx} + j i_{sy}$ e (c) tensão entre os neutros v_{n1n2} (superior máq. sadia e inferior com falha de $\mu_s\%$ e $R_f = 1,5\Omega$).

tracejadas indicam a tolerância de normalidade).

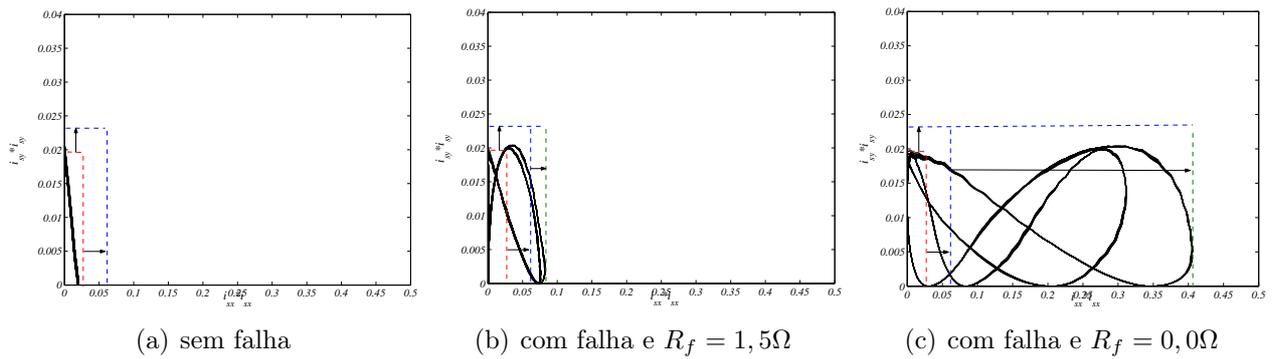


Figura 7.8. Análise gráfica de i_{sx}^2 x i_{sy}^2 da MAH: (a) sem falha, (b) falha de $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 1,5\Omega$ e (c) falha de $\mu_s = 5\%$ e $R_f = 0,0\Omega$.

Apesar das condições simplificadoras e de o modelo não ser bastante realista na representação da falha, e.g., numa máquina de quatro pólos. A definição de indutância adotada considera que as espiras em curto-circuito são distribuídas uniformemente e no caso real n_{scc} é localizado em duas ranhuras de um grupo de bobina que formam um pólo. Os resultados obtidos pelo modelo destacam o aparecimento da componente de seqüência negativa, seus efeitos nas correntes do plano xy , na tensão entre os neutros e sua utilização nos processos de identificação da falha. Como já foi salientado, a vantagem principal dessas grandezas na análise de falhas no estator é sua imunidade às frequências parasitas do rotor.

7.5.2 Diagnóstico das Falhas no Rotor

Como no estator, a simulação da falha no rotor tenta reproduzir o mais fiel possível as condições de ensaio. Assim, sendo a máquina ensaiada constituída de $Q_r = 44$ barras no rotor, a quebra de uma das barras equivale, de acordo com a expressão (7.28), a uma variação de resistência rotórica da ordem de 7,3% (i.e., $\mu_r = 7,3\%$ na matriz (7.29)). A detecção das falhas no rotor, normalmente, é feita por análise espectral. Portanto, o aparecimento ou o aumento em amplitude de componentes frequenciais em torno da frequência fundamental evidencia o surgimento da falha. Ocorre que na alimentação dos motores com controle de velocidade do tipo V/Hz as correntes que atravessam os enrolamentos da máquina são bastante ruidosas, o

que torna a detecção da falha bastante difícil.

A fim de avaliar essa dificuldade são mostrados na Fig. 7.9, os espectros da *MAH* alimentadas com fonte senoidal e através de um conversor estático. Percebe-se claramente na Fig. 7.9(a), rotor sem falha, que o nível de ruído da análise frequencial da corrente do estator gerado pela alimentação através do conversor estático é bem mais significativo que o da alimentação senoidal. Na Fig. 7.9(b), rotor com uma barra quebrada, observa-se claramente que a maioria das raias frequencias devido às assimetrias do rotor em relação ao estator, confundem-se com o ruído quando a alimentação é feita através de um conversor estático.

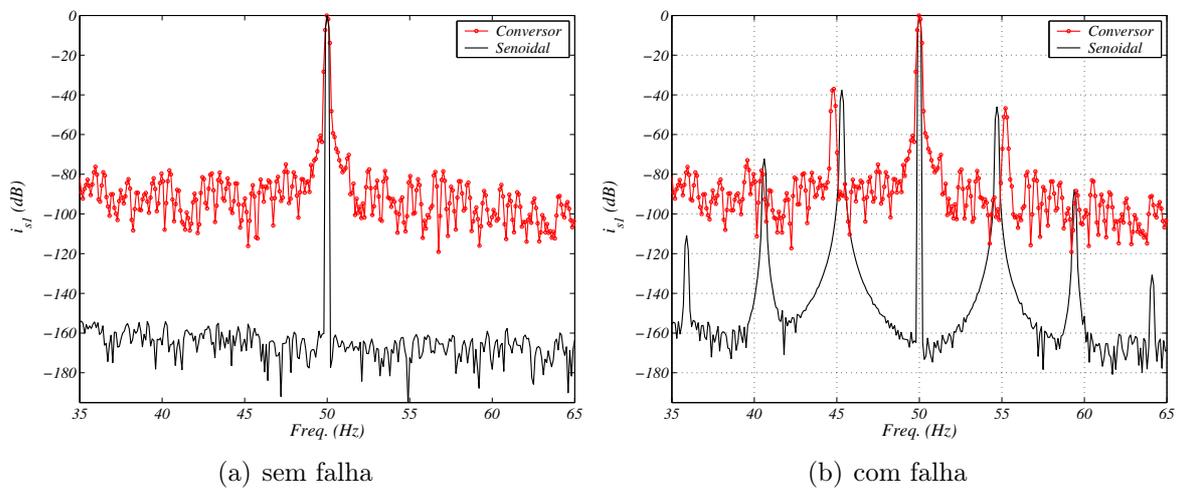


Figura 7.9. Comparação entre as análises espectrais da *MAH* quando alimentada por um fonte senoidal e através de um conversor estático: (a) sem falha e (b) com uma barra quebrada .

Apesar das dificuldades demonstradas, a componente frequencial que se destacou ainda pode ser utilizada na identificação da falha. Nas figuras 7.10(a) e 7.10(b), são mostrados os espectros da corrente do estator (i_{s1}) e do conjugado eletromanético (C_e) para a *MAH* sem defeito (superior) e com defeito (inferior $\mu_r = 7,0\%$) respectivamente. Percebe-se um aumento da componente $44,8Hz ((1 - 2s)f_s)$ e $55,2Hz ((1 + 2s)f_s)$, de aproximadamente de $40dB$ (que equivale conseqüentemente a $\frac{I_s(f_s)}{I_r((1-2s)f_s)} \simeq 1\%$), que se traduz como uma assimetria importante devido à quebra de uma barra do rotor gaiola de esquilo. Também, a presença de componentes de baixa freqüência ($2sf_s \simeq 5Hz$) no conjugado eletromagnético vem corroborar essa afirmação. No entanto, essa técnica de análise pelo conjugado, torna-se inviável devido à aquisição desse sinal necessitar de equipamento especial bastante oneroso em relação a um simples sensor de

corrente. Como já citado na literatura, uma alternativa viável, e.g., seria a análise da potência instantânea de uma das fases que daria um resultado semelhante.

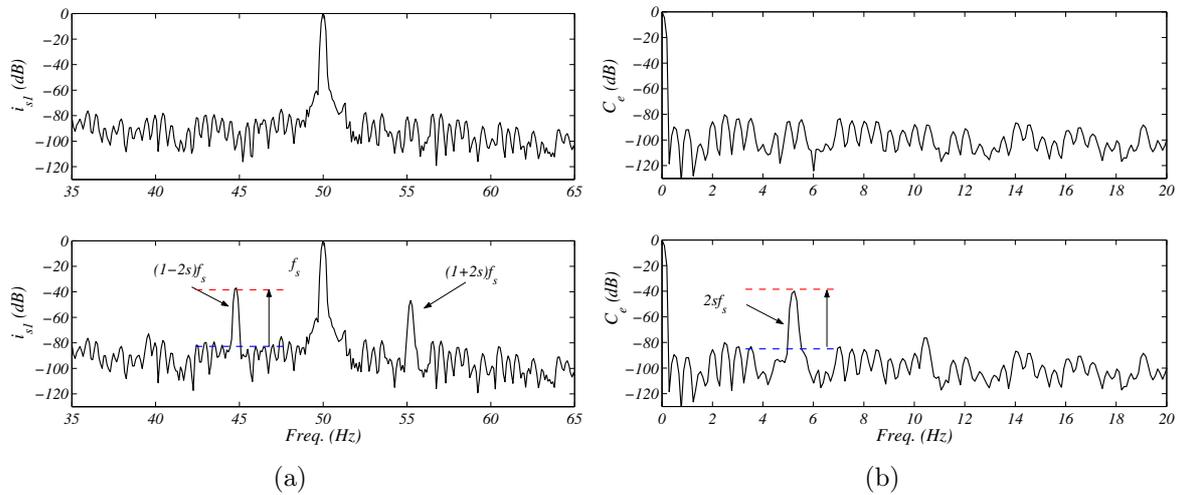


Figura 7.10. Análise espectral da: (a) corrente de fase i_{s1} e (b) do conjugado eletromagnético C_e (superior máq. sadia e inferior com falha no rotor de $\mu_r = 7\%$ e escorregamento $s = 5\%$).

Os resultados experimentais mostrados a seguir, são obtidos numa $MAH - 60^\circ$, de quatro pólos ($p = 2$) com diversas derivações na fase $s1$ de modo a permitir o curto-circuito entre espiras. Como visto nessa seção é necessário utilizar uma resistência de falta $R_f = 1,5\Omega$ a fim de limitar o nível de curto-circuito e impedir a destruição dos enrolamentos. Também são utilizados dois rotores um sadio (sem falha) e outro com uma barra quebrada.

7.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A parte experimental foi realizada numa máquina assíncrona de seis fases com $\alpha = 60^\circ$ e dados nominais: $220V$, $60Hz$, 4 pólos, $1CV$. A alimentação é feita através de um conversor de frequência com modulação PWM , frequência de chaveamento $10kHz$ e controle do tipo V/Hz . Os enrolamentos de fase possuem $N_s = 72$ espiras em cada e a fase $s1$ é dividida em tapes de 4 em 4 espiras (que equivale a $\mu_s = 5,6 - 11,1 - 16,7$ e $22,2\%$). Na detecção das falhas no estator é utilizado um sistema de aquisição com seis canais. A frequência de amostragem utilizada é de $10kHz$ com 10000 amostras que corresponde a uma resolução em frequência de $1Hz$.

Sabe-se que quando a máquina é acionada por um controle do tipo V/Hz as correntes ger-

adas são bastante ruidosas. Na realidade, esses sinais são afetados pelas harmônicas múltiplas da frequência de chaveamento e também por harmônicas de baixa frequência devido aos diversos fatores como sincronismo, tempo morto, etc. Conseqüentemente, seu conteúdo harmônico é rico e torna a detecção tanto de falhas no estator como no rotor bastante difícil.

7.6.1 Detecção das Falhas no Estator

A Fig. 7.11(a) representa o espectro da corrente complexa $i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ para a máquina alimentada com frequência fundamental $f_s = 50Hz$. O espectro superior é relativo à máquina sadia e inferior com curto-circuito no estator de 4 espiras ($\mu_s = 5,6\%$ e $R_f = 1,5\Omega$). Como no método de diagnóstico estudado, comparando o espectro superior com o inferior, é possível visualizar o aparecimento da frequência de seqüência negativa ($-f_s$), embora haja a presença R_f . Isto na prática equivaleria a um número menor de espiras em curto-circuito. Nos espectros mostrados na Fig. 7.11(b), também fica evidenciado a presença da falha pelas componentes do plano xy , principalmente pelas variações da componente fundamental. O conjunto de espectros

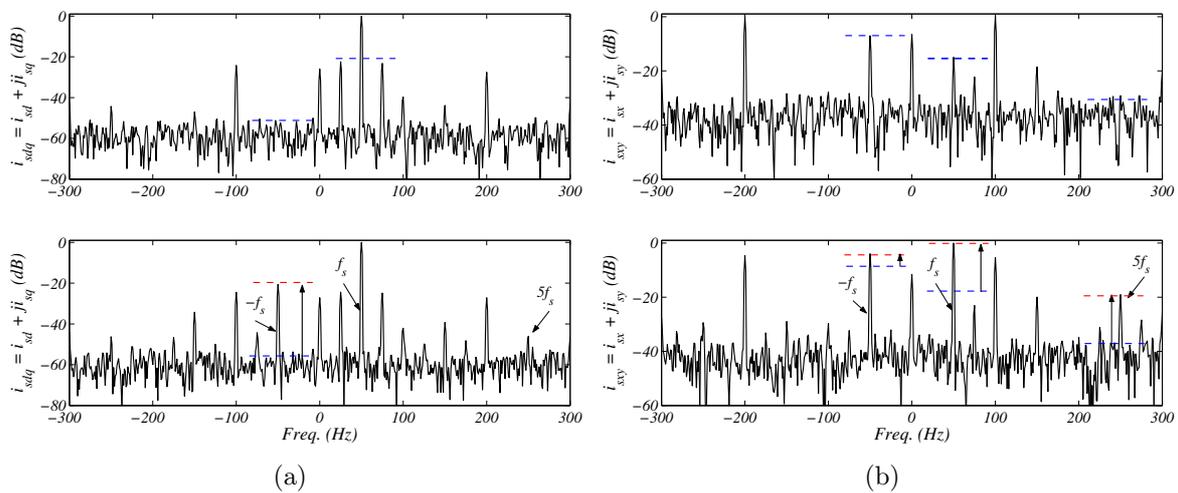


Figura 7.11. Análise espectral das correntes: (a) $i_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$ e (b) $i_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy}$ (superior máq. sadia e inferior com falha de $\mu_s = 5,6\%$ e $R_f = 1,5\Omega$).

mostrados na Fig. 7.12, sem (lado esquerdo) e com curto-circuito de 8 espiras e $R_f = 1,5\Omega$ (lado direito), destaca as frequências características das grandezas temporais (i_{s1} , i_{sd} , i_{sx} e v_{n1n2}) que podem ser utilizadas na detecção da falha. Nota-se que pela variação em amplitude

dessas frequências, e.g, $3f_s$ a detecção pela corrente de fase e pelo eixo d é menos eficiente que pelas variações da corrente i_{sx} e da tensão v_{n1n2} nas frequências f_s e $5f_s$. Portanto são mais importantes e definem de forma mais conclusiva a presença da falha. Certamente, esses efeitos são reforçados pela presença de componentes harmônicas espaciais, principalmente a quinta harmônica, não prevista pela modelagem. Na análise espectral da tensão v_{n1n2} , nota-se claramente a presença das componentes homopolares (múltiplas de 3) como se havia previsto, em teoria, numa máquina real.

O gráfico mostrado na Fig. 7.13(a), registra o comportamento das variações em amplitude dessas grandezas em função do índice de modulação M (para $\mu_s = 5,6\%$) e confirma a eficiência das técnicas propostas. Em baixa frequência, como se esperava, a detecção pela corrente de fase e de eixo d , torna-se bastante difícil. De fato, como a f_{cem} é proporcional a frequência (f_s) e a corrente de curto-circuito pode ser expressa como a relação entre a f_{cem} induzida e a resistência das espiras em curto somada com R_f , desprezando-se a reatância, esta corrente fica bastante reduzida. Por outro lado, em toda faixa do índice de modulação as grandezas i_{sx} (em f_s) e v_{n1n2} (em $5f_s$) definem bem a presença da falha. A componente fundamental de v_{n1n2} pode ser utilizada na detecção mas, nesse tipo de MAH (60°), a quinta harmônica apresentou variações mais significativas. Também, nas curvas mostradas na Fig. 7.13(b), para $f_s = 60Hz$, observa-se que as grandezas i_{sx} e v_{n1n2} mostram-se mais sensíveis ao nível de degradação do enrolamento (μ_s) confirmando mais uma vez a eficiência da técnica.

Uma alternativa à análise do vetor de Park (i_{sdq}) aplicada às máquinas trifásicas, que analisa as deformações da corrente no plano dq (i_{sd} x i_{sq}), é a análise do vetor i_{sxy}^2 . Na Fig. 7.14 são mostrados os gráficos de i_{sx}^2 x i_{sy}^2 nas seguintes condições de operação: (a) sem falha, (b) com curto-circuito de 4 espiras e $R_f = 1,5\Omega$ e (c) com curto-circuito de 8 espiras, $R_f = 1,5\Omega$ e $f_s = 50Hz$. Nota-se que as mudanças na forma acompanhadas de variações nas dimensões de i_{sx}^2 e i_{sy}^2 , além de um limiar de tolerância, indicam a presença de assimetrias importantes no estator. Naturalmente, esta análise independe do nível da carga aplicada no eixo do motor.

A vantagem da simplicidade do modelo (desacoplado de dq) e a aplicação das técnicas já desenvolvidas de estimação paramétrica do plano xy , torna viável a identificação do nível de

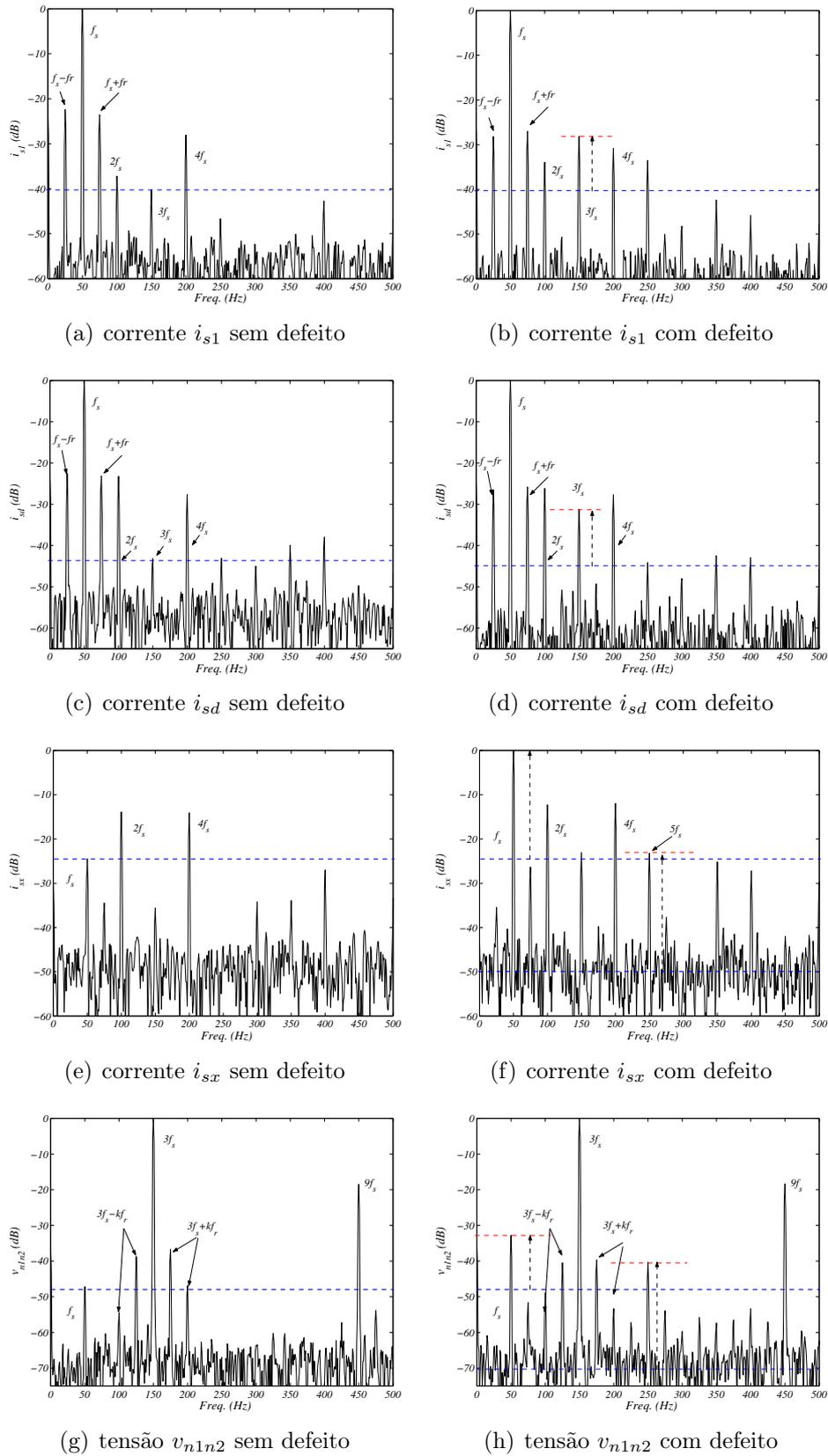


Figura 7.12. Análise espectral da: (a) corrente de fase i_{s1} , (b) corrente de eixo d (i_{sd}), (c) corrente de eixo x (i_{sx}) e (d) tensão entre os neutros v_{n1n2} (lado esquerdo máq. sadia e no lado direito com falha de $\mu_s = 11,1\%$ e $R_f = 1,5\Omega$).

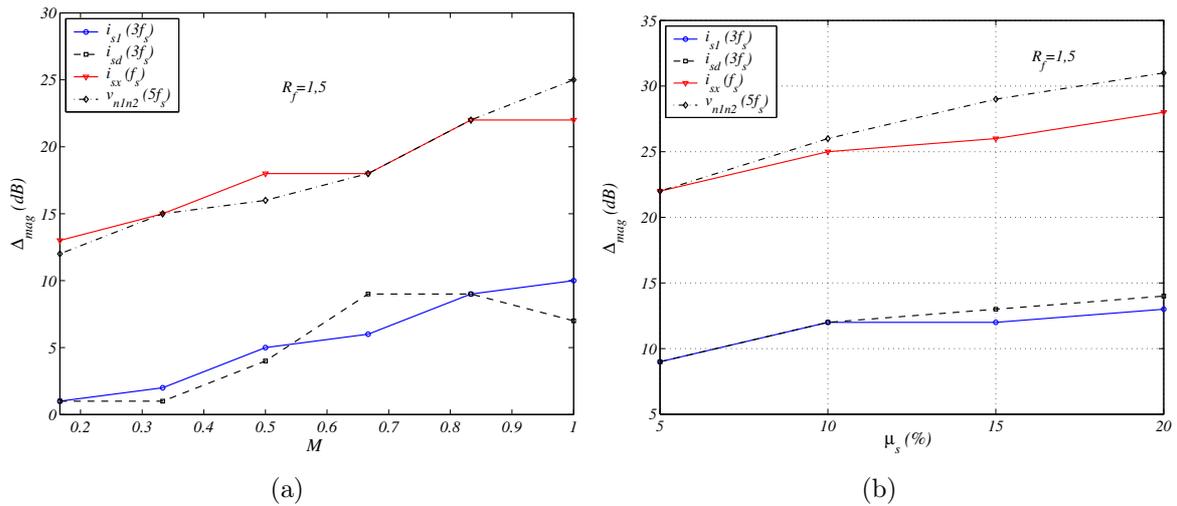


Figura 7.13. Variações em amplitude de i_{s1} , i_{sd} , i_{sx} e v_{n1n2} de acordo com: (a) o índice de modulação M ($\mu_s = 5, 6\%$) e (b) o nível de gravidade da falha μ_s (para $f_s = 60Hz$).

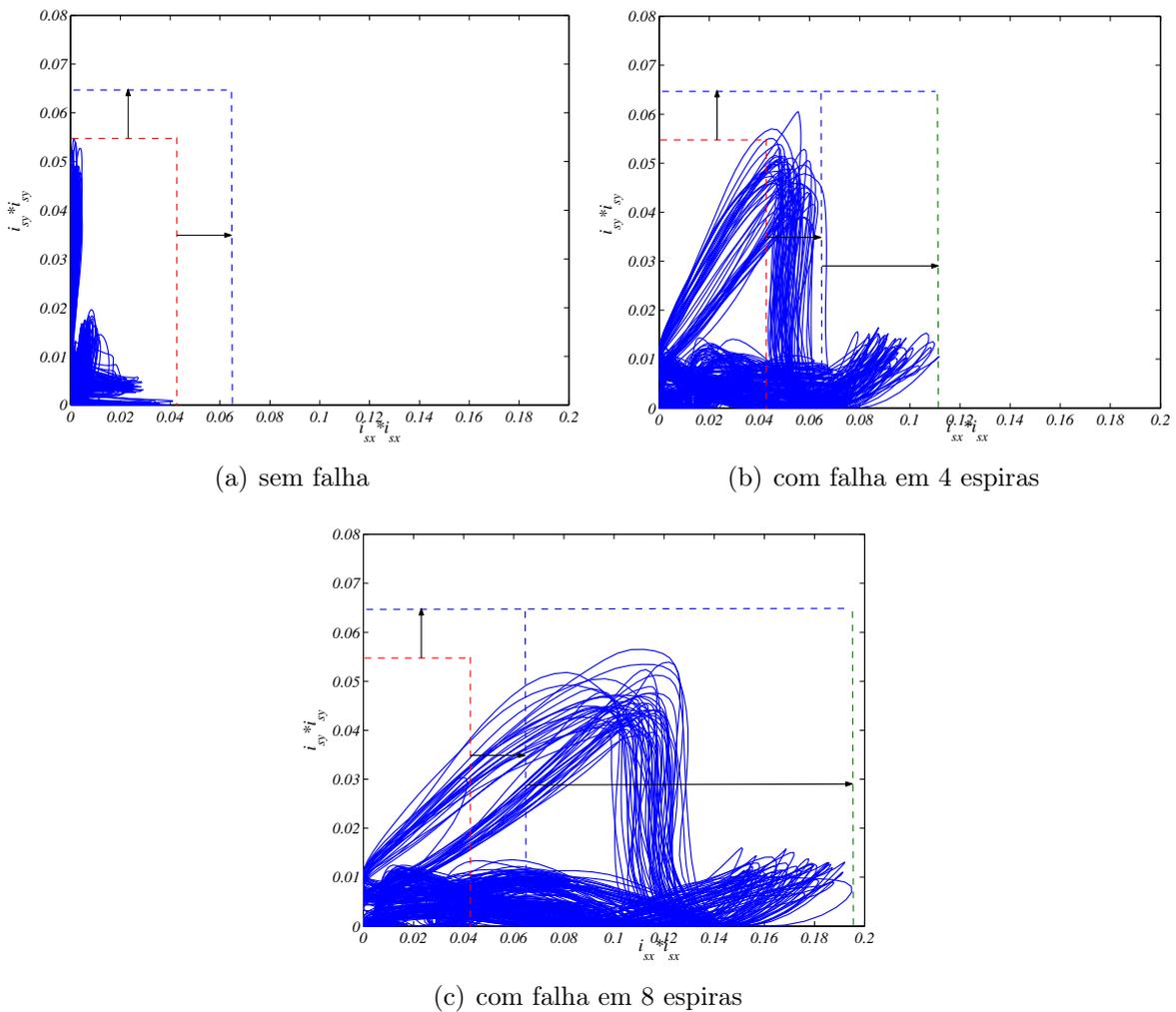


Figura 7.14. Análise gráfica de $i_{sx}^2 \times i_{sy}^2$ da MAH: (a) sem falha, (b) falha de $\mu_s = 5, 6\%$ e $R_f = 1, 5\Omega$ e (c) falha de $\mu_s = 11, 1\%$ e $R_f = 1, 5\Omega$.

curto-circuito μ_s . A influência da introdução de um curto-circuito na variação paramétrica, pode ser visualizada na Fig. 7.15, durante o processo de identificação dos parâmetros. No instante $t = 0,5s$ é provocado um curto-circuito de 16 espiras, $R_f = 1,5\Omega$ com frequência da fundamental (f_s) e da componente de estimação (f_{sx}) de $50Hz$. O conjunto de parâmetros varia para indicar a mudança do estado paramétrico do sistema. Evidentemente, o ideal seria fazer a estimação após o regime transitório com um tempo maior para a convergência.

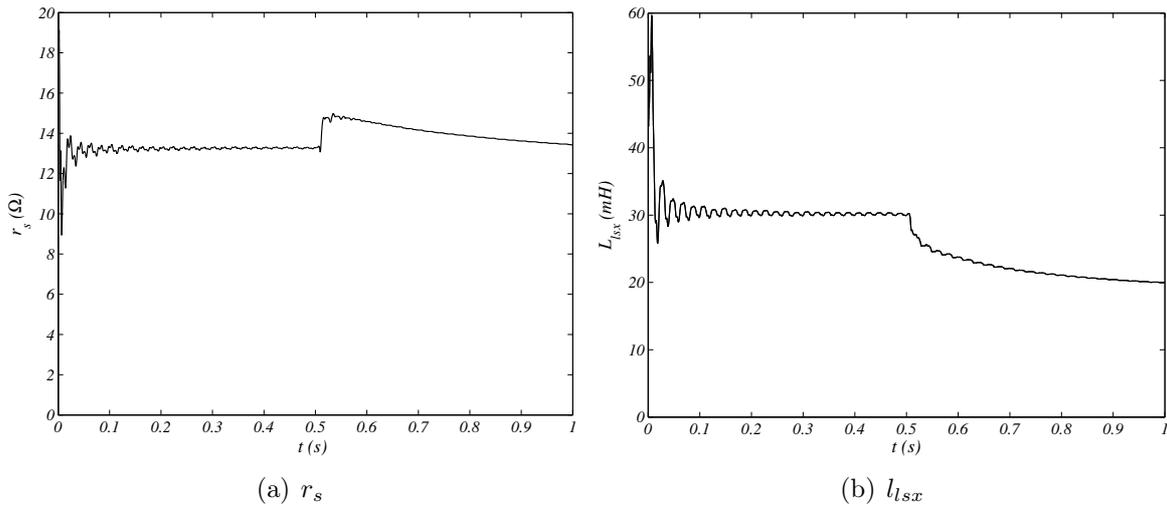


Figura 7.15. Estimação dos parâmetros pelo processo dos mínimos quadrados: (a) r_s e (b) L_{lsx} .

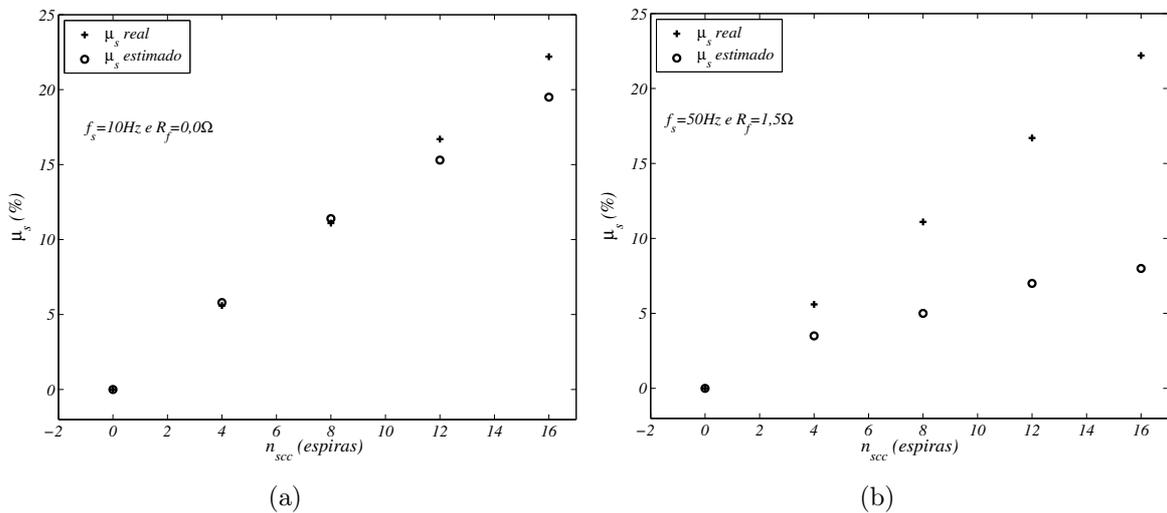


Figura 7.16. Estimação do índice de gravidade da falha : (a) frequência fundamental $f_s = 10Hz$ com curto-circuito franco e (b) frequência fundamental $f_s = 50Hz$ com curto-circuito limitado por $R_f = 1,5\Omega$.

Uma projeção das estimações do número de espiras em curto-circuito para uma série de diferentes falhas sobre a fase s1 é apresentada na Fig. 7.16. Na Fig. 7.16(a), um conjunto de

estimações é realizado aplicando um curto-circuito franco ($R_f = 0, 0\Omega$) com $f_s = f_{sx} = 10Hz$. Nota-se uma boa correspondência entre as estimações e os valores reais de μ_s . A 7.16(b) apresenta as estimações feitas para $f_s = 50Hz$ e o curto-circuito limitado pela resistência $R_f = 1, 5\Omega$. Registra-se uma dispersão maior das estimações obviamente devido à limitação do curto-circuito. Nas duas situações a estimação de μ_s foi facilitada pelo conhecimento *a priori* dos parâmetros.

7.6.2 Detecção das Falhas no Rotor

Como observado no método de diagnóstico, a detecção das falhas no rotor é feita determinando a amplitude de componentes frequenciais, da corrente do estator, em torno da fundamental dependentes do nível de carregamento do motor (escorregamento s). Essa restrição exige uma maior resolução em frequência e conseqüentemente, a necessidade de elevado número de pontos (2^{19} pontos) e um tempo maior de aquisição ($\Delta t = 10s$). Os dados foram adquiridos com um osciloscópio da marca Agilent 54622A que permite armazenar até um milhão de pontos. Os espectros mostrados na Fig. 7.17, são obtidos com a máquina operando com carga ($s = 2, 2\%$) e alimentada através de um conversor estático com controle do tipo V/Hz na frequência fundamental de $50Hz$. Apesar do nível de ruído gerado pela fonte, verifica-se na 7.17(b), rotor com uma barra quebrada, a presença de uma importante assimetria no rotor quando se compara com a Fig. 7.17(a), relativo a um rotor sadio. A variação em amplitude das componentes $47, 6Hz$ ($(1 - 2s)f_s$) e $52, 6Hz$ ($(1 + 2s)f_s$) é de aproximadamente de $25dB$ (que equivale conseqüentemente a $\frac{I_s(f_s)}{I_r((1-2s)f_s)} \simeq 5, 6\%$). Pelos dados de projeto ($Q_r = 44$) e com uma alimentação senoidal esperava-se $\frac{I_s}{I_r} \simeq \frac{q_{bq}}{Q_r - 3q_{bq}} \simeq 2, 4\%$. ($32dB$). Esta informação confirma a dificuldade de detecção da falha no rotor quando o acionamento é feito por um conversor controlado por modulação *PWM*.

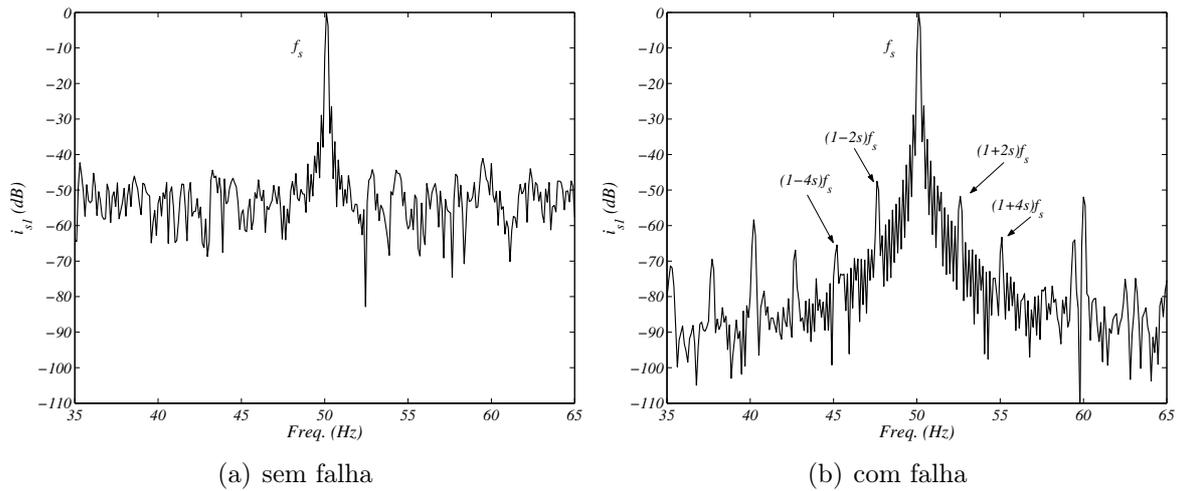


Figura 7.17. Análise espectral da corrente de fase i_{s1} : (a) sem falha no rotor e (b) com uma barra quebrada no rotor (escorregamento $s = 2,2\%$).

7.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi apresentado um modelo matemático dinâmico da máquina assíncrona hexafásica com um ângulo qualquer (α) entre os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos. O modelo teve o objetivo de representar o curto-circuito entre espiras de uma fase do estator, quebra de barras no rotor e propor técnicas de diagnóstico. Nas falhas do estator, avaliou-se, as dificuldades para explorar diretamente os resultados para identificar esse tipo de defeito devido à limitação do nível de curto-circuito através de R_f . De fato, na prática (no começo da falha R_f elevado) essa resistência pode dificultar a detecção desse tipo de falha.

Os efeitos da ruptura de barra no rotor gaiola de esquilo obtém-se simplesmente aumentando a resistência de uma das fases. Embora o modelo seja simples, o mesmo permitiu avaliar os fenômenos físicos postos em jogo na aparição da falha. Avaliou-se, também, as dificuldades de identificação da falha no rotor quando a MAH é alimentada por um conversor estático controlado por modulação PWM. Verificou-se, que o nível de ruído gerado pela fonte dificulta sobremaneira o processo de identificação. Ainda assim, foi possível identificar a assinatura frequencial causada pela ruptura de uma barra rotórica.

A qualidade do modelo, na representação das falhas no estator, é avaliada através da análise espectral de diversas grandezas mensuráveis sobre a máquina. Analisou-se, a assinatura de

corrente do estator por ser um método não invasivo e que é sempre disponível quaisquer que sejam as condições de utilização da máquina. Além disso a disponibilidade das grandezas temporais i_{sx} e v_{n1n2} no domínio da frequência, mostraram-se mais eficientes como técnica de detecção das falhas no estator. Com a aplicação da transformação de coordenadas sobre o modelo, foi possível vislumbrar uma nova técnica de identificação da falha. A estimação paramétrica conseguiu identificar com boa precisão o nível de curto-circuito utilizando sinais já conhecidos e que não interferem no funcionamento da MAH além do conhecimento *a priori* dos parâmetros.

Assim, o modelo mostrou-se satisfatório já que a partir das informações obtidas foi possível desenvolver métodos de monitoramento e de diagnóstico apropriados das falhas na MAH.

CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

8.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho tratou-se do acionamento da máquina assíncrona hexafásica (*MAH*) e de explorar as vantagens das máquinas multifases em relação a um acionamento trifásico convencional. Verificou-se a necessidade de cuidados especiais na utilização da *MAH* quando alimentadas por um inversor fonte de tensão. Principalmente os problemas relacionados com a circulação de correntes harmônicas no estator. Em razão disto, discutiu-se a forma de implementar e melhorar a qualidade das tensões sintetizadas pelos inversores fonte de tensão de seis braços quanto: às oscilações de corrente na fase, em dq e na oscilação de conjugado.

Deste estudo as características entre as máquinas assíncrona hexafásicas, nas suas configurações mais usuais, é traçada. Viu-se que a *MAH* – 30° ($\alpha = \frac{\pi}{6}rad$) representa a verdadeira *MAH*, com seis fases efetivas, eliminando as harmônicas espaciais de 5^a e 7^a ordem, responsáveis pela harmônica de conjugado de ordem 6^a . A *MAH* – 60° ($\alpha = \frac{\pi}{3}rad$) em termos de harmônicas espaciais tem comportamento análogo ao de uma máquina trifásica. Entretanto as características de reduzir a corrente por fase, de ser facilmente obtida pela reconfiguração das bobinas de uma máquina trifásica convencional e da facilidade de implementar certas topologias e estratégias *PWM* que, por exemplo, eliminam a tensão de modo comum, fez com que ela merecesse uma atenção maior.

Os processos de estimação propostos permitiram identificar com certa facilidade e precisão os parâmetros contínuos r_s , L_{lsh} , L_{lsx} e L_{lsy} nas condições normais de operação. O conhecimento destes parâmetros torna-se importante porque são responsáveis por limitar a circulação de correntes harmônicas e viabilizar o controle vetorial da *MAH*.

De modo empírico, a utilização dos dois principais tipos de *MAH* ($\alpha = 30$ e 60°) permitiram avaliar o desempenho dos processos de estimação, sobretudo quando se utiliza sinais de excitação com baixo conteúdo harmônico. Os sinais de excitação apresentaram comportamento, em termos de persistência, satisfatórios e independentes do modelo sob estudo. A influência dos sinais de excitação é verificada em diversas velocidades. A *MAH* – 30° , devido às características de assimetria, apresentou bons resultados de estimação com sinais de excitação com uma única componente harmônica. Também na *MAH* – 60° , verificou-se que um sinal simples apresentava boa persistência na identificação dos dois parâmetros do modelo. A construção de protótipos, com características construtivas específicas (passo pleno e passo reduzido - $5/6$), permitiram comprovar a influência desses fatores nas indutâncias. Vários resultados experimentais e procedimentos de validação foram mostrados.

Geralmente, a maior parte das publicações tratam das estratégias de modulação *PWM* da *MAH* – 30° . No entanto, constatou-se que as principais vantagens não são aproveitadas por dificuldades de implementação dessas estratégias ou por circulação de fortes componentes harmônicas. Assim foi dada uma atenção especial à análise e ao desenvolvimento de estratégias de modulação *PWM* da *MAH* – 60° visando sempre a eficiência e facilidade de implementação. O desenvolvimento do modelo da *MAH* para uma configuração qualquer (α) propiciou o surgimento de três modos distintos de abordar as estratégias de modulação *PWM* e controlar um inversor fonte de tensão de seis fases. O estudo revela, a despeito da redundância dos vetores, que é possível definir um procedimento simples para calcular o tempo de aplicação dos vetores previamente selecionados. Outra exigência fundamental, relaciona-se com o controle das componentes x e y que minimizam as componentes harmônicas na variável de fase. Utilizaram-se, na classificação das estratégias, o cálculo da *WTHD* das variáveis tensão de fase e das componentes dq e o cálculo das oscilações de conjugado $\Delta C_e(\%)$.

As estratégias apresentadas com restrição de modo comum, degradaram um pouco a qualidade dos sinais de fase, mas em algumas destas estratégias que anulam instantaneamente a tensão de modo comum, as tensões nos eixos xy são instantaneamente nulas, portanto não há a preocupação com circulação de correntes extras nesses circuitos de baixa impedância, nem a

necessidade de aperfeiçoar os detalhes construtivos dos enrolamentos para limitá-las.

A aplicação da $MAH - 60^\circ$, mostrou-se totalmente adequada na aplicação de novas estruturas de acionamento que propiciam a substituição dos indutores de filtro pelos enrolamentos da máquina e a redução dos dispositivos de potência. Das quatro configurações apresentadas as funções de retificador controlado e de inversor aproveitam os enrolamentos da MAH como indutores de filtro na entrada. A união da MAH com a topologia tipo *boost*, mostrou-se bastante adequada graças ao desacoplamento entre as variáveis dq e xy , e ao acoplamento entre as variáveis xy com as tensões da fonte trifásica. Todas estas características facilitaram a implementação dos controles de conjugado eletromagnético e fator de potência.

O capítulo 7 tratou do modelamento e diagnóstico das falhas incipientes da MAH como o curto-circuito entre poucas espiras do estator e a quebra de barras do rotor. Assim, foi proposto um modelo que represente de forma precisa estes tipos de falha. Como conclusões deste estudo, a análise dos resultados de simulação permitiu apontar e avaliar as grandezas mais eficientes e as dificuldades no processo de detecção das falhas. A combinação da análise espectral das componentes do plano xy e da tensão entre os neutros (v_{n1n2}) permitiram determinar com boa precisão o estado dos enrolamentos do estator. Outras formas como a análise gráfica e a estimação paramétrica mostraram-se bem eficazes na detecção das falhas no estator.

8.2 TRABALHOS FUTUROS

Muitos pontos desenvolvidos neste trabalho necessitam de um tratamento mais rigoroso ou um hardware específico para sua implementação. Dentre eles destacamos

- A implementação prática de algumas estratégias de modulação que possuem mais de uma transição dentro do período de amostragem;

Nesse sentido a utilização de um DSP dedicado ao acionamento de máquinas, com uma resolução maior ($150MHz$) facilitaria a implementação de estratégias ditas com “buraco” dentro do período de amostragem.

- A investigação dos efeitos do tempo morto nas principais estratégias apresentadas e aplicação dos processos de correção;
- Avaliação das perdas no conjunto *conversor-mah* quando acionado pelas novas topologias do conversor;

A utilização dos enrolamentos da *MAH* entre a fonte e o conversor necessita de um estudo mais detalhado do impacto das correntes de seqüência zero nas perdas dos enrolamentos.

- Explorar a reversibilidade da *MAH*, fazendo-a operar como gerador de indução, excitadas pelas novas estruturas.

As topologias *CA/CA* podem ser aproveitadas como gerador de indução sendo importante investigar os fluxos de potência, as condições de operação e seus efeitos no conversor.

- Explorar a alimentação da *MAH* com fontes desbalanceadas e verificar a confiabilidade das técnicas de detecção de falhas.

Sabe-se que uma fonte desbalanceada causa a circulação de correntes de seqüência negativa que podem levar a detecção incorreta da falha. Assim, faz-se necessário verificar a ocorrência de alimentação desbalanceada da *MAH* e assegurar que a falha seja discriminada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABBAS, M. A.; CHRISEN, R.; JAHNS, T. M. Six-phase voltage source inverter driven induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 20, n. 5, p. 1251–1259, Sep/Oct 1984.
- ABOUBOU, A. et al. Broken bars and/or end rings detections in three phase induction motor by the extended park's vector approach. In: *IEEE CIEP-2004*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 128–133.
- ALGER, P. L. *Induction Machine*. New York: Gordon and Breach Science Publishers, 1970.
- BACHIR, S. et al. Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines. *IEEE Trans. on Ind. electronics*, v. 53, n. 3, p. 963–973, jun. 2006.
- BAKHSHAI, A. R.; JOOS, G.; JIM, H. Space vector pwm control of a split-phase induction machine using the vector classification technique. In: *Conf. Rec. APEC*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 802–808.
- BELLAR, M. et al. An ac motor drive with power factor control for low cost applications. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 601–607.
- BLAABJERG, F. et al. A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 4, p. 704–714, July 1997.
- BLASKO, V. A hybrid pwm strategy combining modified space vector and triangle comparison methods. In: *Conf. Rec. PESC*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 1872–1878.
- BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space vector and triangle comparison methods. In: . [S.l.: s.n.], 1997. v. 33, p. 756–764.

- BOJOI, R.; FARINA, F.; PROFUMO, F. Direct torque control for dual three-phase induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 41, n. 6, p. 1627–1636, Nov./Dec. 2005.
- BOJOI, R.; TENCONI, A.; PROFUMO, F. Digital field-oriented control for dual three-phase induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 39, n. 3, p. 752–760, May./June 2003.
- BOJOI, R. et al. Complete analysis and comparative study of digital modulation for dual three-phase ac motor drives. In: *IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 851–855.
- BOSE, B. K. Power electronics and motion control - technology status and recent trends. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 29, n. 5, p. 902–909, sep/oct 1993.
- BOSE, B. K.; PATEL, N. R. Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 14, n. 3, p. 401–409, may 1998.
- BROECK, H. V. D.; SKUDELNY, H.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988.
- BROECK, H. V. der; WYK, J. V. A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 20, n. 2, p. 309–320, Mar./Apr. 1984.
- BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 24, n. 1, p. 142–150, jan./feb. 1988.
- BUSSE, D. et al. An evaluation of the electrostatic shielded induction motor: A solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current. In: *IEEE IAS Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 1996.
- BUSSE, D. F. et al. System electrical parameters and their effects on bearing currents. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 2, p. 577–584, Mar. 1997.
- BUSSE, D. F. et al. The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 2, p. 567–576, Mar./Apr. 1997.

CARDOSO, A. J. M.; CRUZ, S. M. A.; FONSECA, D. S. B. Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction, by park's vector approach. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 595–598, Sep. 1999.

CASH, M. A.; HABETLER, T. G.; KLIMAN, G. B. Insulation failure prediction in ac machines using line-neutral voltage. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 34, n. 6, p. 1234–1239, Nov./Dec. 1998.

CHEN, S.; LIPO, T. A.; FITZGERALD, D. Modelling of motor bearing currents in PWM inverter drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 32, n. 6, p. 1365–1370, November 1996.

CHOMAT, M.; LIPO, T. A. Adjustable-speed single-phase im drive with reduced number of switches. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 3, p. 819–825, May/June 2003.

CORRÊA, M. et al. Six-phase ac drive system with reduced common mode voltage. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE 2003, 2003. p. 1852–1858.

CORRÊA, M. et al. Vector modulation for six-phase voltage source inverters. In: *Conf. Rec. EPE*. [S.l.]: EPE 2003 Toulouse, 2003.

CORRÊA, M. et al. Six-phase ac drive system with reduced common mode voltage. *aceito para IEEE Trans. on Energy Conversion*, 2005.

CORRÊA, M. et al. Vector and scalar modulation for six-phase voltage sources inverter. In: *Conf. Rec. PESC*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 562–567.

COSTELLO, M. J. Shaft voltages and rotating machinery. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 29, n. 2, p. 419–426, March 1993.

DIDIER, G.; RAZIK, H.; A.REZZOUG. Analysis de la tension de neutre en vue du diagnostic de la machine asynchrone. *EF'2003*, Dec. 2003.

ERDMAN, J. et al. Effect of pwm inverters on ac motor bearing current and shaft voltages. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 32, n. 2, p. 250–259, Mar./Apr. 1996.

ERDMAN, J. M. et al. Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 32, n. 2, p. 250–259, Mar./Apr. 1996.

FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C. Development of expert system knowledge base to on-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors. In: *IEEE IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1992.

FILIPPETTI, F. et al. Ai techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 34, n. 1, p. 98–108, Jan./Feb. 1998.

FUDECH, H. R.; ONG, C. M. Modelling and analysis of induction machines containing space harmonics: Parts i,ii,iii e iv. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, v. 102, p. 2608–2628, Aug. 1983.

GOPAKUMAR, K.; RAGANATHAN, V. T.; BHAT, R. Split-phase induction motor operation from pwm voltage source inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 29, p. 927–932, Sep. 1993.

HADIOUCHE, D.; RAZIK, H.; REZZOUG, A. On the modelling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for vsi fed ac machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 40, n. 2, p. 506–515, Mar./Apr. 2004.

HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A. Simple analytical and graphical tools for carrier based pwm methods. In: *IEEE IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 1462–1471.

HENAO, H.; DEMIAN, C.; CAPOLINO, G. A frequency-domain detection of winding faults in induction machines using an external flux sensor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 39, n. 5, p. 1272–1279, Sep./Oct. 2003.

ITOH, J.; FUJITA, K. Novel unity power factor circuits using zero-vector control for single-phase input systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 1, p. 36–43, Jan. 2000.

JACOBINA, C. et al. On-line estimation of the stator resistance of a six-phase induction machine. In: *Conf. Rec. IAS*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 746–751.

JACOBINA, C.; CHAVES, J.; LIMA, A. Estimation of the stator resistance of induction machines based on zero-sequence model. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 15, n. 2, p. 346–353, Mar. 2000.

JACOBINA, C.; CORRÊA, M.; SILVA, C. da. Reduced switch count multiple phase ac motor drive system without boost filter. In: *Conf. Rec. PESC*. [S.l.: s.n.], 2004.

JACOBINA, C.; CORRÊA, M.; SILVA, C. da. Reversible six-phase ac motor drive system with reduced switch count. In: *Conf. Rec. IAS*. [S.l.: s.n.], 2004.

JACOBINA, C. et al. Component minimized drive systems for multi-machine applications. *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, v. 3, p. 1445–1450, June 2002.

JACOBINA, C. B. et al. Induction motor drive system for low-power applications. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 32, n. 2, p. 250–259, Jan/Feb 1999.

JACOBINA, C. B. et al. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 35, n. 1, p. 52–61, jan./feb. 1999.

JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da. Pwm space vector based in digital scalar modulation. In: *Proceedings PESC'97*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 606–611.

JACOBINA, C. B. et al. Digital scalar pulse width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 16, n. 3, p. 351–359, May 2001.

JAHNS, T. M. Improved reliability in solid-state ac drives by means of multiple independent phase-drive units. In: . [S.l.: s.n.], 1980. v. 16, p. 321–331.

JONES, M. et al. A six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 41, n. 4, p. 1056–1066, Jul/Aug 2005.

JOUANNE, A. V.; ZHANG, H. A dual-bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 14, n. 1, p. 43–48, Jan. 1999.

JOUANNE, A. von; ZHANG, H. A dual-bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 14, n. 1, p. 43–48, Jan. 1999.

JULIAN, A.; LIPO, T.; ORITI, G. Elimination of common-mode voltage in three phase sinusoidal power converters. In: *Conf. Rec. PESC*. [S.l.]: IEEE, 1996. p. 1968–1972.

JULIAN, A. L.; LIPO, T. A.; ORITI, G. Elimination of common-mode voltages in three phase sinusoidal power converters. In: *IEEE PESC Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 1996. p. 1968–1972.

KIEFERNDORF, F. D.; FÖRSTER, M.; LIPO, T. A. Reduction of dc-bus capacitor ripple current with pam/pwm converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 2, p. 607–614, Mar./Apr. 2004.

KIM, G.-T.; LIPO, T. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 22, n. 6, p. 1331–1337, Nov./Dec. 1996.

KIM, G.-T.; LIPO, T. A. Dc link voltage control of reduced switch vsi-pwm rectifier/inverter system. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on*, v. 2, n. 5, p. 833–838, Nov. 1997.

KLINGSHIRN, E. A. High phase order induction motors, part i- description and theoretical considerations. *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems.*, v. 102, n. 1, p. 47–53, Jan. 1983.

KLINGSHIRN, E. A. High phase order induction motors, part ii- experimental results. *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems.*, v. 102, n. 1, Jan. 1983.

KLINGSHIRN, E. A. Harmonic filters for six-phase and other multiphase motors on voltage source inverters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 21, n. 1, p. 588–594, May/June 1985.

KOHLMEIER, H.; NIERMEYER, O.; SCRODER, D. Highly dynamic four-quadrant ac motor drive with improved power factor and on-line optimized pulse pattern with prome. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 23, n. 6, p. 1001–1009, Nov./Dec. 1997.

KOLAR, J. W.; ERTL, H.; ZACH, F. C. Influence of modulation method on the conduction and switching losses of a pwm converter system. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 27, n. 6, p. 1063–1075, Nov./Dec. 1991.

KREINDLER, L. et al. Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic. In: *IEEE IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1992.

LEDEZMA, E. et al. Dual ac-drive system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 5, p. 1325–1333, Sep./Oct. 2001.

LEDEZMA, E.; MUNOZ-GARCIA, A.; LIPO, T. A. A dual three-phase drive system with a reduced switch count. *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, v. 1, p. 781–788, Oct. 1998.

LIPO, T. A. A d-q model for six phase induction machine. In: *Rec. Int. Conf. Electric Machine, Greece*. [S.l.: s.n.], 1980. p. 15–17.

LIRA, R. O. C.; LIPO, T. A. Torque density in a six-phase induction motor with third harmonic. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 6, n. 4, 2001.

MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. An auxiliary zero state synthesizer to reduce common mode voltage in three-phase inverters. In: *IEEE IAS Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 1999. p. 54–59.

MELERO, M. G. et al. Study of an induction motor working under stator winding inter-turn short circuit condition. *SDEMPED*, p. 52–57, Aug. 2003.

MIDDLETON, R. H.; GOODWIN, G. C. *Digital control and estimation*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1990.

MOREAU, S.; KAHOUL, R.; LOUIS, J. P. Parameters estimation of permanent magnet synchronous machine without adding extra-signal as input excitation. In: *IEEE int. symp. on ind. electronics*. [S.l.]: IEEE, 2004. v. 1, p. 371–376.

MORI, M.; MIZUNO, T.; MATSUDA, T. A. I. A control method of an inverter-fed six-phase pole change induction motor for electric vehicles. In: *Conf. Rec. PCC*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 25–32.

MUÑOZ, A. R.; LIPO, T. A. Dual stator winding induction machine drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 36, n. 5, p. 1369–1379, Sep. 2000.

MURAI, Y.; KAWASE, Y. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 28, n. 4, p. 858–863, Sep. 1992.

NELSON, R. H.; KRAUSE, P. C. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, v. 93, p. 841–848, May 1974.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. New York: Oxford, 1997.

OGASAWARA, S.; AYANO, H.; AKAGI, H. An active circuit for cancellation common-mode voltage generated by a PWM inverter. In: *IEEE PESC Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 1997. p. 1547–1553.

OJO, O.; DAVIDSON, I. E. Pwm-vsi inverter assisted stand-alone dual stator winding induction generator. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 36, p. 1604–1611, Nov. 2000.

ORITI, G.; JULIAN, A.; LIPO, T. An inverter/motor drive with common mode voltage elimination. In: *Conf. Rec. IAS*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 587–592.

ORITI, G.; JULIAN, A.; LIPO, T. A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction. In: *Conf. Rec. PESC*. [S.l.]: IEEE, 1997. p. 1541–1546.

ORITI, G.; JULIAN, A. L.; LIPO, T. A. A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction. In: *IEEE PESC Conf. Rec.* [S.l.: s.n.], 1997. p. 1541–1546.

OSAMA, M.; T.A. Modelling and analysis of a wide-speed-range induction motor drive based on electronic pole changing. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 5, p. 1177–1184, Sep./Oct. 1997.

PAPER, W. *Motors and Drives for Cleanroom Applications.* [S.l.], 1999.

RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações.* [S.l.]: Makron Books, 1999.

RAZIK, H. et al. A model of double star induction motors under rotor bar defect for diagnosis purpose. In: *IEEE int. conf. on ind. technology.* [S.l.]: IEEE, 2005. p. 197–202.

RENDUSARA, D.; ENJETI, P. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 13, n. 6, p. 1135–1143, Nov. 1998.

SILVA, C. da et al. Estratégias pwm para máquinas de indução hexafásica. *revista SOBRAEP*, v. 10, n. 2, p. 77–83, Nov. 2005.

SILVA, C. R. da et al. A new approach for inter-turn short-circuit detection in six-phase induction motor. In: *IEEE IECON.* [S.l.: s.n.], 2006. p. 4969–4974.

SINGH, G. K. Multi-phase induction machine drive research-a survey. *Electric Power Systems Research*, p. 139–147, Dec. 2002.

SLEMON, G. R. Modelling of induction machine for electric drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 26, n. 6, p. 1126–1131, 1989.

SOMASEKHAR, V.; BAIJU, M.; GOPAKUMAR, K. Dual two-level inverter scheme for an open-end winding induction motor drive with a single dc power supply and improved dc bus utilization. In: *Proc.-Electr. Power Appl.* [S.l.]: IEE, 2004. v. 151, p. 230–238.

TALLAM, R. M.; HABETLER, T. G. Transient model for induction machines with stator winding turn faults. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 38, n. 3, p. 632–637, May/June 2002.

TAMRAKAR, I.; MALIK, O. P. Power factor correction of induction motors using pwm inverter fed auxiliary. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, p. 426–432, Sep. 1999.

THOMSON, W. T.; FENGER, M. Current signature analysis to detect induction motor faults. *IEEE Trans. Ind. Applicat. Magazine*, v. 7, n. 4, p. 26–34, May/June 2001.

THOMSON, W. T.; MORRISON, D. On-line diagnosis of stator shorted turns in mains and inverter fed low voltage induction motors. In: *IEE Power Electronics, Machines and Drives*. [S.l.: s.n.], 2002. p. 122–127.

TOLIYAT, H. A.; LIPO, T. A.; WHITE, J. C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 6, n. 4, p. 679–683, Dec. 1991.

TOLIYAT, H. A.; LIPO, T. A.; WHITE, J. C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 2. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 6, n. 4, p. 684–692, Dec. 1991.

TOLIYAT, H. A.; LIPO, T. A.; WHITE, J. C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications experimental results. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 9, n. 4, Dec. 1994.

WLLIAMSON, S.; SMITH, S. Pulsating torque and losses in multiphase induction machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 39, n. 4, p. 986–993, 2003.

YE, L.; XU, L. Analysis of a novel winding structure minimizing harmonic current and torque ripple for dual six-step converter-fed high power ac machines. *IEEE*, p. 197–202, 1993.

ZAHO, Y.; LIPO, T. A. Modelling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v. 11, n. 3, 1996.

ZHAO, Y.; LIPO, T. A. Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 31, n. 5, p. 1100–1109, May 1995.