

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

Sistema de Acionamento Estático Multimáquinas *ca* com Número Reduzido de Chaves

Osglay Izídio da Silva

Dissertação de mestrado submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Campina Grande

©Osglay Izídio da Silva, Fevereiro de 2006

UFCG - BIBLIOTECA - CAMPUS I	
566	09-03-07

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

S586s Silva, Osglay Izidio da
2006 Sistema de acionamento estático multimaquinas CA com número reduzido de chaves/ Osglay Izidio da Silva. Campina Grande, 2006.
152f.: il.

Referencias.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

Orientadores: Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima.

1 Acionamento de Máquinas CA 2 Redução de Componentes 3
Acionamento de Múltiplas Máquinas I Título

CDU : 621.3

**SISTEMA DE ACIONAMENTO ESTÁTICO MULTI-MÁQUINAS CA COM NÚMERO
REDUZIDO DE CHAVES**

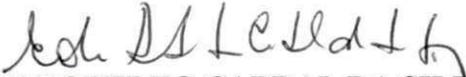
OSGLAY IZÍDIO DA SILVA

Dissertação Aprovada em 23.02.2006


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing, UFCG
Orientador


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Orientador


MAURÍCIO BELTRÃO ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


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


ZANONI DUEIRE LINS, Dr., UFPE
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
Fevereiro – 2006

Dedico este sonho realizado a algumas pessoas muito especiais:

Ao meu pai, Osvaldo Izídio, que sempre foi exemplo para mim e meus irmãos e na sua luta para garantir um futuro melhor para todos nós, acabou norteando o caminho do trabalho e dedicação aos objetivos, que veio a ser o maior patrimônio construído por ele em cada um dos seus filhos. Além de amigo e homem temente a Deus, é um grande e vitorioso guerreiro da vida.

À minha mãe, Terezinha Ferreira, que tem feito da sua vida, desde as minhas lembranças mais remotas, um sacerdócio, no sentido de transformar sua missão de mãe e esposa em uma missão honrosa com seu exemplo diário de amor, paciência e dedicação a cada um de nós, a cada um que dela se aproxima e pela capacidade de amar por todos nós, sem limites.

A minha amada esposa Elizabeth Regina, companheira fiel e dedicada, que tem sido minha fortaleza na estrada que juntos decidimos trilhar.

Ao meu filho Manoel Victor e minhas filhas Mirella Priscila e Bárbara Manuella, estes que doam diariamente parte de nossa convivência a este projeto de vida, serão sempre a minha maior fonte de inspiração.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pelo dom da vida plena, sem o qual nada mais teria sentido e por tudo que Ele tem permitido que se realize. Ele é o verdadeiro Mestre dos Mestres.

Sou eternamente grato às pessoas que me ensinaram os verdadeiros valores da vida, dentre todas elas duas em especial: Meu pai, Osvaldo Izídio e minha mãe, Terezinha Ferreira.

Agradeço aos meus irmãos e irmãs: Oswalter; Glayce; Osglauer; Manoel; Lourdes; Osman e Gláucia, cada um deles, com suas diferenças como ser humano, complementam a mim e uns aos outros e nossos laços são de puro amor.

Um agradecimento especial à minha esposa Elizabeth Regina; meu filho Manoel Victor e minhas filhas Mirella Priscila e Bárbara Manuella.

Agradeço aos professores Alexandre Cunha, Maurício Corrêa, Edison Roberto, Talvanes de Oliveira, Péricles Barros, Zé Sérgio, Eurico Bezerra e Luciano Benedito e em especial aos meus Professores Orientadores Cursino Jacobina e Antônio Marcus pela capacidade de transformar a expressão *orientador* em sinônimo de apoio, amizade, tranquilidade e paciência constantes.

Agradeço aos amigos do LEIAM e LIEC, em especial a Euzeli, Isaac, Reginaldo, Patryckson, Welflen, Eisenhower, Alberto, Rafael, Wellington, Darlan, Clayton, Antônio e Aluísio pela ajuda inestimável em todos os momentos. Ainda aos amigos Lucas, Airam e Thomaz, que apesar de pouco tempo de convivência mostraram toda capacidade de companheirismo, aos técnicos e alunos de iniciação científica: Fabrício; Tâmisia; Glauber; Montîê; Joab; Carlos e Jonas.

Aos amigos do dia-a-dia e de muitos anos de vida profissional e estudantil, que ajudaram a construir este momento, em especial a Pedro Paulo Marques, Moacir Machado, José Neves, Hamilton Rodrigues, Esdras Miranda, Diógenes Toscano, Ricardo Galindo, Ricardo Figueiredo, Paulo Bezerra, Josildo Fernandes, Luis Lewis, Juarez Galvão e Nina Holanda.

Agradeço ao CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo apoio financeiro.

"O ser humano vivencia a si mesmo, seus pensamentos como algo separado do resto do universo - numa espécie de ilusão de ótica de sua consciência. E essa ilusão é uma espécie de prisão que nos restringe aos nossos desejos pessoais, conceitos e ao afeto por pessoas mais próximas. Nossa principal tarefa é a de nos livrarmos dessa prisão, ampliando o nosso círculo de compaixão, para que ele abranja todos os seres vivos e toda a natureza em sua beleza. Ninguém conseguirá alcançar completamente esse objetivo, mas lutar pela sua realização já é por si só parte de nossa liberação e o alicerce de nossa segurança interior".
ALBERT EINSTEIN.

RESUMO

Os sistemas de acionamento de máquinas elétricas com número reduzido de semicondutores de potência vem se tornando cada vez mais importantes no universo que forma a eletrônica industrial e acionamentos de máquinas elétricas, devido a fatores relacionados com o custo e o tamanho do sistema. Também em alguns casos é possível reduzir as perdas de operação.

Estes sistemas de acionamento com número reduzido de chaves são bem conhecidos na literatura e apresentam algumas vantagens em aplicações específicas como, por exemplo, quando há necessidade de se diminuir o tamanho do sistema de acionamento ou quando existe uma exigência ainda maior pela redução dos custos.

Em aplicações industriais onde é requerido o acionamento de múltiplas máquinas, a solução direta consiste em replicar a configuração padrão. Uma primeira alternativa para a redução de custos nestes casos é usar um barramento *cc* para todos os acionamentos instalados na planta. Uma segunda alternativa para maior redução de custos é o uso de topologias de conversores com um número reduzido de chaves, no entanto este procedimento implica em restrições relacionadas com a capacidade de tensão do conversor e distorção harmônica total (*THD*).

A diminuição no número de chaves pode se tornar indispensável, principalmente em aplicações com múltiplas máquinas, já que existe uma relação direta entre o aumento no número de máquinas e a necessidade de aumentar o número de chaves para acioná-las.

Para contemplar cada ponto mencionado anteriormente, este trabalho investiga os sistemas de acionamento com número reduzido de chaves. A redução mencionada refletirá em redução dos custos. Neste âmbito são apresentadas diferentes topologias para o acionamento de máquinas.

ABSTRACT

The drive systems with reduced number of electrical machine, become more and more important in the universe that forms industrial electronics and electrical machine drive due to factors related with cost and size of the system. In some cases one can reduce loss also.

These drive systems with reduced number of power switches devices are well known in the literature and introduce some advantages in specific applications, example when there exists need of size decreasing of the drive system or when demand for cost reduction.

In industrial applications where it is required to drive multiple electrical motors, the direct solution consists in replicating such standard configuration. One of the first alternatives for reducing costs in this case is to use a common dc-bus for all motor drive systems installed in the shop-floor. A second alternative to further reduce the installation costs is to use converter topologies with a minimized number of power switches, however, this method (technique) lead to constraints related with voltage capability converter and total harmonic distortion (*THD*).

The decreasing in the number of switches can become indispensable, especially in applications with multiple machines because exists a direct relation between the increasing the amount of machines and the need increase the number of power switches to drive them.

To discuss each point previously mentioned, this work addresses reduced number of power switches. The mentioned reduction will result economy. In this way this work presents different topologies for drive systems machine with reduced number of power switches devices.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	xvi
Lista de Tabelas	xx
Lista de Símbolos	xxi
Capítulo 1– Introdução Geral	1
1.1 Histórico e Justificativa	1
1.1.1 A energia e o motor elétrico	1
1.1.2 A eletrônica de potência	4
1.1.2.1 Aplicações domésticas:	6
1.1.2.2 Aplicações industriais:	6
1.1.2.3 Aplicações comerciais:	6
1.1.2.4 Aplicações aeroespaciais e de defesa:	6
1.1.2.5 Aplicações automotivas e de tração:	7
1.1.2.6 Aplicações de alta potência:	7
1.2 Revisão bibliográfica	7
1.2.1 Acionamento padrão	9
1.2.2 Redução do número de dispositivos semicondutores de potência	10
1.2.2.1 Acionamentos monofásicos a partir de redes monofásicas:	10
1.2.2.2 Acionamentos bifásicos a partir de redes monofásicas:	11
1.2.2.3 Acionamentos trifásicos a partir de redes monofásicas:	11
1.2.2.4 Acionamentos trifásicos a partir de redes trifásicas:	13

1.2.2.5	Acionamentos com conversores matriz:	14
1.2.2.6	Acionamentos sem indutor de filtro:	14
1.2.2.7	Acionamentos de motores hexafásicos:	14
1.2.3	Sistemas de acionamento com múltiplas máquinas	15
1.2.3.1	Acionamentos de motores em paralelo:	15
1.2.3.2	Acionamentos multimáquinas:	15
1.2.4	Acionamentos com máquinas em série	17
1.2.5	Aplicações	17
1.3	Contribuições desta dissertação	18
1.4	Organização desta dissertação	20
Capítulo 2– Acionamentos com braço compartilhado para duas máquinas		23
2.1	Introdução	23
2.1.1	Modelo do motor trifásico	26
2.1.2	Modelo do motor bifásico	27
2.2	Topologia <i>I</i> - Modelo	27
2.2.1	Estratégia <i>PWM</i>	27
2.2.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	28
2.2.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	30
2.2.2	Corrente no braço compartilhado	31
2.2.3	Análise da capacidade de tensão	32
2.2.3.1	<i>Condição I:</i>	32
2.2.3.2	<i>Condição II:</i>	32
2.2.3.3	<i>Condição III:</i>	32
2.2.3.4	<i>Condição IV:</i>	32
2.3	Resultados de simulações e experimentais	33
2.4	Topologia <i>II</i> - Modelo	34
2.4.1	Estratégia <i>PWM</i>	35

2.4.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	36
2.4.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	36
2.4.2	Correntes no braço compartilhado	37
2.4.3	Análise da capacidade de tensão	37
2.4.3.1	<i>Condição I:</i>	37
2.4.3.2	<i>Condição II:</i>	38
2.4.3.3	<i>Condição III:</i>	38
2.5	Resultados de simulações e experimentais	38
2.6	Topologia <i>III</i> - Modelo	40
2.6.1	Estratégia <i>PWM</i>	41
2.6.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	41
2.6.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	42
2.6.2	Correntes no braço compartilhado	42
2.6.3	Análise da capacidade de tensão	42
2.6.3.1	<i>Condição I:</i>	43
2.6.3.2	<i>Condição II:</i>	43
2.6.3.3	<i>Condição III:</i>	43
2.7	Resultados de simulações e experimentais	44
2.8	Topologia <i>IV</i> - Modelo	44
2.8.1	Estratégia <i>PWM</i>	45
2.8.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	46
2.8.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	46
2.8.2	Correntes no braço compartilhado	46
2.8.3	Análise da capacidade de tensão	47
2.8.3.1	<i>Condição I:</i>	47
2.8.3.2	<i>Condição II:</i>	47
2.8.3.3	<i>Condição III:</i>	47
2.8.3.4	<i>Condição IV:</i>	48

2.9	Resultados de simulações e experimentais	48
2.10	Topologia <i>V</i> - Modelo	50
2.10.1	Estratégia <i>PWM</i>	50
2.10.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	51
2.10.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	51
2.10.2	Correntes no braço compartilhado	51
2.10.3	Análise da capacidade de tensão	52
2.10.3.1	<i>Condição I</i>	52
2.10.3.2	<i>Condição II:</i>	52
2.10.3.3	<i>Condição III:</i>	52
2.10.3.4	<i>Condição IV:</i>	52
2.11	Resultados de simulações e experimentais	53
2.12	Topologia <i>VI</i> - Modelo	53
2.12.1	Estratégia <i>PWM</i>	55
2.12.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	56
2.12.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	56
2.12.2	Correntes no braço compartilhado	56
2.12.3	Análise da capacidade de tensão	57
2.12.3.1	<i>Condição I:</i>	57
2.12.3.2	<i>Condição II:</i>	57
2.12.3.3	<i>Condição III:</i>	57
2.12.3.4	<i>Condição IV:</i>	57
2.13	Resultados de simulações e experimentais	58
2.14	Distorção Harmônica Total - DHT	58
2.15	Análise dos custos financeiros das topologias	61
2.16	Comparação entre as topologias	67
2.17	Conclusões	67

3.1	Introdução	69
3.2	Topologia VII - Modelo	70
3.2.1	Estratégia PWM	72
3.2.1.1	Método I - Fator de distribuição local:	72
3.2.1.2	Método II - Fator de distribuição global:	74
3.2.2	Corrente no braço compartilhado	75
3.2.3	Análise da capacidade de tensão	76
3.2.3.1	Condição I:	76
3.2.3.2	Condição II:	76
3.3	Resultados de simulações e experimentais	78
3.4	Topologia VIII - Modelo	79
3.4.1	Estratégia PWM	81
3.4.1.1	Método I - Fator de distribuição local:	81
3.4.1.2	Método II - Fator de distribuição global:	82
3.4.2	Correntes no braço compartilhado	82
3.4.3	Análise da capacidade de tensão	82
3.4.3.1	Condição I:	82
3.4.3.2	Condição II:	83
3.5	Resultados de simulações e experimentais	83
3.6	Topologia IX - Modelo	87
3.6.1	Estratégia PWM	87
3.6.1.1	Método I - Fator de distribuição local:	87
3.6.1.2	Método II - Fator de distribuição global:	89
3.6.2	Correntes nos capacitores do barramento cc	89
3.6.3	Análise da capacidade de tensão	89
3.6.3.1	Condição I:	89
3.6.3.2	Condição II:	89
3.7	Resultados de simulações e experimentais	90

3.8	Distorção Harmônica Total - DHT	90
3.9	Análise dos custos financeiros das topologias	94
3.10	Comparação entre as topologias	95
3.11	Conclusões	97
Capítulo 4– Acionamentos de duas máquinas em série		98
4.1	Introdução	98
4.2	Sistemas de Acionamentos	99
4.3	Topologia <i>X</i> - Modelo	101
4.3.1	Estratégia <i>PWM</i>	103
4.3.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	103
4.3.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	104
4.3.2	Análise da capacidade de tensão	105
4.3.2.1	<i>Condição I:</i>	105
4.3.2.2	<i>Condição II:</i>	106
4.3.2.3	<i>Condição III:</i>	106
4.3.3	Controle do sistema	106
4.4	Resultados de simulações e experimentais	107
4.5	Topologia <i>XI</i> - Modelo	110
4.5.1	Estratégia <i>PWM</i>	111
4.5.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	111
4.5.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	111
4.5.2	Análise da capacidade de tensão	112
4.5.2.1	<i>Condição I:</i>	112
4.5.2.2	<i>Condição II:</i>	112
4.5.2.3	<i>Condição III:</i>	112
4.5.3	Controle do sistema	113
4.6	Resultados de simulações e experimentais	113

4.7	Topologia <i>XII</i> - Modelo	115
4.7.1	Estratégia <i>PWM</i>	116
4.7.1.1	<i>Método I - Fator de distribuição local:</i>	117
4.7.1.2	<i>Método II - Fator de distribuição global:</i>	117
4.7.2	Análise da capacidade de tensão	117
4.7.2.1	<i>Condição I:</i>	117
4.7.2.2	<i>Condição II:</i>	117
4.7.2.3	<i>Condição III:</i>	117
4.7.3	Controle do sistema	118
4.8	Resultados de simulações e experimentais	119
4.9	Distorção Harmônica Total - DHT	119
4.10	Análise dos custos financeiros das topologias	122
4.11	Comparação entre as topologias	125
4.12	Conclusões	125
	Capítulo 5– Conclusões e Trabalhos Futuros	126
5.1	Conclusões	126
5.2	Trabalhos futuros	129
	Apêndice A– Plataforma de Desenvolvimento Experimental	131
A.1	Apresentação da plataforma	131
	Apêndice B– Tabelas dos custos das topologias	136
B.1	Introdução	136
B.1.1	Tabela dos custos das Topologias <i>I</i> a <i>VI</i>	136
B.1.2	Tabela dos custos da Topologia <i>VII</i>	138
B.1.3	Tabela dos custos da Topologia <i>VIII</i>	139
B.1.4	Tabela dos custos da Topologia <i>IX</i>	140
B.1.5	Tabela dos custos da Topologia <i>X</i>	141

B.1.6	Tabela dos custos da Topologia <i>XI</i>	142
B.1.7	Tabela dos custos da Topologia <i>XII</i>	143
Apêndice C– Simulações		145
C.1	Programas utilizados	145
C.2	Dados dos motores e condições da carga acionada	145
C.3	Parâmetros	145
Referências Bibliográficas		148

LISTA DE FIGURAS

1.1	Sistema de acionamento <i>ca</i> padrão.	10
2.1	Topologias propostas: Topologia <i>I</i> (a), Topologia <i>II</i> (b), Topologia <i>III</i> (c), Topologia <i>IV</i> (d), Topologia <i>V</i> (e), Topologia <i>VI</i> (f).	25
2.2	<i>PWM</i> - Pulsos centrados da modulação escalar	29
2.3	Visualização da possível condição <i>IV</i> para Topologia <i>I</i>	33
2.4	Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia <i>I</i>	34
2.5	Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia <i>I</i>	35
2.6	Visualização da possível condição <i>III</i> para Topologia <i>II</i>	38
2.7	Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} , i_{sl} (a) e i_{sd1} , i_{sq1} , i_{sd2} , i_{sq2} (b) na Topologia <i>II</i>	39
2.8	Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} (a) e i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} (b) na Topologia <i>II</i>	40
2.9	Visualização da possível condição <i>III</i> para Topologia <i>III</i>	43
2.10	Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia <i>III</i>	44
2.11	Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} (a) e i_{sa2} , i_{sb2} (b) na Topologia <i>III</i>	45
2.12	Visualização da possível condição <i>IV</i> para Topologia <i>IV</i>	48
2.13	Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia <i>IV</i>	49
2.14	Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} (a) e i_{sa2} , i_{sb2} (b) na Topologia <i>IV</i>	49
2.15	Visualização da possível condição <i>IV</i> para Topologia <i>V</i>	53
2.16	Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia <i>V</i>	54
2.17	Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} (a) e i_{sa2} , i_{sb2} (b) na Topologia <i>V</i>	54
2.18	Visualização da possível condição <i>IV</i> para Topologia <i>VI</i>	58

2.19	Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia VI.	59
2.20	Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia VI.	59
2.21	Comparação das <i>WTHD</i> 's entre as Topologias I a VI.	62
2.22	Comparação dos custos das Topologias I a VI e custos da topologia padrão <i>versus</i> corrente do acionamento.	64
2.23	Comparação dos custos das topologias que demandam a mesma tensão de barramento <i>cc</i>	65
2.24	Comparação geral dos custos das Topologias I a VI e custos da topologia padrão <i>versus</i> corrente do acionamento.	66
3.1	Topologia VII - sistema de acionamento multimáquinas bifásicas com braço compartilhado.	71
3.2	Visualização da possível condição II para Topologia VII.	77
3.3	Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} , i_{sa3} , i_{sb3} e i_{sl} na Topologia VII.	78
3.4	Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia VII.	79
3.5	Topologia VIII - sistema de acionamento multimáquinas trifásicas com braço compartilhado.	80
3.6	Visualização da possível condição II para Topologia VIII.	84
3.7	Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} , i_{sx3} , i_{sy3} , i_{sz3} , i_{sl} (a) e i_{sd1} , i_{sq1} , i_{sd2} , i_{sq2} , i_{sd3} , i_{sq3} (b) na Topologia VIII.	85
3.8	Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} e i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} na Topologia VIII.	86
3.9	Topologia IX - sistema de acionamento multimáquinas bifásicas (ponto central dos capacitores do barramento <i>cc</i> compartilhado).	88
3.10	Visualização da possível condição II para Topologia IX.	91
3.11	Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} , i_{sa3} , i_{sb3} e i_{sc} na Topologia IX.	92
3.12	Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia IX.	92
3.13	Comparação das <i>WTHD</i> 's entre as Topologias VII, VIII e IX.	93

3.14	Relações de “custos <i>versus</i> número de máquinas” entre Topologias <i>VII</i> , <i>VIII</i> , <i>IX</i> e acionamento padrão.	96
4.1	Topologias propostas: Topologia <i>X</i> (a), Topologia <i>XI</i> (b), Topologia <i>XII</i> (c). .	100
4.2	Diagrama de blocos da topologia <i>X</i> . máquina bifásica (a) e máquina trifásica (b).102	
4.3	Visualização da possível condição <i>III</i> para Topologia <i>X</i>	106
4.4	Diagrama de blocos de controle da Topologia <i>X</i>	107
4.5	Resultados simulados - correntes das fases i_{sa} , i_{sx1} e tensão v_{so1} (a) e i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} e i_{sd} , i_{sq} e i_{sa} , i_{sb} (b) na Topologia <i>X</i>	108
4.6	Resultados experimentais - correntes i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} e i_{sa} , i_{sb} na topologia <i>X</i>	109
4.7	Diagrama de blocos da Topologia <i>XI</i> . máquina bifásica (a) e máquina trifásica (b).	111
4.8	Visualização da possível condição <i>III</i> para Topologia <i>XI</i>	112
4.9	Diagrama de blocos de controle da Topologia <i>XI</i>	113
4.10	Resultados simulados - correntes i_{sa} , i_{sx1} e tensão v_{so1} (a) e i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} e i_{sa} , i_{sb} (b) na Topologia <i>XI</i>	114
4.11	Resultados experimentais - correntes i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} (a) e i_{sa} e i_{sb} (b) na Topologia <i>XI</i>	115
4.12	Diagrama de blocos da Topologia <i>XII</i> . máquina trifásica 1 (a) e máquina trifásica 2 (b).	116
4.13	Visualização da possível condição <i>III</i> para Topologia <i>XII</i>	118
4.14	Diagrama de blocos do controle da Topologia <i>XII</i>	118
4.15	Resultados simulados - correntes i_{sx2} , i_{sx1} e tensão v_{so1} (a) e i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} e i_{sd1} , i_{sq1} e i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} e i_{sd2} , i_{sq2} (b) na Topologia <i>XII</i>	120
4.16	Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} e i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} na Topologia <i>XII</i>	121
4.17	Comparação das <i>WTHD's</i> entre as Topologias <i>X</i> , <i>XI</i> e <i>XII</i>	121
4.18	Comparação de custos das Topologias <i>X</i> , <i>XII</i> , <i>XII</i> e topologia padrão <i>versus</i> corrente dq do acionamento.	123
4.19	Comparação entre os custos das Topologias <i>X</i> a <i>XII</i> e da topologia padrão <i>versus</i> corrente dq do acionamento.	124

A.1	Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental	132
A.2	Plataforma de desenvolvimento experimental	133
A.3	Resultado experimental com motor bifásico - tensões v_{sa} e v_{sb} aplicadas às fases (a) e correntes i_{sa} e i_{sb} nas fases (b)	135

LISTA DE TABELAS

2.1	Comparação entre as Topologias I a VI	67
3.1	Comparação entre as Topologias VII a IX	97
4.1	Comparação entre as Topologias X a XII	125
A.1	Dados dos motores utilizados na plataforma experimental	134
B.1	Tabela dos custos das Topologias I a VI	138
B.2	Tabela dos custos da Topologia VII	139
B.3	Tabela dos custos da Topologia VIII	140
B.4	Tabela dos custos da Topologia IX	141
B.5	Tabela dos custos da Topologia X	142
B.6	Tabela dos custos da Topologia XI	143
B.7	Tabela dos custos da Topologia XII	144
C.1	Dados dos motores utilizados na simulação do Capítulo 2	146

LISTA DE SÍMBOLOS

- A Matriz de transformação
- C Capacitância do barramento de tensão cc , $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$
- C_1 Capacitância 1 do barramento de tensão cc
- C_2 Capacitância 2 do barramento de tensão cc
- ca Corrente alternada
- C_{bottom} Capacitor inferior do barramento cc
- cc Corrente contínua
- cm Conjugado mecânico aplicado ao motor
- C_{top} Capacitor superior do barramento cc
- dq Subíndice para as variáveis homopolares
- e Referencial síncrono
- E Tensão no barramento cc
- e_{gi} Tensão da fonte primária trifásica, $i = 1, 2$ ou 3
- f Frequência
- f_c Frequência de chaveamento do PWM do inversor
- fm Frequência da fundamental
- I Amplitude da corrente de fase
- i_{c1} Corrente no capacitor C_1
- i_{c2} Corrente no capacitor C_2
- i_{dq} Componentes d e q da corrente homopolar

- i_{rms} Valor *rms* da corrente da fonte primária de tensão
- i_{sdq} Componentes da corrente homopolar nas fases do motor
- i_{sdqi} Componentes da corrente homopolar nas fases do motor, $i = 1, 2$ ou 3
- i_{sxyz} Corrente da fase $i = 1, 2, 3$ da máquina trifásica
- i_{rd} Componente de eixo d da corrente rotórica da máquina trifásica
- I_{rms} Corrente *rms*
- i_{ro} Componente homopolar da corrente rotórica
- i_{rq} Componente de eixo q da corrente rotórica da máquina trifásica
- i_{sa} Corrente estatórica do enrolamento a da máquina bifásica
- i_{sb} Corrente estatórica do enrolamento b da máquina bifásica
- i_{sabi} Corrente de fase i_{sai} ou i_{sbi} da máquina bifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- I_{sabi} Amplitude da corrente de fase i_{sai} ou i_{sbi} da máquina bifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- i_{sxyzi} Corrente de fase i_{sxi}, i_{syi} ou i_{szi} da máquina trifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- I_{sxyzi} Amplitude da corrente de fase i_{sxi}, i_{syi} ou i_{szi} da máquina trifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- i_{sc} Corrente na conexão do ponto central dos capacitores do barramento cc
- i_{sd} Componente de eixo d da corrente estatórica da máquina trifásica
- I_{sd} Amplitude da corrente estatórica de eixo d
- i_{sl} Corrente no braço compartilhado
- I_{sl} Amplitude da corrente no braço compartilhado
- i_{so} Componente homopolar da corrente estatórica
- I_{so} Amplitude da componente homopolar da corrente estatórica
- i_{sq} Componente de eixo q da corrente estatórica da máquina trifásica
- I_{sq} Amplitude da componente de eixo q da corrente estatórica da máquina trifásica
- \mathbf{i}_{rdq} Vetor de corrente dq do rotor

- \mathbf{i}_{sdq} Vetor de corrente dq do estator
- V_{sdq} Amplitude das componentes da tensão homopolar nas fases do motor
- J Momento de inércia do motor
- K_0 Fator de distribuição de roda livre
- L Indutância em uma fase da máquina
- l_{lr} Indutância de dispersão do rotor
- l_{ls} Indutância de dispersão do estator
- l_r Indutância própria do rotor
- l_s Indutância própria do estator
- l_{so} Indutância homopolar no estator
- l_{ro} Indutância homopolar no rotor
- l_{sr} Indutância Mútua
- m Índice de modulação
- m_j Índice de modulação local
- mf Razão entre frequência de chaveamento do *PWM* do inversor e frequência fundamental
- m_{sr} Indutância mútua entre os enrolamentos estatórico e rotórico
- Np Número de pontos da simulação
- N_l Número de braços do acionamento
- pp Número de pares de pólos da máquina
- q_i Chave $i = 1, 2, 3, \dots, n$ do conversor
- \bar{q}_i Chave $i = 1, 2, 3, \dots, n$ complementar do conversor
- r_o Resistência homopolar
- r_s Resistência do estator
- r_r Resistência do enrolamento rotórico

- r_s Resistência do enrolamento estatórico
- T Período do *PWM*
- T_c Temperatura máxima do invólucro
- T_e Torque eletromagnético
- t_o Período em que as tensões de pólo são iguais
- t_{oi} Início do período de t_o global
- t_{of} Fim do período de t_o global
- t_{oij} Início do período de t_o local
- t_{ofj} Fim do período de t_o local
- THD* Distorção harmônica total
- VCE* Máxima tensão entre coletor e emissor
- V Amplitude da tensão de fase
- v_{dq} Componentes d e q da tensão homopolar
- v_{μ}^* Tensão de componente de seqüência nula de referência global
- $v_{\mu j}^*$ Tensão de componente de seqüência nula de referência local
- V_{dq} Amplitude da tensão dq da máquina
- v_{i0} Tensão de pólo do conversor, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- v_{i0}^* Tensão de pólo de referência, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- v_{n0} Tensão entre neutro do motor 1 e ponto central dos capacitores do barramento *cc*
- v_{m0} Tensão entre neutro do motor 2 e ponto central dos capacitores do barramento *cc*
- v_{sabi} Tensão de fase v_{sai} ou v_{sbi} da máquina bifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- V_{sabi} Amplitude da tensão de fase v_{sai} ou v_{sbi} da máquina bifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- v_{sxyzi} Tensão de fase v_{sxi} , v_{syi} ou v_{szi} da máquina trifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- V_{sxyzi} Amplitude da tensão de fase v_{sxi} , v_{syi} ou v_{szi} da máquina trifásica, $i = 1, 2, 3, \dots, n$

- v_{sd} Tensão de eixo d da máquina trifásica
- v_{sdq} Componentes da tensão homopolar nas fases do motor
- v_{sdqi} Componentes da tensão homopolar nas fases do motor $i = 1, 2, 3, \dots, n$
- V_{sdq} Amplitude das componentes da tensão homopolar nas fases do motor
- v_{si} Tensão de fase da máquina trifásica, $i = 1, 2$ ou 3
- v_{sj} Tensão de fase da máquina bifásica, $j = a$ ou b
- v_{sq} Tensão de eixo q da máquina trifásica.
- V_{so} Amplitude da tensão homopolar da máquina
- v_{so} Tensão homopolar da máquina trifásica
- V_{rms} Tensão eficaz
- V_{sd} Amplitude da tensão estatórica de eixo d
- v_s^{s*} Tensão de referência de fase do estator, referenciada ao estator
- v_s^s Tensão de fase do estator, referenciada ao estator
- v_{si}^* Tensão de referência de fase da máquina 1; $i = 1, 2$ ou 3
- v_{sm}^* Mínima tensão do vetor \mathbf{V}
- v_{sM}^* Máxima tensão do vetor \mathbf{V}
- \mathbf{v}_{rdq} Vetor de tensão dq do rotor
- \mathbf{v}_{sdq} Vetor de tensão dq do estator
- \mathbf{v}_{so} Vetor de tensão da componente homopolar
- $WTHD$ Distorção harmônica total ponderada
- \mathbf{w}_{123} Vetor (tensão, corrente e fluxo) das variáveis 123
- \mathbf{w}_{odq} Vetor (tensão, corrente e fluxo) das variáveis odq
- ω_d Frequência angular do eixo d
- ω_e Frequência angular do referencial síncrono

ω_r Freqüência angular do rotor

ω_g Freqüência angular da fonte de tensão

μ Fator de distribuição de roda livre global

μ_j Fator de distribuição de roda livre local

μ_s Fator de distribuição de roda livre local para máquinas em série

ϕ_{rdq} Vetor de fluxo dq do rotor

ϕ_{sdq} Vetor de fluxo dq do estator

τ_i Intervalo de condução das chaves do braço do conversor, $i = 1, 2, 3, \dots, n$

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 HISTÓRICO E JUSTIFICATIVA

1.1.1 A energia e o motor elétrico

A energia, nas suas diversas formas, tem sido o grande impulsionador do desenvolvimento humano. Há aproximadamente dois séculos atrás iniciava-se a revolução industrial, com a invenção, por James Watt em 1785, da máquina a vapor, este evento representou o início de um novo ciclo no consumo de energia no mundo, inicialmente com as máquinas a vapor, e cerca de um século mais tarde, com a chamada “segunda revolução industrial”, com as máquinas elétricas. Desde então a preocupação com a eficiência energética destas máquinas tem sido uma constante. Alguns historiadores classificam como: “os primórdios do motor elétrico”, o ano de 1600, quando o cientista inglês William Gilbert publicou em Londres a obra intitulada: *De Magnete, Magneticisque Corporibus, et de Magno Magnete Tellure* (Sobre os ímãs, os corpos magnéticos e o grande ímã terrestre), descrevendo a força de atração magnética, desde então o mundo contemplou admiráveis episódios de desenvolvimento tecnológico que se alternaram entre os das máquinas de corrente contínua e das máquinas de corrente alternada. Somente quase três séculos mais tarde, em 1880, o engenheiro eletricista Galileu Ferraris construiu um motor de corrente alternada de duas fases. Ferraris, apesar de ter inventado o motor de campo girante, concluiu errônea e precipitadamente que os motores construídos segundo este princípio poderiam obter um rendimento máximo de 50% em relação à potência elétrica consumida. Foi Nickola Tesla que apresentou, em 1887, um pequeno protótipo de motor de indução bifásico com rotor em curto-circuito, esse motor também apresentou rendimento insatisfatório, mas impressionou de tal modo a firma norte-americana Westinghouse, que esta pagou a Tesla um milhão

de dólares pelo privilégio da patente, além de se comprometer ao pagamento de um dólar para cada HP que viesse a produzir no futuro. O baixo rendimento desse motor inviabilizou economicamente sua produção e três anos mais tarde as pesquisas foram abandonadas. Anos mais tarde, em 1889, o cientista russo radicado na Alemanha, Michael von Dolovino Dobrowolsky, na condição de construtor chefe da firma alemã AEG (Allgemeine Elektrizität Gesellschaft) de Berlim, entrou com o pedido de registro da patente de um motor trifásico com rotor de gaiola. O motor apresentado tinha uma potência em torno de 80 watts, um rendimento aproximado de 80% em relação à potência elétrica consumida e um excelente conjugado de partida. As vantagens do motor de corrente alternada para o motor de corrente contínua eram, e continuam sendo, marcantes: construção mais simples, menor nível de ruído, menos manutenção e alta segurança em operação. Dobrowolsky desenvolveu, em 1891, a primeira fabricação em série de motores assíncronos, nas potências de $0,4kW$ a $7,5kW$ (WOLFF; SENS, 2004). Assim, a indústria mundial de motores se desenvolveu de forma grandiosa e com ela as fontes de energia disponíveis. O mundo precisava e passou a produzir energia elétrica de diversas formas. Em números mundiais cerca de 87% da energia elétrica é gerada por combustível fóssil (carvão, óleo e gás natural), 6% é gerada por usinas nucleares e os restantes 7% vêm de fontes renováveis (principalmente geração por força hidro ou eólica) (BOSE, 2000).

No Brasil a geração por fontes renováveis é relativamente maior que os números mundiais, segundo a ABINEE – Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica, na publicação: “Panorama Econômico e Desempenho Setorial 2005”, a produção brasileira se distribui com cerca de 78,4% por usinas hidroelétricas, 19,3% por termoelétricas e 2,3% por usinas nucleares, sendo que a indústria brasileira, segundo dados do PROCEL – Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica, da Eletrobrás - Centrais Elétricas Brasileiras S.A. e (WOLFF; SENS, 2004), consome cerca de 47% da produção de energia elétrica nacional é consumida pela indústria, sendo que deste total aproximadamente 51% é consumida por motores elétricos, concluímos que aproximadamente um quarto de toda a energia elétrica nacional é consumida por motores se considerarmos apenas os motores das indústrias, o número aumenta se contabilizarmos os motores das instalações prediais (hospitais, comércio, universidades, escolas, residências en-

tre outras), os demais 49%, do consumo industrial, são distribuídos entre: refrigeração (6%); aquecimento (20%); iluminação (2%) e processos eletroquímicos (21%), isto mostra o quanto é significativa a parcela da energia que é consumida por motores. Podemos ainda aprofundar a informação quanto aos motores que estão sendo aplicados no mercado brasileiro com base em dados, do ano de 2002, da ABINEE – Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica:

- Desde 1996, a venda de peças de motores elétricos, aumentava em média 4,3% ao ano.
- Durante o ano de 2001, o número de peças comercializadas foi de cerca de 1.300.000 peças.
- O maior número de peças vendidas situou-se nos motores das carcaças 71 a 132 (NBR 7094), ou seja: motores de baixa potência, entre 0,5cv e 15cv, estes representam 88,5% do total de peças vendidas, este dado é importante, uma vez que nos revela que a maioria dos motores estão em aplicações de baixa capacidade, onde os acionamentos eletrônicos têm custos relativamente baixos.

Estes motores, utilizados em diversos tipos de cargas, em muitos casos precisam ser controlados em velocidade, torque e/ou posição, com a finalidade de melhorar a qualidade do processo produtivo no qual estão inseridos permitindo, na maioria dos casos, a melhoria da eficiência energética do próprio motor. Neste contexto, surge a eletrônica de potência, que inicialmente tinha claro direcionamento para os motores de corrente contínua, no entanto, desde que começaram a surgir dispositivos que permitiram a aplicação aos acionamentos eletrônicos de motores de corrente alternada, estes têm se desenvolvido com resultados satisfatórios, sendo em alguns casos melhores que os acionamentos eletrônicos dos motores *cc*, isto devido às diversas vantagens operacionais e de aplicações daqueles motores, quais sejam: menores dimensões, livres de manutenção devido à ausência de contatos móveis (escovas), maior robustez, menor custo, entre outras. O incremento de eficiência energética, com a ajuda da eletrônica de potência, não apenas reduz o consumo de energia elétrica como também reduz, indiretamente, a poluição por combustíveis poluentes. Segundo (BOSE, 2002), estima-se que cerca de 15% do consumo de energia elétrica pode ser economizado com o uso de eletrônica de potência, sendo que, como já foi dito, cerca de 51% da energia na indústria é consumida por motores,

que podem vir a ser melhor aproveitados com o uso de acionamentos eletrônicos. Os dados relativos à indústria brasileira de equipamentos eletroeletrônicos, segundo a ABINNE no seu “Panorama Econômico e Desempenho Setorial 2005”, com dados referentes aos anos de 1996 a 2004, mostram o crescimento deste setor no Brasil, vejamos alguns pontos interessantes:

- Os motores e geradores aparecem entre os dez maiores produtos eletroeletrônicos de exportação, com um crescimento de US\$ 143,9 milhões em 1996 para US\$ 280 milhões em 2004, crescimento de aproximadamente 95%.
- Houve ainda crescimento da produção de energia elétrica, a capacidade instalada aumentou de cerca de 62,9MW em 1997 para 86,5MW em 2003, considerando que neste período o consumo relativo de energia elétrica na indústria praticamente não se modificou, passando de 46% para 46,9% do total da capacidade instalada, temos o crescimento do consumo industrial praticamente linear com a capacidade instalada, ou seja cerca de 37,5%.
- O faturamento das indústrias de equipamentos eletroeletrônicos industriais, sem a inclusão dos destinados à geração, transmissão e distribuição de energia, gerou um faturamento de R\$ 10,3 bilhões em 2004 contra os R\$ 3,7 bilhões em 1997, crescimento de aproximadamente 278%.

Diante destes números fica claro o quadro de crescimento dos últimos anos e de potencial crescimento para os próximos anos da indústria e aplicação de motores e acionamentos eletrônicos, justificando a pesquisa e desenvolvimento dos inversores de frequência, que são apresentados como uma das mais relevantes opções de melhoria da qualidade e eficiência energética na aplicação de motores de indução.

1.1.2 A eletrônica de potência

Após décadas de desenvolvimento tecnológico, desde a invenção do transistor, pela Bell Telephone Laboratory em 1956 e o aparecimento do Retificador Controlado de Silício (*SCR*),

na mesma década, até o surgimento do Transistor Bipolar de Porta Isolada (*IGBT*) em 1985, a eletrônica de potência tem sua importância firmemente estabelecida. O bom nível tecnológico atual da eletrônica de potência se deve, principalmente, aos progressos nos dispositivos semicondutores. Claro que temos avanços nas topologias inovadoras, estratégias de controle *PWM*, técnicas de controle e estimação, processadores digitais de sinais, novos *softwares* e *hardwares* que têm contribuído para este progresso. Nas últimas décadas do século *XX*, notadamente nos anos 90, houve um espetacular desenvolvimento tecnológico das características dos dispositivos de potência e sistemas de controle, fazendo com que esta década fosse considerada a “década da eletrônica de potência”. Estes dispositivos são usados em aplicações de média e alta tensão, em baixa frequência, tais como compensadores estáticos e cicloconversores, para estes fins temos disponíveis hoje dispositivos que operam com tensão acima dos 8000V e corrente da ordem de 4000A (fabricados pela ABB). Para aplicações de inversores em fonte de tensão, em média tensão, já estão disponíveis *GTO*’s da ordem de 6000V e 6000A (fabricados pela Mitsubishi) e *IGBT*’s da ordem de 3500V e 1200A (fabricado pela Eupec/Siemens), existem ainda em fase de testes em laboratórios, *IGBT*’s da ordem de 6,5kV e 10kV. Apesar das grandes capacidades de tensão e corrente, que apresentam melhor desempenho em alguns aspectos, o maior número de aplicações de conversores eletrônicos aplicados a motores na área industrial está na baixa tensão (BOSE, 2002). A eletrônica industrial apresenta diversas frentes de desenvolvimentos, estas frentes são na verdade as diversas áreas de aplicações, segundo (LIPO, 1999) podemos relacioná-las da seguinte forma:

- Aplicações industriais;
- Aplicações comerciais;
- Aplicações automotivas e de tração;
- Aplicações aeroespaciais e de defesa;
- Aplicações em sistemas de utilidades;
- Aplicações domésticas.

Na base das aplicações estão as domésticas, enquanto que no topo estão as aplicações de sistemas de utilidades de alta potência.

1.1.2.1 Aplicações domésticas: Abrange as aplicações de baixa potência com motores trifásicos, bifásicos e na grande maioria os monofásicos. Estas aplicações tipicamente acionam: bombas de baixa potência; fornos e eletrodomésticos.

1.1.2.2 Aplicações industriais: Este é sem dúvida o setor mais sólido dentre os sistemas de acionamento de máquinas e de eletrônica industrial. Estas aplicações abrangem: bombeamento (com possibilidade de manter a pressão e/ou vazão constantes na tubulação), sistemas de bobinamento e desbobinamento, laminação, extrusão, esteiras transportadoras, sistemas de extração de fumaça, sistemas de ventilação e exaustores, centrais de aquecimento, centrais de refrigeração, máquinas de embalagens, elevadores, linhas de engarrafamento, máquinas de frisar, máquinas de lavar industriais, elevação e movimentação de cargas, moinhos, fulões, indústria naval, máquinas têxteis, entre tantas outras.

1.1.2.3 Aplicações comerciais: Aplicações comerciais são tipicamente de baixa potência e tem potencial de mercado enorme, uma vez que ainda são consideradas inexploradas. Alguns exemplos desta frente de aplicações são refrigeradores de ar ou centrais de refrigeração e/ou aquecimento, ou ainda os sistemas acionados por motores monofásicos que operam em supermercados, restaurantes, hospitais ou em shopping centers.

1.1.2.4 Aplicações aeroespaciais e de defesa: Mais fortemente que o que acontece nas aplicações industriais e comerciais, a indústria aeroespacial e de defesa, direciona esforços na redução do tamanho e peso dos sistemas de acionamento.

A indústria aeroespacial e de defesa é a frente que mais recursos tem aplicado em desenvolvimento de dispositivos semicondutores. Entretanto, as aplicações para acionamentos de

motores, funcionando como atuadores e turbinas, operando com velocidade variável não têm sido exploradas de forma adequada (LIPO, 1999).

1.1.2.5 Aplicações automotivas e de tração: Estas aplicações têm historicamente puxado o desenvolvimento da tecnologia dos acionamentos de potência (LIPO, 1999), principalmente na Europa. Sendo que atualmente é considerada muito atrasada quando se refere às aplicações para locomotivas. Em outra via, bons resultados ocorrem na aplicação de acionamentos na tração de veículos elétricos e veículos híbridos, uma vez que combustíveis limpos têm sido uma prioridade neste setor, que ainda está nos primeiros passos.

1.1.2.6 Aplicações de alta potência: Nos sistemas de grandes potências, com aplicações de multi-megawatt, a tecnologia utilizada para o acionamento de motores emprega tiristores e vem gradativamente sendo atualizada para *IGBT*'s de aplicação em média tensão, devido às limitações no desligamento dos tiristores (RASHID, 1999) e (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1989), além de, nestes casos, se utilizar filtros volumosos, o que atrai problemas relacionados com a ressonância. Apesar destes pontos, as aplicações em sistemas de utilidades, tais como sistemas de tratamento e distribuição de água, vem viabilizando estas pesquisas.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esta revisão bibliográfica está organizada por temas, e estes organizados cronologicamente. A idéia é que tenhamos uma visão geral e, em alguns dos temas, o atual estado de desenvolvimento ou o "*State of the art*". É claro que esta revisão não poderia deixar de ir buscar os conceitos relativos aos conversores em geral, uma vez que estes são os elementos de conexão entre fontes de energia e cargas consumidoras. Os conversores, nas suas mais variadas topologias, são de suma importância na adequação da carga consumidora à fonte, mesmo quando o uso do conversor é dispensável, pode-se considerar que a sua inserção no sistema traria benefícios ao processo produtivo e/ou às instalações mecânica e elétrica, ficando claro que quando o

custo e os efeitos colaterais de sua aplicação não forem problemas de ordem significativa, estes serão empregados. As cargas elétricas requerem conversores com características que realizem a transformação desejada com um desempenho aceitável. A escolha da topologia de um conversor precisa considerar os seguintes fatores:

- Realizar a conversão requerida entre fonte e carga.
- Tamanho apropriado.
- O número, tamanho e custo dos elementos de filtro e outros acessórios.
- As perdas e estresse nos dispositivos de chaveamento de potência.
- Facilidade de controle e proteção.

Historicamente, a eletrônica de potência, no que tange aos conversores eletrônicos, tem sido dividida em duas principais vertentes, nas aplicações industriais de alta potência com os conversores ca/cc , cc/ca e ca/ca e em sistemas de baixa potência, como nas aplicações automotivas (cc/cc) e de aparelhos domésticos e comerciais (ca/cc) (MCMURRAY, 1988). Estes sistemas chaveados trazem, intrinsecamente, as questões associadas às técnicas de chaveamento e modulação. As técnicas de modulação em largura de pulso (*Pulsewidth Modulation - PWM*) têm sido intensivamente pesquisadas nas últimas seis décadas, resultando numa grande variedade de métodos. Diferentes em conceitos e desempenhos, sua implementação no projeto do sistema de acionamento depende do tipo de máquina, nível de potência e tipo de dispositivo de potência usado no conversor, claro que os custos também interferem na escolha do método de *PWM* da aplicação (HOLTZ, 1992). Sendo as técnicas destinadas às mais diversas aplicações, como por exemplo técnicas específicas para acionamentos industriais de baixo custo em servoacionamentos ca (HOLTZ; BEYER, 1994) e técnicas aplicadas aos acionamentos com número reduzido de componentes (JACOBINA, 1995). Alguns estudos são bem específicos, como em (JACOBINA, 2001) que estabelece correlações entre as técnicas de modulação em espaço vetorial *SVPWM* e a modulação digital escalar *DSPWM*, concluindo que é possível a obtenção dos mesmos resultados da técnica vetorial com a aplicação do algoritmo da técnica digital escalar, esta

equivalência foi empregada para propor um algoritmo simples para implementação do *PWM*. Em (BLASKO, 1997) é feita uma análise da técnica *PWM* híbrida baseada na modulação em espaço vetorial modificada e métodos de comparação triangular também é apresentada na clássica modulação espaço-vetorial, com aplicação de igual duração para os vetores nulos V_0 e V_7 modificada, uma variável K_0 (equivalente a μ) proporcional à duração do tempo de aplicação de V_7 é introduzida, a variação de K_0 de 0 a 1, ou mesmo a maneira como variamos este fator, altera o comportamento e os tempos de aplicação dos vetores nulos. A influência de K_0 foi investigada e combinada com a facilidade de implementação da técnica de comparação triangular, resultando no método *PWM* Híbrido (*HPWM*). As pesquisas dos conversores avançam em busca da simplicidade de controle em diversos trabalhos, entre estes o de conversores *ca/cc* de (CHEN; BLAABJERG, 1995).

1.2.1 Acionamento padrão

Para falarmos de novas topologias é importante equalizarmos a informação do que vem a ser um sistema de acionamento de motor *ca* padrão, este é constituído por um retificador de entrada, um banco de capacitores no barramento *cc*, um inversor de três braços, um motor elétrico trifásico padrão, conforme pode ser visto na Fig. 1.1 e um sistema de controle baseado em microcomputador. Em aplicações industriais onde o acionamento de vários motores é requerido, a solução direta consiste em replicar a configuração padrão. Uma das primeiras alternativas para redução dos custos nestes casos é o uso de um barramento *cc* comum para todos os acionamentos instalados na planta. Uma segunda alternativa para uma maior redução nos custos da instalação consiste no uso de topologias com um número reduzido de dispositivos de chaveamento de potência (BROECK; WAN WYK, 1984), (BLAABJERG, 1995), (PAN; JIANG, 1995), (JACOBINA, 1999), (ENJETI; RAHMAN, 1990), (KIM; LIPO, 1995), (LEE; FAHIMI; EHSANI, 2001), (LEDEZMA, 2001). Neste trabalho de dissertação serão investigadas doze diferentes topologias de acionamentos *ca*, que serão empregadas para permitir uma significativa redução no número de dispositivos de chaveamento de potência, se comparadas à solução direta, na qual a configu-

ração padrão é simplesmente replicada, além de propor e investigar topologias de acionamentos multimáquinas, com controle independente para os motores acionados.

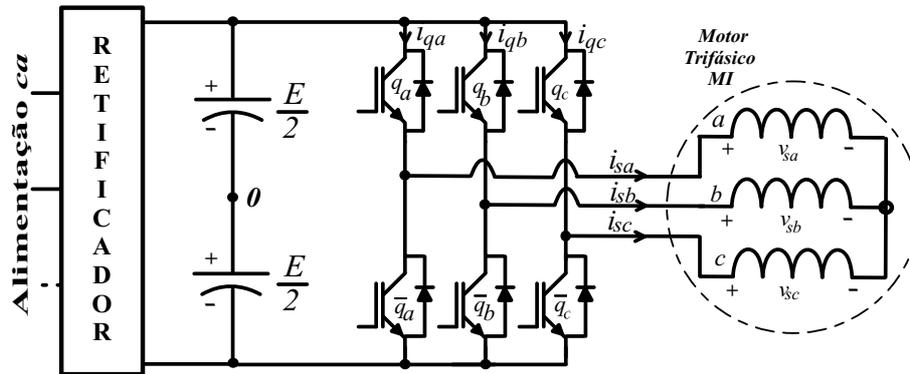


Figura 1.1. Sistema de acionamento ca padrão.

1.2.2 Redução do número de dispositivos semicondutores de potência

A busca pela redução dos custos e simplicidade dos conversores é algo que vem sendo intensivamente pesquisado, as topologias que propõem redução do número de dispositivos de potência, que doravante chamaremos simplesmente de “chaves”, são comentadas nesta seção, são diversos os trabalhos, muitas são as aplicações contempladas por estas pesquisas, assim, a partir deste ponto apresentamos a revisão bibliográfica dos sistemas de acionamento, de acordo com suas particularidades. Acreditamos que assim a visão de cada uma das diversas frentes de pesquisa será melhor vislumbrada.

1.2.2.1 Acionamentos monofásicos a partir de redes monofásicas: São diversas as pesquisas e possibilidades de aplicação desta frente, acionamentos com controle do fator de potência e capacidade de regeneração, que permitem devolução de energia à rede e melhor frenagem nas aplicações com motores (JACOBINA; OLIVEIRA, 2001). Há ainda as aplicações em sistemas de aquecimento, ventilação e ar condicionado (*Heating, Ventilation, and Air Conditioning - HVAC*), onde os conversores acionam cargas com características “torque versus velocidade” quadráticas, na faixa típica de $0Hz$ a $60Hz$ (CHOMAT; LIPO, 2003), ou ainda conversores

monofásicos/monofásicos onde a técnica de *PWM* utilizada busca o melhor aproveitamento da tensão de barramento, com controle de fator de potência e capacidade de regeneração (JACOBINA, 2005c), bem como sistemas destinados ao acionamento de múltiplas cargas monofásicas, em diferentes topologias, sempre com a busca da redução do número de chaves (OLIVEIRA, 2002).

1.2.2.2 Acionamentos bifásicos a partir de redes monofásicas: Das pesquisas destinadas ao acionamento de cargas monofásicas para os acionamentos de motores bifásicos, em (CORRêA, 2002) é investigada a técnica *PWM* para acionamento de um motor bifásico desbalanceado, mostrando que a topologia utilizada, com três braços, apresenta menor custo e desempenho satisfatório em relação à topologia de quatro braços normalmente utilizada. Em (JACOBINA, 2005) são propostas duas novas topologias monofásico/bifásico, com controle de fator de potência e capacidade de regeneração e em (TOMASELLI; DENIZAR; BARBI, 2005) é proposto um inversor com três braços, operando em sobremodulação, com duas propostas de operação na região não linear de operação, permitindo um melhor aproveitamento da tensão do barramento cc . Nesta mesma linha de pesquisas em (TOMASELLI, 2005) são comparadas duas diferentes técnicas vetoriais, contínua ($0 < \mu < 1$) e descontínua ($\mu = 0$ ou $\mu = 1$), aplicadas a diferentes topologias de inversores acionando motores bifásicos simétricos, sendo proposta uma nova técnica de modulação. Em todos os casos os resultados são satisfatórios.

1.2.2.3 Acionamentos trifásicos a partir de redes monofásicas: É evidente que as pesquisas com redução do número de chaves nos acionamentos eletrônicos têm como um dos principais focos o acionamento de motores trifásicos, uma vez que estes compõem a maioria dos motores aplicados em sistemas industriais, de utilidades e comerciais. Muitos são os trabalhos que podemos citar, contemplando a redução do número de chaves em acionamentos para motores trifásicos, com suas particularidades quanto à ênfase da pesquisa: busca por melhor aproveitamento da tensão de barramento cc ; redução ou eliminação dos indutores de filtro; associação de motores; melhor desempenho quanto à *THD* (SANTOS JÚNIOR, 2005); re-

dução do número de dispositivos controlados, com a substituição dos mesmos por diodos (PAN, 1995); investigação das variações de torque devido à redução do número de chaves (BLAAB-JERG, 1997); proposta de um novo método *PWM* para inversores trifásicos a quatro chaves (*Four Switches Three Phase Inverters*) *FSTPI* ou ainda a investigação da influência da ligação do motor (estrela ou triângulo) na implementação (CORRêA, 1999). Em (ENJETI; RAHMAN, 1993) é proposta uma topologia com três braços e conexão da rede e do motor ao ponto central dos capacitores do barramento *cc*, sendo este o ponto comum entre entrada e saída, mantendo a corrente de entrada praticamente senoidal com um fator de potência próximo do unitário, em (ENJETI; RAHMAN; JAKKLI, 1993) são propostas cinco novas topologias, algumas para funcionamento em frequência fixa na saída para o motor, estas topologias são comparadas e os resultados apresentados, todos considerados satisfatórios. Em (JACOBINA, 1999) é investigada a aplicação do conversor de três braços, monofásico/trifásico com conexão da rede e do motor ao ponto central dos capacitores do barramento *cc*, acionando em baixas potências: (i) motor trifásico padrão; (ii) motor trifásico padrão com uma fase aberta, conectando dois enrolamentos e o neutro e (iii) um motor bifásico padrão, com conclusões positivas quanto à viabilidade destas aplicações, abrindo portas para aplicações onde haja falta de fase para o motor trifásico. Em (ITOH; FUJITA, 2000) é proposto um controle de fator de potência pelo controle dos vetores nulos, controle de fator de potência com capacidade de regeneração (JACOBINA, 2001), acionamento monofásico/trifásico com três chaves controladas e três diodos (WELCHKO; LIPO, 2001), aplicações de baixo custo (BELLAR, 2001), inclusive com a utilização dos conversores como *soft-starter* com maior redução de chaves, investigações quanto ao melhor aproveitamento do barramento *cc* (JACOBINA, 2005), até mesmo topologia de quatro braços apresentando o mesmo aproveitamento de tensão do barramento *cc* que as topologias de cinco braços (JACOBINA; SANTOS JR; CORRêA, 2005a), acionamentos monofásico/trifásico, a quatro fios, sem conexão ao ponto central dos capacitores do barramento *cc*, permitindo controle do fator de potência e regeneração, sendo apresentado o conceito de fator de distribuição (μ) local e global (JACOBINA; SANTOS JR; CORRêA, 2005b). Devido às diversas aplicações onde o motor trifásico é requerido, e considerando que a rede trifásica nem sempre está disponível para o

usuário final, por exemplo em aplicações na área rural ou mesmo em instalações residenciais, há um grande interesse por parte dos usuários e, conseqüentemente, fabricantes pelos conversores com número reduzido de chaves que acionam motores trifásicos a partir de redes monofásicas.

1.2.2.4 Acionamentos trifásicos a partir de redes trifásicas: Por razão de custos, a transmissão e distribuição de energia elétrica é feita, na maioria dos sistemas, através de redes trifásicas, sendo mantida esta forma quando ocorre o “abaixamento” da tensão para uso industrial, assim, os equipamentos destinados à aplicação na indústria são projetados para uso em redes de alimentação trifásicas, o que leva à necessidade de pesquisas de conversores para acionamento trifásico a partir de redes trifásicas em baixa tensão. No Brasil, nos valores nominais de tensão *rms* de linha: $220V_{ca}$; $380V_{ca}(400V_{ca})$ e $440V_{ca}(480V_{ca})$. Assim como para os sistemas apresentados anteriormente, diversos são os estudos, com diferentes ênfases e aplicações, em (KIM; LIPO, 1996) temos a proposta de um conversor, onde retificador e inversor compartilham o ponto central dos capacitores do barramento *cc* e todo o conjunto é composto por oito chaves, em quatro braços, esta topologia, que é conhecida por diversos nomes, um bem comum na literatura é *B4*, apresenta capacidade de regeneração e correção de fator de potência, foi investigado também o controle da tensão do barramento *cc* e da tensão e corrente de saída. Nesta mesma linha de pesquisa podemos citar (RIBEIRO, 1996), onde a topologia *B4* apresenta, como em todos os casos onde o ponto central do barramento *cc* é utilizado, correntes *ca* fluindo através dos capacitores do barramento *cc* causando desbalanceamento das tensões nos mesmos, este inconveniente pode ser resolvido pelo controle da tensão, no entanto para contornar esta necessidade de controle da tensão no barramento *cc* é apresentada uma topologia com cinco braços, sendo o quinto braço, compartilhado por um dos terminais de entrada da alimentação *ca* e um terminal do motor trifásico, desta forma o ponto central dos capacitores não é utilizado, esta topologia foi proposta por (JACOBINA, 2001), permitindo, também, o controle do fator de potência e a regeneração. A questão dos acionamentos que utilizam o ponto central dos capacitores do barramento *cc* tem merecido especial atenção dos pesquisadores, diversas são as soluções propostas buscando minimizar o desbalanceamento da tensão nos capacitores ou

mesmo reduzir as distorções harmônicas e o ripple na tensão do barramento cc , que resultam em aquecimento dos capacitores e conseqüente degradação precoce dos mesmos, trabalhos como os de (ENJETI; SHIREEN, 1990), (KIM; LIPO, 1997), (RENDUSARA, 1999) e (KIEFERNDORF; FÖRSTER; LIPO, 2004) propõem e investigam diferentes soluções para o problema.

1.2.2.5 Acionamentos com conversores matriz: Uma conversão direta de ca para ca , normalmente é realizada por uma estrutura comumente chamada de conversor matriz, em (SIYOUNG; SEUNG-KI; LIPO, 2000) é pesquisada uma nova topologia para este tipo de conversores e em (LIXIANG; LIPO; HO, 2002) é proposto uma redução de chaves para diversas topologias, mantendo as características dos conversores matriz, a saber: (i) operação em quatro quadrantes; (ii) fator de potência de entrada unitário e (iii) as vantagens intrínsecas da não utilização de um banco de capacitores.

1.2.2.6 Acionamentos sem indutor de filtro: Uma outra frente de pesquisas quando se trata de redução do número de componentes é a que trata dos acionamentos sem indutores de filtro (*boost*), estes sistemas são propostos e investigados em (JACOBINA, 2004), (SANTOS JR, 2005) que adicionalmente trata de acionamentos para mais de um motor com o mesmo conjunto de braços (acionamentos multimáquinas), em (JACOBINA, 2005b) a topologia com número reduzido de braços e sem indutor de filtro é aplicada a um motor pentafásico de indução, nos três trabalhos são investigadas as estratégias de controle de tensão e corrente, do fator de potência de entrada e em todos os casos é permitida a regeneração. Estudos mais detalhados destas topologias podem ser encontrados em (SANTOS JÚNIOR, 2005).

1.2.2.7 Acionamentos de motores hexafásicos: A necessidade de confiabilidade na máquina e melhor desempenho do torque, mesmo em caso de falta de fase, por falha no acionamento ou no motor, leva à pesquisa e aplicação de motores com maior número de fases, saindo dos tradicionais trifásicos e passando para máquinas com seis fases, nos trabalhos de (JACOBINA,

2005a), (MIRANDA, 2005), (CORRêA, 2005a) e (CORRêA, 2005b) são propostas e investigadas topologias com número reduzido de chaves para acionamento de motores hexafásicos ou de duplo enrolamento trifásico que pode ser tratado como hexafásico, sendo que em (CORRêA, 2005a) e (CORRêA, 2005b) é adicionalmente proposta e investigada uma nova estratégia para redução da tensão de modo comum.

1.2.3 Sistemas de acionamento com múltiplas máquinas

1.2.3.1 Acionamentos de motores em paralelo: Nas aplicações de acionamentos eletrônicos, há muitos casos onde se faz necessário o uso de vários motores que funcionam de forma conjunta, partindo, parando e variando a velocidade da mesma forma ao longo do tempo, como se existisse um eixo virtual conectando mecanicamente os seus rotores. Como exemplos podemos citar sistemas de tração para trens e linhas industriais de produção contínua, como têxteis, laminados plásticos ou metálicos, para estes casos pode-se realizar o acionamento destes motores em paralelo alimentados por um único conversor. Devido à dificuldade de identificação dos parâmetros de cada motor pelo sistema de acionamento, temos nestes casos um problema adicional para a implementação do controle vetorial, no entanto, alguns trabalhos propõem técnicas que melhoram o desempenho do conjunto, em (MA, 2001) é proposta uma nova técnica vetorial que melhora a estabilidade do conjunto, esta técnica é aplicável em baixa frequência de chaveamento ($500Hz$), o que torna o sistema proposto aplicável a grandes potências, inclusive em média tensão. Ainda em acionamentos de motores em paralelo, em (FRANCISCO; NúñEZ; ÁLVAREZ, 2005) e (JIANGBO, 2005) são propostas técnicas de controle vetorial. No primeiro propõe-se uma estratégia que controla a tensão entregue a cada motor, sincronizando o conjunto pelo eixo virtual, no segundo são aplicadas diversas técnicas de controle considerando o modelo que represente a média de todos os motores conectados em paralelo.

1.2.3.2 Acionamentos multimáquinas: Muitas são as aplicações que necessitam de controle independente dos motores em um mesmo sistema, pois estes têm funções diferentes e,

portanto, funcionamentos diferentes. Estes sistemas são conhecidos como: “*acionamento multimáquinas*”, estes sistemas de acionamento são uma extensão dos acionamentos convencionais, para algumas aplicações, como em tração de trens, que já vem sendo aplicado há alguns anos. Apesar das vantagens, o “acoplamento” que existe entre os motores causa perturbações, para minimizar estes efeitos é que algumas técnicas de desacoplamento são propostas, em (BOUSCAYROL, 2000) os acoplamentos em sistemas multimáquinas são classificados em três grupos: acoplamento elétrico; magnético e mecânico. A influência de cada um destes é formalizada e algumas soluções para minimização dos seus efeitos são apresentadas. Aplicações de sistemas multimáquinas em tração de veículos, onde é necessária uma diferença de velocidade quando uma curva precisa ser feita, são apresentadas em (BOUSCAYROL, 1994), (BOUSCAYROL; DAVID; FORNEL, 1996) e (LEDEZMA; MUNOZ-GARCIA; LIPO, 1998), nestes trabalhos são apresentadas, adicionalmente, topologias com número reduzido de chaves, onde são investigados pontos importantes, como: controle de fator de potência em (FRANÇOIS, 2000); compartilhamento do ponto central dos capacitores do barramento cc entre entrada e saída do conversor, controlando a tensão nos capacitores para evitar o desbalanceamento das tensões nos mesmos (LEDEZMA, 2001); aplicação de sistemas multimáquinas para motores bifásicos ou trifásicos (JACOBINA, 2001); comparação entre sistemas que compartilham o ponto central do banco de capacitores do barramento cc e acionamentos que compartilham um braço extra (JACOBINA, 2002), há ainda estudos que focam: as estratégias de falhas para acionamento de dois motores trifásicos a partir de um inversor de cinco braços (DELARUE; BOUSCAYROL; FRANÇOIS, 2003) e (BOUSCAYROL, 2005); generalização do algoritmo de acionamentos multimáquinas para qualquer número de braços, de rápida e prática implementação (DELARUE; BOUSCAYROL; SEMAIL, 2003); sistemas multimáquinas em semi-paralelo, envolvendo motores diferentes, trifásicos e bifásicos, em (SU; HSU, 2004) e (SU; HSU, 2005) com aplicação específica para sistemas de veículos elétricos, nos motores aplicados à tração e compressores dos veículos. Em um recente trabalho (KWAK; TOLIYAT, 2005) compara duas topologias de acionamentos multimáquinas, uma com os inversores sendo supridos pelo mesmo barramento cc ($PWM-VSR$) e outra topologia com dois conversores, sendo uma com retificador a $IGBT$'s e a outra com retificador a diodos (MFC).

Aspectos como aproveitamento da tensão de barramento cc e distorções harmônicas (favoráveis à topologia $PWM-VSR$) são consideradas na investigação, estudos dos custos são discutidos, com variações em relação à faixa de potência e tensão de barramento do acionamento.

1.2.4 Acionamentos com máquinas em série

Para permitir os acionamentos multimáquinas, é possível também a associação de motores em série, ou enrolamentos destes motores. E este tipo de aplicação tem aceitação em sistemas de tração, indústrias têxteis, laminadores de papel, plásticos e metais, sistemas de bobinamento e desbobinamento, além de outros. Em (LEVI, 2003), (JONES, 2003a), (LEVI; JONES; VUKOSAVIC, 2003), (JONES, 2003b), (LEVI, 2004b), (LEVI, 2004a), (JONES; LEVI; IQBAL, 2004), (JONES; VUKOSAVIC; LEVI, 2004), (JONES, 2004), (IQBAL, 2005) são apresentados estudos desta frente de pesquisas, onde máquinas polifásicas, de três a dez fases, são associadas em série, bem como investigados pontos importantes destas configurações, tais como: desacoplamento dinâmico entre motores, aproveitamento de tensão do barramento cc , estratégias de controle vetorial. Assim como nas demais topologias mostradas anteriormente, a associação série apresenta uma vantagem importante que é a redução do número de chaves nos sistemas de acionamentos, apesar de apresentar como uma grande desvantagem as perdas, uma vez que as correntes de todos os motores circulam pelos enrolamentos em série, a real importância deste ônus ainda está sendo investigada.

1.2.5 Aplicações

Muitas são as aplicações possíveis para os sistemas de acionamentos com número reduzido de chaves, em tese todas as aplicações onde é aceitável as características que os diferenciam do acionamento padrão, como por exemplo menor aproveitamento da tensão de barramento e maior THD geral do sistema, podem ser realizadas com topologias reduzidas. Apenas como exemplo podemos citar um estudo de aplicação em geração por turbina eólica (EL-TAMALY,

1999), onde um conjunto retificador/inversor - trifásico/monofásico, conecta uma turbina de geração eólica de até $20kW$ com frequência de geração variável a uma rede elétrica monofásica de frequência fixa. Convencionalmente este sistema de acionamento utilizaria pelo menos dez chaves (cinco braços), no entanto, no trabalho em questão, são utilizadas apenas seis chaves (três braços), com uma configuração onde as conexões de entrada e saída compartilham o ponto central dos capacitores do barramento *cc*.

1.3 CONTRIBUIÇÕES DESTA DISSERTAÇÃO

Sem ter a pretensão de ter feito uma revisão bibliográfica completa, mas com a certeza que as principais linhas de pesquisas relativas aos sistemas de acionamento com número reduzido de chaves foram contempladas, e que neste panorama é possível vislumbrarmos o estado atual destas pesquisas, bem como os caminhos indicados para o futuro próximo, podemos afirmar que estes sistemas, nas mais diversas aplicações possíveis, são factíveis e com vários pontos de vantagem, considerando a tolerância da instalação onde o sistema de acionamento será aplicado.

Neste trabalho apresentamos doze topologias de acionamentos com número reduzido de chaves e investigamos algumas das mais importantes características das mesmas, em relação à topologia padrão ou à topologia de barramento *cc* comum. Nove destas topologias são destinadas ao acionamento de dois motores e as outras três para acionamentos multimáquinas, todas projetadas para motores de indução padrão bifásicos e/ou trifásicos. A partir destas investigações podemos quantificar o desempenho das topologias. As características examinadas foram:

- Estratégia *PWM*.
- Aproveitamento da tensão do barramento *cc*.
- Corrente e tensão no braço compartilhado ou capacitores do barramento *cc*.
- Distorção harmônica total (*THD*) da tensão de saída.

- Custos das topologias.

Estes estudos, que são as contribuições desta dissertação, são apresentados de forma compactada a seguir, com uma breve descrição das motivações de sua investigação:

1. Estratégia *PWM* da topologia com o objetivo de implementação, através de simulação e experimentalmente.

2. Aproveitamento da tensão do barramento *cc*: os sistemas de acionamento, de um modo geral, necessitam de um barramento *cc* que deve suprir o inversor (vide Fig. 1.1) As topologias com número reduzido de chaves para acionamento de dois ou mais motores necessitam de maior tensão de barramento que os sistemas convencionais, daí os estudos para definir arranjos dos motores e do acionamento, de modo a minimizar esta necessidade, que tem relação direta com os custos.

3. Corrente e tensão no braço compartilhado: à medida que aumentamos o número de máquinas conectadas a um braço compartilhado, a corrente no mesmo aumenta, sendo então necessária a avaliação da viabilidade do sistema, uma vez que o superdimensionamento das chaves do braço compartilhado pode inviabilizar os custos desta solução.

4. Distorção harmônica total (*THD*) da tensão de saída das topologias, que são investigadas, permitindo uma comparação e definição das que ofereçam os menores níveis, permitindo sua aplicação dentro das exigências do sistema e das normas.

5. Custos das topologias: são comparados custos das topologias com sistemas de acionamento que compartilham o barramento *cc*, estes estudos mostram que as topologias são extremamente interessantes quando o critério é o custo. Notadamente nos casos das topologias multimáquinas, pois à medida que o número de motores e potência dos mesmos aumenta os custos destas são relativamente menores que nos sistemas convencionais.

1.4 ORGANIZAÇÃO DESTA DISSERTAÇÃO

Devido ao número expressivo de topologias propostas e investigadas, esta dissertação foi estruturada de forma que em cada capítulo é apresentado um grupo de topologias, onde estas apresentam semelhanças quanto ao número e arranjo dos motores. Resumidamente apresentamos a seguir a estrutura e o conteúdo de cada capítulo.

Capítulo 1, neste capítulo, cujo título é *Introdução Geral*, é apresentada uma introdução histórica dos motores e da eletrônica de potência, também é apresentada uma revisão bibliográfica dos sistemas de acionamento de máquinas de indução, mais especificamente sobre sistemas que empregam número reduzido de chaves para acionamento de duas ou mais máquinas, bem como dos sistemas de acionamentos com múltiplas máquinas em paralelo e em série.

Capítulo 2, cujo título é *Acionamentos com braço compartilhado para duas máquinas*, são propostas e investigadas seis topologias, todas para acionamento de dois motores de indução, trifásicos e/ou bifásicos, a partir de um barramento *cc* capacitivo, utilizando cinco braços, sendo um dos braços compartilhado pelos motores. São apresentadas as estratégias *PWM* de cada topologia, análise do aproveitamento do barramento *cc*, análise das correntes nas chaves do braço compartilhado, estudo da *THD*, análise dos custos financeiros, resultados de simulações e experimentos práticos, concluindo com um estudo comparativo entre as topologias apresentadas, abordando as principais características de desempenho. Estes estudos resultaram na publicação de um artigo aceito em congresso internacional:

- Título do Artigo: Dual AC Drives with Five-Leg Converter.

Evento: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2005, Recife - PE.

Capítulo 3, cujo título é *Acionamentos multimáquinas bifásicas ou trifásicas*, são propostas e investigadas três topologias, todas para acionamento multimáquinas com motores de indução, trifásicos ou bifásicos, a partir de um conjunto retificador de entrada, um banco de capacitores para prover o barramento *cc*, n motores bifásicos ou trifásicos, alimentados por n inversores de dois braços em fonte de tensão, existindo um braço extra compartilhado pelos motores

nas duas primeiras topologias. Na terceira topologia do capítulo, os motores compartilham o ponto central dos capacitores do barramento cc , neste caso, não existe o braço extra. São apresentadas as estratégias PWM de cada topologia, análise do aproveitamento do barramento cc , análise das correntes nas chaves do braço compartilhado ou das tensões nos capacitores do barramento cc (conforme o caso), estudo da THD , análise dos custos financeiros, resultados de simulações e experimentos práticos, concluindo com um estudo comparativo entre as topologias apresentadas, abordando as principais características de desempenho. Estes estudos resultaram na publicação de dois artigos, aceitos em congressos nacional e internacional:

- Título: Component Minimized Multi-Drive Systems Based on Two-Phase and Three-Phase Machines.

Evento: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 2005, Recife - PE.

- Título: Reduced Switch Count Multi-Motor Drive Systems.

Evento: INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES, 2005, San Antonio, Texas.

Capítulo 4, cujo título é: *Acionamentos de duas máquinas em série*, são investigadas três topologias, todas para acionamento de dois motores de indução, trifásicos e/ou bifásicos, em série, a partir de um barramento cc capacitivo, nenhuma das topologias utiliza braço compartilhado ou conexão ao ponto central dos capacitores do barramento cc . São apresentadas as estratégias PWM de cada topologia, análise do aproveitamento do barramento cc , análise das correntes nas chaves do braço compartilhado, estudo da THD , análise dos custos financeiros, resultados de simulações e experimentos práticos, concluindo com um estudo comparativo entre as topologias apresentadas, abordando as principais características de desempenho. Estes estudos resultaram na publicação de um artigo, aceito em congresso internacional:

- Título: AC Drive Systems Using Five-Leg Converter and Series-Connected Machines

Evento: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2005, Recife - PE. .

Capítulo 5, cujo título é: *Conclusões e trabalhos futuros*, neste capítulo são apresentadas de forma resumida as conclusões deste trabalho, onde são citadas as contribuições e são sugeridas, com base no exposto, propostas de continuidade das pesquisas iniciadas nesta dissertação.

No Apêndice *A* é feito uma descrição detalhada da plataforma de desenvolvimento experimental, a partir da qual foi possível obter todos os resultados experimentais mostrados neste trabalho.

No Apêndice *B* são apresentadas, de forma detalhada, as análises dos custos financeiros das topologias propostas em relação à topologia padrão.

No Apêndice *C* são apresentados, de forma detalhada, os parâmetros e condições das simulações implementadas. Bem como feitos comentários acerca dos programas utilizados.

ACIONAMENTOS COM BRAÇO COMPARTILHADO PARA DUAS MÁQUINAS

2.1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de acionamento evoluíram e atualmente o foco das pesquisas deixou de ser apenas o acionamento propriamente dito, atualmente os estudos buscam novas vantagens nestas estruturas, tais como: redução dos custos financeiros e dimensões, para tanto, uma das alternativas é a redução de componentes nas topologias propostas. Neste sentido tornou-se muito interessante o uso de topologias que compartilham um ou mais braços quando o acionamento é destinado a mais de um motor, ou nos casos em que o compartilhamento acontece entre entrada e saída do conversor. A vantagem imediata é a redução dos custos, função da redução do número de chaves, entretanto, há um conjunto de características que são afetadas de forma direta pelo modo de funcionamento da nova estrutura, tais como: distorção harmônica total (*THD*) e menor aproveitamento da tensão do barramento *cc*. Estas mudanças nas características, no entanto, devem ser avaliadas para cada caso, de modo que possamos utilizar a topologia que apresenta a melhor característica para cada aplicação em questão.

Dentre as muitas aplicações onde podemos utilizar topologias com número reduzido de chaves, que faça uso de compartilhamento de um ou mais braços, podemos citar: tração veicular; máquinas têxteis; sistemas de laminação; sistemas de movimentação de cargas; dentre muitas outras, inclusive sistemas que empregam motores diferentes, trifásico e bifásico, em um mesmo sistema de acionamento. É realmente muito ampla a possibilidade de aplicação destas topologias, em tese, qualquer sistema de acionamento com mais de um motor que seja tolerante às novas características da nova topologia.

Neste capítulo são propostas e estudadas seis diferentes topologias de acionamentos de motores de indução, projetadas para aplicações onde é necessário o controle de dois motores independentemente, com a redução do número de dispositivos de chaveamento de potência. Todas as soluções aqui propostas empregam inversores de cinco braços e usam menor número de componentes que a solução direta, onde a configuração padrão é simplesmente replicada. As configurações que examinaremos são apresentadas na Fig. 2.1.

Os estudos apresentados neste capítulo estão organizados da seguinte forma:

1. Introdução.
2. Modelos das topologias propostas.
3. Estratégia *PWM*.
4. Corrente no braço compartilhado.
5. Análise da capacidade de tensão.
6. Resultados de simulações e experimentais.
7. Análise da distorção harmônica total - *THD*.
8. Análise dos custos financeiros.
9. Comparações entre as topologias.
10. Conclusões. As topologias propostas têm cinco braços, um barramento *cc* a partir de um banco de capacitores e dois motores de indução, trifásicos e/ou bifásicos. O inversor é composto pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5$ e \bar{q}_5 . Os pares de chaves $q_1 - \bar{q}_1, q_2 - \bar{q}_2, q_3 - \bar{q}_3, q_4 - \bar{q}_4$ e $q_5 - \bar{q}_5$ são complementares. Em todos os casos os estados de condução das chaves podem ser representados por variáveis binárias q_1, q_2, q_3, q_4 e q_5 , onde $q = 1$ indica chave fechada, enquanto $q = 0$ indica chave aberta.

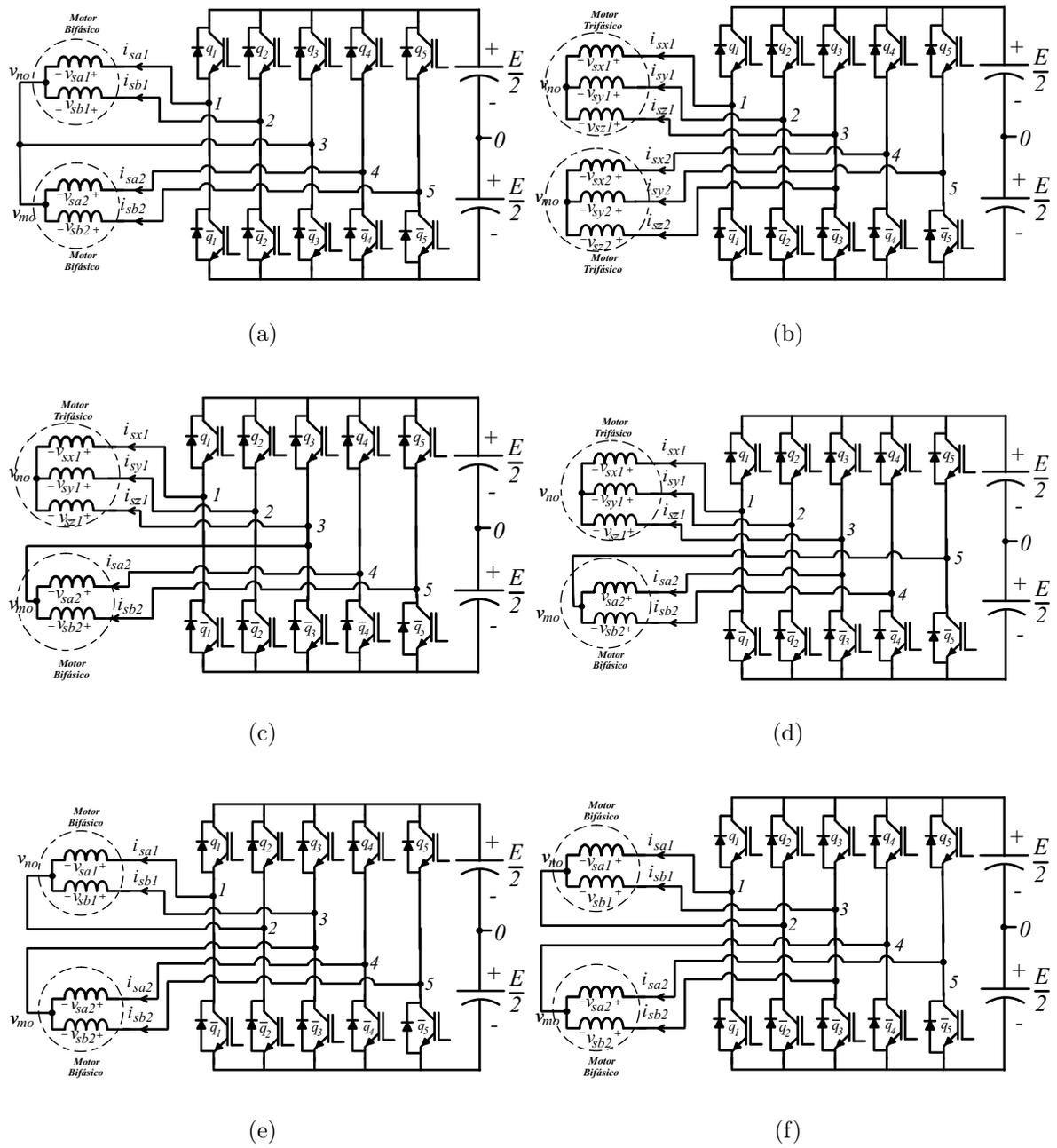


Figura 2.1. Topologias propostas: Topologia I (a), Topologia II (b), Topologia III (c), Topologia IV (d), Topologia V (e), Topologia VI (f).

2.1.1 Modelo do motor trifásico

O motor utilizado neste trabalho é uma máquina de indução trifásica padrão. O modelo odq que descreve o comportamento dinâmico da máquina no referencial estatórico pode ser encontrado em (JACOBINA; LIMA, 2002) e é dado por:

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \phi_{sdq} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \phi_{rdq} - j\omega_r \phi_{rdq} \quad (2.2)$$

$$\phi_{sdq} = l_s \mathbf{i}_{sdq} + l_{sr} \mathbf{i}_{rdq} \quad (2.3)$$

$$\phi_{rdq} = l_{sr} \mathbf{i}_{sdq} + l_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (2.4)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (2.5)$$

$$v_{ro} = r_r i_{ro} + l_{lr} \frac{d}{dt} i_{ro} \quad (2.6)$$

$$T_e = Pl_{sr}(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.7)$$

onde $\mathbf{v}_{sdq} = v_{sd} + jv_{sq}$, $\mathbf{i}_{sdq} = i_{sd} + ji_{sq}$, e $\phi_{sdq} = \phi_{sd} + j\phi_{sq}$ são os vetores de tensão, corrente e fluxo dq do estator, respectivamente; v_{so} e i_{so} são as tensões e correntes homopolares do estator, respectivamente (as variáveis equivalentes para o rotor são obtidas pela substituição do subscrito s por r); T_e é o torque eletromagnético; ω_r é a frequência angular do rotor; r_s e r_r são as resistências do estator e do rotor; l_s , l_{ls} , l_r e l_{lr} são as indutâncias próprias e de dispersão do estator e do rotor, respectivamente; l_{sr} é a indutância mútua e P é o número de pares de pólos da máquina.

As variáveis odq do modelo do estator podem ser determinadas a partir das variáveis 123 usando a seguinte transformação:

$$\mathbf{w}_{s123} = \mathbf{A}_s \mathbf{w}_{sodq} \quad (2.8)$$

com $\mathbf{w}_{s123} = [w_{s1} \ w_{s2} \ w_{s3}]^T$, $\mathbf{w}_{sodq} = [w_{so} \ w_{sd} \ w_{sq}]^T$ e

$$\mathbf{A}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Os vetores \mathbf{w}_{s123} e \mathbf{w}_{sodq} podem ser de tensão, corrente ou fluxo, e $\mathbf{A}_s^{-1} = \mathbf{A}_s^T$.

2.1.2 Modelo do motor bifásico

O modelo do motor bifásico também é dado por (2.1)-(2.4) e (2.7), entretanto, neste caso, os subscritos d e q são substituídos por a e b , respectivamente. Por outro lado, não é necessário o uso de (2.8) para determinar os vetores dq , neste caso o vetor de tensão no motor é dado por:

$$\mathbf{v}_{sab} = v_{sa} + jv_{sb}.$$

2.2 TOPOLOGIA I - MODELO

A Topologia I usa dois motores bifásicos, com os terminais do neutro de cada motor compartilhando um braço do inversor, como pode ser visto na Fig. 2.1(a). As tensões de fase dos motores são dadas por:

$$v_{sa1} = v_{10} - v_{30} = (q_1 - q_3)E \quad (2.10)$$

$$v_{sb1} = v_{20} - v_{30} = (q_2 - q_3)E \quad (2.11)$$

$$v_{sa2} = v_{40} - v_{30} = (q_4 - q_3)E \quad (2.12)$$

$$v_{sb2} = v_{50} - v_{30} = (q_5 - q_3)E. \quad (2.13)$$

2.2.1 Estratégia PWM

Ambos os motores podem ser controlados independentemente, o controle de torque de cada máquina define v_{sa1}^* , v_{sb1}^* e v_{sa2}^* , v_{sb2}^* . As tensões referenciadas ao ponto central dos capacitores do barramento cc ($'0'$), citadas como tensões de pólo de referência, podem ser expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sa1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.14)$$

$$v_{20}^* = v_{sb1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.15)$$

$$v_{30}^* = v_{\mu}^* \quad (2.16)$$

$$v_{40}^* = v_{sa2}^* + v_{\mu}^* \quad (2.17)$$

$$v_{50}^* = v_{sb2}^* + v_{\mu}^*. \quad (2.18)$$

A tensão v_μ^* é introduzida e precisa ser definida para resolvermos as equações (2.14)-(2.18). Para tanto, dois métodos serão discutidos, estes apresentam maneiras diferentes de obtenção de v_μ^* .

2.2.1.1 Método I - Fator de distribuição local: A tensão v_μ^* pode ser determinada tomando o fator de distribuição local μ_j de uma máquina particular $j^{\text{ésima}}$ ($j = 1$ ou 2). Neste caso $v_\mu^* = v_{\mu_j}^*$, onde $v_{\mu_j}^*$ é dada por:

$$v_{\mu_j}^* = E\left(\mu_j - \frac{1}{2}\right) - \mu_j v_{j_{\max}}^* + (\mu_j - 1)v_{j_{\min}}^* \quad (2.19)$$

onde $v_{j_{\max}}^* = \max V_j$ e $v_{j_{\min}}^* = \min V_j$, com $V_j = \{v_{saj}^*, v_{sbj}^*, 0\}$ com ($j = 1$ ou 2).

A expressão (2.19) é obtida usando a mesma aproximação aplicada para obter o equivalente da modulação *PWM* trifásica (JACOBINA, 2001), (BLASKO, 1997). O fator de distribuição local μ_j ($0 \leq \mu_j \leq 1$) é dado por:

$$\mu_j = t_{oij}/t_{oj} \quad (2.20)$$

para dividir o período de roda livre t_o [período no qual as tensões v_{10} , v_{20} e v_{30} (para $j = 1$) ou v_{30} , v_{40} e v_{50} (para $j = 2$) são iguais] no início [$t_{oij} = \mu_j t_{oj}$] e no final [$t_{ofj} = (1 - \mu_j)t_{oj}$] do período de chaveamento, (JACOBINA, 2001), (BLASKO, 1997). O fator de distribuição pode ser mudado em função do índice de modulação (m_j) para reduzir a distorção harmônica total (*THD*) de uma máquina particular $j^{\text{ésima}}$. Neste caso é possível controlar como a distorção harmônica se distribui entre os motores.

Além de (2.19), a tensão $v_{\mu_j}^*$ precisa atender também às tensões da máquina $k^{\text{ésima}}$ ($k \neq j$). Então, de (2.14)-(2.18) para a $k^{\text{ésima}}$ máquina, os limites para $v_{\mu_j}^*$ podem ser calculados como:

$$v_{j_{\max}}^* = E/2 - \min U_k \quad (\text{para } k \neq j) \quad (2.21)$$

$$v_{j_{\min}}^* = -E/2 - \max U_k \quad (\text{para } k \neq j) \quad (2.22)$$

onde $U_k = \{v_{sak}^*, v_{sbk}^*\}$ com ($k = 1$ ou 2).

Baseado na discussão anterior, o algoritmo proposto para determinar o sinal de comando das chaves é o seguinte:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição local μ_j de tal modo que o THD da máquina $j^{ésima}$ seja otimizado e calculado $v_{\mu j}^*$ de (2.19).

Passo 2. Determine os limites de $v_{\mu j}^*$, $v_{j \max}^*$ e $v_{j \min}^*$ usando (2.21) e (2.22). Grampeie $v_{\mu j}^*$ em $v_{j \max}^*$ se $v_{\mu j}^* > v_{j \max}^*$ ou $v_{\mu j}^*$ em $v_{j \min}^*$ se $v_{\mu j}^* < v_{j \min}^*$.

Passo 3. Usando $v_{\mu}^* = v_{\mu j}^*$ determine v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.14)-(2.18).

Passo 4. Finalmente, uma vez que as tensões de pólo de referência foram determinadas, calcule a largura dos pulsos: τ_1 a τ_5 e programe as temporizações.

Considerando a modulação escalar, com pulso centrado, conforme mostrado na Fig. 2.2 temos a média em τ , dada por

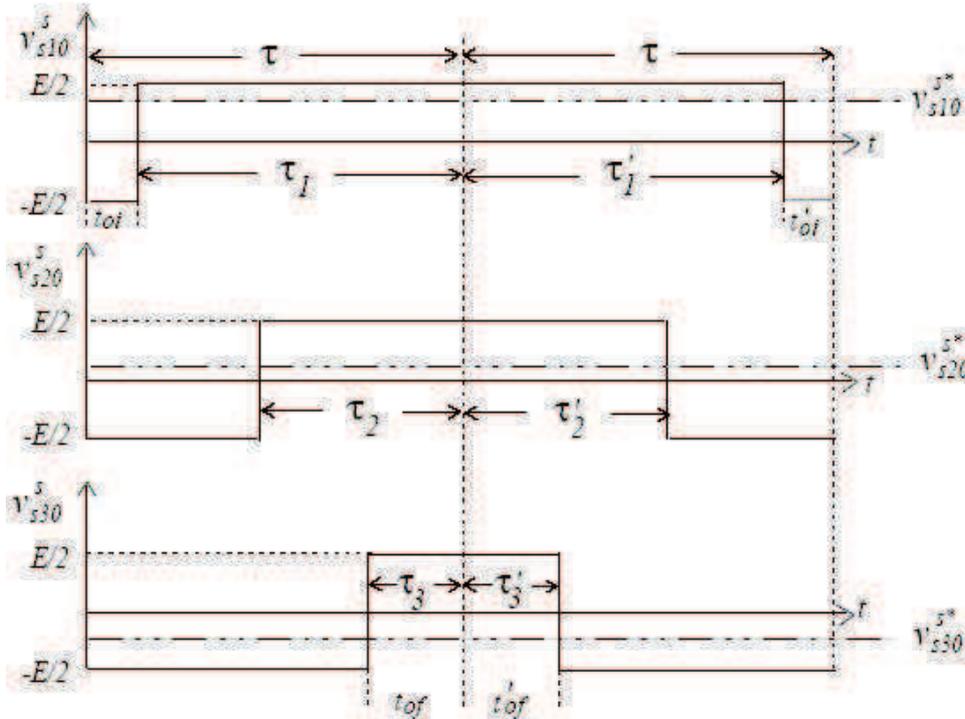


Figura 2.2. PWM - Pulsos centrados da modulação escalar

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v_s^{s*} j_0 dt = \tag{2.23}$$

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v_s^s j_0 dt = \tag{2.24}$$

$$\left[\frac{E}{2} \tau j - \frac{E}{2} (\tau - \tau_j) \right] \frac{1}{\tau} = \tag{2.25}$$

resolvendo

$$\tau j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{s j 0}^{s*} \text{ para } j = 1, 2, 3 \tag{2.26}$$

aplicando para esta topologia, temos

$$\tau_l = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{l0}^* \text{ para } l = 1 \text{ a } 5 \quad (2.27)$$

Este algoritmo também pode ser implementado por comparação dos sinais de referência de modulação v_{10}^* a v_{50}^* com uma portadora triangular de alta frequência.

2.2.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O controle *PWM* pode ser definido aplicando-se um fator de distribuição global μ ($0 \leq \mu \leq 1$) para dividir o período de roda livre t_o (período no qual as tensões de pólo v_{10} a v_{50} são iguais) no início e no final do período de chaveamento. Neste caso a tensão v_μ^* pode ser determinada tomando-se o fator de distribuição global μ . Assim v_μ^* é dada por:

$$v_\mu^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^* \quad (2.28)$$

onde $v_{\max}^* = \max V$ e $v_{\min}^* = \min V$, onde $V = \{v_{sa1}^*, v_{sb1}^*, v_{sa2}^*, v_{sb2}^*, 0\}$.

O algoritmo para determinar os sinais de comando das chaves é dado a seguir:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição μ e calcule v_μ^* usando (2.28).

Passo 2. Usando v_μ^* determine v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.14)-(2.18) para os motores.

Passo 3. Finalmente, uma vez que as tensões de pólo foram determinadas, calcule as larguras dos pulsos τ_1 a τ_5 usando (2.27).

2.2.2 Corrente no braço compartilhado

Considerando que i_{s3} é a corrente no braço compartilhado, temos que a corrente média \bar{i}_{q3} , na chave q_3 do braço compartilhado, pode ser calculada da seguinte maneira:

$$i_{q3} = q_3 i_{s3} \quad (2.29)$$

$$\bar{i}_{q3} = \frac{\tau_3}{T} i_{s3} \quad (2.30)$$

$$\bar{i}_{q3} = \frac{\tau_3}{T} \sum_{l=1}^2 (-i_{sal} - i_{sbl}) \quad (2.31)$$

$$\bar{i}_{q3} = \frac{(v_{30}^* + \frac{1}{2})T}{T} \sum_{l=1}^2 (-i_{sal} - i_{sbl}) \quad (2.32)$$

$$\bar{i}_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^2 (i_{sal} + i_{sbl}) \quad (2.33)$$

Assim:

$$\bar{i}_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^2 (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}) \quad (2.34)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar $\bar{i}_{\bar{q}3}$, que é a corrente média na chave \bar{q}_3 :

$$i_{\bar{q}3} = \bar{q}_3 (-i_{s3}) \quad (2.35)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = \frac{\tau_{\bar{q}3}}{T} (-i_{s3}) \quad (2.36)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = -\frac{\tau_{\bar{q}3}}{T} i_{s3} \quad (2.37)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = -\left(\frac{\tau_{\bar{q}3}}{T}\right) \sum_{l=1}^2 (-i_{sal} - i_{sbl}) \quad (2.38)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^2 (i_{sal} + i_{sbl}) \quad (2.39)$$

temos:

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^2 (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}). \quad (2.40)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave quando os dois motores estão sendo acionados. No entanto quando $v_{30}^* = 0$ a corrente \bar{i}_{q3} tem um fator $1/2$ sobre a corrente instantânea em regime permanente do acionamento. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços $\left(\sum_{l=1}^2 (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl})\right)$.

2.2.3 Análise da capacidade de tensão

Há diversas possibilidades de verificação da tensão do barramento cc , no entanto, podemos definir uma expressão generalizada. A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual à tensão de barramento cc (E), podemos então de forma simplificada definir as condições para a diferença entre duas tensões de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (2.41)$$

onde i e $j = 1$ a 5 , com $i \neq j$.

Considerando que V_{sab1} e V_{sab2} representam as amplitudes das tensões de fase dos motores bifásicos, temos:

2.2.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão em um dos enrolamentos, ou seja, tensão de fase do motor, temos que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão do motor 1 será:

$$V_{sab1} \leq E. \quad (2.42)$$

2.2.3.2 Condição II: A mesma análise para o motor 2 nos mostra que:

$$V_{sab2} \leq E. \quad (2.43)$$

2.2.3.3 Condição III: Para o caso em que o barramento cc deve suprir a tensão de linha de um dos motores, temos que:

$$\sqrt{2}V_{sab} \leq E. \quad (2.44)$$

2.2.3.4 Condição IV: Esta condição ocorre quando as tensões V_{sab1} e V_{sab2} se somam, neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a

plena tensão os motores será dada por:

$$V_{sab1} + V_{sab2} \leq E. \quad (2.45)$$

Esta condição é representada na Fig. 2.3.

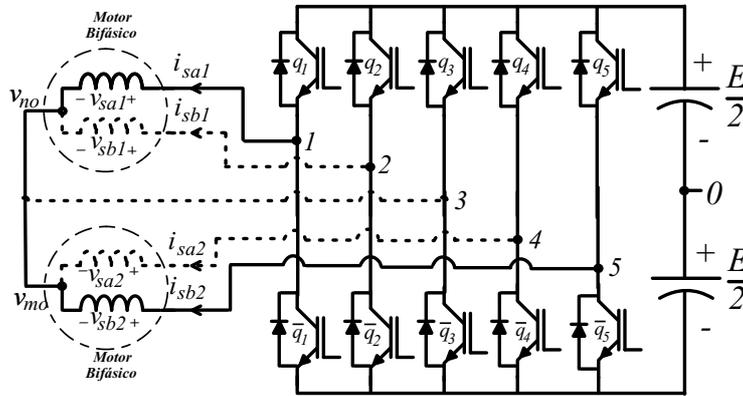


Figura 2.3. Visualização da possível condição IV para Topologia I.

A Condição IV define a tensão do barramento *cc* e este é o nível de tensão de trabalho que as chaves devem suportar, que guarda relação direta com os custos das mesmas, por este e outros motivos relacionados à maior tensão de trabalho das chaves, tais como: maior THD e perdas, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível, que significa menor tensão no barramento *cc*.

2.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de 60Hz e 20Hz, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sabi}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{sl}), podem ser observadas na Fig. 2.4. Como pode ser observada, a corrente no braço compartilhado é o resultado da soma das correntes dos neutros dos motores. A forma de onda e frequência desta corrente é função das frequências e amplitudes das correntes nas fases dos motores acionados. para maiores informações relativas às simulações deste trabalho, vide o Apêndice C.

A Topologia I foi implementada em laboratório. Nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de 10kHz e a capacitância do banco de capacitores foi de 2200μF. Em todos

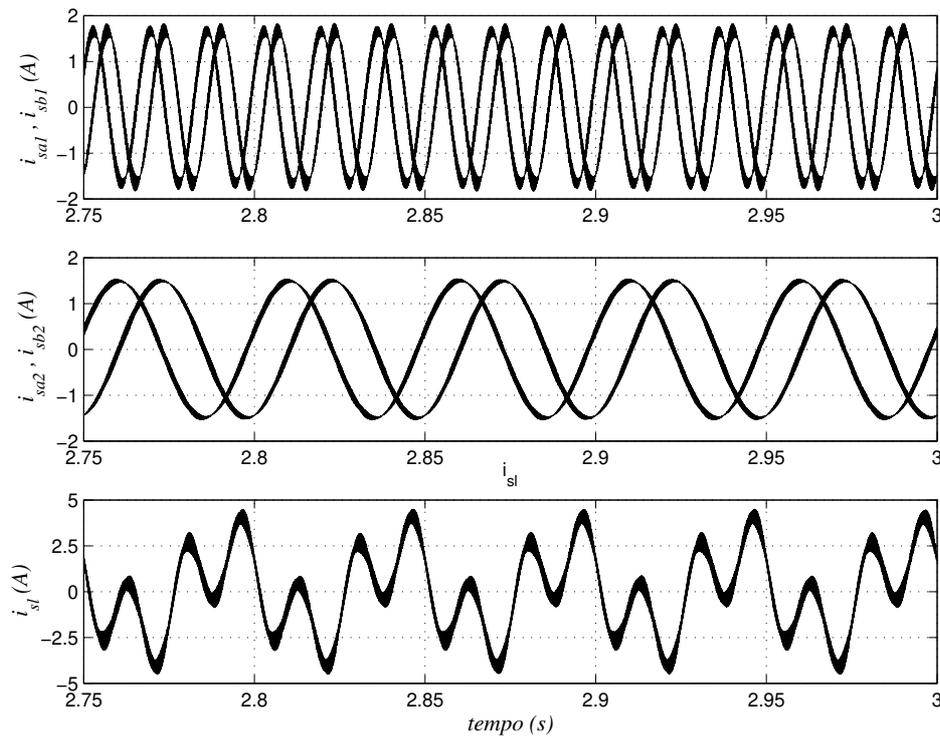


Figura 2.4. Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia I.

os experimentos deste e dos demais capítulos temos fator de distribuição de roda livre (global) $\mu = 0.5$ e relação *Volts/Hertz* constante. O sistema usado nos experimentos é controlado por um microcomputador equipado com placas e sensores, detalhes da plataforma experimental podem ser encontrados no Apêndice A. Na Fig. 2.5 são mostradas as correntes (i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2}) para os motores operando com as frequências fundamentais de $50Hz$ e $60Hz$, respectivamente.

2.4 TOPOLOGIA II - MODELO

A Topologia II usa dois motores trifásicos, com uma fase de cada motor compartilhando um braço do inversor, como pode ser visto na Fig. 2.1(b). As tensões de fase dos motores são

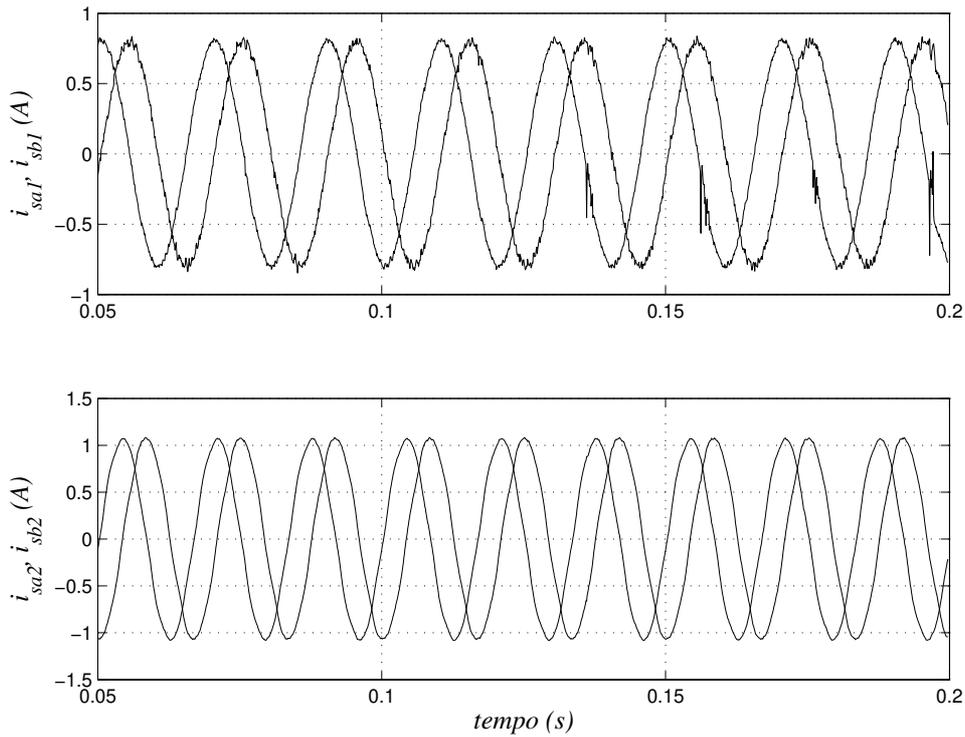


Figura 2.5. Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia I.

dadas por:

$$v_{sx1} = v_{10} - v_{no} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.46)$$

$$v_{sy1} = v_{20} - v_{no} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.47)$$

$$v_{sz1} = v_{30} - v_{no} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.48)$$

$$v_{sx2} = v_{40} - v_{mo} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.49)$$

$$v_{sy2} = v_{50} - v_{mo} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.50)$$

$$v_{sz2} = v_{30} - v_{mo} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo}. \quad (2.51)$$

2.4.1 Estratégia PWM

Ambos os motores podem ser controlados independentemente, o controle de torque de cada máquina define v_{sx1}^* , v_{sy1}^* , v_{sz1}^* e v_{sx2}^* , v_{sy2}^* , v_{sz2}^* . As tensões referenciadas ao ponto central dos

capacitores do barramento cc ($'0'$), tensões de pólo de referência, podem ser expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sx1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.52)$$

$$v_{20}^* = v_{sy1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.53)$$

$$v_{30}^* = v_{sz1}^* + v_{\mu}^* = v_{sz2}^* + v_{mo}^* \quad (2.54)$$

$$v_{40}^* = v_{sx2}^* + v_{mo}^* \quad (2.55)$$

$$v_{50}^* = v_{sy2}^* + v_{mo}^*. \quad (2.56)$$

Assim, de (2.54), temos: $v_{mo}^* = v_{sz1}^* - v_{sz2}^* + v_{\mu}^*$, resultando:

$$v_{30}^* = v_{sz1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.57)$$

$$v_{40}^* = v_{sx2}^* + v_{sz1}^* - v_{sz2}^* + v_{\mu}^* \quad (2.58)$$

$$v_{50}^* = v_{sy2}^* + v_{sz1}^* - v_{sz2}^* + v_{\mu}^* \quad (2.59)$$

Do mesmo modo que na Topologia I , o controle PWM para a esta topologia pode ser de acordo com um dos dois métodos apresentados anteriormente, com as seguintes observações:

2.4.1.1 Método I - Fator de distribuição local: O Mesmo que para a Topologia I , considerando que $V_j = \{v_{sx1}^*, v_{sy1}^*, v_{sz1}^*\}$ para o motor 1 trifásico e $V_j = \{v_{sz1}^*, v_{sx2}^* + v_{sz1}^* - v_{sz2}^*, v_{sy2}^* + v_{sz1}^* - v_{sz2}^*\}$ para o motor 2 trifásico.

No passo 3 use $v_{\mu}^* = v_{\mu j}^*$ para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.52)-(2.53) e (2.57)-(2.59).

2.4.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O mesmo que para a Topologia I , considerando que $V = \{v_{sx1}^*, v_{sy1}^*, v_{sz1}^*, v_{sx2}^* + v_{sz1}^* - v_{sz2}^*, v_{sy2}^* + v_{sz1}^* - v_{sz2}^*\}$.

No passo 2 use v_{μ}^* para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.52)-(2.53) e (2.57)-(2.59) para os motores.

2.4.2 Correntes no braço compartilhado

A corrente média \bar{i}_{q3} , na chave q_3 do braço compartilhado, pode ser calculada de forma semelhante à mostrada em 2.2.2 da Topologia *I*, no caso da Topologia *II*, temos:

$$i_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sz1} + i_{sz2}) \quad (2.60)$$

ou ainda:

$$\bar{i}_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sz1} + \bar{i}_{sz2}) \quad (2.61)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar a corrente média na chave \bar{q}_3 :

$$i_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sz1} + i_{sz2}) \quad (2.62)$$

Considerando que $\bar{i}_{\bar{q}3}$ é a corrente média na chave \bar{q}_3 , temos:

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sz1} + \bar{i}_{sz2}) \quad (2.63)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços $(\bar{i}_{sz1} + \bar{i}_{sz2})$.

2.4.3 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 2.2.3, há diversas condições possíveis para a tensão de barramento *cc*. Considerando que V_{sxyz1} e V_{sxyz2} representam as amplitudes das tensões de fase dos motores trifásicos, temos:

2.4.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão de linha do motor trifásico, temos que a tensão de barramento *cc* (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão do motor 1 será:

$$\sqrt{3}V_{sxyz1} \leq E \quad (2.64)$$

2.4.3.2 Condição II: A mesma análise para o motor 2 nos mostra que:

$$\sqrt{3}V_{sxyz2} \leq E \quad (2.65)$$

2.4.3.3 Condição III: Esta condição ocorre quando o barramento cc (E) precisa suprir as duas tensões de linha dos motores, ou seja as tensões $\sqrt{3}V_{sxyz1}$ e $\sqrt{3}V_{sxyz2}$ se somam, neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena, tensão os motores será dada por:

$$\sqrt{3}(V_{sxyz1} + V_{sxyz2}) \leq E \quad (2.66)$$

Esta condição é representada na Fig. 2.6

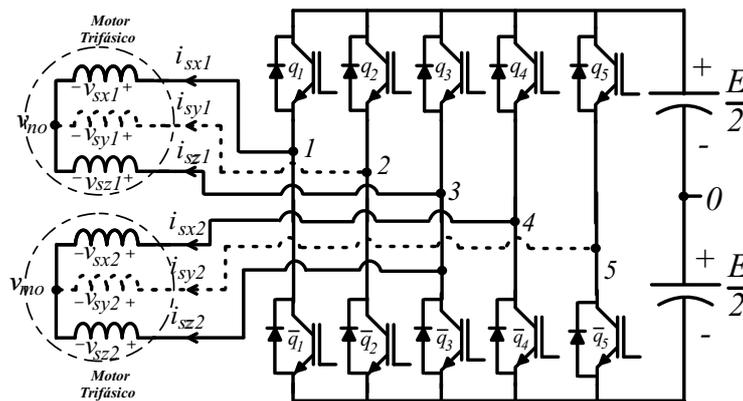
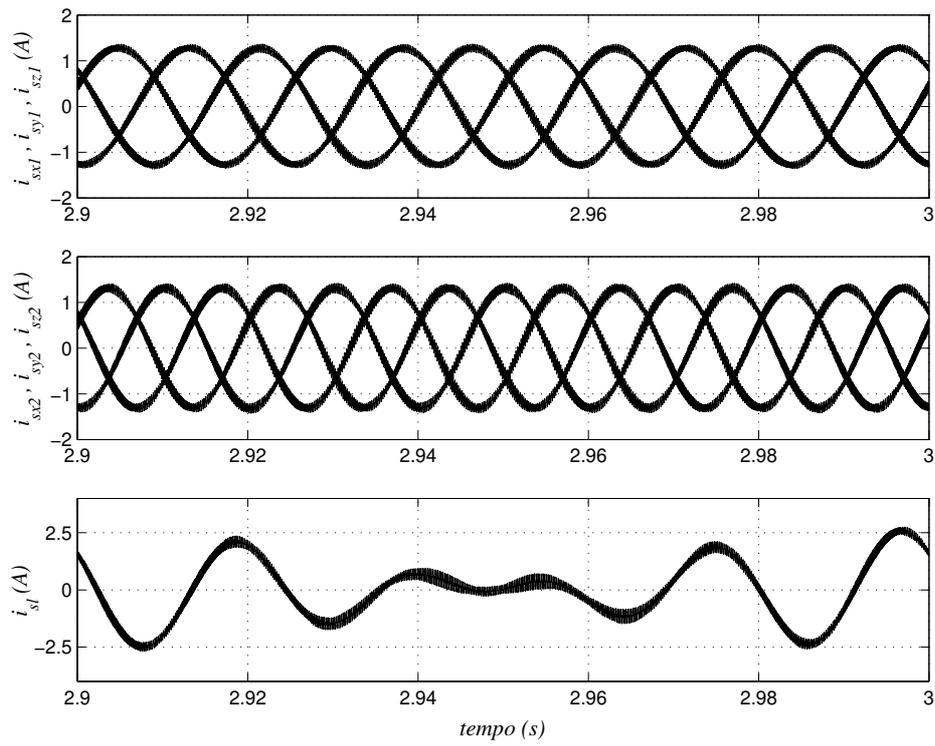


Figura 2.6. Visualização da possível condição *III* para Topologia *II*.

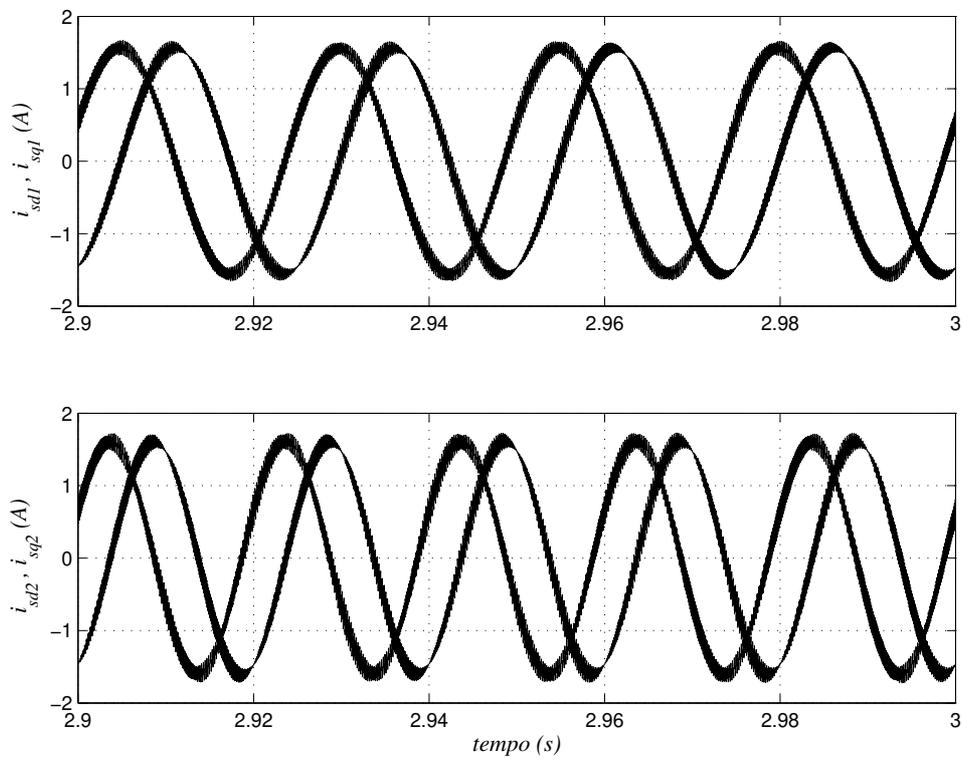
A condição *III* define a tensão do barramento cc , e pelos mesmos motivos citados para Topologia *I*, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

2.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $40Hz$ e $50Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sxyz_i}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{sl}), podem ser observadas nas Figs. 2.7(a) e 2.7(b).



(a)



(b)

Figura 2.7. Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} , i_{sl} (a) e i_{sd1} , i_{sq1} , i_{sd2} , i_{sq2} (b) na Topologia II.

A Topologia *II* foi implementada em laboratório. Nas mesmas condições da Topologia *I*, ou seja frequência de chaveamento de $10kHz$ e capacitância do banco de capacitores de $2200\mu F$. Na Fig. 2.8 são mostradas as correntes ($i_{sx1}, i_{sy1}, i_{sz1}$ e $i_{sx2}, i_{sy2}, i_{sz2}$), para os motores operando com as frequências fundamentais de $10Hz$ e $20Hz$, respectivamente.

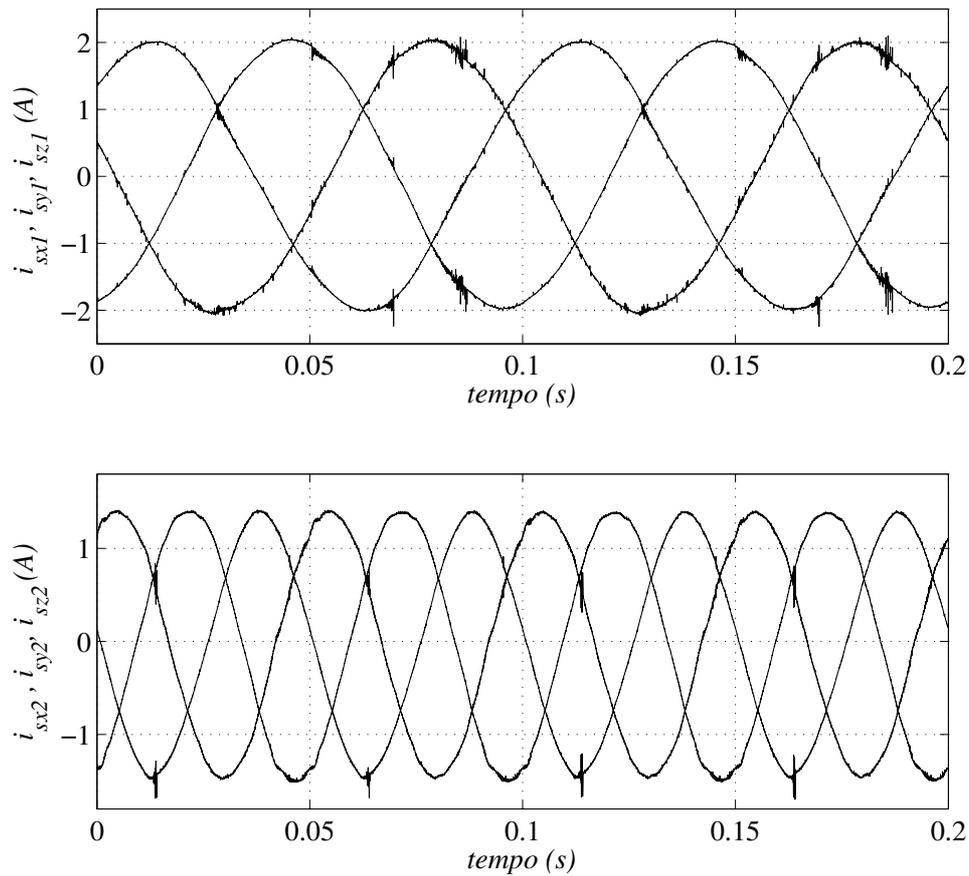


Figura 2.8. Resultados experimentais - correntes $i_{sx1}, i_{sy1}, i_{sz1}$ (a) e $i_{sx2}, i_{sy2}, i_{sz2}$ (b) na Topologia *II*.

2.6 TOPOLOGIA *III* - MODELO

A Topologia *III* usa um motor trifásico e um motor bifásico, com o neutro do motor bifásico e uma das fases do motor trifásico compartilhando um braço do inversor, como pode ser visto

na Fig. 2.1(c). As tensões de fase dos motores são dadas por:

$$v_{sx1} = v_{10} - v_{no} = (2q_1 - 1)\frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.67)$$

$$v_{sy1} = v_{20} - v_{no} = (2q_2 - 1)\frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.68)$$

$$v_{sz1} = v_{30} - v_{no} = (2q_3 - 1)\frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.69)$$

$$v_{sa2} = v_{40} - v_{mo} = (2q_4 - 1)\frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.70)$$

$$v_{sb2} = v_{50} - v_{mo} = (2q_5 - 1)\frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.71)$$

como $v_{mo} = v_{30}$, temos:

$$v_{sa2} = v_{40} - v_{30} = (q_4 - q_3)E \quad (2.72)$$

$$v_{sb2} = v_{50} - v_{30} = (q_5 - q_3)E \quad (2.73)$$

2.6.1 Estratégia PWM

Ambos os motores podem ser controlados independentemente (o controle de torque de cada máquina define $(v_{sx1}^*, v_{sy1}^*, v_{sz1}^*$ e $v_{sa2}^*, v_{sb2}^*)$). As tensões referenciadas ao ponto central dos capacitores do barramento cc ($'0'$), tensões de pólo de referência, podem ser expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sx1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.74)$$

$$v_{20}^* = v_{sy1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.75)$$

$$v_{30}^* = v_{sz1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.76)$$

$$v_{40}^* = v_{sa2}^* + v_{30}^* = v_{sa2}^* + v_{sz1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.77)$$

$$v_{50}^* = v_{sb2}^* + v_{30}^* = v_{sb2}^* + v_{sz1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.78)$$

Do mesmo modo que na Topologia I , o controle PWM para esta topologia pode ser realizado de acordo com um dos dois métodos apresentados anteriormente, com as seguintes observações:

2.6.1.1 Método I - Fator de distribuição local: O Mesmo que para a Topologia I , considerando que $V_j = \{v_{sx1}^*, v_{sy1}^*, v_{sz1}^*\}$ para o motor trifásico e $V_j = \{v_{sa2}^* + v_{sz1}^*, v_{sb2}^* + v_{sz1}^*\}$ para o motor bifásico.

No passo 3 use $v_{\mu}^* = v_{\mu j}^*$ para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.74)-(2.78).

2.6.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O mesmo que para a Topologia I, considerando que $V = \{v_{sx1}^*, v_{sy1}^*, v_{sz1}^*, v_{sa2}^* + v_{sz1}^*, v_{sb2}^* + v_{sz1}^*\}$.

No passo 2 use v_{μ}^* para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.74)-(2.78) para os motores.

2.6.2 Correntes no braço compartilhado

A corrente média \bar{i}_{q3} , na chave q_3 do braço compartilhado, pode ser calculada de forma semelhante à mostrada em 2.2.2, no caso da Topologia III temos:

$$i_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sz1} - i_{sa2} - i_{sb2}) \quad (2.79)$$

considerando que \bar{i}_{q3} é a corrente média na chave, temos:

$$\bar{i}_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sz1} - \bar{i}_{sa2} - \bar{i}_{sb2}) \quad (2.80)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar a corrente média na chave \bar{q}_3 :

$$i_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sz1} - i_{sa2} - i_{sb2}) \quad (2.81)$$

considerando que $\bar{i}_{\bar{q}3}$ é a corrente média na chave, temos:

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sz1} - \bar{i}_{sa2} - \bar{i}_{sb2}). \quad (2.82)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços $(\bar{i}_{sz1} - \bar{i}_{sa2} - \bar{i}_{sb2})$.

2.6.3 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 2.2.3, há diversas condições possíveis para a tensão de barramento cc . Considerando que V_{sxyz1} e V_{sab2} representam as amplitudes das tensões de fase dos motores trifásico e bifásico, respectivamente, temos:

2.6.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão de linha do motor trifásico, temos que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão do motor 1 será:

$$\sqrt{3}V_{sxyz1} \leq E \tag{2.83}$$

2.6.3.2 Condição II: A mesma análise para o motor bifásico 2 resulta:

$$\sqrt{2}V_{sab2} \leq E \tag{2.84}$$

2.6.3.3 Condição III: Esta condição ocorre quando o barramento cc (E) precisa suprir a tensão de linha do motor 1 trifásico e uma das tensões de fase do motor 2 bifásico, ou seja as tensões $\sqrt{3}V_{sxyz1}$ e V_{sab2} se somam, neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena tensão, os motores será dada por:

$$\sqrt{3}V_{sxyz1} + V_{sab2} \leq E \tag{2.85}$$

Esta condição é representada na Fig. 2.9 A condição *III* define a tensão do barramento

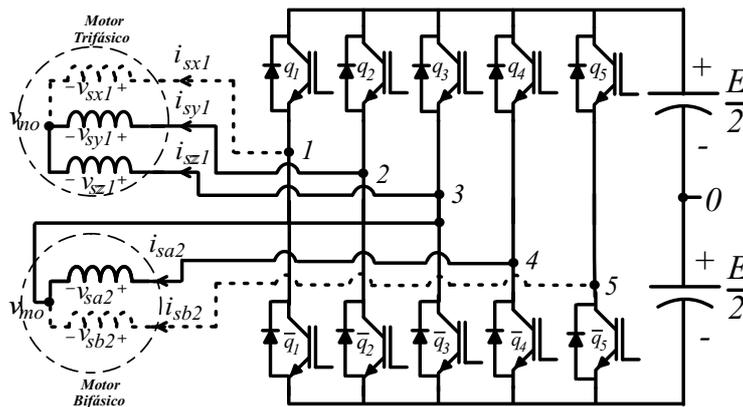


Figura 2.9. Visualização da possível condição *III* para Topologia *III*.

cc , e pelos mesmos motivos citados para as topologias anteriores, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

2.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $10Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sxyz} e i_{sab}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{sl}), podem ser observadas na Fig. 2.10.

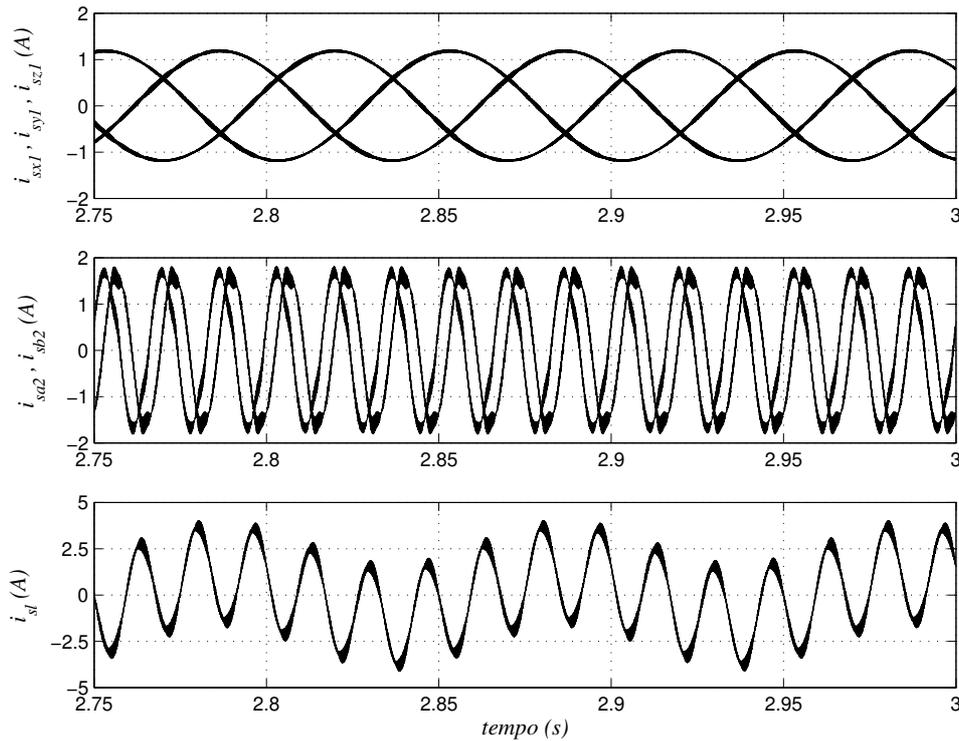


Figura 2.10. Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia III.

A Topologia III foi implementada em laboratório. Nas mesmas condições das topologias anteriores, ou seja frequência de chaveamento de $10kHz$ e capacitância do banco de capacitores de $2200\mu F$. Na Fig. 2.11 são mostradas as correntes (i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} e i_{sa2} , i_{sb2}), para os motores operando com as frequências fundamentais de $5Hz$ e $10Hz$, respectivamente.

2.8 TOPOLOGIA IV - MODELO

A Topologia IV usa um motor trifásico e um motor bifásico, com um enrolamento de cada motor compartilhando um braço do inversor, como pode ser visto na Fig. 2.1(d). As tensões

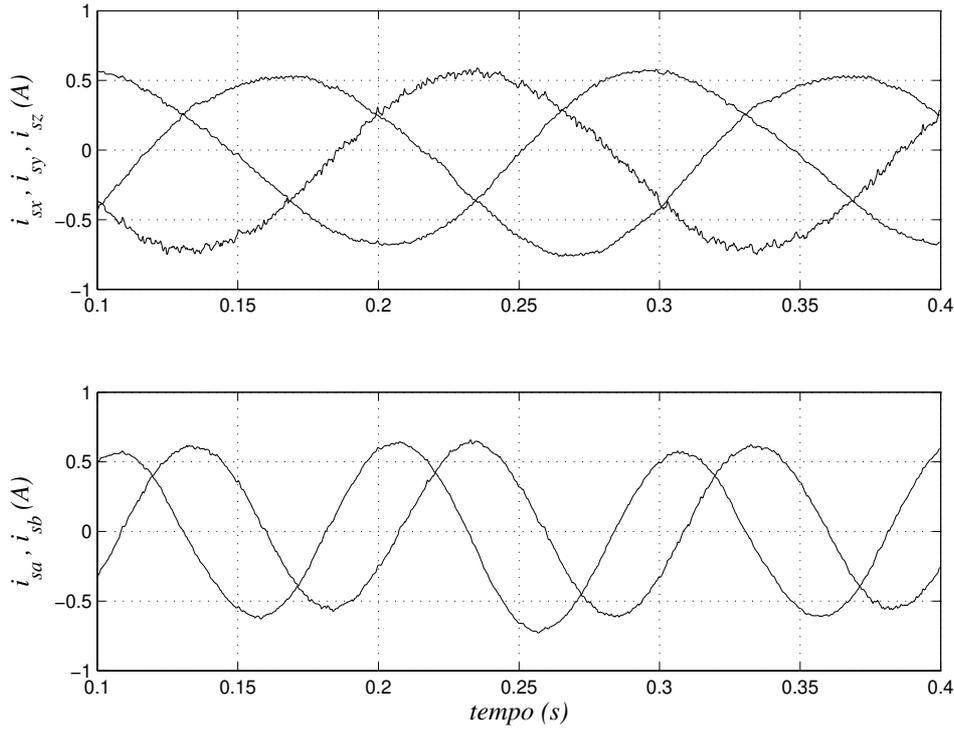


Figura 2.11. Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} (a) e i_{sa2} , i_{sb2} (b) na Topologia III.

de fase dos motores são dadas por:

$$v_{sx1} = v_{10} - v_{no} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.86)$$

$$v_{sy1} = v_{20} - v_{no} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.87)$$

$$v_{sz1} = v_{30} - v_{no} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.88)$$

$$v_{sa2} = v_{30} - v_{mo} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.89)$$

$$v_{sb2} = v_{40} - v_{mo} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo}. \quad (2.90)$$

Como $v_{mo} = v_{50}$, temos:

$$v_{sa2} = v_{30} - v_{50} = (q_3 - q_5)E \quad (2.91)$$

$$v_{sb2} = v_{40} - v_{50} = (q_4 - q_5)E. \quad (2.92)$$

2.8.1 Estratégia PWM

Ambos os motores podem ser controlados independentemente (o controle de torque de cada máquina define v_{sx1}^* , v_{sy1}^* , v_{sz1}^* e v_{sa2}^* , v_{sb2}^*). As tensões referenciadas ao ponto central dos

capacitores do barramento cc ($'0'$), tensões de pólo de referência, podem ser expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sx1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.93)$$

$$v_{20}^* = v_{sy1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.94)$$

$$v_{50}^* = v_{sz1}^* - v_{sa2}^* + v_{\mu}^* \quad (2.95)$$

$$v_{30}^* = v_{sa2}^* + v_{50}^* = v_{sz1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.96)$$

$$v_{40}^* = v_{sb2}^* + v_{50}^* = v_{sb2}^* + v_{sz1}^* - v_{sa2}^* + v_{\mu}^*. \quad (2.97)$$

Do mesmo modo que na Topologia I , o controle PWM para a esta topologia pode ser realizado de acordo com um dos dois métodos apresentados anteriormente, com as seguintes observações:

2.8.1.1 Método I - Fator de distribuição local: Como na Topologia I , considerando que $V_j = \{v_{sx1}^*, v_{sy1}^*, v_{sz1}^*\}$ para o motor trifásico e $V_j = \{v_{sz1}^*, v_{sb2}^* + v_{sz1}^* - v_{sa2}^*, v_{sz1}^* - v_{sa2}^*\}$ para o motor bifásico.

No passo 3 use $v_{\mu}^* = v_{\mu j}^*$ para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.93)-(2.97).

2.8.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O mesmo que para a Topologia I , considerando que $V = \{v_{sx1}^*, v_{sy1}^*, v_{sz1}^*, v_{sb2}^* + v_{sz1}^* - v_{sa2}^*, v_{sz1}^* - v_{sa2}^*\}$.

No passo 2 use v_{μ}^* para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.93)-(2.97) para os motores.

2.8.2 Correntes no braço compartilhado

A corrente média \bar{i}_{q3} , na chave q_3 do braço compartilhado, pode ser calculada de forma semelhante à mostrada em (2.2.2), no caso da Topologia IV temos:

$$i_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sz1} + i_{sa2}) \quad (2.98)$$

assim:

$$\bar{i}_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sz1} + \bar{i}_{sa2}) \quad (2.99)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar a corrente média na chave \bar{q}_3 :

$$i_{\bar{q}_3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sz1} + i_{sa2}) \quad (2.100)$$

ou ainda:

$$\bar{i}_{\bar{q}_3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sz1} + \bar{i}_{sa2}). \quad (2.101)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços $(\bar{i}_{sz1} + \bar{i}_{sa2})$.

2.8.3 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 2.2.3, há diversas condições possíveis para a tensão de barramento cc . Considerando que V_{sxyz1} e V_{sab2} representam as amplitudes das tensões de fase dos motores trifásico e bifásico, respectivamente, temos:

2.8.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão de linha do motor trifásico, temos que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão do motor 1 será:

$$\sqrt{3}V_{sxyz1} \leq E \quad (2.102)$$

2.8.3.2 Condição II: A mesma análise para o motor bifásico 2 nos mostra que:

$$\sqrt{2}V_{sab2} \leq E \quad (2.103)$$

2.8.3.3 Condição III: Ou ainda, se considerarmos a tensão v_{35} ou v_{45} , teremos a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão do motor 2 dada por:

$$V_{sab2} \leq E \quad (2.104)$$

2.8.3.4 Condição IV: Esta condição ocorre quando o barramento cc (E) precisa suprir as tensões de linha dos dois motores, ou seja as tensões $\sqrt{3}V_{sxyz1}$ e $\sqrt{2}V_{sab2}$ se somam, neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena tensão, os motores será dada por:

$$\sqrt{3}V_{sxyz1} + \sqrt{2}V_{sab2} \leq E \quad (2.105)$$

Esta condição é representada na Fig. 2.12 A condição IV define a tensão do barramento

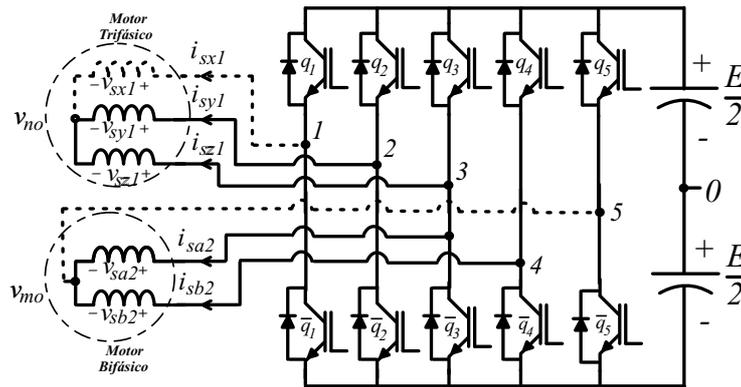


Figura 2.12. Visualização da possível condição IV para Topologia IV.

cc , e pelos mesmos motivos citados para as topologias anteriores, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

2.9 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $15Hz$ e $45Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sxyz} e i_{sab}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{s1}), podem ser observadas na Fig. 2.13.

A Topologia IV foi implementada em laboratório. Nas mesmas condições das topologias anteriores, ou seja frequência de chaveamento de $10kHz$ e capacitância do banco de capacitores de $2200\mu F$. Na Fig. 2.14 são mostradas as correntes (i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} e i_{sa2} , i_{sb2}), para os motores operando com as frequências fundamentais de $5Hz$ e $10Hz$, respectivamente.

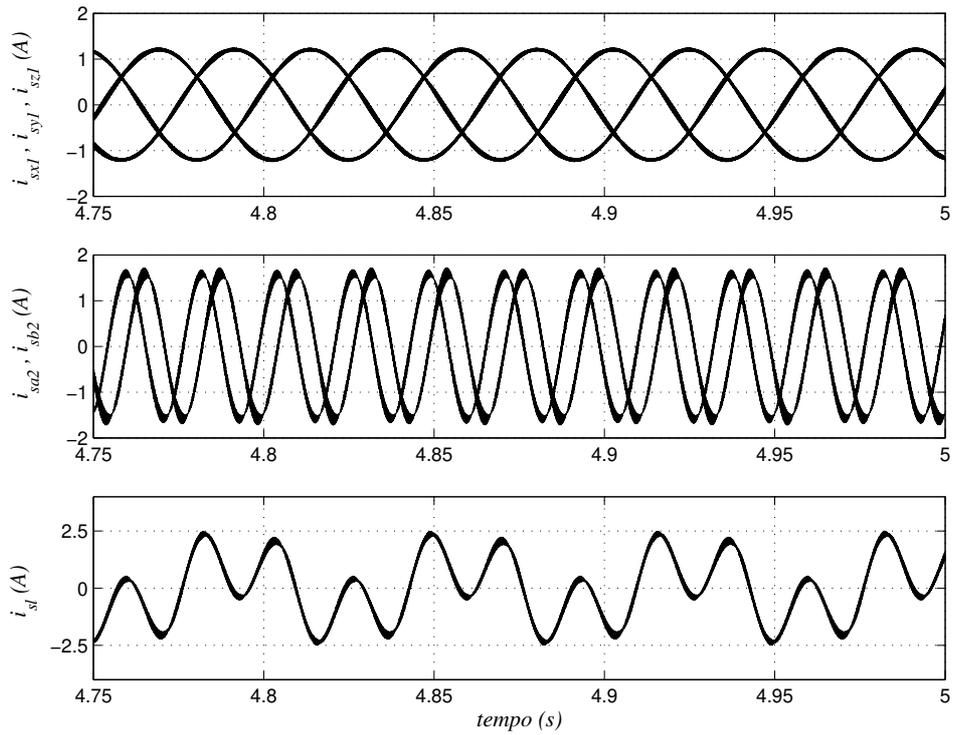


Figura 2.13. Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia IV.

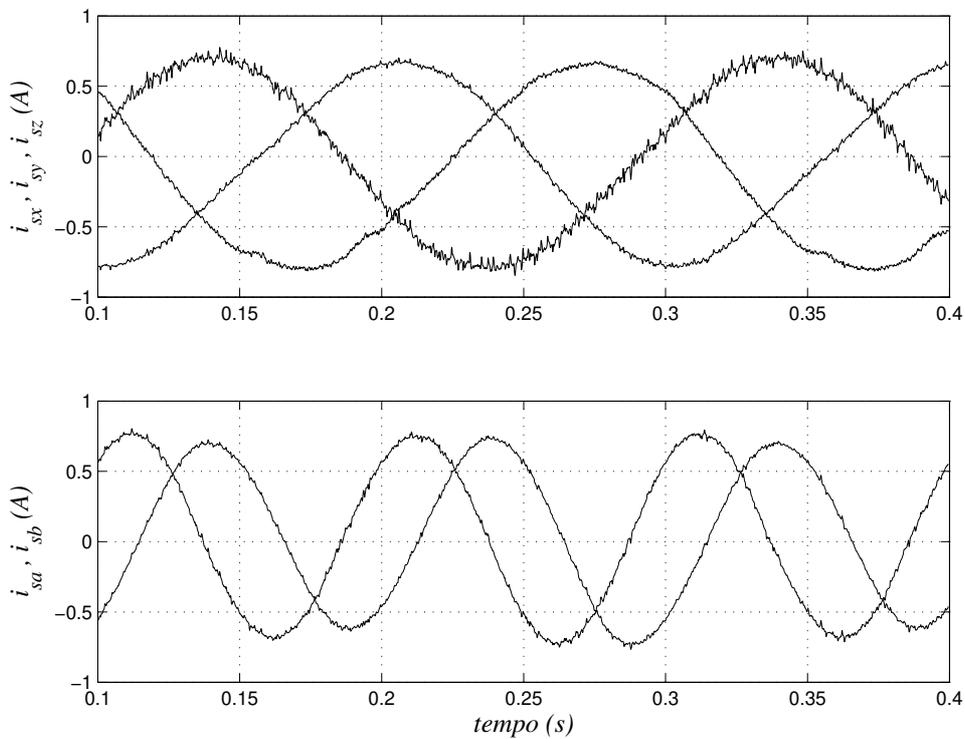


Figura 2.14. Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} (a) e i_{sa2} , i_{sb2} (b) na Topologia IV.

2.10 TOPOLOGIA V - MODELO

A Topologia V usa dois motores bifásicos, com um enrolamento do motor 1 e o terminal de neutro do motor 2 compartilhando um braço do inversor, como pode ser visto na Fig. 2.1(e).

As tensões de fase dos motores são dadas por:

$$v_{sa1} = v_{10} - v_{no} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.106)$$

$$v_{sb1} = v_{20} - v_{no} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.107)$$

$$v_{sa2} = v_{40} - v_{mo} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.108)$$

$$v_{sb2} = v_{50} - v_{mo} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.109)$$

Como $v_{no} = v_{20}$ e $v_{mo} = v_{30}$, temos:

$$v_{sa1} = v_{10} - v_{20} = (q_1 - q_2)E \quad (2.110)$$

$$v_{sb1} = v_{30} - v_{20} = (q_3 - q_2)E \quad (2.111)$$

$$v_{sa2} = v_{40} - v_{30} = (q_4 - q_3)E \quad (2.112)$$

$$v_{sb2} = v_{50} - v_{30} = (q_5 - q_3)E \quad (2.113)$$

2.10.1 Estratégia PWM

Ambos os motores podem ser controlados independentemente, o controle de torque de cada máquina define v_{sa1}^* , v_{sb1}^* e v_{sa2}^* , v_{sb2}^* . As tensões referenciadas ao ponto central dos capacitores do barramento cc (v_μ), tensões de pólo de referência, podem ser expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sa1}^* + v_\mu^* \quad (2.114)$$

$$v_{30}^* = v_{sb1}^* + v_\mu^* \quad (2.115)$$

$$v_{20}^* = v_\mu^* \quad (2.116)$$

$$v_{40}^* = v_{sa2}^* + v_{30}^* = v_{sa2}^* + v_{sb1}^* + v_\mu^* \quad (2.117)$$

$$v_{50}^* = v_{sb2}^* + v_{30}^* = v_{sb2}^* + v_{sb1}^* + v_\mu^* \quad (2.118)$$

Como na Topologia I , o controle PWM para a esta topologia pode ser realizado de acordo com um dos dois métodos apresentados anteriormente, com as seguintes observações:

2.10.1.1 Método I - Fator de distribuição local: O Mesmo que para a Topologia I , considerando que $V_j = \{v_{sa1}^*, v_{sb1}^*, 0\}$ para o motor 1 e $V_j = \{v_{sb1}^*, v_{sa2}^* + v_{sb1}^*, v_{sb2}^* + v_{sb1}^*\}$ para o motor 2.

No passo 3 use $v_\mu^* = v_{\mu j}^*$ para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.114)-(2.118).

2.10.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O mesmo que para a Topologia I , considerando que $V = \{v_{sa1}^*, v_{sb1}^*, 0, v_{sa2}^* + v_{sb1}^*, v_{sb2}^* + v_{sb1}^*\}$.

No passo 2 use v_μ^* para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.114)-(2.118) para os motores.

2.10.2 Correntes no braço compartilhado

A corrente média \bar{i}_{q3} , na chave q_3 do braço compartilhado, pode ser calculada de forma semelhante à mostrada em (2.2.2), no caso da Topologia V , temos:

$$i_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sb1} - i_{sa2} - i_{sb2}) \quad (2.119)$$

assim:

$$\bar{i}_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sb1} - \bar{i}_{sa2} - \bar{i}_{sb2}) \quad (2.120)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar a corrente média na chave \bar{q}_3 :

$$i_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sb1} - i_{sa2} - i_{sb2}) \quad (2.121)$$

ou ainda:

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sb1} - \bar{i}_{sa2} - \bar{i}_{sb2}). \quad (2.122)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços ($i_{sb1} - i_{sa2} - i_{sb2}$).

2.10.3 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 2.2.3, há diversas condições possíveis para a tensão de barramento cc . Considerando que V_{sab1} e V_{sab2} representam as amplitudes das tensões de fase dos motores bifásicos, temos:

2.10.3.1 Condição I Verificando apenas a tensão de linha de um dos motores bifásicos, temos que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento, a plena tensão, do motor 1:

$$\sqrt{2}V_{sab1} \leq E \quad (2.123)$$

2.10.3.2 Condição II: A mesma análise para o motor 2 resulta:

$$\sqrt{2}V_{sab2} \leq E \quad (2.124)$$

2.10.3.3 Condição III: Se considerarmos a tensão v_{12} , v_{32} , v_{43} ou v_{53} , teremos a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão de qualquer um dos dois motores dada por:

$$V_{sabl} \leq E \text{ para } j = 1 \text{ ou } 2 \quad (2.125)$$

2.10.3.4 Condição IV: Esta condição ocorre quando o barramento cc (E) precisa suprir a tensão de linha do motor 1 bifásico e a tensão de fase do motor 2 bifásico, ou seja as tensões $\sqrt{2}V_{sab1}$ e V_{sab2} se somam, neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena tensão, os motores será dada por:

$$\sqrt{2}V_{sab1} + V_{sab2} \leq E \quad (2.126)$$

Esta condição é representada na Fig. 2.15. A condição *IV* define a tensão do barramento

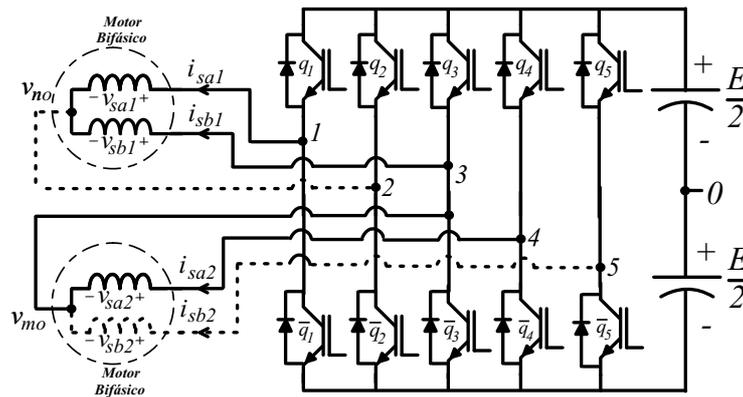


Figura 2.15. Visualização da possível condição IV para Topologia V.

cc, e pelos mesmos motivos citados para as topologias anteriores, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

2.11 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $30Hz$ e $10Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sabi}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{sl}), podem ser observadas na Fig. 2.16.

A Topologia V foi implementada em laboratório. Nas mesmas condições das topologias anteriores, ou seja frequência de chaveamento de $10kHz$ e capacitância do banco de capacitores de $2200\mu F$. Na Fig. 2.17 são mostradas as correntes (i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2}), para os motores operando com as frequências fundamentais de $10Hz$ e $20Hz$, respectivamente.

2.12 TOPOLOGIA VI - MODELO

A Topologia VI usa dois motores bifásicos, com um enrolamento de cada motor compartilhando um braço do inversor, como pode ser visto na Fig. 2.1(f). As tensões de fase dos

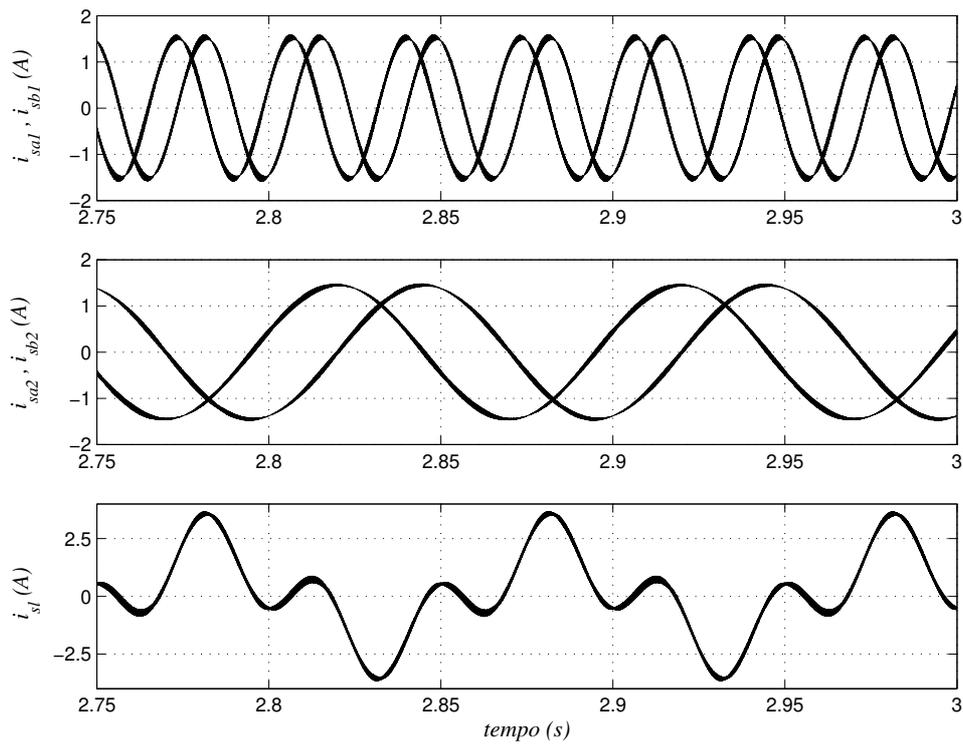


Figura 2.16. Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia V.

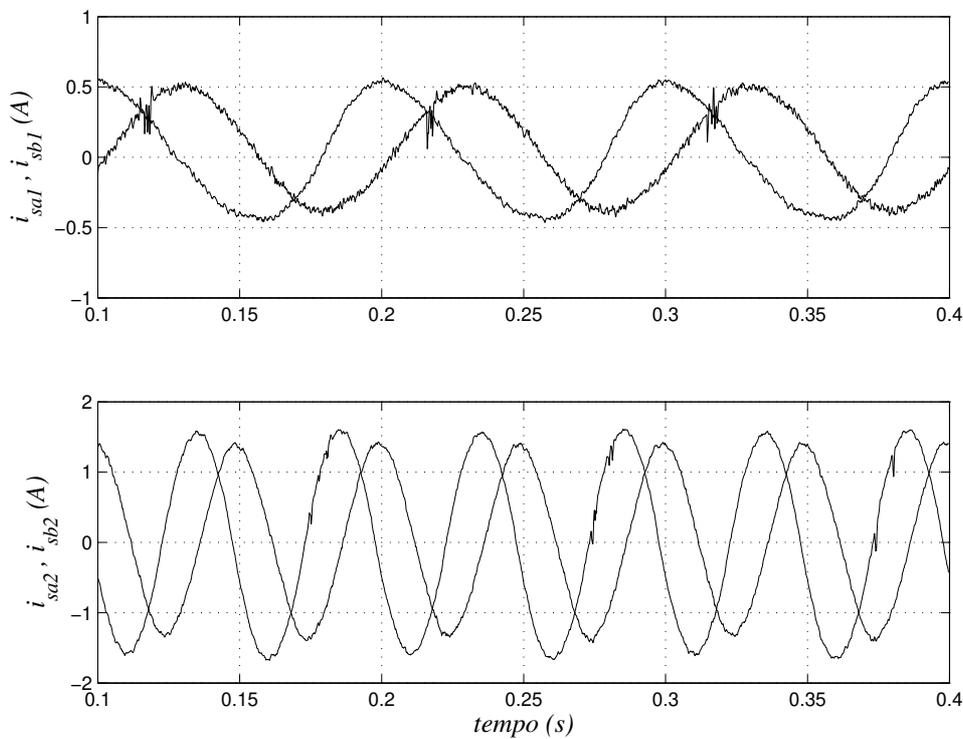


Figura 2.17. Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} (a) e i_{sa2} , i_{sb2} (b) na Topologia V.

motores são dadas por:

$$v_{sa1} = v_{10} - v_{no} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.127)$$

$$v_{sb1} = v_{30} - v_{no} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{no} \quad (2.128)$$

$$v_{sa2} = v_{50} - v_{mo} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.129)$$

$$v_{sb2} = v_{30} - v_{mo} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{mo} \quad (2.130)$$

como $v_{mo} = v_{40}$, temos:

$$v_{sa2} = v_{50} - v_{40} = (q_5 - q_4)E \quad (2.131)$$

$$v_{sb2} = v_{30} - v_{40} = (q_3 - q_4)E \quad (2.132)$$

2.12.1 Estratégia PWM

Ambos os motores podem ser controlados independentemente (o controle de torque de cada máquina define $(v_{sa1}^*, v_{sb1}^*$ e $v_{sa2}^*, v_{sb2}^*)$). As tensões referenciadas ao ponto central dos capacitores ('0'), tensões de pólo de referência, podem ser expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sa1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.133)$$

$$v_{30}^* = v_{sb1}^* + v_{\mu}^* = v_{sb2}^* + v_{mo}^* \quad (2.134)$$

$$v_{20}^* = v_{\mu}^* \quad (2.135)$$

$$v_{40}^* = v_{mo}^* \quad (2.136)$$

$$v_{50}^* = v_{sa2}^* + v_{mo}^* \quad (2.137)$$

Assim, a partir de (2.134) temos $v_{mo}^* = v_{sb1}^* - v_{sb2}^* + v_{\mu}^*$, então:

$$v_{10}^* = v_{sa1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.138)$$

$$v_{30}^* = v_{sb1}^* + v_{\mu}^* \quad (2.139)$$

$$v_{20}^* = v_{\mu}^* \quad (2.140)$$

$$v_{40}^* = v_{sb1}^* - v_{sb2}^* + v_{\mu}^* \quad (2.141)$$

$$v_{50}^* = v_{sa2}^* + v_{sb1}^* - v_{sb2}^* + v_{\mu}^* \quad (2.142)$$

Como na Topologia I , o controle PWM para a esta topologia pode ser realizado de acordo com um dos dois métodos apresentados anteriormente, com as seguintes observações:

2.12.1.1 Método I - Fator de distribuição local: O Mesmo que para a Topologia I , considerando que $V_j = \{v_{sa1}^*, v_{sb1}^*, 0\}$ para o motor 1 e $V_j = \{v_{sb1}^* - v_{sb2}^*, v_{sa2}^* + v_{sb1}^* - v_{sb2}^*, v_{sb1}^*\}$ para o motor 2.

No passo 3 use $v_\mu^* = v_{\mu j}^*$ para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.138)-(2.142).

2.12.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O mesmo que para a Topologia I , considerando que $V = \{v_{sa1}^*, v_{sb1}^*, 0, v_{sb1}^* - v_{sb2}^*, v_{sa2}^* + v_{sb1}^* - v_{sb2}^*, v_{sb1}^*\}$.

No passo 2 use v_μ^* para determinar v_{10}^* a v_{50}^* usando (2.138)-(2.142) para os motores.

2.12.2 Correntes no braço compartilhado

A corrente média \bar{i}_{q3} , na chave q_3 do braço compartilhado, pode ser calculada de forma semelhante à mostrada em (2.2.2), no caso da Topologia VI , temos:

$$i_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sb1} + i_{sb2}) \quad (2.143)$$

considerando que \bar{i}_{q3} é a corrente média na chave, temos:

$$\bar{i}_{q3} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sb1} + \bar{i}_{sb2}) \quad (2.144)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar a corrente média na chave \bar{q}_3 :

$$i_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(i_{sb1} + i_{sb2}) \quad (2.145)$$

considerando que $\bar{i}_{\bar{q}3}$ é a corrente média na chave, temos:

$$\bar{i}_{\bar{q}3} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right)(\bar{i}_{sb1} + \bar{i}_{sb2}). \quad (2.146)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços $(i_{sb1} + i_{sb2})$.

2.12.3 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 2.2.3, há diversas condições possíveis para a tensão de barramento cc . Considerando que V_{sab1} e V_{sab2} representam as amplitudes das tensões de fase dos motores bifásicos, temos:

2.12.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão de linha em um dos motores bifásicos, temos que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento, a plena tensão, do motor 1:

$$\sqrt{2}V_{sab1} \leq E \quad (2.147)$$

2.12.3.2 Condição II: A mesma análise para o motor 2 resulta:

$$\sqrt{2}V_{sab2} \leq E \quad (2.148)$$

2.12.3.3 Condição III: Se considerarmos a tensão v_{12} , v_{32} , v_{54} ou v_{34} , teremos a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão de qualquer um dos dois motores dada por:

$$V_{sabj} \leq E \text{ para } j = 1 \text{ ou } 2 \quad (2.149)$$

2.12.3.4 Condição IV: Esta condição ocorre quando o barramento cc (E) precisa suprir as tensões de linha dos dois motores, ou seja as tensões $\sqrt{2}V_{sab1}$ e $\sqrt{2}V_{sab2}$ se somam, neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena tensão, os motores será dada por:

$$\sqrt{2}(V_{sab1} + V_{sab2}) \leq E \quad (2.150)$$

Esta condição é representada na Fig. 2.18. A condição VI define a tensão do barramento

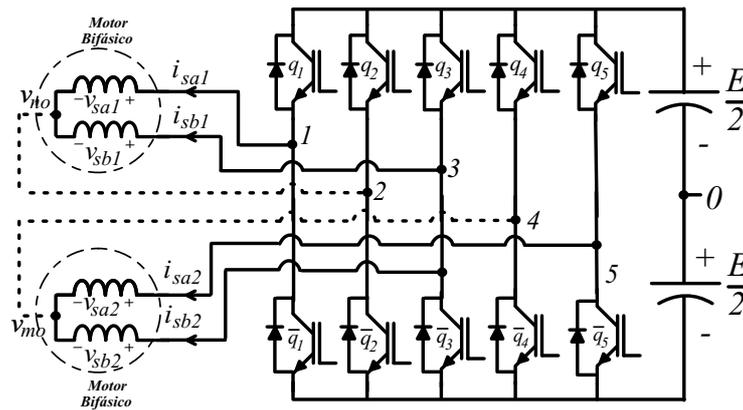


Figura 2.18. Visualização da possível condição IV para Topologia VI.

cc, e pelos mesmos motivos citados para as topologias anteriores, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

2.13 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $15Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sabi}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{sl}), podem ser observadas na Fig. 2.19.

A Topologia VI foi implementada em laboratório. Nas mesmas condições das topologias anteriores, ou seja frequência de chaveamento de $10kHz$ e capacitância do banco de capacitores de $2200\mu F$. Na Fig. 2.20 são mostradas as correntes (i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2}), para os motores operando com as frequências fundamentais de $10Hz$ e $20Hz$.

2.14 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL - DHT

A qualidade da energia tem sido alvo de muito interesse e discussão nas últimas décadas e, cada vez mais, há o interesse em mensurar a DHT, ou THD (*Total Harmonic Distortion*) que é o termo mais utilizado. Obviamente que medir esta grandeza tem como objetivo final buscar meios para minimizar ou eliminar os problemas provenientes das mesmas.

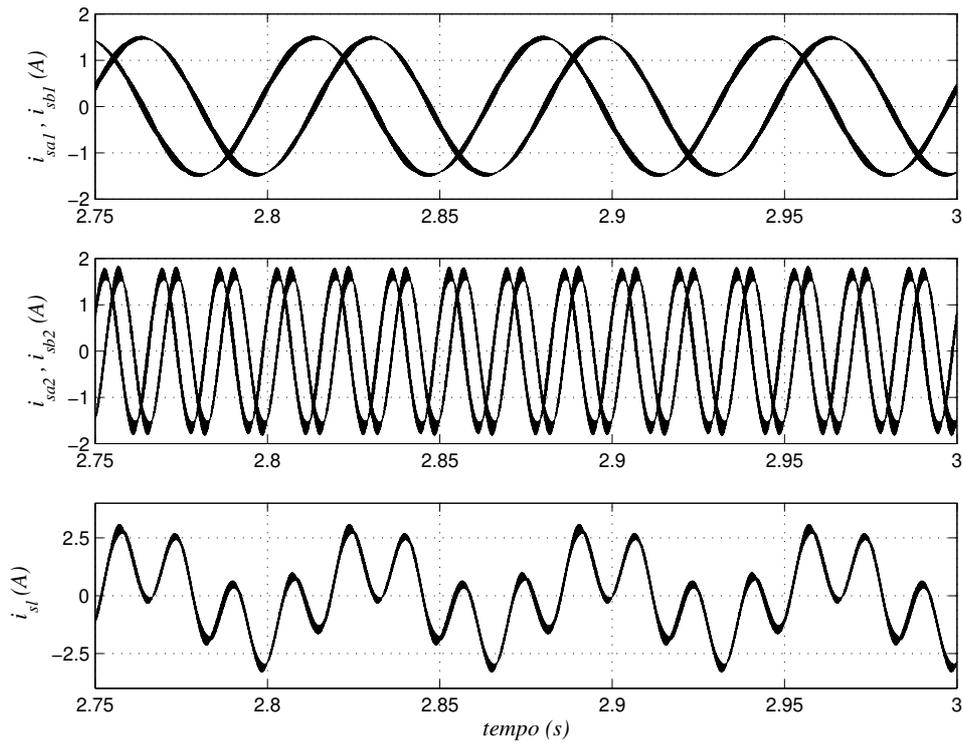


Figura 2.19. Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} e i_{sl} na Topologia VI.

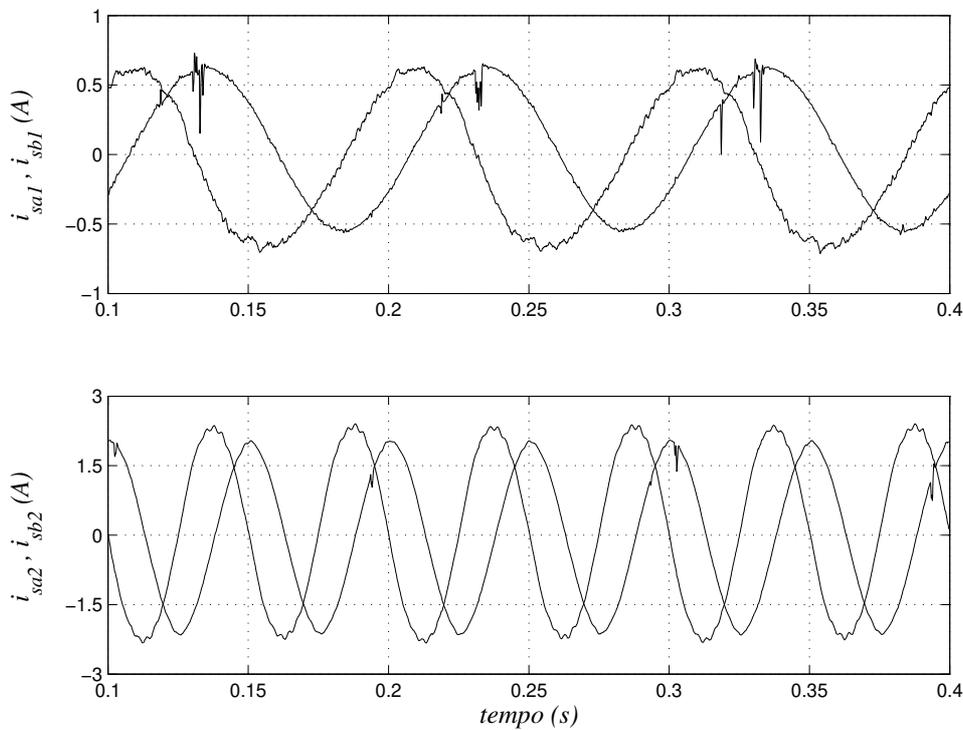


Figura 2.20. Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia VI.

Distorção harmônica é um tipo específico de “energia suja” que tem relação direta com as cargas não lineares, uma carga não linear é aquela que produz corrente não senoidal mesmo quando a fonte de tensão aplicada é senoidal, no caso específico desta dissertação, estamos nos referindo à crescente quantidade de acionamentos estáticos e outros dispositivos eletrônicos, tais como: inversores de frequência, variadores de velocidade, acionamentos tiristorizados, retificadores, fornos de indução e a arco, “no-breaks” dentre outros.

A distorção harmônica é um fenômeno contínuo e não deve ser confundido com fenômenos de curta duração tais como transientes, distúrbios elétricos, picos de sobretensão e subtensão.

A natureza e a magnitude das harmônicas geradas por cargas não lineares dependem de cada carga especificamente e, de uma forma geral, podemos afirmar que a magnitude da corrente da componente harmônica diminui com o aumento da sua frequência.

Altos níveis de distorções harmônicas numa instalação elétrica podem causar problemas para as redes de distribuição das concessionárias, para a própria instalação, e para os equipamentos ali instalados, alguns exemplos destes possíveis problemas estão relacionados a seguir:

- Capacitores: queima de fusíveis e redução da vida útil.
- Motores: redução da vida útil, sobreaquecimento e impossibilidade de atingir potência máxima.
- Fusíveis/Disjuntores: operação falsa/errônea e componentes danificados.
- Transformadores: aumento de perdas no ferro e no cobre e redução de capacidade de atingir a potência nominal.

Enfim, distorções harmônicas causam muitos prejuízos às plantas industriais, instalações comerciais, instalações residenciais e mesmo em sistemas de distribuição. Devido à complexidade do tema, as normas relativas ainda estão sendo consolidadas. Uma das normas mais utilizadas, a IEEE/ANSI 519/1992 - *Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters*, escrita em 1979, homologada em 1981 e revisada em 1992, mudando o seu título para: *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric*

Power Systems, de um modo geral estabelece limites de distorção harmônica, em relação percentual da tensão ou corrente fundamental, sendo o valor limite desta relação dado em função da capacidade de fornecimento de energia da fonte, sendo mais específico, da capacidade de curto circuito da instalação. Portanto, as análises de *THD* de um determinado equipamento só tem sentido se conhecermos a capacidade da fonte onde este equipamento está instalado. Para calcularmos as *THD's* das topologias propostas neste trabalho, todas as estruturas foram consideradas na mesma instalação, ou seja, mesma fonte, e todas desenvolvem a mesma potência, como já foi citado anteriormente. Nossas análises de distorções harmônicas foram simuladas com base na *THD* ponderada, a *WTHD* e é relativa à distorção da tensão de saída da topologia, ou seja a tensão entregue aos enrolamentos dos motores. A escolha da *WTHD* como parâmetro de comparação, deve-se ao nosso interesse em analisar a distorção da tensão e corrente, uma vez que a *WTHD* apresenta um reflexo da distorção da corrente (HOLMES; LIPO, 2003).

A distorção harmônica total ponderada é calculada usando a seguinte expressão:

$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2} \quad (2.151)$$

onde a_1 é a amplitude da tensão fundamental, a_i é a amplitude da $i^{ésima}$ componente harmônica e p é o número de componentes harmônicas consideradas.

Os resultados das *WTHD's* das topologias propostas neste capítulo foram compilados e apresentados na Fig 2.21, onde observamos uma comparação direta entre as *WTHD's* das topologias em função do fator de roda livre (μ). para maiores informações relativas às simulações deste trabalho, vide o Apêndice C.

2.15 ANÁLISE DOS CUSTOS FINANCEIROS DAS TOPOLOGIAS

Os acionamentos com número reduzido de chaves, particularmente os que utilizam braço compartilhado, demandam maior capacidade de corrente nas chaves, no caso específico das topologias propostas neste capítulo, o braço compartilhado precisa ser dimensionado em função da máxima corrente possível, isto interfere de forma direta no custo do acionamento.

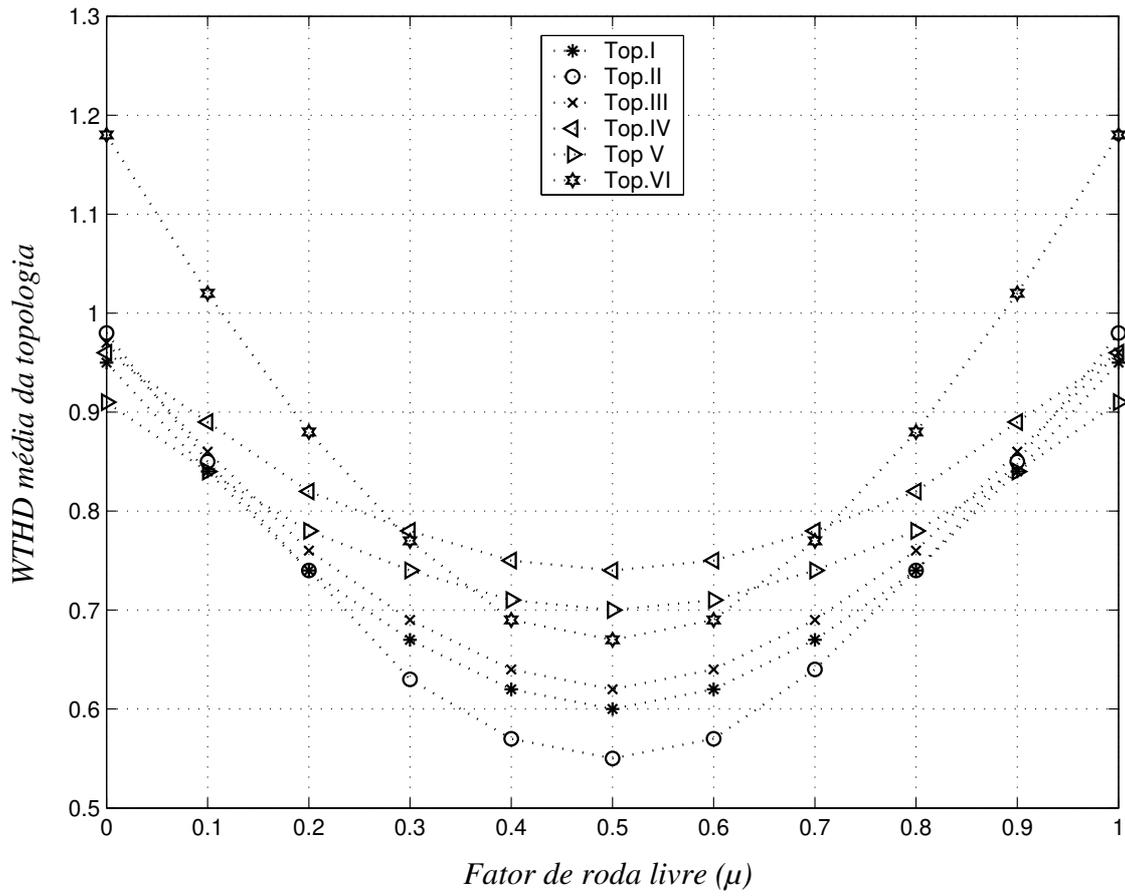


Figura 2.21. Comparação das WTHD's entre as Topologias I a VI.

Para apresentação gráfica foram selecionadas as relações dos custos entre as topologias propostas e um acionamento padrão. Consideramos como acionamento padrão um sistema composto por dois motores trifásicos com capacidade de realização de trabalho, ou seja mesma velocidade e conjugado, igual a qualquer combinação de motores trifásicos/bifásicos das topologias propostas. Devido às diferenças entre topologias, onde motores bifásicos e trifásicos são utilizados, as variáveis de corrente e tensão das topologias foram normalizadas em relação às equivalentes dq . Nos levantamentos foram considerados motores com correntes dq em regime permanente, na faixa de $i_{dq} = 70A$ a $i_{dq} = 240A$, funcionando com a mesma tensão dq . Foram considerados apenas os custos das chaves (*IGBT's*) e os respectivos *drivers*. Os preços utilizados como base são de um único fabricante, o que garante a relação de preço e características dos dispositivos, neste levantamento o fabricante é a Semikron e os preços foram normalizados em relação ao preço de um braço com capacidade de corrente de $75A$ ($T_c = 25^\circ C$) e tensão de trabalho $VCE = 1200V$, que custa R\$ 170,00 em agosto de 2005. Este procedimento também abre a possibilidade de que levantamentos dos custos feitos com dispositivos de outro fabricante apresentem curvas comparativas diferentes, tanto pelos custos das chaves, quanto pelas faixas de correntes nominais disponíveis.

Assim as comparações entre as configurações foram realizadas, sempre que possível, em uma mesma linha (família) de *IGBT's* e sempre que houve mais de uma opção entre os dispositivos disponíveis para uma mesma configuração, foi considerada a de menor custo.

Na Fig. 2.22 são mostradas as comparações dos custos de cada uma das topologias com o acionamento padrão, fica claro que os acionamentos propostos, nas condições anteriormente citadas, sempre apresentam menor custo. Em nossa análise não foram considerados os custos dos capacitores. Também não foram considerados os custos dos motores bifásicos e/ou trifásicos de indução, consideramos que a topologia proposta será utilizada no acionamento dos mesmos motores que seriam utilizados na topologia padrão, sendo, para esta análise, indiferente os custos dos motores. Uma outra verificação que podemos realizar é a comparação entre topologias que apresentam a mesma necessidade de tensão no barramento cc , normalizada em relação à tensão dq . Na Fig. 2.23 podemos observar as comparações dos custos para as Topologias *III* e *V*,

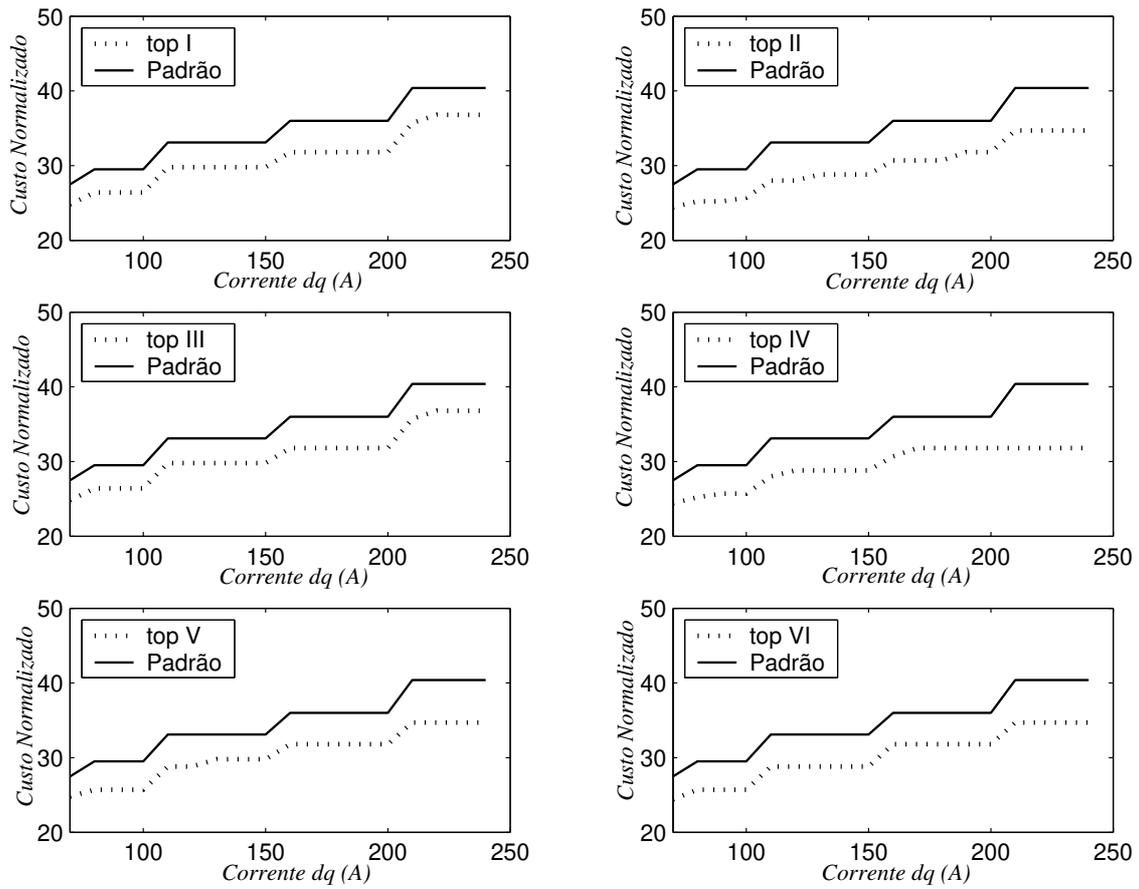


Figura 2.22. Comparação dos custos das Topologias I a VI e custos da topologia padrão *versus* corrente do acionamento.

que demandam tensão de barramento cc iguais $((1 + \sqrt{2})V_{dq})$. Também as comparações dos custos das Topologias II, IV e VI , com mesmas tensões de barramento cc $(2\sqrt{2}V_{dq})$. Nestes gráficos fica evidente que para correntes dq a partir de $210A$, dentro da faixa de correntes dq investigada, as Topologias IV e V são as de menores custos. Observamos ainda, que na comparação das Topologias III e V , sempre que os custos não são iguais são favoráveis à Topologia V . Todas as tabelas dos custos destas topologias, para a faixa de corrente citada, estão disponíveis no Apêndice B . Uma comparação final pode ser observada na Fig. 2.24, onde

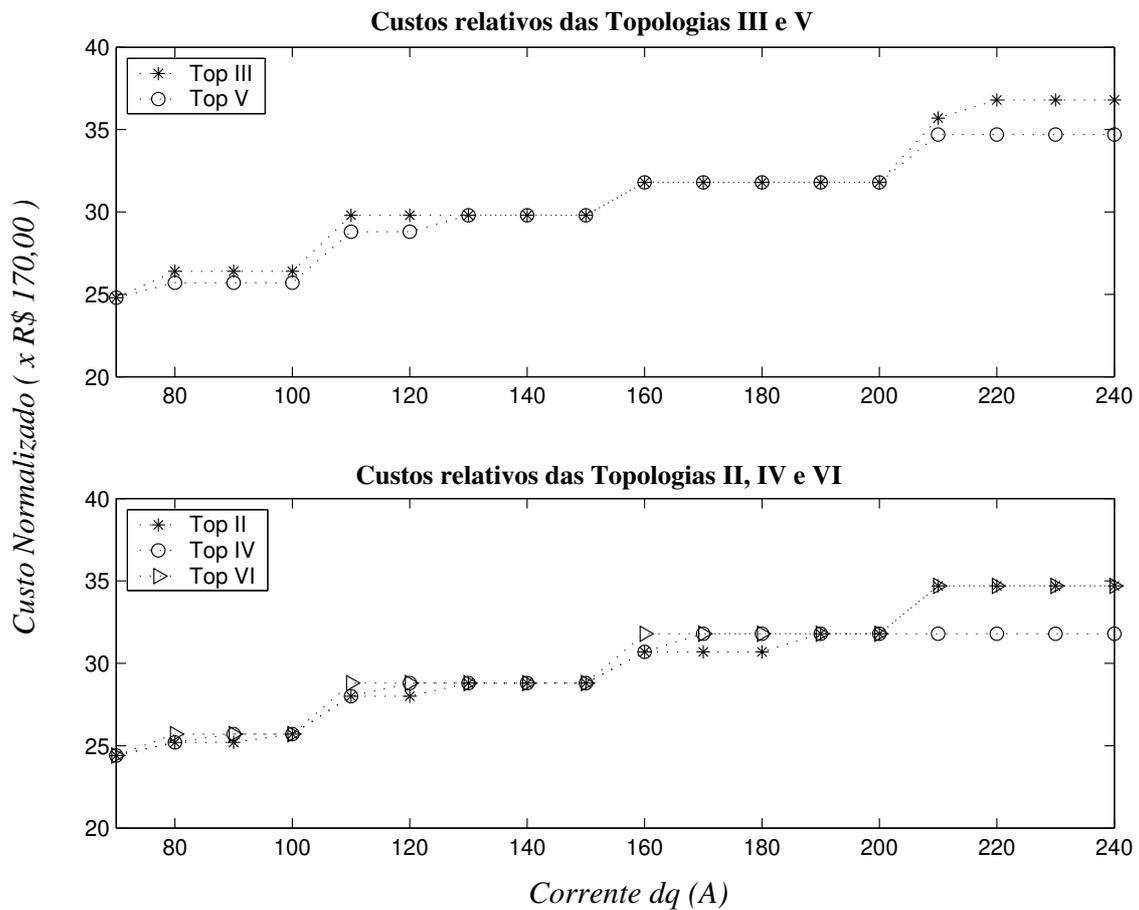


Figura 2.23. Comparação dos custos das topologias que demandam a mesma tensão de barramento cc .

todas as curvas de comparação dos custos são plotadas juntamente com a que representa os custos da topologia padrão. Observamos as faixas onde, apesar da variação da corrente dq dos motores do sistema, os custos não variam, devido ao custo de algumas chaves não mudar dentro desta faixa. Nesta comparação geral, fica evidente que a partir de $210A$, dentro da faixa de correntes dq investigada, a Topologia IV apresenta os menores custos.

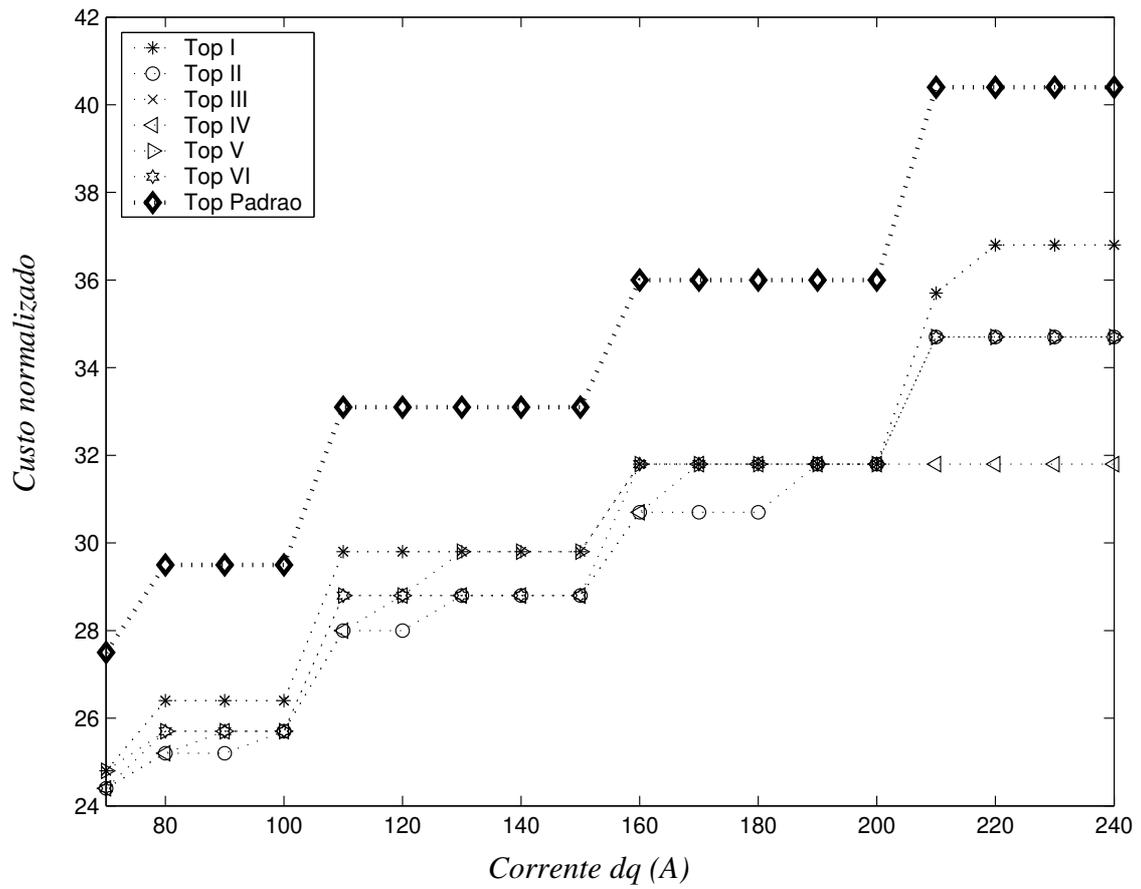


Figura 2.24. Comparação geral dos custos das Topologias I a VI e custos da topologia padrão versus corrente do acionamento.

Tabela 2.1. Comparação entre as Topologias I a VI

	E	I_{sl}	P_{sl}
Topologia <i>I</i>	2	$2\sqrt{2}$	5, 66
Topologia <i>II</i>	$2\sqrt{2}$	$2\sqrt{2/3}$	4, 62
Topologia <i>III</i>	$1 + \sqrt{2}$	$\sqrt{2} + \sqrt{2/3}$	5, 39
Topologia <i>IV</i>	$2\sqrt{2}$	$1 + \sqrt{2/3}$	5, 14
Topologia <i>V</i>	$1 + \sqrt{2}$	$1 + \sqrt{2}$	5, 83
Topologia <i>VI</i>	$2\sqrt{2}$	2	5, 66

2.16 COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS

Uma comparação entre as topologias propostas é apresentada na Tabela 2.1, onde são mostrados aspectos das Topologias *I* a *VI* operando no mesmo nível de potência, com tensão e corrente de fase iguais. Nesta tabela, as amplitudes da tensão do barramento *cc* (E) e da corrente no braço compartilhado (I_{sl}) são normalizadas em relação às equivalentes tensão e corrente dq , podemos ver que a Topologia *I* demanda menor tensão de barramento *cc*, enquanto a Topologia *VI* demanda a menor corrente no braço compartilhado, resultando que as Topologias *I* e *VI* demandam as menores potências nas chaves do braço compartilhado (P_{sl}).

A relação entre as grandezas da tabela, a partir dos modelos dos motores trifásicos e bifásicos, de (2.8) e (2.9), são dadas por

$$I_{sabi} = I_{sdqi} \text{ e } I_{sxyzi} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sdqi} \quad (2.152)$$

$$V_{sabi} = V_{dq} \text{ e } V_{sxyzi} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dq} \quad (2.153)$$

2.17 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram examinadas seis topologias de acionamentos *ca* com número reduzido de componentes, utilizando inversores de cinco braços. As topologias acionam motores bifásicos e/ou motores trifásicos compartilhando um braço, todas sem conexão ao ponto central do banco de capacitores do barramento *cc*. Uma comparação entre as topologias aponta para a Topologia *I* quando a menor tensão de barramento *cc* é o critério. No entanto, se a corrente nas chaves

do braço compartilhado (I_{sl}) é o critério, a Topologia *VI* apresenta o melhor desempenho, se a potência nas chaves do braço compartilhado é o critério, temos as Topologias *I* e *VI* como melhores opções e, finalmente, quando a *WTHD* da tensão de saída é o critério, a Topologia *II* apresenta o melhor desempenho na maior faixa de variação do fator de roda livre (μ). Quanto aos custos podemos concluir que todas as topologias apresentam menor custo que a topologia padrão. No entanto, a de menor custo entre as seis apresentadas neste capítulo, é uma informação que depende da faixa de corrente de trabalho do acionamento, esta conclusão é válida também para os casos em que a demanda da tensão de barramento *cc* é a mesma. Como pode ser visto, com base nos resultados experimentais e simulados, as topologias são viáveis e apresentam desempenhos adequados para implementações e aplicações práticas.

ACIONAMENTOS MULTIMÁQUINAS BIFÁSICAS OU TRIFÁSICAS

3.1 INTRODUÇÃO

Dentre as linhas de pesquisa relacionadas aos acionamentos com número reduzido de chaves, os que se destinam às aplicações em sistemas de múltiplos motores tem destaque quanto à aplicabilidade. Como discutido na revisão bibliográfica, capítulo *I*, desde aplicações em máquinas têxteis até acionamentos em sistemas de locomotivas e desde aplicação em tração veicular até sistemas de laminação é possível a aplicação de um único sistema de acionamentos para n motores com controle independente. Neste capítulo são investigadas três diferentes topologias de acionamentos *ca* multimáquinas, que serão empregadas para permitir uma significativa redução no número de dispositivos de potência se comparadas à solução direta, na qual a configuração padrão é simplesmente repetida ou mesmo em relação à configuração em que um barramento *cc* é compartilhado por diversos inversores padrão. As Topologias *VII* e *VIII* empregam múltiplos inversores de dois braços e compartilham um braço extra, conforme mostrado nas Figs. 3.1 e 3.5, sendo que a Topologia *VII* aciona motores bifásicos, enquanto a Topologia *VIII* aciona motores trifásicos. A Topologia *VII* é nova, enquanto a Topologia *VIII* foi proposta em trabalho anterior (JACOBINA, 2002). A configuração *VIII* é novamente discutida neste trabalho, pois alguns novos aspectos são destacados e para efeito de comparação com a Topologia *VII*. Uma redução ainda maior do número de componentes pode ser obtida com a Topologia *IX* que compartilha o ponto central do banco de capacitores no barramento *cc* (JACOBINA, 2001) esta topologia merece cuidados especiais devido às correntes *ca* através dos capacitores.

Os estudos apresentados neste capítulo estão organizados da seguinte forma:

1. Introdução.
2. Modelos das topologias propostas.
3. Estratégia *PWM*.
4. Corrente no braço compartilhado (Topologias *VII* e *VIII*).
5. Corrente nos capacitores do barramento *cc* (Topologia *IX*).
6. Análise da capacidade de tensão.
7. Resultados de simulações e experimentais.
8. Análise da distorção harmônica total - *THD*.
9. Análise dos custos financeiros.
10. Comparações entre as topologias.
11. Conclusões.

3.2 TOPOLOGIA *VII* - MODELO

Na Fig. 3.1 é apresentada a Topologia *VII*, com seu retificador de entrada, um banco de capacitores para prover o barramento *cc*, n motores bifásicos e alimentados por n inversores em fonte de tensão (chaves q_{al} , \bar{q}_{al} , q_{bl} e \bar{q}_{bl} , para $l = 1$ a n , e q_c e \bar{q}_c). Nesta topologia um braço extra é compartilhado por todos os inversores com o terminal de neutro de cada motor conectado a este braço. Doravante, em todas as expressões onde aparecer o subscrito l , entenda-se que estamos nos referindo a todas as máquinas, e então l varia de 1 a n . O estado de condução de todas as chaves será representado pelas variáveis binárias homônimas q_{al} , \bar{q}_{al} , q_{bl} , \bar{q}_{bl} , q_c e $\bar{q}_c \in \{0, 1\}$, onde $q = 1$ indica chave fechada enquanto $q = 0$ indica chave aberta. Os pares $q_{al} - \bar{q}_{al}$, $q_{bl} - \bar{q}_{bl}$ e $q_c - \bar{q}_c$ são complementares e portanto $\bar{q}_{al} = 1 - q_{al}$, $\bar{q}_{bl} = 1 - q_{bl}$ e $\bar{q}_c = 1 - q_c$.

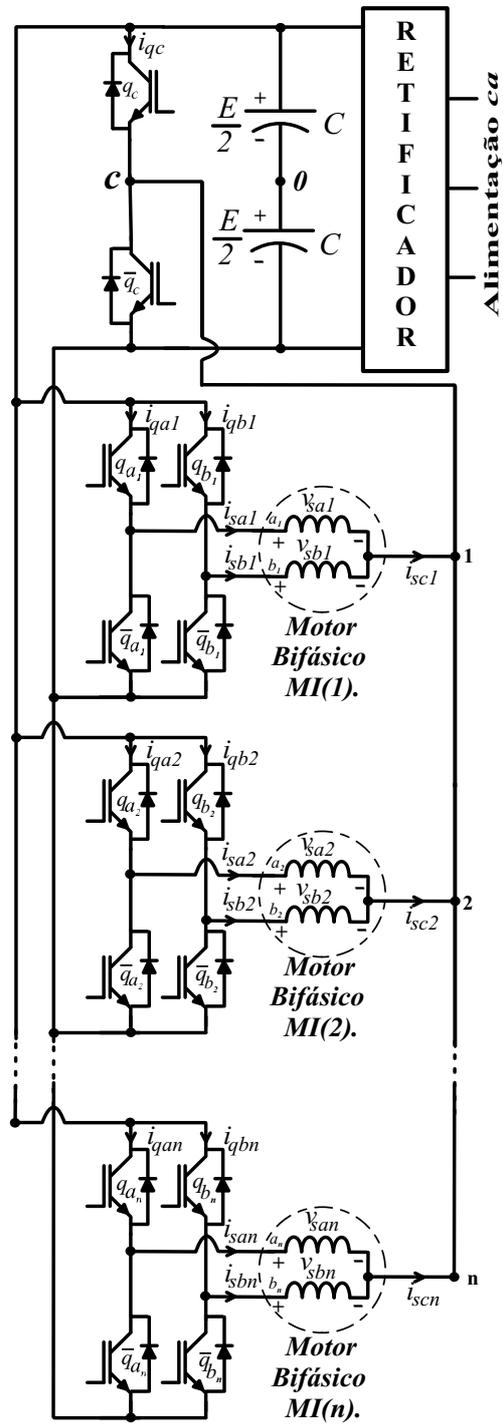


Figura 3.1. Topologia VII - sistema de acionamento multimáquinas bifásicas com braço compartilhado.

3.2.1 Estratégia PWM

Considerando a topologia mostrada na Fig. 3.1, as tensões de fase v_{sal} e v_{sbl} , são expressas por:

$$v_{sal} = v_{al0} - v_{c0} = (q_{al} - q_c)E \quad (3.1)$$

$$v_{sbl} = v_{bl0} - v_{c0} = (q_{bl} - q_c)E \quad (3.2)$$

onde E é a tensão do barramento cc , v_{al0} , v_{bl0} e v_{c0} são as tensões de pólo, referenciadas ao ponto central dos capacitores do barramento cc ($'0'$), citadas como tensões de pólo.

Se as referências das tensões de fase são dadas por v_{sal}^* e v_{sbl}^* , então as referências das tensões de pólo podem ser expressas por:

$$v_{al0}^* = v_{sal}^* + v_{c0}^* \quad (3.3)$$

$$v_{bl0}^* = v_{sbl}^* + v_{c0}^*. \quad (3.4)$$

Observe que estas equações não podem ser resolvidas antes que v_{c0}^* seja definida. As equações (3.3) e (3.4) podem ser formuladas como:

$$v_{al0}^* = v_{sal}^* + v_{\mu}^* \quad (3.5)$$

$$v_{bl0}^* = v_{sbl}^* + v_{\mu}^* \quad (3.6)$$

$$v_{c0}^* = v_{\mu}^*. \quad (3.7)$$

para $l = 1$ a n . O controle do PWM pode ser implementado de acordo com um dos dois métodos a seguir.

3.2.1.1 Método I - Fator de distribuição local: A tensão v_{μ}^* pode ser determinada tomando o fator de distribuição local μ_j de uma máquina particular $j^{ésima}$. Neste caso $v_{\mu}^* = v_{\mu_j}^*$, onde $v_{\mu_j}^*$ é dado por:

$$v_{\mu_j}^* = E\left(\mu_j - \frac{1}{2}\right) - \mu_j v_{j_{\max}}^* + (\mu_j - 1)v_{j_{\min}}^* \quad (3.8)$$

onde $v_{j_{\max}}^* = \max V_j$ e $v_{j_{\min}}^* = \min V_j$, onde $V_j = \{v_{sal}^*, v_{sbl}^*, 0\}$.

A expressão (3.8) foi derivada de forma similar a usada para a determinação da sua equivalente na modulação trifásica *PWM* (JACOBINA, 2001), (BLASKO, 1997). O fator de distribuição local μ_j ($0 \leq \mu_j \leq 1$) é dado por:

$$\mu_j = t_{oij}/t_{oj} \quad (3.9)$$

que permite dividir o período de roda livre t_o (período no qual as tensões v_{al0} , v_{bl0} e v_{c0} são iguais) no início [$t_{oij} = \mu_j t_{oj}$] e no final [$t_{ofj} = (1 - \mu_j)t_{oj}$] do período de chaveamento (JACOBINA, 2001), (BLASKO, 1997). O fator de distribuição pode ser mudado em função do índice de modulação (m_j) para reduzir o *THD* (distorção harmônica total) de uma máquina particular $j^{ésima}$. Neste caso é possível controlar como a distorção harmônica se distribui entre as máquinas.

Além de (3.8), a tensão $v_{\mu j}^*$ precisa atender também às tensões da máquina $k^{ésima}$ (para $k = 1$ a n com $k \neq j$). Então, de (3.5) e (3.6) para a máquina $k^{ésima}$ (substituindo l por k) os limites para $v_{\mu j}^*$ podem ser calculados como:

$$v_{\mu j \max}^* = E/2 - \min U_k \quad (\text{para } k = 1 \text{ a } n, k \neq j) \quad (3.10)$$

$$v_{\mu j \min}^* = -E/2 - \max U_k \quad (\text{para } k = 1 \text{ a } n, k \neq j) \quad (3.11)$$

onde $U_k = \{v_{sal}^*, v_{sbl}^*\}$.

Baseado na discussão anterior, o algoritmo proposto para determinar o sinal de comando das chaves é o seguinte:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição local μ_j de tal modo que o *THD* da $j^{ésima}$ máquina seja otimizado e $v_{\mu j}^*$ calculado a partir de (3.8).

Passo 2. Determine os limites de $v_{\mu j}^*$, $v_{\mu j \max}^*$ e $v_{\mu j \min}^*$ usando (3.10) e (3.11). Grampeie $v_{\mu j}^*$ para $v_{\mu j \max}^*$ se $v_{\mu j}^* > v_{\mu j \max}^*$ e $v_{\mu j}^*$ para $v_{\mu j \min}^*$ se $v_{\mu j}^* < v_{\mu j \min}^*$.

Passo 3. Usando $v_{\mu}^* = v_{\mu j}^*$ determine v_{al0}^* , v_{bl0}^* , e v_{c0}^* usando (3.5)-(3.7) para todas as n máquinas.

Passo 4. Finalmente, uma vez que as tensões de pólo de referência foram determi-

nadas, calcule a largura dos pulsos: τ_{al} , τ_{bl} e τ_c para todas as n máquinas usando:

$$\tau_{al} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{al0}^* \quad (3.12)$$

$$\tau_{bl} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{bl0}^* \quad (3.13)$$

$$\tau_{qc} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{c0}^* \quad (3.14)$$

e programe as temporizações. Este algoritmo também pode ser implementado por comparação dos sinais de referência de modulação v_{al0}^* , v_{bl0}^* e v_{c0}^* com uma portadora triangular de alta frequência.

3.2.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O controle *PWM* pode ser definido usando um fator de distribuição global μ ($0 \leq \mu \leq 1$) para dividir o período de roda livre t_o no início e no final período de chaveamento. Neste caso, a tensão v_μ^* pode ser determinada tomando-se o fator de distribuição global μ . Assim v_μ^* é dada por:

$$v_\mu^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^*. \quad (3.15)$$

onde $v_{\max}^* = \max V_l$ e $v_{\min}^* = \min V_l$, onde $V_l = \{v_{sal}^*, v_{sbl}^*, 0\}$ para $l = 1$ a n .

O algoritmo para determinar os sinais de comando das chaves é dado a seguir:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição μ e calcule v_μ^* usando (3.15).

Passo 2. Usando v_μ^* determine v_{al0}^* , v_{bl0}^* e v_{c0}^* usando (3.5)-(3.7) para todas as n máquinas.

Passo 3. Finalmente, uma vez que as tensões de pólo foram determinadas, calcule as larguras dos pulsos τ_{al} , τ_{bl} e τ_{qc} para todas as n máquinas usando (3.12)-(3.14).

3.2.2 Corrente no braço compartilhado

Considerando que i_{sc} é a corrente no braço compartilhado, temos que a corrente média \bar{i}_{qc} , na chave q_c do braço compartilhado, pode ser calculada da seguinte maneira:

$$i_{qc} = q_c i_{sc} \quad (3.16)$$

$$\bar{i}_{qc} = \frac{\tau_{qc}}{T} i_{sc} \quad (3.17)$$

$$\bar{i}_{qc} = \frac{\tau_{qc}}{T} \sum_{l=1}^n (-i_{sal} - i_{sbl}) \quad (3.18)$$

$$\bar{i}_{qc} = \frac{(\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2})T}{T} \sum_{l=1}^n (-i_{sal} - i_{sbl}) \quad (3.19)$$

$$\bar{i}_{qc} = -(\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2}) \sum_{l=1}^n (i_{sal} + i_{sbl}) \quad (3.20)$$

assim:

$$\bar{i}_{qc} = -(\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2}) \sum_{l=1}^n (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}) \quad (3.21)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar a corrente média na chave \bar{q}_c :

$$i_{\bar{q}_c} = \bar{q}_c (-i_{sc}) \quad (3.22)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}_c} = \frac{\tau_{\bar{q}_c}}{T} (-i_{sc}) \quad (3.23)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}_c} = -(\frac{\tau_{\bar{q}_c}}{T}) i_{sc} \quad (3.24)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}_c} = -(\frac{\tau_{\bar{q}_c}}{T}) \sum_{l=1}^n (-i_{sal} - i_{sbl}) \quad (3.25)$$

$$\bar{i}_{\bar{q}_c} = (\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2}) \sum_{l=1}^n (i_{sal} + i_{sbl}) \quad (3.26)$$

considerando que $\bar{i}_{\bar{q}_c}$ é a corrente média na chave, temos:

$$\bar{i}_{\bar{q}_c} = (\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2}) \sum_{l=1}^n (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}). \quad (3.27)$$

Então, a corrente através das chaves do braço compartilhado é maior que a corrente através de qualquer outra chave, quando os motores estão sendo acionados. No entanto, quando $v_{c0}^* = 0$, ou seja fazendo-se média nula no braço compartilhado, a corrente \bar{i}_{qc} tem um fator 1/2 sobre a corrente instantânea em regime permanente do acionamento. A corrente total é definida pela soma das correntes nos braços $(\sum_{l=1}^n (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}))$.

3.2.3 Análise da capacidade de tensão

Há diversas possibilidades de verificação da tensão de barramento cc , no entanto podemos definir uma expressão generalizada. A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual à tensão do barramento cc (E). podemos então de forma simplificada definir as condições para a diferença entre duas tensões de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (3.28)$$

onde i e $j = 1$ a n com $i \neq j$.

Considerando que V_{sabi} e V_{sabj} representam as amplitudes das tensões de fase dos motores bifásicos, temos:

3.2.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão de linha do motor bifásico, temos que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão de um motor será:

$$\sqrt{2}V_{sabi} \leq E \quad (3.29)$$

$$\sqrt{2}V_{sabj} \leq E \quad (3.30)$$

3.2.3.2 Condição II: Esta condição ocorre quando as tensões V_{sabi} e V_{sabj} (para i e $j = 1$ a n , $i \neq j$) se somam, neste caso, temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena tensão os motores será dada por:

$$V_{sabi} + V_{sabj} \leq E \quad (3.31)$$

Esta condição é representada na Fig. 3.2. A condição *II* define a tensão do barramento cc e este é o nível de tensão de trabalho que as chaves devem suportar, que guarda relação direta com os custos das mesmas, por este e outros motivos relacionados à maior tensão de trabalho das chaves, tais como: maior *THD* e perdas, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível, que significa menor tensão no barramento cc .

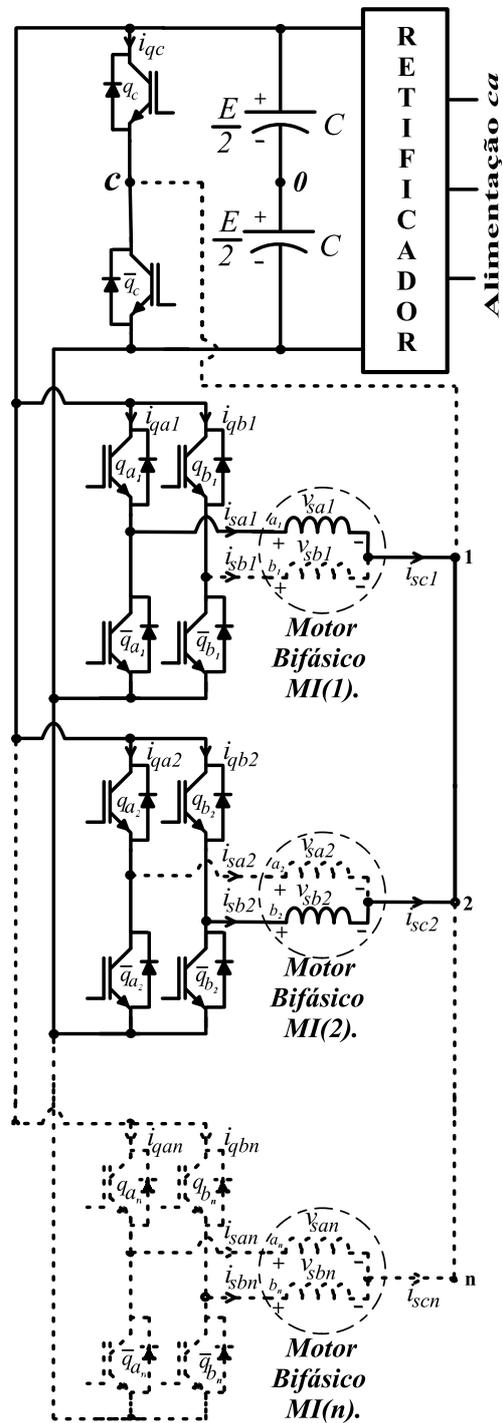


Figura 3.2. Visualização da possível condição II para Topologia VII.

3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1, 2 e 3 com as frequências fundamentais de $10Hz$, $30Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sabi}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{sl}), podem ser observadas na Fig. 3.3. para maiores informações relativas às simulações deste trabalho, vide o

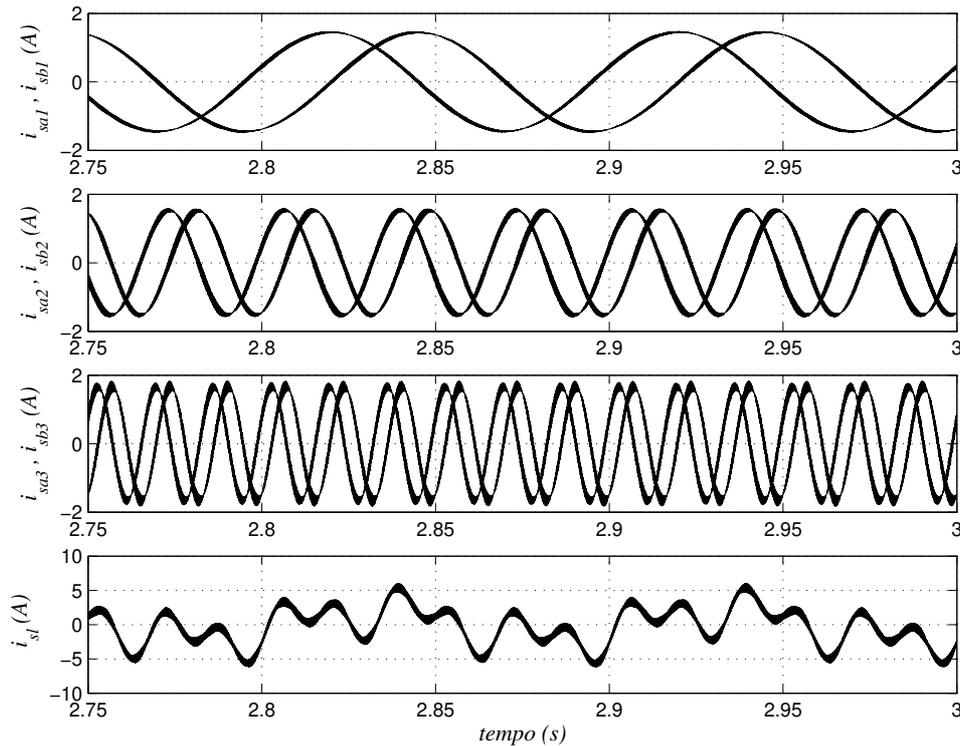


Figura 3.3. Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} , i_{sa3} , i_{sb3} e i_{sl} na Topologia VII.

Apêndice C.

A topologia proposta foi implementada em laboratório, acionando duas máquinas bifásicas, nestas condições esta topologia passa a funcionar de forma idêntica à Topologia I. Nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de $10kHz$ e a capacitância do banco de capacitores foi de $2200\mu F$. O sistema usado nos experimentos é controlado por um microcomputador equipado com placas e sensores. Resultados experimentais selecionados são mostrados na Fig. 3.4 onde podemos visualizar as correntes i_{sa1} , i_{sb1} (motor 1) a $40Hz$ e i_{sa2} , i_{sb2} (motor 2) a $20Hz$.

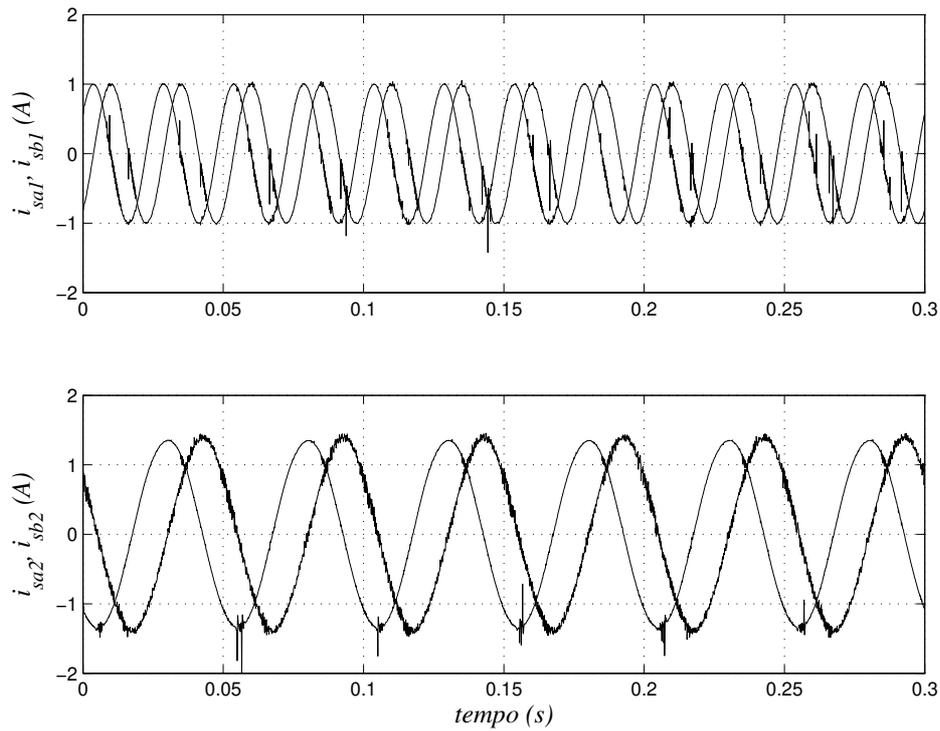


Figura 3.4. Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia VII.

3.4 TOPOLOGIA VIII - MODELO

Na Fig. 3.5 é mostrada a Topologia VIII, esta aciona n motores trifásicos onde a terceira fase de cada motor é conectada ao braço extra compartilhado por todos os inversores. O estado de condução de todas as chaves será representado pelas variáveis binárias homônimas q_{al} , \bar{q}_{al} , q_{bl} , \bar{q}_{bl} , q_c e $\bar{q}_c \in \{0, 1\}$, onde $q = 1$ indica chave fechada enquanto $q = 0$ indica chave aberta. Os pares $q_{al} - \bar{q}_{al}$, $q_{bl} - \bar{q}_{bl}$ e $q_c - \bar{q}_c$ são complementares e portanto $\bar{q}_{al} = 1 - q_{al}$, $\bar{q}_{bl} = 1 - q_{bl}$ e $\bar{q}_c = 1 - q_c$.

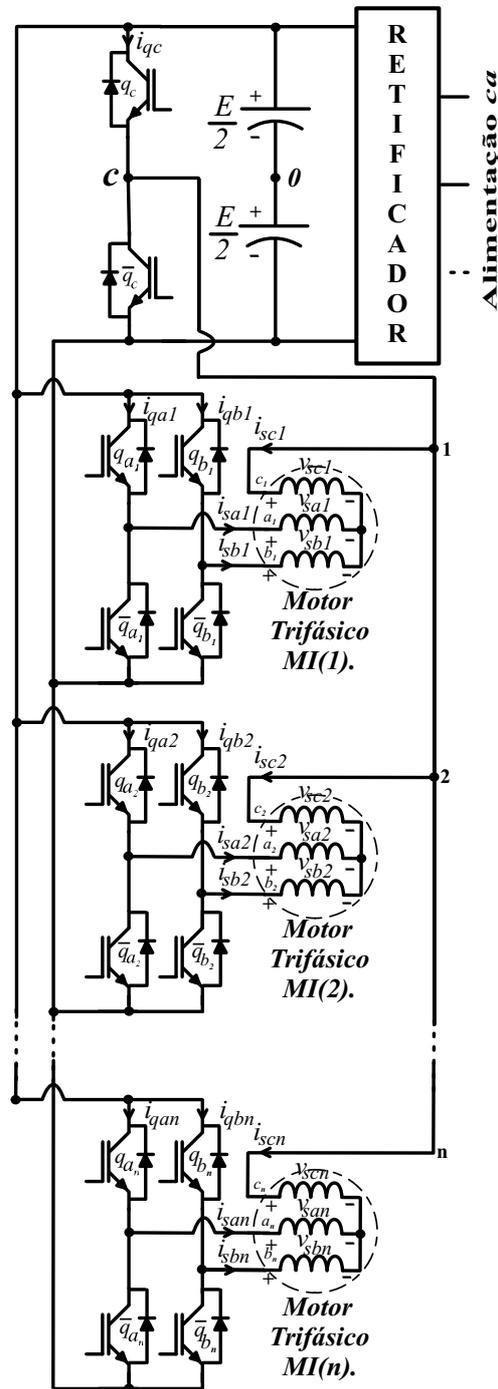


Figura 3.5. Topologia VIII - sistema de acionamento multimáquinas trifásicas com braço compartilhado.

3.4.1 Estratégia PWM

Considerando a topologia mostrada na Fig. 3.5, as tensões de fase v_{sal} , v_{sbl} e v_{scl} , são expressas por:

$$v_{sal} = v_{al0} - v_{n0} = (2q_{al} - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (3.32)$$

$$v_{sbl} = v_{bl0} - v_{n0} = (2q_{bl} - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (3.33)$$

$$v_{scl} = v_{cl0} - v_{n0} = (2q_{cl} - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (3.34)$$

onde E é a tensão no barramento cc e v_{al0} , v_{bl0} e v_{cl0} são as tensões de pólo referenciadas ao ponto central dos capacitores do barramento cc ($'0'$). Sendo as referências das tensões das fases dadas por v_{sal}^* , v_{sbl}^* e v_{scl}^* , então as tensões de pólo, referenciadas ao ponto central do banco de capacitores, são dadas por:

$$v_{al0}^* = v_{sal}^* + v_{n0}^* \quad (3.35)$$

$$v_{bl0}^* = v_{sbl}^* + v_{n0}^* \quad (3.36)$$

$$v_{cl0}^* = v_{scl}^* + v_{n0}^* \quad (3.37)$$

Observe que estas equações não podem ser resolvidas sem que v_{n0} seja definida. As equações (3.35)-(3.37) podem ser formuladas usando:

$$v_{n0}^* = v_{\mu}^* \quad (3.38)$$

assim, temos:

$$v_{al0}^* = v_{sal}^* + v_{\mu}^* \quad (3.39)$$

$$v_{bl0}^* = v_{sbl}^* + v_{\mu}^* \quad (3.40)$$

$$v_{cl0}^* = v_{scl}^* + v_{\mu}^* \quad (3.41)$$

Do mesmo que para a Topologia VII, o controle PWM para a configuração VIII pode ser implementado de acordo com um dos dois métodos apresentados anteriormente.

3.4.1.1 Método I - Fator de distribuição local: O Mesmo que para a Topologia VII.

Considerando que $V_j = \{v_{saj}^*, v_{sbj}^*, v_{scj}^*\}$ e $V_k = \{v_{sak}^*, v_{sbk}^*, v_{sck}^*\}$.

No passo 3 use $v_{\mu}^* = v_{\mu j}^*$ para determinar v_{al0}^* , v_{bl0}^* , e v_{cl0}^* usando (3.35)-(3.37) para todas as n máquinas.

3.4.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O mesmo que para a Topologia VII.

Considerando que $V_l = \{v_{sal}^*, v_{sbl}^*, v_{scl}^*\}$ para $l = 1$ a n .

No passo 2 use v_{μ}^* para determinar v_{al0}^* , v_{bl0}^* e v_{cl0}^* , usando (3.35)-(3.37) para todas as n máquinas.

3.4.2 Correntes no braço compartilhado

A corrente média \bar{i}_{qc} , na chave q_c do braço compartilhado, pode ser calculada de forma semelhante à mostrada em 3.2.2 e é dada por:

$$\bar{i}_{qc} = \left(\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^n \bar{i}_{scl} \quad (3.42)$$

por raciocínio similar, podemos encontrar a corrente média na chave \bar{q}_c :

$$\bar{i}_{\bar{q}c} = -\left(\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^n \bar{i}_{scl}. \quad (3.43)$$

3.4.3 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 3.2.3, há diversas condições possíveis para a tensão de barramento cc , considerando que V_{sxyzj} e V_{sxyzk} (para $k = 1$ a n , $j = 1$ a n e k diferente de j) representam as amplitudes das tensões de fase dos motores trifásicos, temos:

3.4.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão de linha do motor trifásico, a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão de um dos motores

será:

$$\sqrt{3}V_{sxyzk} \leq E \quad (3.44)$$

$$\sqrt{3}V_{sxyzj} \leq E \quad (3.45)$$

3.4.3.2 Condição II: Esta condição ocorre quando o barramento cc (E) precisa suprir as duas tensões de linha dos motores, ou seja as tensões $\sqrt{3}V_{sxyzj}$ e $\sqrt{3}V_{sxyzk}$ se somam, neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena tensão os motores será dada por:

$$\sqrt{3}(V_{sxyzj} + V_{sxyzk}) \leq E \quad (3.46)$$

Esta condição é representada na Fig. 3.6 A condição *II* define a tensão do barramento cc , e pelos mesmos motivos citados anteriormente, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1, 2 e 3 com as frequências fundamentais de $30Hz$, $45Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sxyzj}), bem como a corrente no braço compartilhado (i_{sl}), podem ser observadas nas Figs. 3.7(a) e 3.7(b).

A topologia proposta foi implementada em laboratório, acionando duas máquinas trifásicas, nestas condições esta topologia passa a funcionar de forma idêntica à Topologia *II*. Nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de $10kHz$ e a capacitância do banco de capacitores foi de $2200\mu F$. O sistema usado nos experimentos é controlado por um microcomputador equipado com placas e sensores. Na Fig. 3.8 são apresentadas as correntes i_{sx1} , i_{sy1} e i_{sz1} (motor 1) a $10Hz$ e i_{sx2} , i_{sy2} e i_{sz2} (motor 2) a $20Hz$. Os resultados experimentais validam os estudos teóricos e resultados de simulação anteriores.

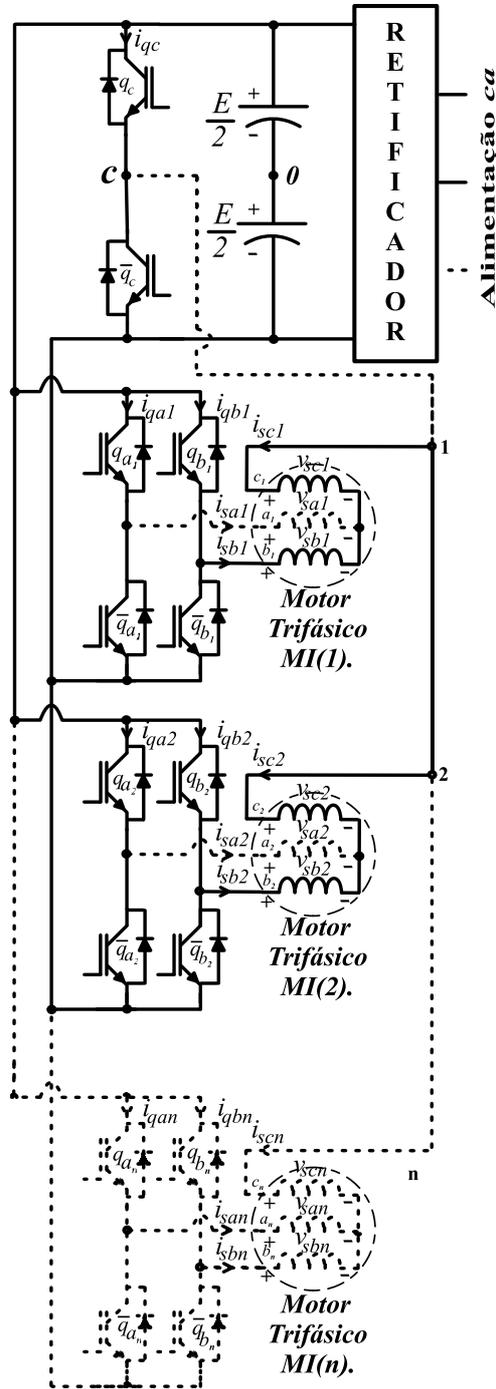
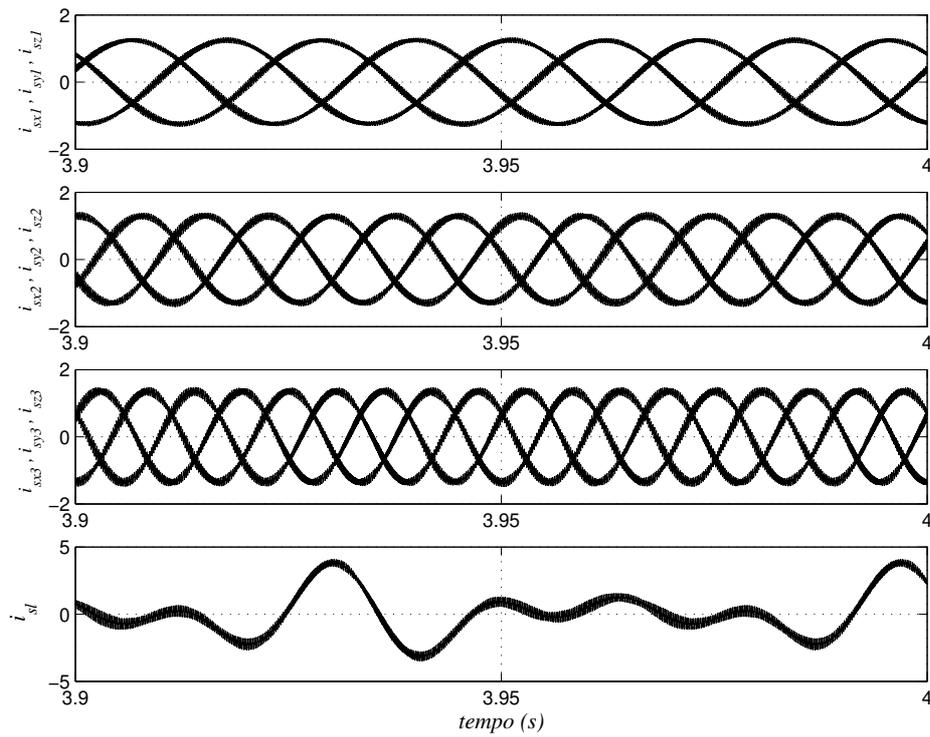
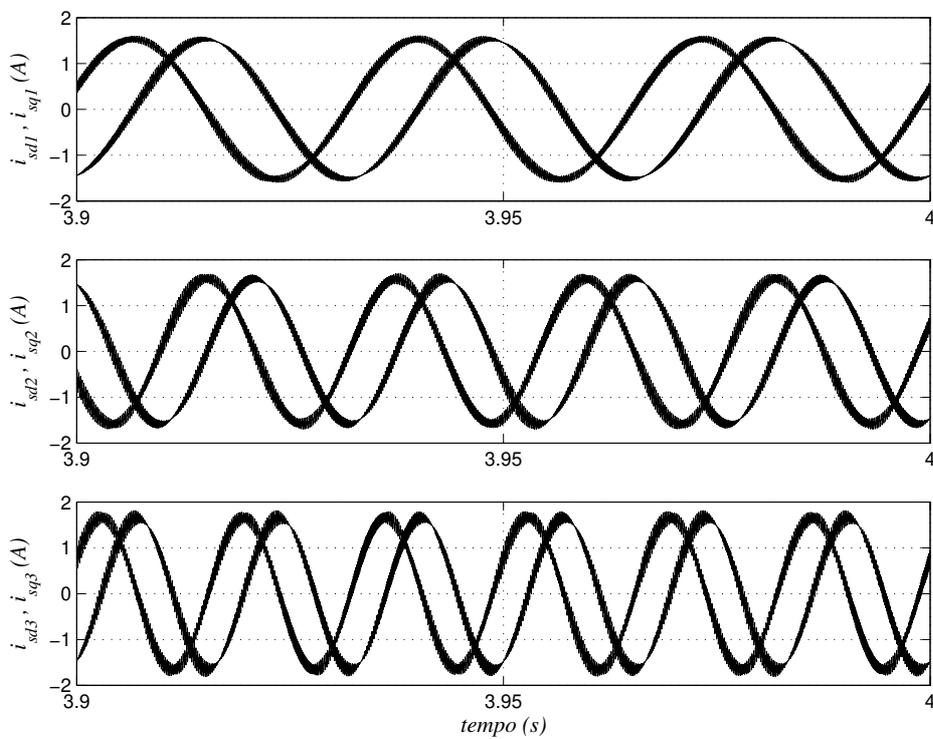


Figura 3.6. Visualização da possível condição II para Topologia VIII.



(a)



(b)

Figura 3.7. Resultados simulados - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} , i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} , i_{sx3} , i_{sy3} , i_{sz3} , i_{sl} (a) e i_{sd1} , i_{sq1} , i_{sd2} , i_{sq2} , i_{sd3} , i_{sq3} (b) na Topologia VIII.

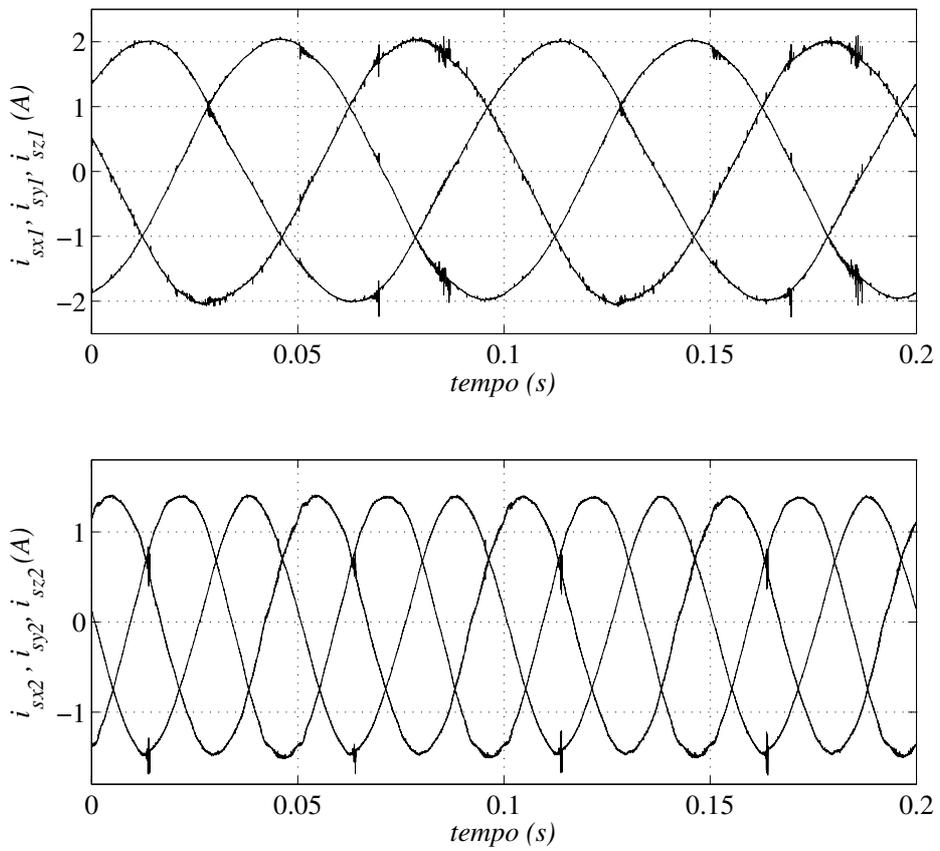


Figura 3.8. Resultados experimentais - correntes $i_{sx1}, i_{sy1}, i_{sz1}$ e $i_{sx2}, i_{sy2}, i_{sz2}$ na Topologia VIII.

3.6 TOPOLOGIA IX - MODELO

Na Fig. 3.9 é mostrada a Topologia IX, esta aciona n motores bifásicos, mas neste caso o terminal de neutro de cada motor é conectado ao ponto central do banco de capacitores do barramento cc .

3.6.1 Estratégia PWM

Considerando a topologia mostrada na Fig. 3.9, as tensões de fase v_{sal} e v_{sbl} são expressas por:

$$v_{sal} = v_{al0} = q_{al}E_1 - (1 - q_{al})E_2 \quad (3.47)$$

$$v_{sbl} = v_{bl0} = q_{bl}E_1 - (1 - q_{bl})E_2 \quad (3.48)$$

onde $E = E_1 + E_2$.

Se as referências das tensões das fases são dadas v_{sal}^* e v_{sbl}^* , então as tensões de pólo, referenciadas ao ponto central do banco de capacitores do barramento cc ('0'), são dadas por:

$$v_{al0}^* = v_{sal}^* \quad (3.49)$$

$$v_{bl0}^* = v_{sbl}^*. \quad (3.50)$$

Como para as topologias anteriores, o controle PWM para a configuração IX pode ser implementado de acordo com um dos dois métodos:

3.6.1.1 Método I - Fator de distribuição local: O Mesmo que para a Topologia VII.

Considerando que $V_j = \{v_{sal}^*, v_{sbl}^*, 0\}$ e $V_k = \{v_{sak}^*, v_{sbk}^*\}$.

No passo 3 use $v_{\mu}^* = v_{\mu_j}^*$ para determinar v_{al0}^* e v_{bl0}^* usando (3.49) e (3.50) para todas as n máquinas.

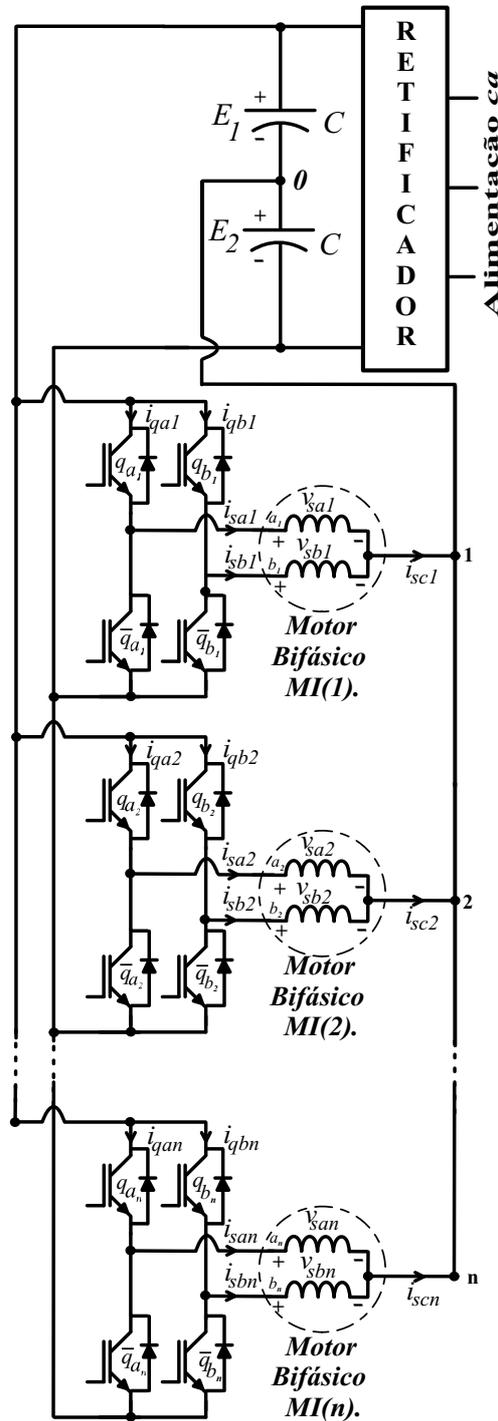


Figura 3.9. Topologia IX - sistema de acionamento multimáquinas bifásicas (ponto central dos capacitores do barramento cc compartilhado).

3.6.1.2 Método II - Fator de distribuição global: O mesmo que para a Topologia VII.

Considerando que $V_l = \{v_{sal}^*, v_{sbl}^*, 0\}$ para $l = 1$ a n .

No passo 2 use v_μ^* para determinar v_{al0}^* e v_{bl0}^* , usando (3.49)-(3.50) para todas as n máquinas.

3.6.2 Correntes nos capacitores do barramento cc

De forma semelhante à mostrada em 3.2.2, calculamos a corrente média (em um período de modulação) \bar{i}_{Ctop} do capacitor superior, que é dada por:

$$\bar{i}_{Ctop} = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}) \quad (3.51)$$

a corrente no capacitor inferior é dada por:

$$\bar{i}_{Cbottom} = -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^n (\bar{i}_{sal} + \bar{i}_{sbl}). \quad (3.52)$$

3.6.3 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 3.2.3, há diversas condições possíveis para a tensão de barramento cc , considerando que V_{sabj} e V_{sabk} (para $k, j = 1$ a n , e $k \neq j$) representam as amplitudes das tensões de fase dos motores bifásicos, temos:

3.6.3.1 Condição I: Verificando apenas a tensão de linha do motor bifásico, temos que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão de um dos motores será:

$$\sqrt{2}V_{sabj} \leq E \quad (3.53)$$

$$\sqrt{2}V_{sabk} \leq E \quad (3.54)$$

3.6.3.2 Condição II: Esta condição ocorre quando a tensão em cada um dos capacitores do barramento cc ($E/2$) precisa suprir a tensão de fase, como supõe-se a tensão balanceada nos

capacitores, é necessário que cada capacitor disponha da tensão dq demandada, ou seja $2V_{sabj}$ ou $2V_{sabk}$ (para $k, j = 1$ a n , $k \neq j$). Neste caso temos que a mínima tensão necessária no barramento cc (E) capaz de acionar, a plena tensão os motores, será dada por:

$$2V_{sak} \leq E \quad (3.55)$$

$$2V_{saj} \leq E \quad (3.56)$$

Esta condição é representada na Fig. 3.10. A condição II define a tensão do barramento cc e pelos mesmos motivos citados anteriormente, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

3.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1, 2 e 3 com as freqüências fundamentais de $15Hz$, $45Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada e as correntes nas fases dos motores (i_{sabi}), bem como a corrente na conexão do ponto central dos capacitores do barramento cc (i_{sc}), podem ser observadas na Fig. 3.11.

A topologia proposta foi implementada em laboratório, acionando duas máquinas bifásicas. Nos experimentos realizados a freqüência de chaveamento foi de $10kHz$ e a capacitância do banco de capacitores foi de $2200\mu F$. Na Fig. 3.12 são mostradas as correntes i_{sa1} , i_{sb1} (motor 1) e i_{sa2} , i_{sb2} (motor 2) para Topologia IX , operando a $20Hz$ e $10Hz$, respectivamente. Os resultados experimentais validam os estudos teóricos e resultados de simulação anteriores.

3.8 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL - DHT

Para calcularmos as THD 's das topologias propostas neste trabalho, todas as estruturas foram consideradas na mesma instalação e todas desenvolvendo a mesma potência, como já foi citado anteriormente. Nossas análises de distorções harmônicas foram feitas com base na THD ponderada, a $WTHD$ e é relativa à distorção da tensão de saída da topologia, ou seja a tensão entregue aos enrolamentos dos motores. A distorção harmônica total ponderada é calculada

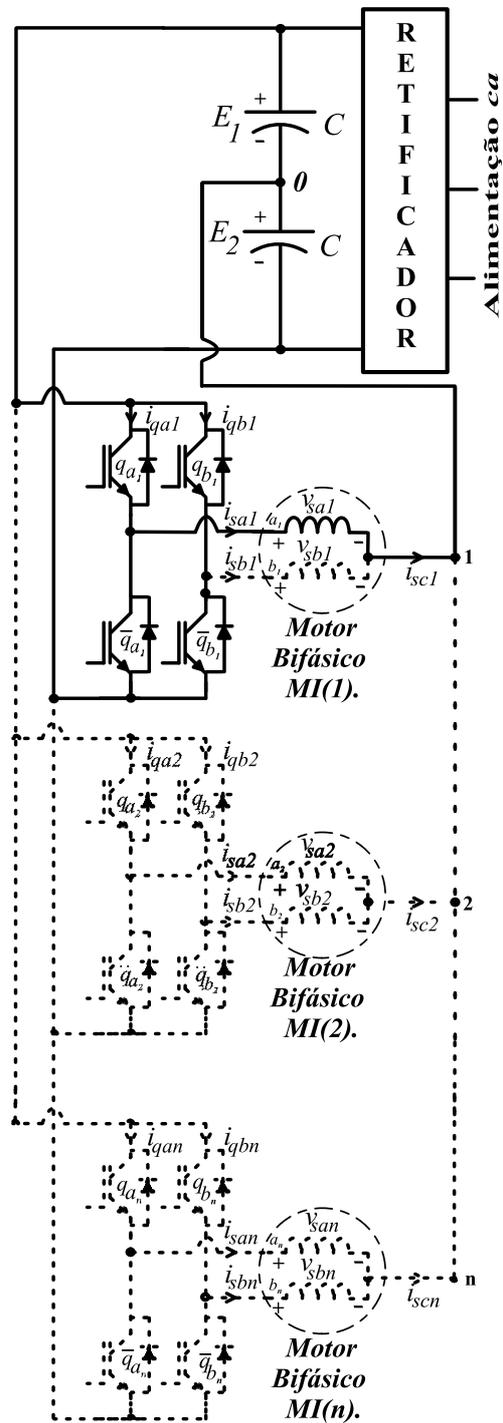


Figura 3.10. Visualização da possível condição II para Topologia IX.

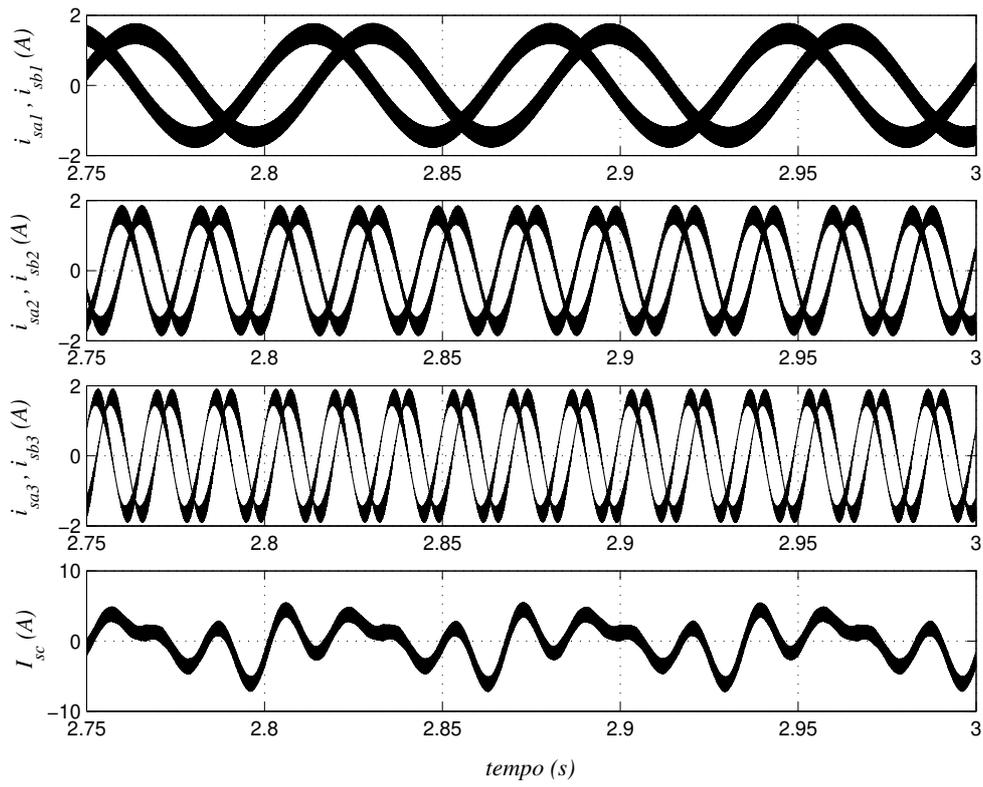


Figura 3.11. Resultados simulados - correntes i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sa2} , i_{sb2} , i_{sa3} , i_{sb3} e i_{sc} na Topologia IX.

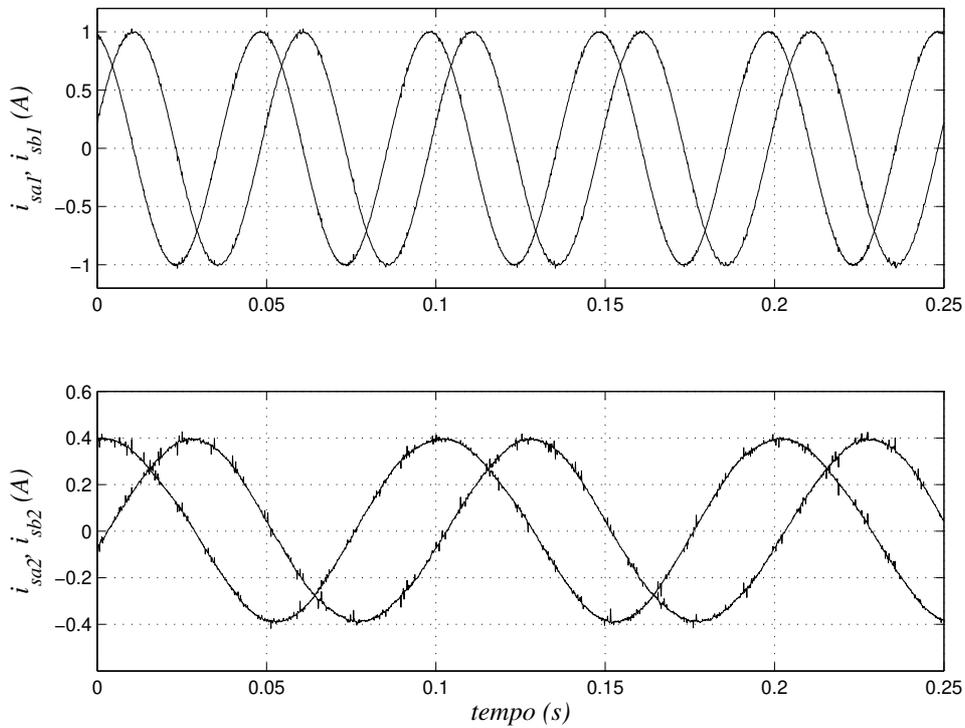


Figura 3.12. Resultados experimentais - correntes i_{sa1} , i_{sb1} e i_{sa2} , i_{sb2} na Topologia IX.

usando a seguinte expressão:

$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2} \quad (3.57)$$

onde a_1 é amplitude da tensão fundamental, a_i é a amplitude da $i^{\text{ésima}}$ componente harmônica e p é o número de componentes harmônicas consideradas.

Os resultados das $WTHD$'s das topologias propostas neste capítulo foram compilados e apresentados na Fig. 3.13, onde observamos uma comparação direta entre as $WTHD$'s das topologias em função do fator de roda livre (μ). para maiores informações relativas às simulações

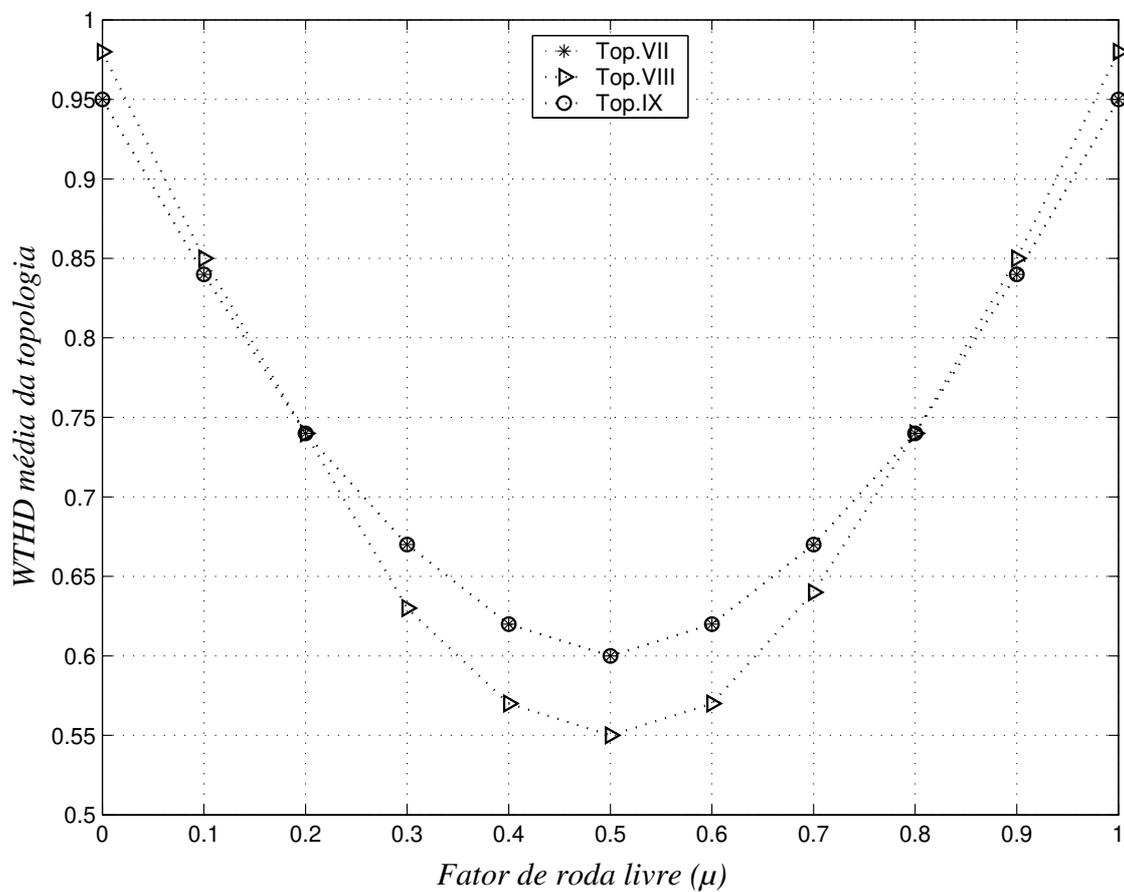


Figura 3.13. Comparação das $WTHD$'s entre as Topologias VII, VIII e IX.

deste trabalho, vide o Apêndice C.

3.9 ANÁLISE DOS CUSTOS FINANCEIROS DAS TOPOLOGIAS

Os acionamentos com número reduzido de componentes requerem o uso de dispositivos de chaveamento com maior capacidade de corrente, no caso específico das topologias propostas neste capítulo, o braço compartilhado precisa ser dimensionado em função da máxima corrente possível, que ocorre quando temos as correntes em fase, que resulta numa soma direta das correntes das diversas fases conectadas ao ponto compartilhado. Para estes casos, temos a relação entre os custos de acionamentos multimáquinas e uma configuração que utiliza um barramento *cc*, suprimindo *n* inversores em fonte de tensão.

Para apresentação gráfica foram selecionados os casos de motores com corrente $i_{dq} = 70A$, mesma tensão de barramento *cc* e considerando os acionamentos com carga plena em todas os motores, ou seja corrente nominal nas fases. Devido às diferenças entre topologias, onde motores bifásicos e trifásicos são utilizados, as variáveis de corrente e tensão das topologias foram normalizadas em relação às equivalentes *dq*. Nos levantamentos foram considerados motores com correntes *dq* em regime permanente, na faixa de $i_{dq} = 70A$ a $i_{dq} = 240A$. Os preços utilizados como base são de um único fabricante, o que garante a relação de preço e características dos dispositivos, neste levantamento o fabricante é a Semikron e os preços foram normalizados em relação ao preço de um braço com capacidade de corrente de 75A ($T_c = 25^\circ C$) e tensão de trabalho $V_{CE} = 1200V$, que custa R\$ 170,00 em agosto de 2005. Este procedimento também abre a possibilidade de que levantamentos dos custos feitos com dispositivos de outro fabricante apresentem curvas comparativas diferentes, tanto pelos custos das chaves, quanto pelas faixas de correntes nominais disponíveis.

Assim, as comparações entre as configurações foram realizadas, sempre que possível, em uma mesma linha (família) de *IGBT*'s e sempre que houve mais de uma opção entre os dispositivos disponíveis para uma mesma configuração, foi considerada a de menor custo, tanto para os acionamentos multimáquinas como para a configuração com barramento *cc* comum. Em nossa análise não foram considerados os custos dos capacitores. Também não foram considerados os custos dos motores bifásicos e/ou trifásicos de indução, consideramos que a topologia proposta

será utilizada no acionamento dos mesmos motores que seriam utilizados na topologia padrão ou com barramento *cc* comum, sendo, para esta análise, indiferente os custos dos motores.

Nas Fig. 3.14 são mostradas as relações dos custos, fica claro que os acionamentos multimáquinas, nas condições anteriormente citadas e para o número de máquinas analisadas, apresentam sempre menor custo, com uma tendência desta relação aumentar quando aumentamos o número de motores acionados. Relações dos custos semelhantes são observadas para outros valores de correntes nominais dos motores, em nossas análises, foram calculados os custos para os sistemas multimáquinas com correntes de fase nominal $i_{dq} = 70A$ até $i_{dq} = 240A$ para os bifásicos e até $i_{dq} = 350A$ para trifásicos, que resultam em correntes de $679A$ e $700A$, respectivamente, nos braços compartilhados das respectivas topologias, para o caso de dois motores no sistema multimáquinas. Quanto ao número de motores no sistema multimáquinas, as análises foram feitas para até sete motores bifásicos para as Topologias *VII* e *IX* e para até dez motores trifásicos para a Topologia *VIII*, sempre favoráveis às configurações multimáquinas em relação aos acionamentos com barramento *cc* comum. Todas as tabelas dos custos destas topologias, para a faixa de corrente citada, estão disponíveis no Apêndice *B*.

3.10 COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS

Uma comparação entre as topologias propostas, é apresentada na Tabela 3.1 onde são mostrados aspectos das Topologias *VII*, *VIII* e *IX* operando no mesmo nível de potência. Nesta tabela, a tensão do barramento *cc* (E) e a amplitude da componente fundamental da tensão de fase (V) e a amplitude das correntes de fase (I) e do braço compartilhado (I_{sl}), são normalizadas em relação à tensão e corrente dq , respectivamente. Podemos observar que as Topologias *VII* e *IX* demandam as menores tensões de barramento *cc* enquanto a Topologia *VIII* demanda as menores correntes nas chaves, incluindo as chaves do braço compartilhado. Além destes pontos observados, as Topologias *VII* e *VIII* empregam $N_l = 2n + 1$ braços enquanto que a Topologia *IX* usa $N_l = 2n$ braços, onde N_l é o número de braços e n é o número de motores a serem acionados, além disso as Topologias *VII* e *VIII* permitem ajustar a capaci-

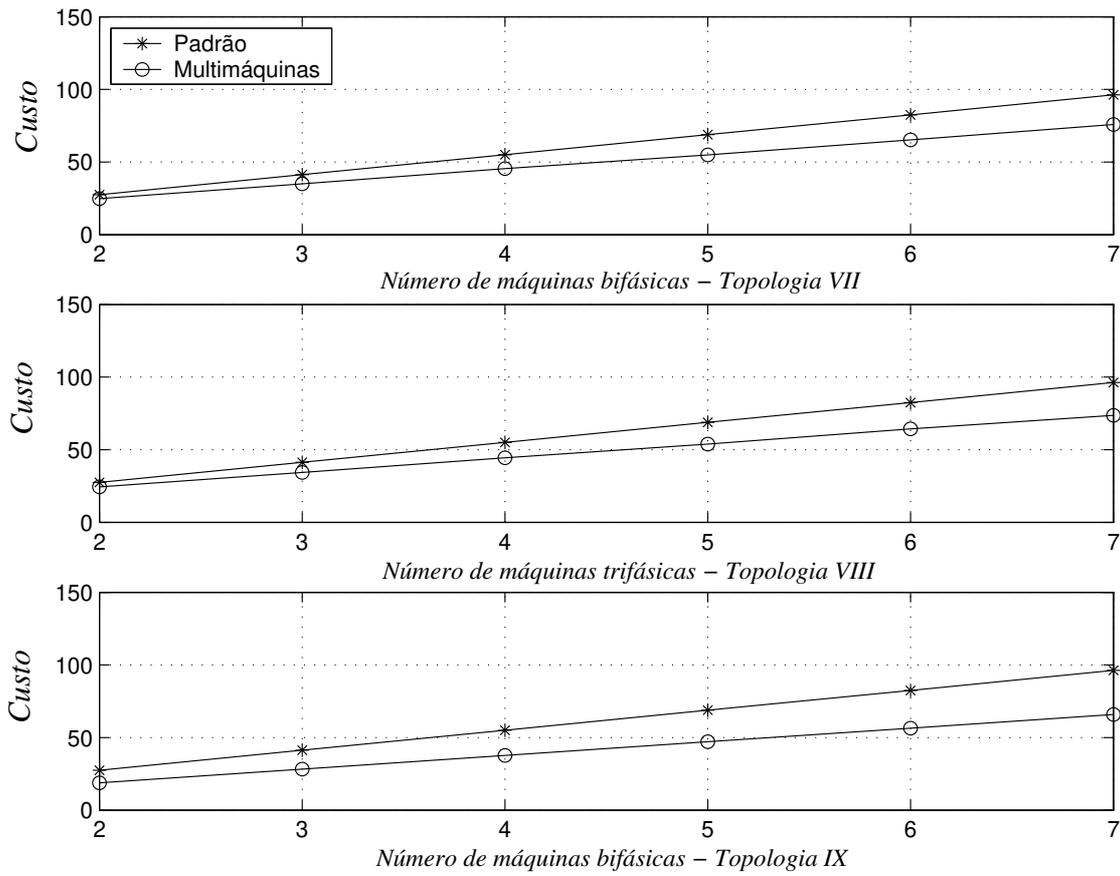


Figura 3.14. Relações de “custos versus número de máquinas” entre Topologias VII, VIII, IX e acionamento padrão.

Tabela 3.1. Comparação entre as Topologias VII a IX

	Topologia VII	Topologia VIII	Topologia IX
E	2	$2\sqrt{2}$	2
V	1	$\sqrt{2/3}$	1
I	1	$\sqrt{2/3}$	1
I_{sl}	$n\sqrt{2}$	$n\sqrt{2/3}$	–
N_l	$2n + 1$	$2n + 1$	$2n$

dade de tensão dos conversores de entrada e saída e evita o fluxo de corrente ca fundamental através dos capacitores do barramento cc , como ocorre na Topologia IX.

3.11 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram examinadas três topologias de acionamentos ca com número reduzido de componentes, utilizando múltiplos inversores de dois braços. A Topologia VII aciona motores bifásicos, a Topologia VIII aciona motores trifásicos, ambas compartilhando um braço extra, enquanto a Topologia IX também aciona motores bifásicos, mas compartilha o ponto central do banco de capacitores do barramento cc . Uma comparação entre as topologies VII, VIII e IX aponta como melhores as Topologias VII e IX, Fig. 3.1 e 3.9, quando a menor tensão de barramento cc é o critério. No entanto, se as correntes nas chaves, incluindo as chaves do braço compartilhado, e $WTHD$ da tensão de saída são os critérios, a Topologia VIII, Fig. 3.5, apresenta melhores resultados. Os acionamentos com número reduzido de componentes requerem o uso de dispositivos de chaveamento com maior capacidade, então, a aplicação industrial para as Topologias VII e VIII só será viável para os casos nos quais o aumento dos custos devido ao aumento das potências das chaves é menor que a redução dos custos devido a redução do número de componentes. Quando o critério de comparação é o custo das chaves e *drivers*, a Topologia IX é a melhor opção.

ACIONAMENTOS DE DUAS MÁQUINAS EM SÉRIE

4.1 INTRODUÇÃO

Sistemas que utilizam máquinas em série vêm sendo estudados devido à possibilidade do uso em acionamentos multimáquinas com número reduzido de chaves. A vantagem imediata é a redução dos custos, função da redução do número de chaves, entretanto, há um conjunto de características que são afetadas de forma direta pelo modo de funcionamento da nova estrutura, tais como: distorção harmônica total (*THD*); perdas no acionamento e nos motores e menor aproveitamento da tensão do barramento *cc*. Estas mudanças nas características, no entanto, devem ser avaliadas para cada caso, de modo que possamos utilizar a topologia que apresenta a melhor característica para cada aplicação em questão. Dentre as muitas aplicações onde podemos utilizar topologias com máquinas em série, podemos citar: tração veicular; máquinas têxteis; sistemas de laminação; sistemas de movimentação de cargas; dentre muitas outras, inclusive sistemas que empregam motores diferentes (com diferentes números de fases), em um mesmo acionamento. Esta gama de aplicações pode ser estendida se considerarmos que, em tese, todas as aplicações com mais de um motor que seja tolerante às novas características da nova topologia podem utilizar máquinas em série.

Neste capítulo são investigadas três diferentes topologias de acionamentos *ca* para aplicações onde é necessário o controle de dois motores independentemente, minimizando custos pela redução do número de chaves. Todas as soluções propostas empregam inversores de cinco braços sem compartilhamento de nenhum dos braços e sem conexão ao ponto central do banco de capacitores do barramento *cc*, usando um número menor de chaves que a solução direta, onde a configuração padrão é simplesmente replicada ou mesmo em relação à topologia que utiliza um barramento *cc* comum. Um exemplo onde tais topologias podem ser aplicadas são

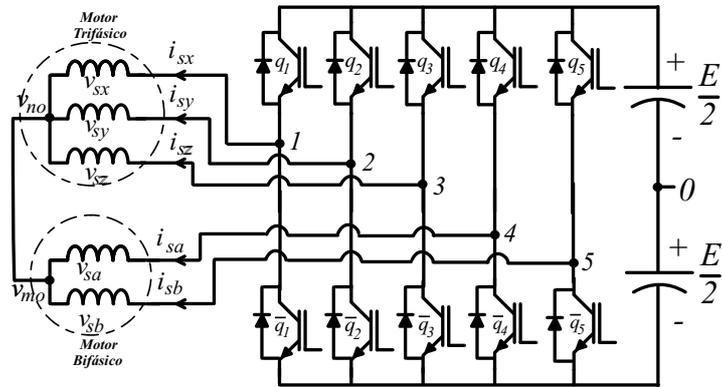
os sistemas de veículos elétricos, nos acionamentos dos motores de tração e compressor. As topologias a serem examinadas são mostradas na Fig. 4.1. A Topologia X , mostrada na Fig. 4.1(a), foi apresentada em trabalho anterior (SU; HSU, 2004).

Além de propor novas estruturas neste trabalho, são apresentados outros aspectos relevantes que não foram estudados anteriormente. Os estudos apresentados neste capítulo estão organizados da seguinte forma:

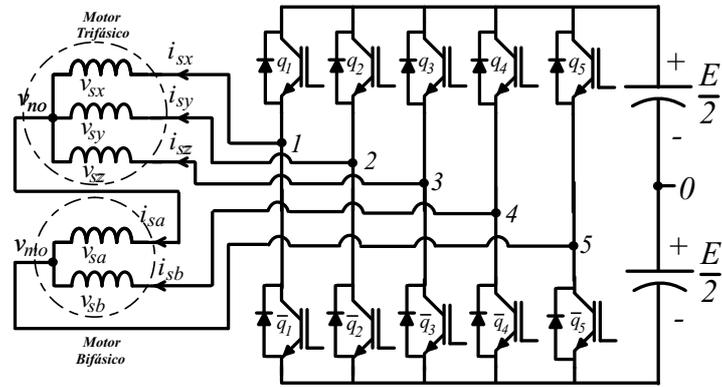
1. Introdução.
2. Modelos das topologias propostas.
3. Estratégia *PWM*.
4. Análise da capacidade de tensão.
5. Controle do sistema.
6. Resultados de simulações e experimentais.
7. Análise da distorção harmônica total - *THD*.
8. Análise dos custos financeiros.
9. Comparações entre as topologias.
10. Conclusões.

4.2 SISTEMAS DE ACIONAMENTOS

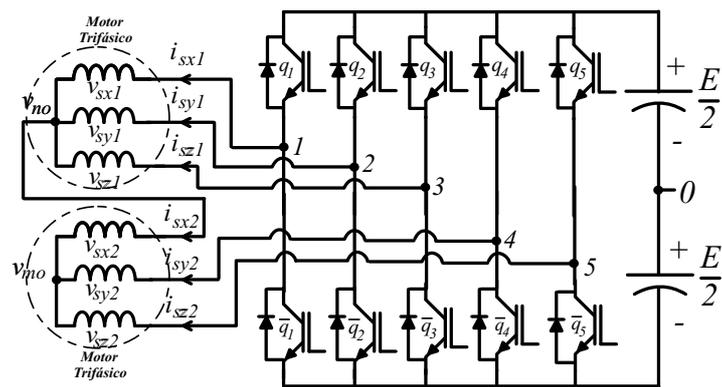
Todas as topologias propostas empregam dez chaves, um barramento *cc* provido por um banco de capacitores e dois motores (trifásicos ou bifásicos). O inversor é composto pelas chaves $q_1, \bar{q}_1, q_2, \bar{q}_2, q_3, \bar{q}_3, q_4, \bar{q}_4, q_5$ e \bar{q}_5 . Os pares de chaves $q_1 - \bar{q}_1, q_2 - \bar{q}_2, q_3 - \bar{q}_3, q_4 - \bar{q}_4$ e $q_5 - \bar{q}_5$ são complementares. Em todos os casos, o estado de condução de todas as chaves pode ser representado por uma variável binária q_1, q_2, q_3, q_4 e q_5 , onde $q = 1$ indica uma chave fechada, enquanto que $q = 0$ indica uma chave aberta.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.1. Topologias propostas: Topologia X (a), Topologia XI (b), Topologia XII (c).

4.3 TOPOLOGIA X - MODELO

A Topologia X aciona um motor trifásico e um motor bifásico. As tensões de fase dos motores são dadas por:

$$v_{sx} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.1)$$

$$v_{sy} = v_{20} - v_{n0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.2)$$

$$v_{sz} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.3)$$

$$v_{sa} = v_{40} - v_{m0} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \quad (4.4)$$

$$v_{sb} = v_{50} - v_{m0} = (2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{m0} \quad (4.5)$$

onde $v_{m0} = v_{n0}$. A partir do modelo do motor trifásico e das expressões (4.1)-(4.3), as tensões odq da máquina trifásica são obtidas por:

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{10} - \frac{1}{2} v_{20} - \frac{1}{2} v_{30} \right) \quad (4.6)$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{1}{2}} (v_{20} - v_{30}) \quad (4.7)$$

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{sx} + v_{sy} + v_{sz}) = \sqrt{3} v'_{so} \quad (4.8)$$

Adicionando todos os termos de (4.1)-(4.3) e usando v'_{so} , segue que:

$$v_{n0} = v'_{n0} - v'_{so} \quad (4.9)$$

onde $v'_{n0} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{j0}$.

De (4.4) e (4.5) temos:

$$v_{sa} = v_{40} - v'_{n0} + v'_{so} = v'_{sa} + v'_{so} \quad (4.10)$$

$$v_{sb} = v_{50} - v'_{n0} + v'_{so} = v'_{sb} + v'_{so} \quad (4.11)$$

onde $v'_{sa} = v_{40} - v'_{n0}$ e $v'_{sb} = v_{50} - v'_{n0}$ são as componentes de v_{sa} e v_{sb} que dependem unicamente das tensões de pólo. Do modelo homopolar segue que:

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so}. \quad (4.12)$$

Desde que $i_{so} = -\frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sa} + i_{sb})$ e $v_{so} = \sqrt{3}v'_{so}$, (4.12) pode ser escrita como:

$$v'_{so} = -\frac{r_s}{3}(i_{sa} + i_{sb}) - \frac{l_{ls}}{3} \frac{d}{dt}(i_{sa} + i_{sb}) \quad (4.13)$$

De (4.10) e (4.11), as tensões v_{sa} e v_{sb} são dadas por:

$$v_{sa} = v_{40} - v'_{n0} - \left[\frac{r_s}{3}(i_{sa} + i_{sb}) + \frac{l_{ls}}{3} \frac{d}{dt}(i_{sa} + i_{sb}) \right] \quad (4.14)$$

$$v_{sb} = v_{50} - v'_{n0} - \left[\frac{r_s}{3}(i_{sa} + i_{sb}) + \frac{l_{ls}}{3} \frac{d}{dt}(i_{sa} + i_{sb}) \right] \quad (4.15)$$

O modelo completo do sistema é definido combinando as expressões (4.6), (4.7), (4.14) e (4.15) - tensões v_{sd} , v_{sq} , v_{sa} e v_{sb} - com o modelo dq trifásico (vide capítulo II) e o modelo ab do motor bifásico. Na Fig. 4.2 é mostrado o diagrama de blocos do modelo. Observe que a corrente homopolar é definida pelas correntes do motor bifásico. Isto implica ter a tensão v'_{so} no modelo resultante da máquina bifásica. A tensão v'_{so} , pode ser incorporada no modelo da máquina bifásica para obter a máquina bifásica modificada. Observe que as variáveis homopolares não são nulas, então a potência homopolar monofásica - que possui uma componente ac - é suprida pelos capacitores do barramento cc . Entretanto, esta potência é pequena, pois está associada à impedância homopolar.

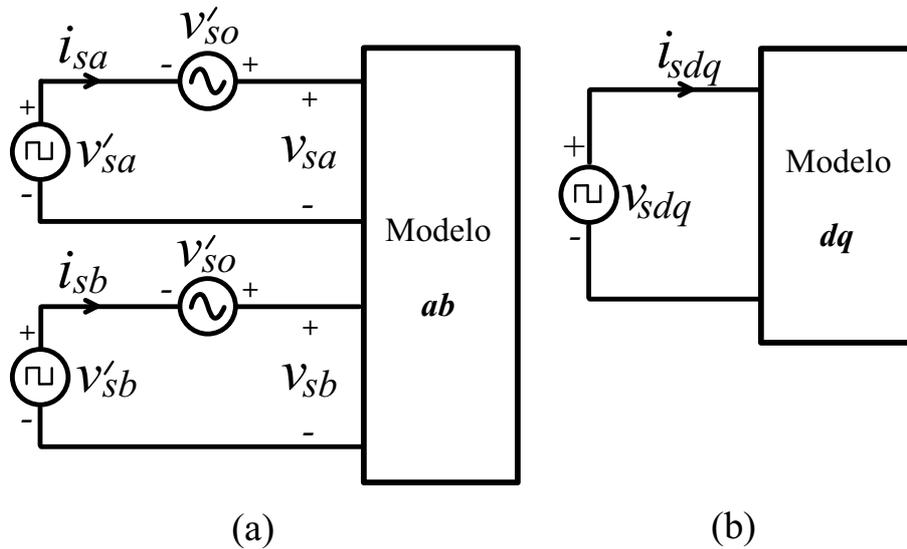


Figura 4.2. Diagrama de blocos da topologia X. máquina bifásica (a) e máquina trifásica (b).

4.3.1 Estratégia PWM

A modulação *PWM* pode ser determinada diretamente das tensões do sistema, tensões de pólo de referência, que por sua vez, são definidas a partir das referências das tensões de fase dos motores. As referências das tensões de pólo são expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sdqx}^* + v_{n0}'^* \quad (4.16)$$

$$v_{20}^* = v_{sdqy}^* + v_{n0}'^* \quad (4.17)$$

$$v_{30}^* = v_{sdqz}^* + v_{n0}'^* \quad (4.18)$$

$$v_{40}^* = v_{sa}'^* + v_{n0}'^* \quad (4.19)$$

$$v_{50}^* = v_{sb}'^* + v_{n0}'^* \quad (4.20)$$

onde v_{sdqi}^* ($i = x, y, \text{ ou } z$) são as componentes das correntes das fases dos motores associados apenas às tensões *dq*, quando $v_{so}^* = 0$, ou seja:

$$v_{sdqx}^* = \sqrt{2/3}v_{sd}^* \quad (4.21)$$

$$v_{sdqy}^* = -\sqrt{1/6}v_{sd}^* + \sqrt{1/2}v_{sq}^* \quad (4.22)$$

$$v_{sdqz}^* = -\sqrt{1/6}v_{sd}^* - \sqrt{1/2}v_{sq}^* \quad (4.23)$$

onde: $v_{n0}'^* = v_{n0} + v_{so}'$, $v_{sa}'^* = v_{sa}^* - v_{so}'$ e $v_{sb}'^* = v_{sb}^* - v_{so}'$ são variáveis associadas a v_{n0}^* , v_{sa}^* , e v_{sb}^* , respectivamente. As tensões v_{sdqx}^* a v_{sdqz}^* e $v_{sa}'^*$ e $v_{sb}'^*$ são definidas, respectivamente, pelo controle de conjugado dos motores trifásicos e bifásicos.

O problema a ser resolvido é determinar v_{10}^* , v_{20}^* , v_{30}^* , v_{40}^* e v_{50}^* a partir de (4.16)-(4.20) uma vez que as referências das tensões das fases v_{sdqx}^* , v_{sdqy}^* , v_{sdqz}^* , $v_{sa}'^*$ e $v_{sb}'^*$ tenham sido especificadas.

O controle do *PWM* pode ser implementado de acordo com um dos dois métodos a seguir:

4.3.1.1 Método I - Fator de distribuição local: A tensão $v_{n0}'^*$ pode ser calculada tomando o fator de distribuição local μ_s para a máquina trifásica ($s = h$) ou para a máquina bifásica ($s = w$), que é:

$$v_{n0}'^* = E\left(\mu_s - \frac{1}{2}\right) - \mu_s v_{s\max}^* + (\mu_s - 1)v_{s\min}^* \quad (4.24)$$

onde $v_{s\max}^* = \max \mathcal{V}_h$ e $v_{s\min}^* = \min \mathcal{V}_h$ se $s = h$ ou $v_{s\max}^* = \max \mathcal{V}_w$ e $v_{s\min}^* = \min \mathcal{V}_w$ se $s = w$, onde $\mathcal{V}_h = \{v_{sdqx}^*, v_{sdqy}^*, v_{sdqz}^*\}$ e $\mathcal{V}_w = \{v_{sa}^*, v_{sb}^*\}$. Além de (4.24), a tensão v_{n0}^* precisa atender também às tensões da outra máquina (relativo às tensões trifásicas \mathcal{V}_w (se $s = h$) ou relativo às tensões bifásicas \mathcal{V}_h (se $s = w$). Então, de (4.16)-(4.18) e (4.19)-(4.20) os limites para v_{n0}^* , para $s = h$ e $s = w$, podem ser calculados como:

$$v_{n0\max}^* = E/2 - \min \mathcal{V}_w \quad (\text{se } s = h) \quad (4.25)$$

$$v_{n0\min}^* = -E/2 - \max \mathcal{V}_w \quad (4.26)$$

$$v_{n0\max}^* = E/2 - \min \mathcal{V}_h \quad (\text{se } s = w) \quad (4.27)$$

$$v_{n0\min}^* = -E/2 - \max \mathcal{V}_h. \quad (4.28)$$

Neste caso é possível controlar como a distorção harmônica será distribuída entre os dois acionamentos. O algoritmo proposto é:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição local μ_s tal que a entrada ou carga do inversor é otimizada e v_{n0}^* é calculado a partir de (4.24).

Passo 2. Determine os limites de v_{n0}^* , $v_{n0\max}^*$ e $v_{n0\min}^*$ a partir de (4.25) e (4.26) ou (4.27) e (4.28). Grampeie v_{n0}^* em $v_{n0\max}^*$ se $v_{n0}^* > v_{n0\max}^*$ e v_{n0}^* em $v_{n0\min}^*$ se $v_{n0}^* < v_{n0\min}^*$.

Passo 3. Determine v_{10}^* a v_{50}^* a partir de (4.16)-(4.20).

Passo 4. Finalmente, uma vez que as tensões em relação ao ponto central dos capacitores ('0') foram determinadas, calcule a largura dos pulsos τ_1 a τ_5 usando:

$$\tau_j = \frac{T}{2} + \frac{T}{E} v_{j0}^* \quad \text{para } j = 1 \text{ a } 5 \quad (4.29)$$

e programe as temporizações. Este algoritmo também pode ser implementado por comparação dos sinais de referência de modulação com uma portadora triangular de alta frequência.

4.3.1.2 Método II - Fator de distribuição global: A tensão v_{n0}^* pode ser calculada tomando o fator de distribuição global μ , assim:

$$v_{n0}^* = E\left(\mu - \frac{1}{2}\right) - \mu v_{\max}^* + (\mu - 1)v_{\min}^*. \quad (4.30)$$

onde $v_{\max}^* = \max \mathcal{V}$ e $v_{\min}^* = \min \mathcal{V}$ onde $\mathcal{V} = \{v_{sdqx}^*, v_{sdqy}^*, v_{sdqz}^*, v_{sa}^*, v_{sb}^*\}$. Esta expressão foi derivada de forma similar à usada para determinação da sua equivalente na modulação trifásica *PWM* (JACOBINA, 2001), (BLASKO, 1997). O fator de distribuição μ ($0 \leq \mu \leq 1$) é dado por:

$$\mu = t_{oi}/t_o \quad (4.31)$$

para dividir o período de roda livre no início ($t_{oi} = \mu t_o$) e no final ($t_{of} = (1 - \mu)t_o$) do período de chaveamento (JACOBINA, 2001), (BLASKO, 1997). O fator de distribuição pode ser mudado em função do índice de modulação (mi) para reduzir a *THD* (distorção harmônica total) da tensão de saída (JACOBINA, 2001) e (BLASKO, 1997). Neste caso, o algoritmo proposto é:

Passo 1. Escolha o fator de distribuição global μ e calcule v_{n0}^* a partir de (4.30).

Passo 2. Determine v_{10}^* a v_{50}^* a partir de (4.16)-(4.20).

Passo 3. O mesmo que o passo 4 do método *I*.

4.3.2 Análise da capacidade de tensão

A diferença entre duas tensões de pólo quaisquer deve ser menor ou igual à tensão do barramento *cc* (E). podemos então de forma simplificada definir as condições para a diferença entre duas tensões de pólo:

$$|v_{i0} - v_{j0}| \leq E \quad (4.32)$$

onde (i e $j = 1$ a 5) com $i \neq j$. Considerando que V_{sdqi} e V_{so} representam as amplitudes das tensões v_{sdqi} ($i = x, y, \text{ ou } z$) e v_{so} do motor trifásico e V_{sab} a amplitude da tensão do motor bifásico, então pode ser mostrado que a mínima tensão do barramento *cc* (E) necessária para o acionamento a plena tensão dos motores, é dada por:

4.3.2.1 Condição I: Para o motor trifásico:

$$\sqrt{3}V_{sdqi} \leq E \quad (4.33)$$

4.3.2.2 *Condição II:* Para o motor bifásico:

$$\sqrt{2}V_{sab} \leq E \tag{4.34}$$

4.3.2.3 *Condição III:* Esta condição ocorre para a alimentação plena e em fase dos dois motores, neste caso temos:

$$V_{sdqi} + V_{sab} + \frac{V_{so}}{\sqrt{3}} \leq E \tag{4.35}$$

Esta condição é representada na Fig. 4.3. A Condição III define a tensão do barramento *cc*

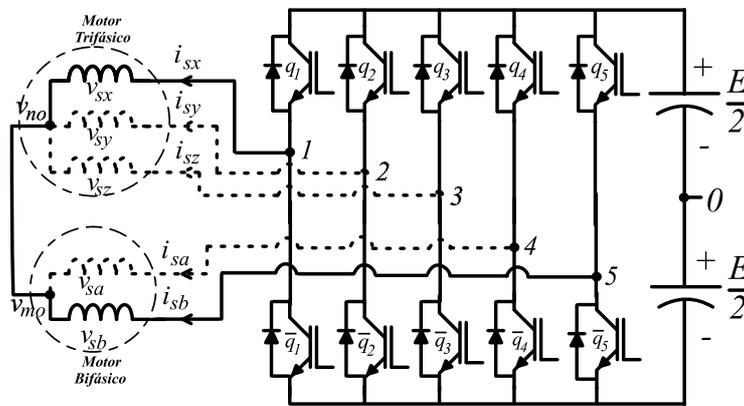


Figura 4.3. Visualização da possível condição III para Topologia X.

e este é o nível de tensão de trabalho que as chaves devem suportar, que guarda relação direta com os custos das mesmas, por este e outros motivos relacionados à maior tensão de trabalho das chaves, tais como: maior THD e perdas, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível, que significa menor tensão no barramento *cc*.

4.3.3 Controle do sistema

As variáveis *dq* do motor trifásico podem ser controladas independentemente. O controle de conjugado do motor trifásico, que inclui o controle de fluxo, pode ser realizado pelo controle das correntes *dq* (controle de campo orientado) ou das tensões *dq* (controle Volts/Hertz). As variáveis homopolores serão definidas a partir da lei de controle aplicada ao motor bifásico.

Na Fig. 4.4 é mostrado o diagrama de blocos do controle. O controle de conjugado define as tensões v_{sdqx}^* , v_{sdqy}^* e v_{sdqz}^* (máquina trifásica) e v_{sa}^* e v_{sb}^* (máquina bifásica). Se o controle de conjugado do motor bifásico é realizado em malha aberta (por exemplo, controle Volts/Hertz) é necessário determinar v'_{so} . Neste caso $v'_{so} = v_{so}/\sqrt{3}$ é calculado usando (4.12). Quando o controle de conjugado em malha fechada ou um controle de *loop* de corrente é empregado, não é necessário determinar v'_{so} , o controlador fornece diretamente v'_{sa} e v'_{sb} .

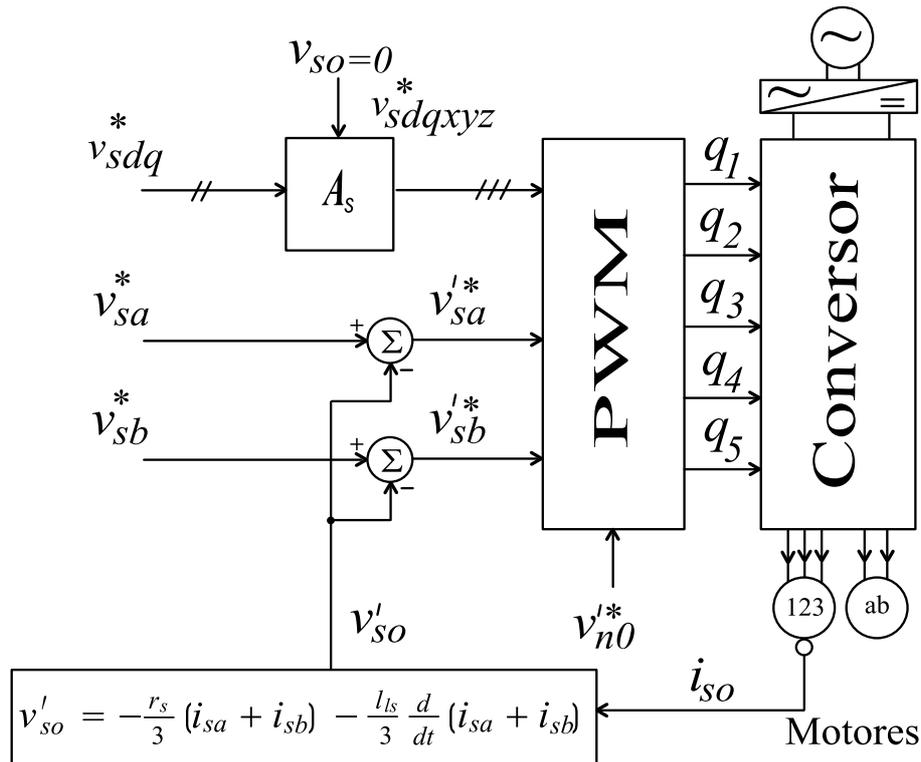
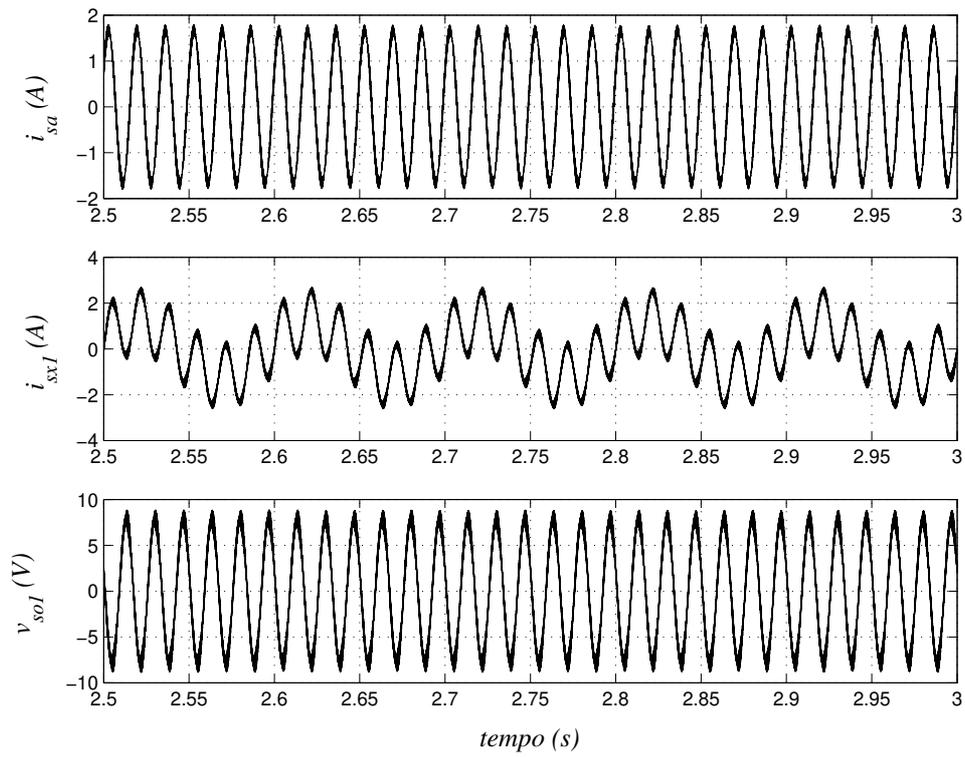


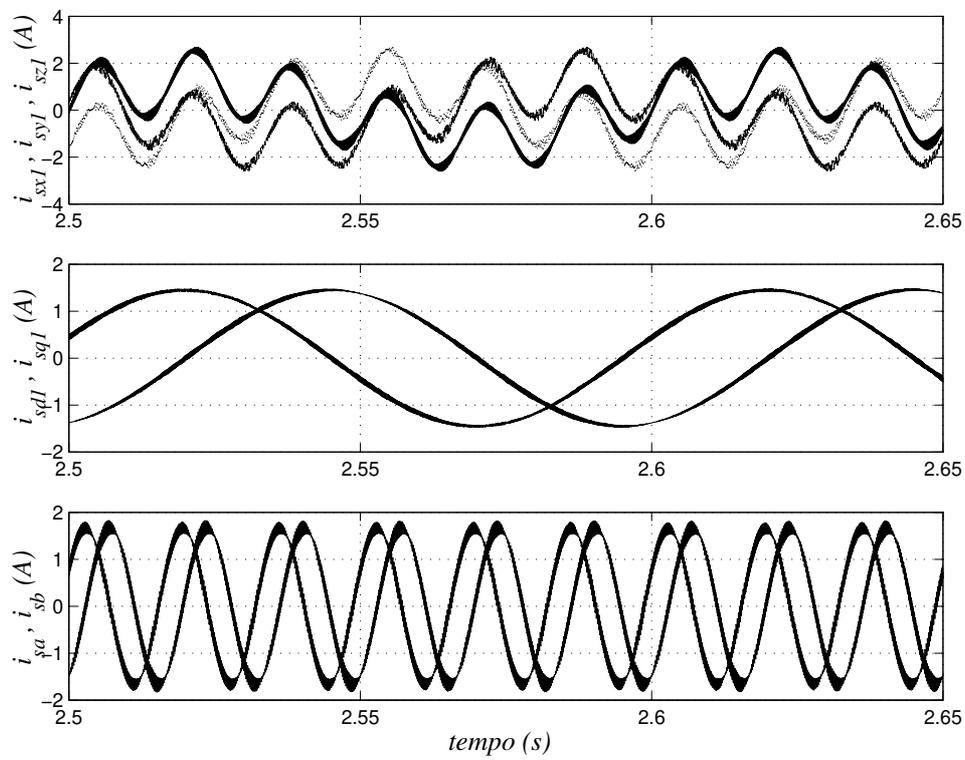
Figura 4.4. Diagrama de blocos de controle da Topologia X.

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $10Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada. Nas Figs.4.5(a) e 4.5(b) podem ser observadas a tensão v_{so} e as correntes dos motores. Nesta e nas demais simulações deste capítulo, são apresentadas as correntes dq da máquina 1 (trifásica). Onde podemos observar que apesar da distorção presente nas correntes trifásicas, as suas componentes dq garantem torque constante para o acionamento. para maiores informações relativas às simulações deste



(a)



(b)

Figura 4.5. Resultados simulados - correntes das fases i_{sa} , i_{sx1} e tensão v_{so1} (a) e i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} e i_{sd} , i_{sq} e i_{sa} , i_{sb} (b) na Topologia X.

trabalho, vide o Apêndice C.

A topologia proposta foi implementada em laboratório. Nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de $10kHz$ e a capacitância do banco de capacitores foi de $2200\mu F$. Na Fig. 4.6 são apresentadas as correntes experimentais, i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} (motor 1) e i_{sa} , i_{sb} (motor 2) desta topologia, para os motores operando a $5Hz$ e $40Hz$, respectivamente. Os resultados experimentais validam os estudos teóricos e resultados de simulação anteriores e confirmam a viabilidade do acionamento proposto.

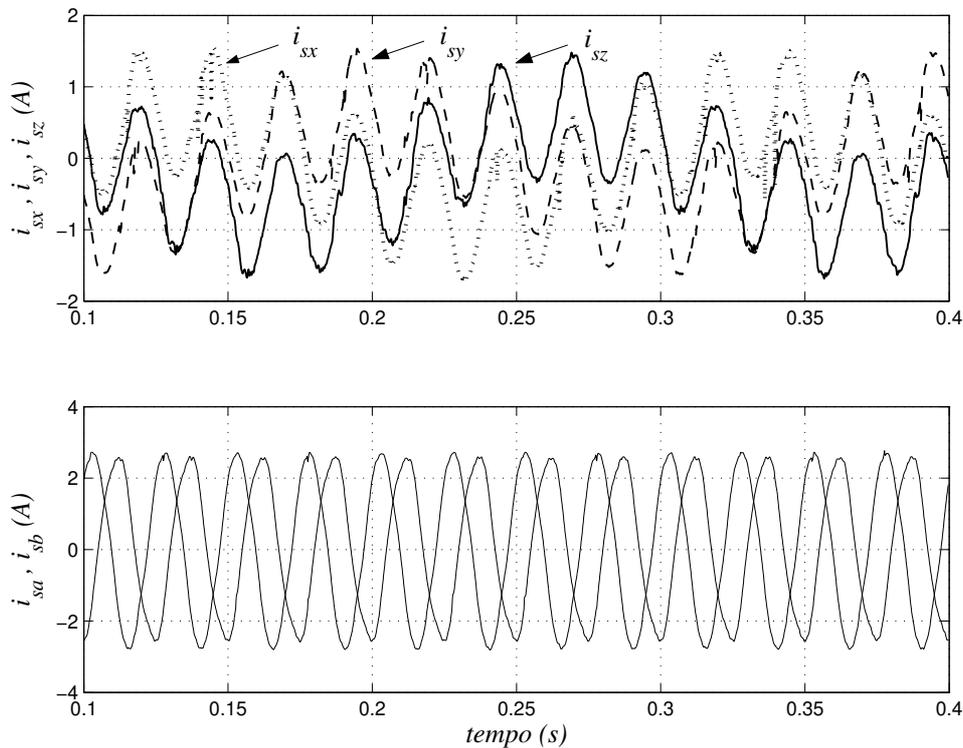


Figura 4.6. Resultados experimentais - correntes i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} e i_{sa} , i_{sb} na topologia X.

4.5 TOPOLOGIA XI - MODELO

A Topologia XI aciona um motor trifásico e um motor bifásico. As tensões de fase dos motores são dadas por:

$$v_{sx} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.36)$$

$$v_{sy} = v_{20} - v_{n0} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.37)$$

$$v_{sz} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.38)$$

$$v_{sa} = -v_{50} + v_{n0} = -(2q_5 - 1) \frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.39)$$

$$v_{sb} = v_{40} - v_{50} = (q_4 - q_5)E \quad (4.40)$$

As tensões *odq* do motor trifásico são dadas por (4.6)-(4.8). Usando (4.9) e uma tensão auxiliar $v'_{sa} = -v_{50} + v'_{n0}$, temos:

$$v_{sa} = -v_{50} + v'_{n0} - v'_{so} = v'_{sa} - v'_{so} \quad (4.41)$$

De (4.12), do modelo homopolar, e desde que $i_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_{sa}$ e $v_{so} = \sqrt{3}v'_{so}$, temos:

$$v'_{so} = \frac{r_s}{3}i_{sa} + \frac{l_{ls}}{3} \frac{d}{dt}i_{sa}. \quad (4.42)$$

De (4.39), a tensão v_{sa} é dada por:

$$v_{sa} = -v_{50} + v'_{n0} - \frac{r_s}{3}i_{sa} - \frac{l_{ls}}{3} \frac{d}{dt}i_{sa} \quad (4.43)$$

Na Fig. 4.7 é mostrado o digrama de blocos do modelo do sistema. Observe que a corrente homopolar do motor trifásico é definida pela corrente i_{sa} do motor bifásico. Isto implica ter a tensão v'_{so} no modelo resultante do motor bifásico.

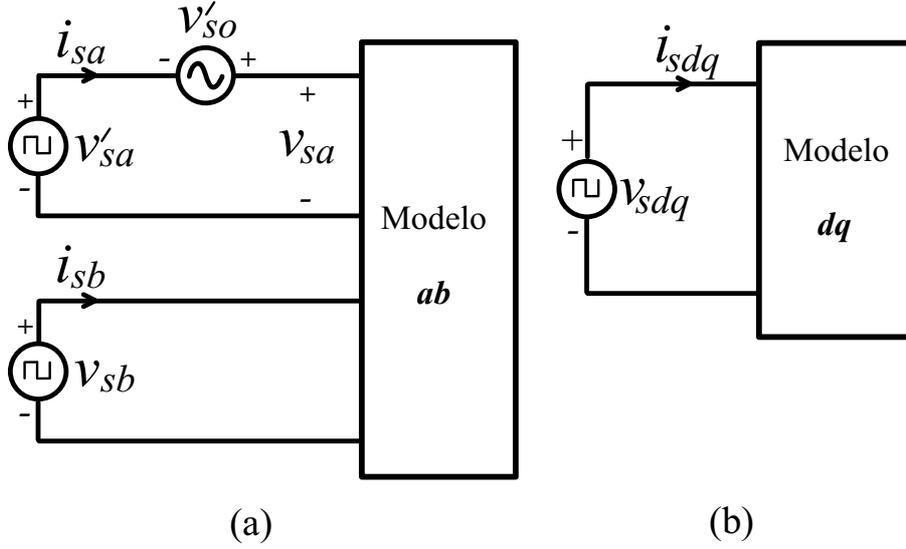


Figura 4.7. Diagrama de blocos da Topologia XI. máquina bifásica (a) e máquina trifásica (b).

4.5.1 Estratégia PWM

Neste caso as referências das tensões de pólo são expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sdqx}^* + v_{n0}^* \quad (4.44)$$

$$v_{20}^* = v_{sdqy}^* + v_{n0}^* \quad (4.45)$$

$$v_{30}^* = v_{sdqz}^* + v_{n0}^* \quad (4.46)$$

$$v_{40}^* = v_{sb}^* - v_{sa}^* + v_{n0}^* \quad (4.47)$$

$$v_{50}^* = -v_{sa}^* + v_{n0}^*. \quad (4.48)$$

De (4.44)-(4.48), Os métodos PWM para Topologia XI, similares aos da Topologia X, podem ser definidos usando as mesmas aproximações, considerando:

4.5.1.1 *Método I - Fator de distribuição local:* $\mathcal{V}_h = \{v_{sdqx}^*, v_{sdqy}^*, v_{sdqz}^*\}$ e $\mathcal{V}_w = \{v_{sb}^* - v_{sa}^*, -v_{sa}^*\}$.

4.5.1.2 *Método II - Fator de distribuição global:* $\mathcal{V} = \{v_{sdqx}^*, v_{sdqy}^*, v_{sdqz}^*, v_{sb}^* - v_{sa}^*, -v_{sa}^*\}$.

4.5.2 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 4.3.2, para esta topologia V_{sdqi} e V_{so} representam as amplitudes das tensões v_{sdqi} ($i = x, y,$ ou z) e v_{so} do motor trifásico, respectivamente e V_{sab} a amplitude da tensão do motor bifásico, chegamos à conclusão que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão dos motores, é dada por:

4.5.2.1 *Condição I:* Para o motor trifásico:

$$\sqrt{3}V_{sdqi} \leq E \tag{4.49}$$

4.5.2.2 *Condição II:* Para o motor trifásico e uma fase do motor bifásico:

$$V_{sdqi} + V_{sab} + \frac{V_{so}}{\sqrt{3}} \leq E \tag{4.50}$$

4.5.2.3 *Condição III:* Esta condição ocorre para a alimentação plena e em fase dos dois motores, neste caso:

$$V_{sdqi} + \sqrt{2}V_{sab} + \frac{V_{so}}{\sqrt{3}} \leq E \tag{4.51}$$

Esta condição é representada na Fig. 4.8. A condição *III* define a tensão do barramento cc , e

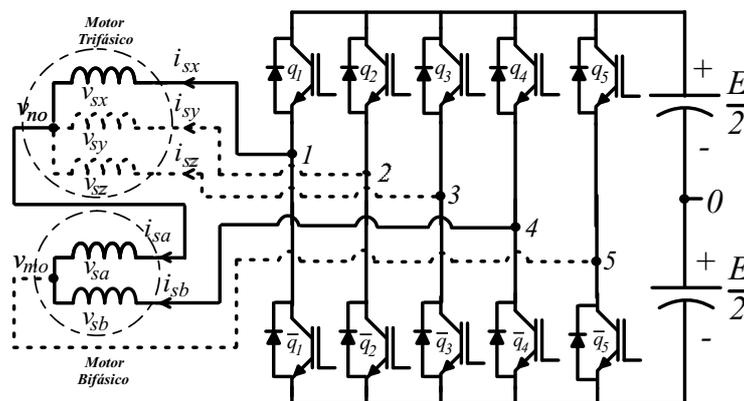


Figura 4.8. Visualização da possível condição *III* para Topologia *XI*.

pelos mesmos motivos citados anteriormente, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

4.5.3 Controle do sistema

Na Fig. 4.9 é mostrado o diagrama de blocos do controle, que é semelhante ao da topologia X. A diferença é que neste caso somente v'_{sa} precisa ser calculado em função de v'_{so} .

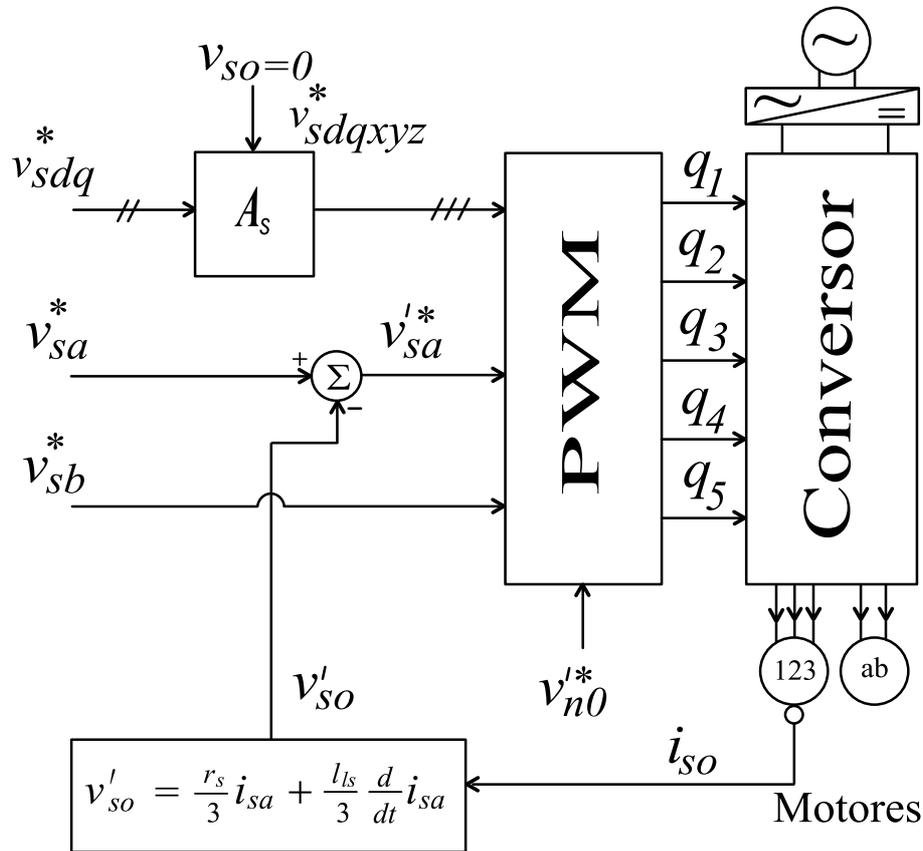
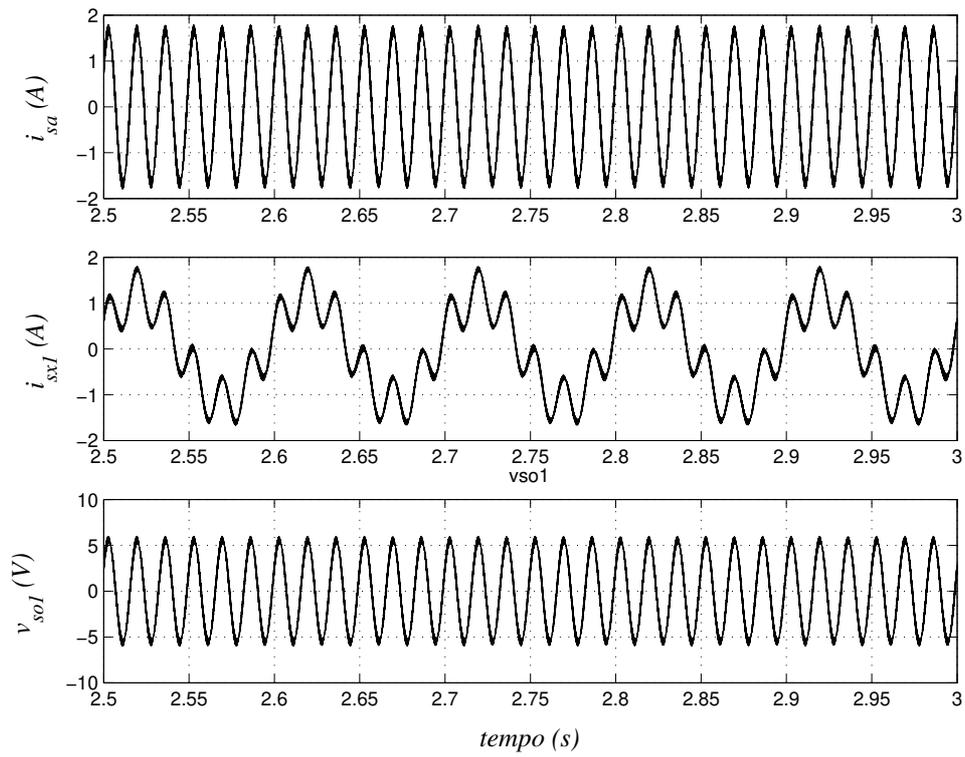


Figura 4.9. Diagrama de blocos de controle da Topologia XI.

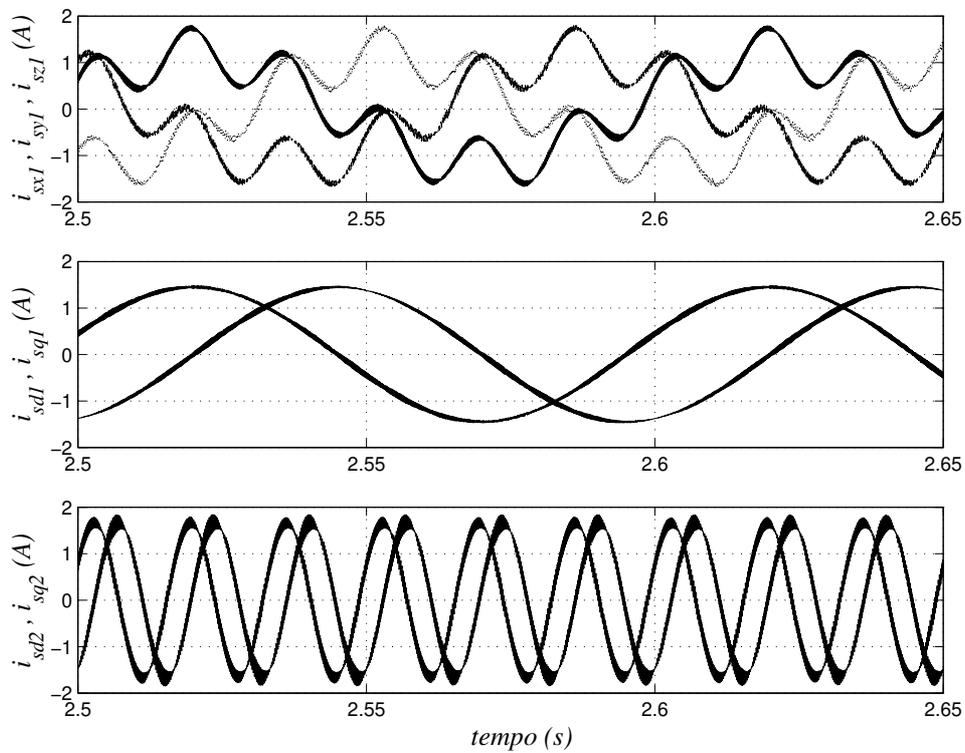
4.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $10Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada. Nas Figs.4.10(a) e 4.10(b) podem ser observadas a tensão v_{so} e as correntes dos motores, respectivamente.

A topologia proposta foi implementada em laboratório. Nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de $10kHz$ e a capacitância do banco de capacitores foi de $2200\mu F$. Na Fig. 4.11 são apresentadas as correntes i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} (motor 1) a $5Hz$ e i_{sa} e i_{sb} (motor 2) a $15Hz$. Os resultados experimentais validam os estudos teóricos e resultados de simulação



(a)



(b)

Figura 4.10. Resultados simulados - correntes i_{sa} , i_{sx1} e tensão v_{so1} (a) e i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} e i_{sa} , i_{sb} (b) na Topologia XI.

anteriores.

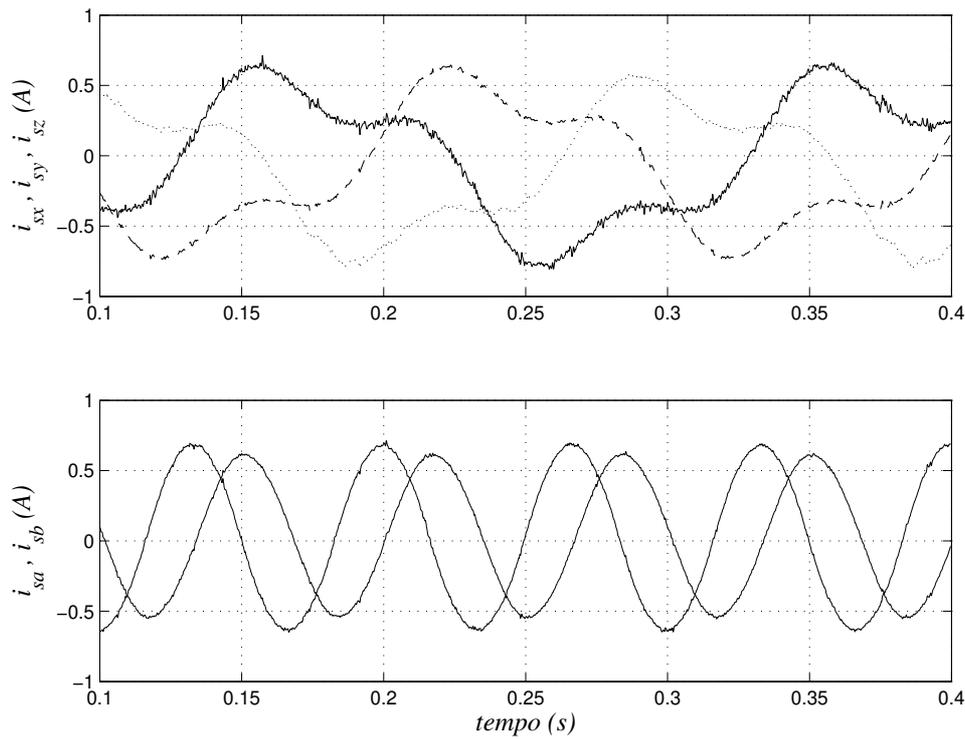


Figura 4.11. Resultados experimentais - correntes i_{sx} , i_{sy} , i_{sz} (a) e i_{sa} e i_{sb} (b) na Topologia XI.

4.7 TOPOLOGIA XII - MODELO

Topologia XII aciona dois motores trifásicos. As tensões de fase são dadas por:

$$v_{sx1} = v_{10} - v_{n0} = (2q_1 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.52)$$

$$v_{sy1} = v_{20} - v_{n0} = (2q_2 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.53)$$

$$v_{sz1} = v_{30} - v_{n0} = (2q_3 - 1)\frac{E}{2} - v_{n0} \quad (4.54)$$

$$v_{sx2} = v_{n0} - v_{m0} \quad (4.55)$$

$$v_{sy2} = v_{40} - v_{m0} = (2q_4 - 1)\frac{E}{2} - v_{m0} \quad (4.56)$$

$$v_{sz2} = v_{50} - v_{m0} = (2q_5 - 1)\frac{E}{2} - v_{m0} \quad (4.57)$$

As tensões odq são dadas por (4.6)-(4.8). A partir de (4.9) e uma tensão auxiliar $v'_{sx2} = v'_{n0}$, que depende apenas das tensões de pólo do inversor, temos:

$$v_{sx2} = v'_{n0} - v'_{so} - v_{m0} = v'_{sx2} - v'_{so} - v_{m0}. \quad (4.58)$$

De (4.12), e desde que $i_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_{sx2}$ e $v_{so} = \sqrt{3}v'_{so}$, temos:

$$v'_{so} = \frac{r_s}{3}i_{sx2} + \frac{l_{ls}}{3} \frac{d}{dt}i_{sx2}. \quad (4.59)$$

De (4.58) e (4.59) a tensão v_{sx2} é dada por:

$$v_{sx2} = v'_{n0} - \frac{r_s}{3}i_{sx2} - \frac{l_{ls}}{3} \frac{d}{dt}i_{sx2} - v_{m0} \quad (4.60)$$

Na Fig. 4.12 é mostrado o diagrama de blocos do modelo do sistema.

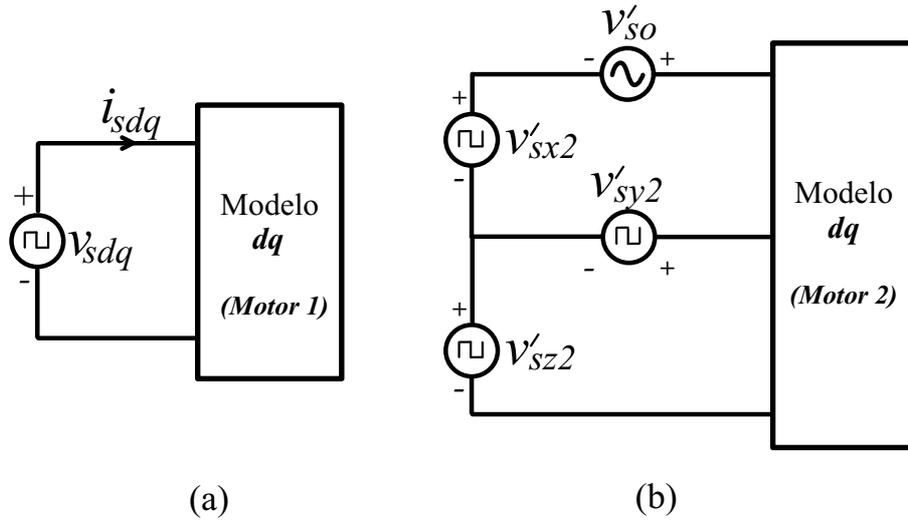


Figura 4.12. Diagrama de blocos da Topologia XII. máquina trifásica 1 (a) e máquina trifásica 2 (b).

4.7.1 Estratégia PWM

Neste caso as referências das tensões de pólo são expressas por:

$$v_{10}^* = v_{sdqx1}^* + v_{n0}^* \quad (4.61)$$

$$v_{20}^* = v_{sdqy1}^* + v_{n0}^* \quad (4.62)$$

$$v_{30}^* = v_{sdqz1}^* + v_{n0}^* \quad (4.63)$$

$$v_{40}^* = v_{sy2}^* - v_{sx2}^* - v'_{so} + v_{n0}^* \quad (4.64)$$

$$v_{50}^* = v_{sz2}^* - v_{sx2}^* - v'_{so} + v_{n0}^* \quad (4.65)$$

De (4.61)-(4.65), os métodos PWM para Topologia XII, similares aos da Topologia X, podem ser definidos usando as mesmas aproximações das topologias anteriores, considerando:

4.7.1.1 Método I - Fator de distribuição local: $\mathcal{V}_h = \{v_{sdqx1}^*, v_{sdqy1}^*, v_{sdqz1}^*\}$ e $\mathcal{V}_w = \{v_{sy2}^* - v_{sx2}^* - v_{so}^*, v_{sz2}^* - v_{sx2}^* - v_{so}^*\}$.

4.7.1.2 Método II - Fator de distribuição global: $\mathcal{V} = \{v_{sdqx1}^*, v_{sdqy1}^*, v_{sdqz1}^*, v_{sy2}^* - v_{sx2}^* - v_{so}^*, v_{sz2}^* - v_{sx2}^* - v_{so}^*\}$.

4.7.2 Análise da capacidade de tensão

De maneira semelhante à mostrada em 4.3.2, ainda considerando que V_{sdqi1} e V_{sdqi2} representam as amplitudes das tensões dos motores trifásicos 1 e 2, então segue que a tensão de barramento cc (E) mínima necessária para o acionamento a plena tensão dos motores, é dada por:

4.7.2.1 Condição I: Para o motor trifásico 1:

$$\sqrt{3}V_{sdqi1} \leq E \quad (4.66)$$

4.7.2.2 Condição II: Para o motor trifásico 2:

$$\sqrt{3}V_{sdqi2} \leq E \quad (4.67)$$

4.7.2.3 Condição III: Esta condição ocorre para a alimentação plena e em fase dos dois motores trifásicos, neste caso:

$$V_{sdqi1} + \sqrt{3}V_{sdqi2} + \frac{V_{so}}{\sqrt{3}} \leq E \quad (4.68)$$

Esta condição é representada na Fig. 4.13. A Condição *III* define a tensão do barramento cc , e pelos mesmos motivos citados anteriormente, deve-se buscar o melhor aproveitamento possível desta tensão.

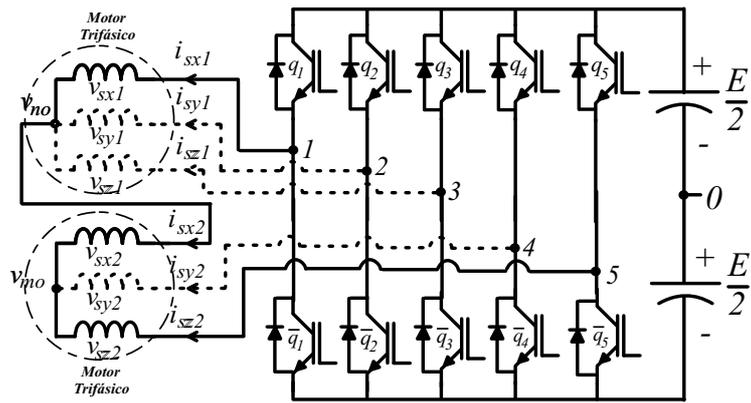


Figura 4.13. Visualização da possível condição III para Topologia XII.

4.7.3 Controle do sistema

Na Fig. 4.14 é mostrado o diagrama de blocos do controle, que é semelhante aos das Topologias X e XI.

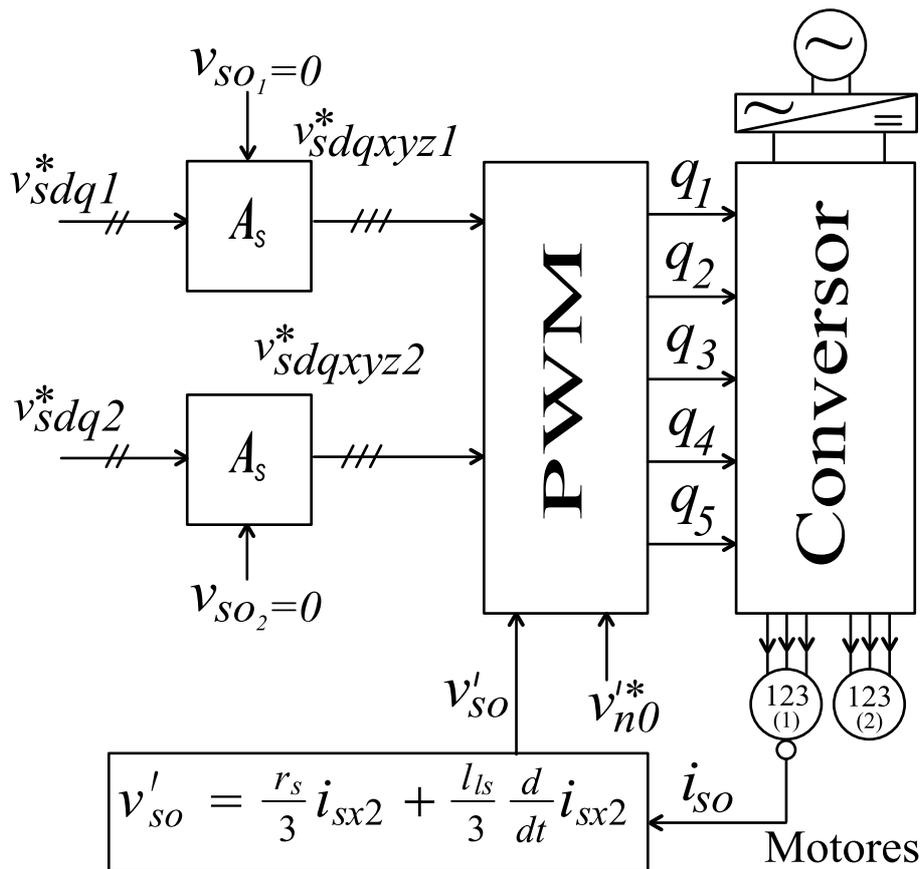


Figura 4.14. Diagrama de blocos do controle da Topologia XII.

4.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

A simulação desta topologia, para funcionamento dos motores 1 e 2 com as frequências fundamentais de $10Hz$ e $60Hz$, respectivamente, foi implementada. Na Fig. 4.15 podem ser observadas a tensão v_{so} , e as correntes dos motores.

A topologia proposta foi implementada em laboratório. Nos experimentos realizados a frequência de chaveamento foi de $10kHz$ e a capacitância do banco de capacitores foi de $2200\mu F$. Na Fig. 4.16 são apresentadas as correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} (motor 1) a $5Hz$ e i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} (motor 2) a $15Hz$. Os resultados experimentais validam os estudos teóricos e resultados de simulação anteriores.

4.9 DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL - DHT

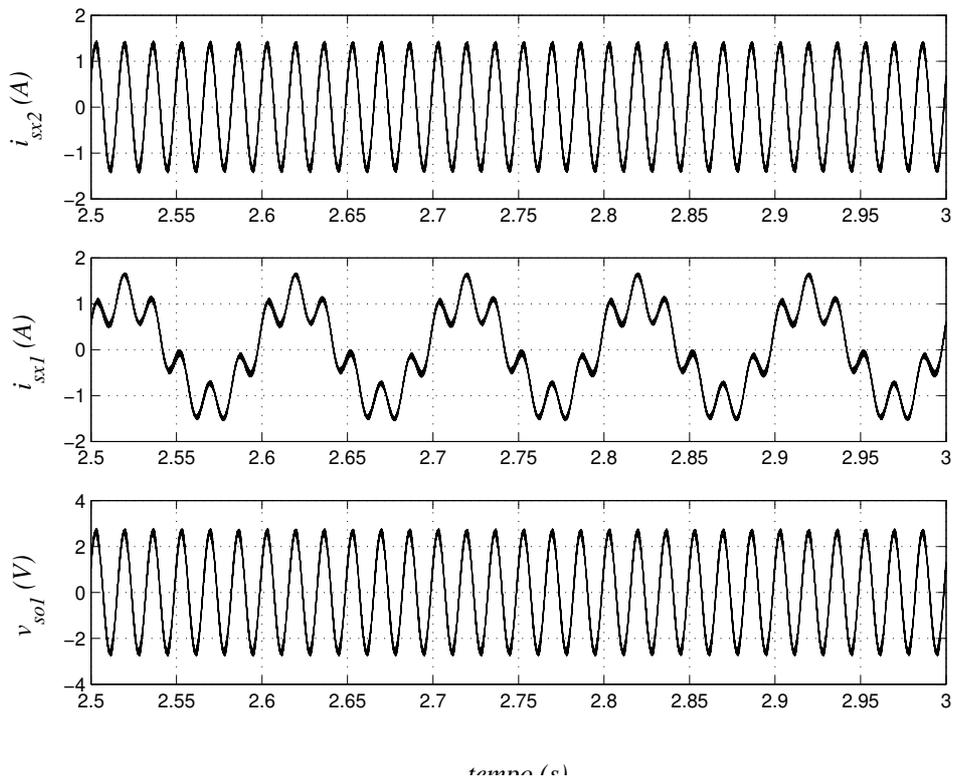
Para calcularmos as *THD's* das topologias propostas neste trabalho, todas foram consideradas na mesma instalação e desenvolvendo a mesma potência, como já foi citado anteriormente. Nossas análises de distorções harmônicas foram feitas com base na *THD* ponderada, a *WTHD* e é relativa à distorção da tensão de saída da topologia, ou seja a tensão entregue aos enrolamentos dos motores.

A distorção harmônica total é calculada usando a seguinte expressão:

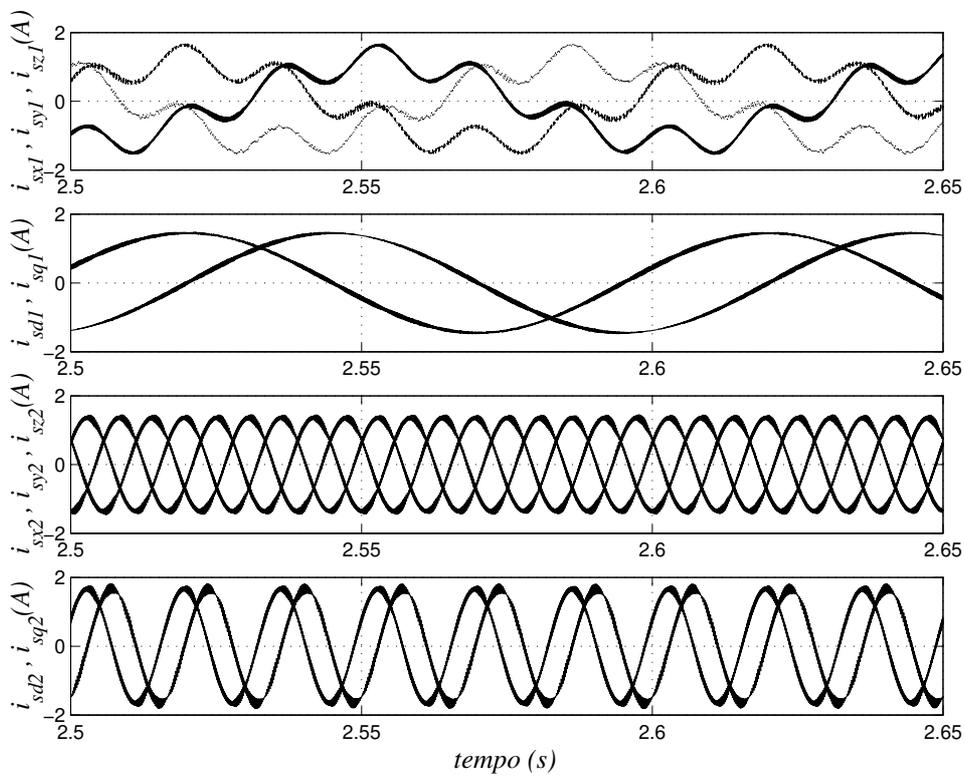
$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2} \quad (4.69)$$

onde a_1 é amplitude da tensão fundamental, a_i é a amplitude da $i^{ésima}$ componente harmônica e p é o número de componentes harmônicas consideradas.

Os resultados das *WTHD's* das topologias propostas neste capítulo foram compilados e apresentados na Fig. 4.17, onde observamos uma comparação direta entre as *WTHD's* das topologias em função do fator de roda livre (μ). para maiores informações relativas às simulações deste trabalho, vide o Apêndice C.



(a)



(b)

Figura 4.15. Resultados simulados - correntes i_{sx2} , i_{sx1} e tensão v_{so1} (a) e i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} e i_{sd1} , i_{sq1} e i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} e i_{sd2} , i_{sq2} (b) na Topologia XII.

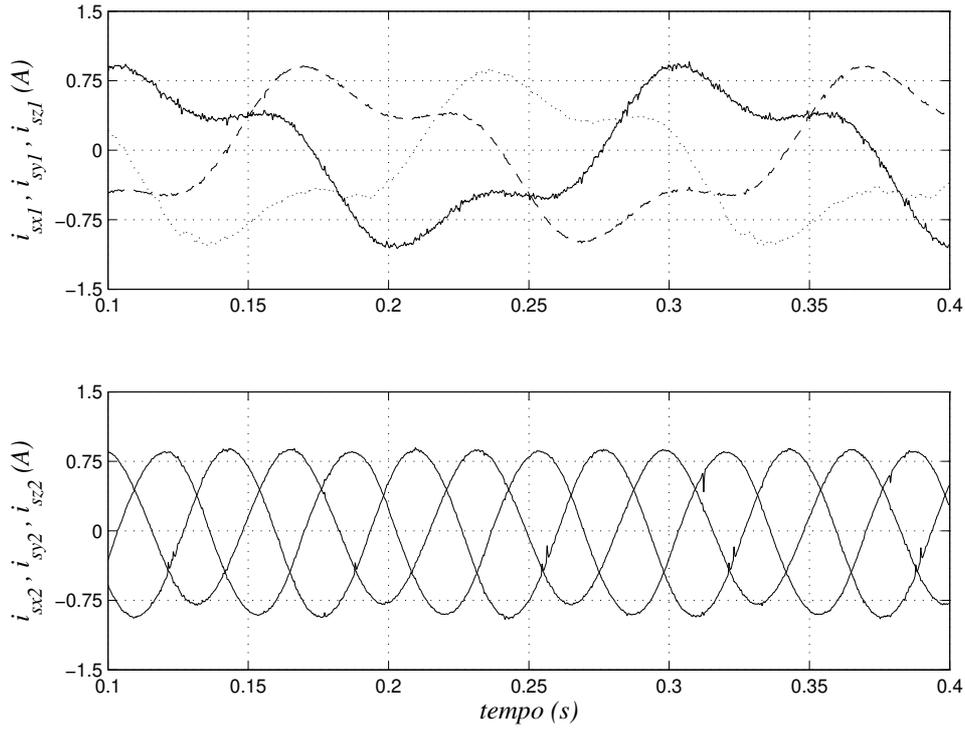


Figura 4.16. Resultados experimentais - correntes i_{sx1} , i_{sy1} , i_{sz1} e i_{sx2} , i_{sy2} , i_{sz2} na Topologia XII.

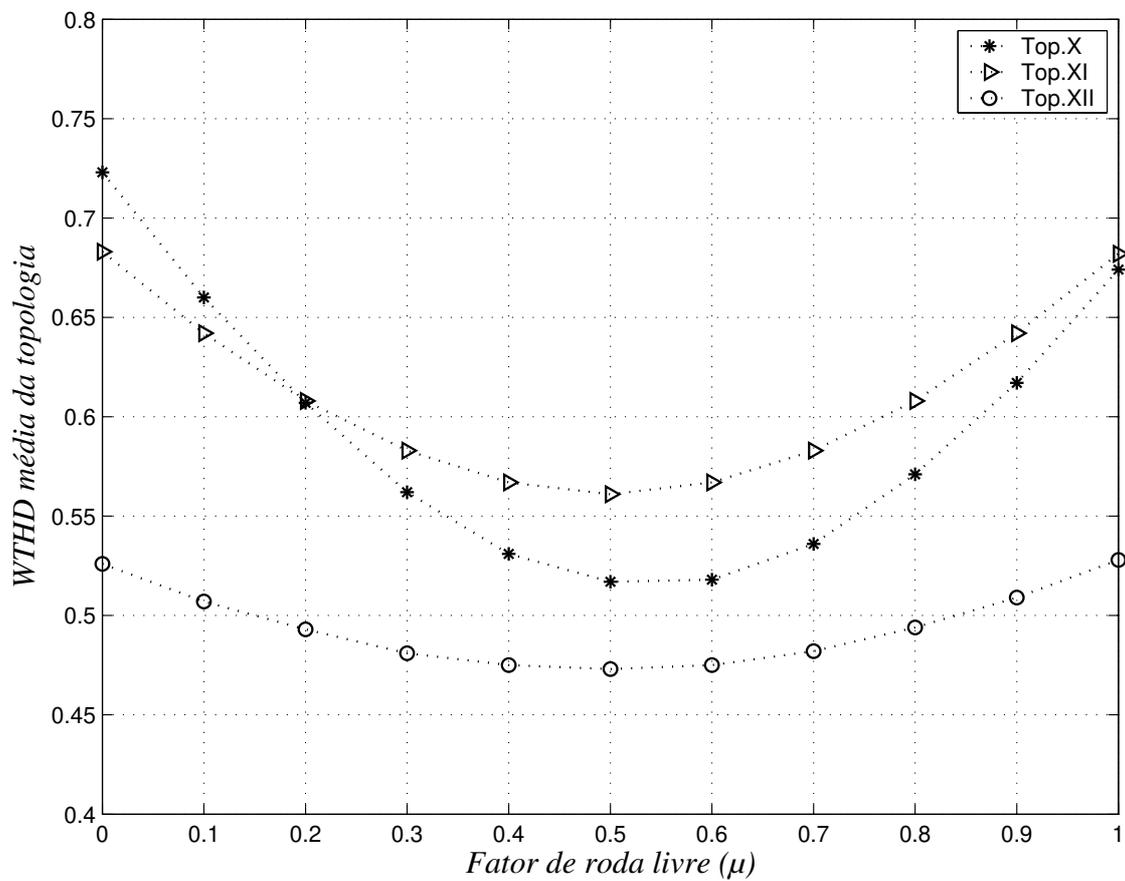


Figura 4.17. Comparação das WTHD's entre as Topologias X, XI e XII.

4.10 ANÁLISE DOS CUSTOS FINANCEIROS DAS TOPOLOGIAS

Os acionamentos com número reduzido de chaves demandam maior capacidade de tensão e corrente, no caso específico das topologias propostas neste capítulo, a corrente e tensão homopolares conduzem à necessidade de chaves com maiores capacidades, necessitando de dimensionamento em função do pior caso, quando temos as máximas demandas de corrente e tensão do barramento cc , isto interfere de forma direta no custo do acionamento.

Para apresentação gráfica foram selecionadas as relações dos custos entre as topologias e um acionamento padrão, consideramos como acionamento padrão um sistema composto por dois motores trifásicos com capacidade de realização de trabalho igual a qualquer combinação de motores trifásicos/bifásicos das topologias propostas. Devido às diferenças entre topologias, onde motores bifásicos e trifásicos são utilizados, as variáveis de corrente e tensão das topologias foram normalizadas em relação às equivalentes dq . Nos levantamentos foram considerados motores com correntes dq em regime permanente, na faixa de $i_{dq} = 70A$ a $i_{dq} = 240A$, funcionando com a mesma tensão dq . Foram considerados apenas os custos das chaves ($IGBT$'s) e os respectivos *drivers*. Os preços utilizados como base são de um único fabricante, o que garante a relação de preço e características dos dispositivos, neste levantamento o fabricante é a Semikron e os preços foram normalizados em relação ao preço de um braço com capacidade de corrente de $75A$ ($T_c = 25^\circ C$) e tensão de trabalho $V_{CE} = 1200V$, que custa R\$ 170,00 em agosto de 2005. Este procedimento também abre a possibilidade de que levantamentos dos custos feitos com dispositivos de outro fabricante apresentem curvas comparativas diferentes, tanto pelos custos das chaves, quanto pelas faixas de correntes nominais disponíveis.

Assim, as comparações entre as configurações foram realizadas, sempre que possível, em uma mesma linha (família) de $IGBT$'s e sempre que for possível mais de uma opção entre os dispositivos disponíveis para uma mesma configuração, foi considerada a de menor custo.

Na Fig. 4.18 são mostradas as comparações dos custos de cada uma das topologias com um acionamento padrão, fica claro que os acionamentos propostos, nas condições anteriormente citadas, sempre apresentam menor custo. Em nossa análise não foram considerados os custos

dos capacitores. Também não foram considerados os custos dos motores bifásicos e/ou trifásicos de indução, consideramos que a topologia proposta será utilizada no acionamento dos mesmos motores que seriam utilizados na topologia padrão, sendo, para esta análise, indiferente os custos dos motores. Uma comparação final pode ser observada na Fig. 4.19, onde todas as curvas de

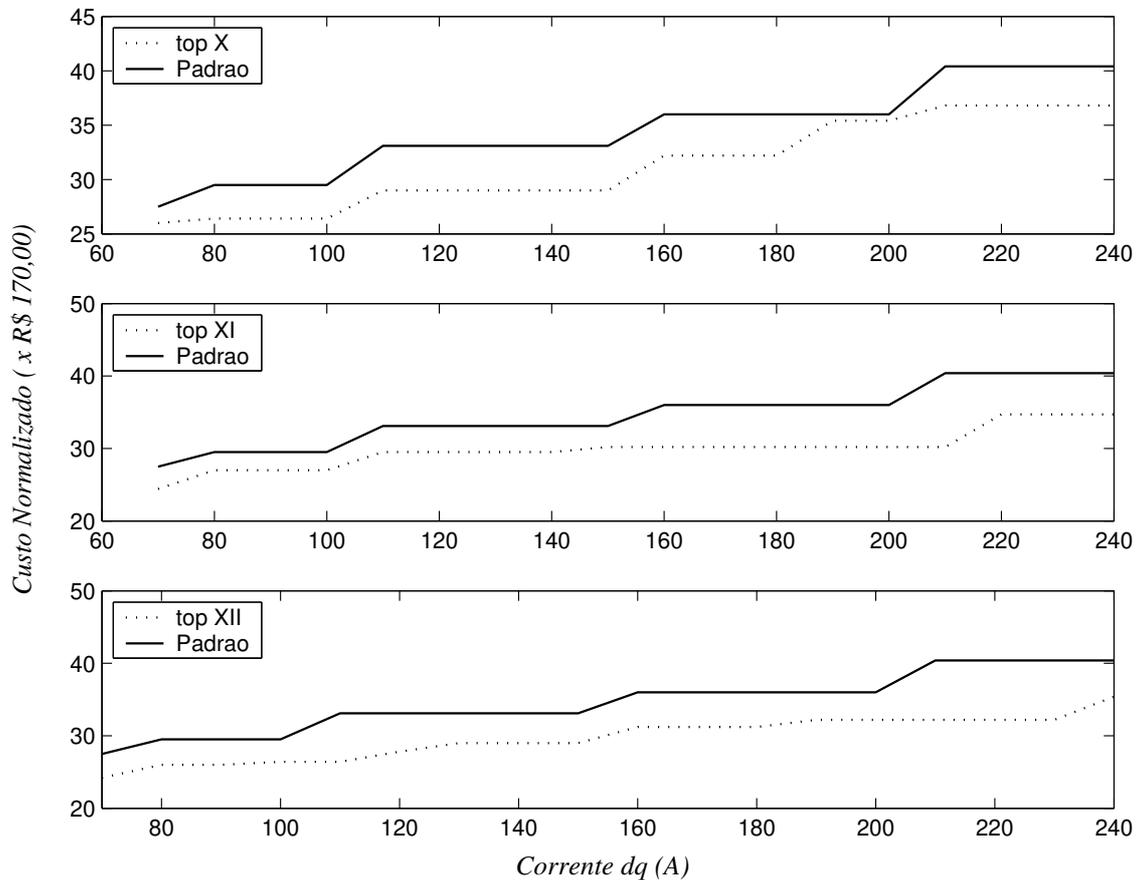


Figura 4.18. Comparação de custos das Topologias *X*, *XII*, *XII* e topologia padrão *versus* corrente *dq* do acionamento.

comparação dos custos são plotadas juntamente com a que representa os custos da topologia padrão. Observamos as faixas onde, apesar da variação da corrente *dq* dos motores do sistema, os custos não variam, devido ao custo de algumas chaves não mudar dentro desta faixa. Nesta comparação geral, podemos observar que algumas das topologias apresentam menor custo em determinadas faixas de corrente. Todas as tabelas dos custos destas topologias, para a faixa de corrente citada, estão disponíveis no Apêndice *B*.

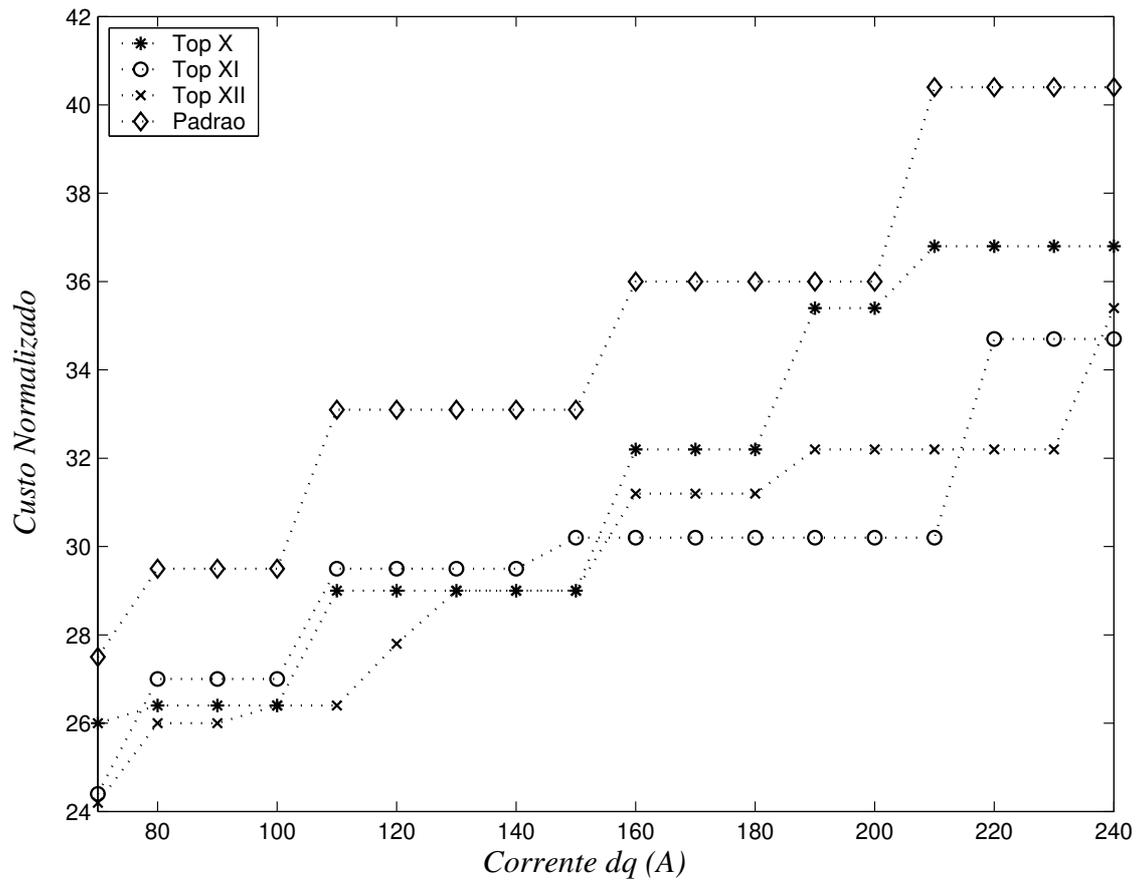


Figura 4.19. Comparação entre os custos das Topologias X a XII e da topologia padrão *versus* corrente *dq* do acionamento.

Tabela 4.1. Comparação entre as Topologias X a XII

	E	i_{so}
Topologia <i>X</i>	$\sqrt{\frac{2}{3}} + 1$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$
Topologia <i>XI</i>	$\sqrt{\frac{2}{3}} + \sqrt{2}$	$\sqrt{\frac{1}{3}}$
Topologia <i>XII</i>	$\sqrt{\frac{2}{3}} + \sqrt{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}$

4.11 COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS

Uma comparação entre as topologias propostas, é apresentada na Tabela 4.1. Nesta tabela são mostrados aspectos das topologias operando nos mesmos níveis de tensão, corrente e potência. Neste caso a tensão do barramento *cc* (E) e a corrente homopolar (i_{so}) são normalizadas em relação às equivalentes tensões e correntes *dq*, respectivamente, considerando v_{so} desprezível. Podemos observar que a Topologia *X* demanda a menor tensão no barramento *cc* e a Topologia *XII* demanda a menor corrente homopolar.

4.12 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram examinadas três topologias de acionamentos *ca* com número reduzido de chaves, utilizando inversores de cinco braços. As topologias acionam motores bifásicos e/ou motores trifásicos cujos enrolamentos são ligados em série, todas sem conexão ao ponto central do banco de capacitores do barramento *cc* ou compartilhamento de algum braço. Uma comparação entre as topologias aponta a Topologia *X* como a melhor quando a menor tensão de barramento *cc* é o critério. No entanto, se a menor corrente homopolar é o critério, a Topologia *XII* é a melhor, e se *WTHD* da tensão de saída é o critério, a Topologia *XII* também apresenta o melhor desempenho. Quanto aos custos das topologias, concluímos que todas apresentam menor custo em uma determinada faixa de corrente, sem no entanto termos uma que predomine como melhor opção dentro da faixa de correntes investigada.

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

5.1 CONCLUSÕES

Este trabalho foi dividido em linhas de estudo, convertidas em capítulos da dissertação, os temas discutidos foram relativos à aplicação de acionamentos eletrônicos a motores de indução bifásicos e/ou trifásicos, sendo estas aplicações diferenciadas por duas características importantes:

1. Os sistemas de acionamentos apresentados e investigados possuem número reduzido de chaves se comparados aos sistemas convencionais ou aos sistemas de acionamentos que utilizam um barramento *cc* comum.
2. Os sistemas de acionamentos apresentados e investigados são aplicáveis a dois ou mais motores, com ou sem a utilização de braço compartilhado.

Com o objetivo de conhecermos o panorama atual dos estudos relacionados aos temas e assim podermos definir a “linha” deste trabalho, foi realizada uma revisão bibliográfica, elaborada e apresentada por temas, numa seqüência cronológica das contribuições dos diversos autores, permitindo a visualização dos “passos” dados em cada linha de pesquisa. Como é percebido ao longo da revisão bibliográfica, há um grande número de trabalhos, com importantes contribuições, e podemos perceber que uma grande ênfase é dada aos sistemas onde ocorre associação de máquinas e sistemas com compartilhamento de braços, todos com número reduzido de chaves. Estas observações nos levaram ao direcionamento das nossas pesquisas para os seguintes tópicos:

- Redução do número de dispositivos semicondutores de potência.

- Acionamentos monofásicos a partir de redes monofásicas.
- Acionamentos bifásicos a partir de redes monofásicas.
- Acionamentos trifásicos a partir de redes monofásicas.
- Acionamentos trifásicos a partir de redes trifásicas.
- Acionamentos com conversores matriz.
- Acionamentos sem indutor de filtro.
- Acionamentos de motores hexafásicos.
- Sistemas de acionamento com múltiplas máquinas.
- Acionamentos de motores em paralelo.
- Acionamentos multimáquinas.
- Acionamentos com máquinas em série.

Resultando em doze topologias que foram agrupadas de acordo com o arranjo e número de motores acionados. O fato de que existe um grande número de trabalhos para as topologias de acionamentos com braço compartilhado leva à necessidade de algumas características importantes serem investigadas, e foi o que fizemos para as topologias propostas, como pode ser verificado. No Capítulo 2 foram examinadas seis topologias de acionamentos *ca* com número reduzido de componentes, utilizando inversores de cinco braços. As topologias acionam motores bifásicos e/ou motores trifásicos compartilhando um braço, todas sem conexão ao ponto central do banco de capacitores do barramento *cc*. Uma comparação entre as topologias aponta para a Topologia *I* quando a menor tensão de barramento *cc* é o critério. No entanto, se a corrente nas chaves do braço compartilhado é o critério, a Topologia *VI* apresenta o melhor desempenho, se a potência nas chaves do braço compartilhado é o critério, temos as Topologias *I* e *VI* como melhores opções e, finalmente, quando a *WTHD* da tensão de saída é o critério, a Topologia *II* apresenta o melhor desempenho na maior faixa de variação do fator de roda livre (μ). Quanto aos custos podemos concluir que todas as topologias apresentam menor custo que o sistema padrão. No entanto, a de menor custo entre as seis apresentadas neste capítulo, é

uma informação que depende da faixa de corrente de trabalho do acionamento, esta conclusão é válida também para os casos em que a demanda da tensão de barramento cc é a mesma. Como pode ser visto, com base nos resultados experimentais e simulados, as topologias são viáveis e apresentam desempenhos adequados para implementações e aplicações práticas..

Já no Capítulo 3, foram examinadas três topologias de acionamentos ca com número reduzido de componentes, utilizando múltiplos inversores de dois braços. A Topologia *VII* aciona motores bifásicos, a Topologia *VIII* aciona motores trifásicos, ambas compartilhando um braço extra, enquanto a Topologia *IX* também aciona motores bifásicos, mas compartilha o ponto central do banco de capacitores do barramento cc . Uma comparação entre as topologies *VII*, *VIII* e *IX* aponta como melhores as Topologias *VII* e *IX*, Fig. 3.1 e 3.9, quando a menor tensão de barramento cc é o critério. No entanto, se as correntes nas chaves, incluindo as chaves do braço compartilhado, e *WTHD* da tensão de saída são os critérios, a Topologia *VIII*, Fig. 3.5, apresenta melhores resultados. Os acionamentos com número reduzido de componentes requerem o uso de dispositivos de chaveamento com maior capacidade, então, a aplicação industrial para as topologies *VII* e *VIII* só será viável para os casos nos quais o aumento dos custos devido ao aumento das potências das chaves é menor que a redução dos custos devido a redução do número de componentes. Quando o critério de comparação é o custo das chaves e drivers, a Topologia *IX* é a melhor opção.

No capítulo 4, foram examinadas três topologias de acionamentos ca com número reduzido de chaves, utilizando inversores de cinco braços. As topologias acionam motores bifásicos e/ou motores trifásicos cujos enrolamentos são ligados em série, todas sem conexão ao ponto central do banco de capacitores do barramento cc ou compartilhamento de algum braço. Uma comparação entre as topologias aponta a Topologia *X* como a melhor quando a menor tensão de barramento cc é o critério. No entanto, se a menor corrente homopolar é o critério, a Topologia *XII* é a melhor, e se *WTHD* da tensão de saída é o critério, a Topologia *XII* também apresenta o melhor desempenho. Quanto aos custos das topologias, concluímos que todas apresentam menor custo em uma determinada faixa de corrente, sem no entanto termos uma que predomine como melhor opção dentro da faixa de correntes investigada.

A partir dos resultados de simulações e experimentais, percebeu-se que o desempenho das topologias propostas são viáveis, no sentido de que se pode obter correntes dq adequadas independentemente para cada motor.

Não se pode falar em melhor topologia, uma vez que cada uma apresenta características que a torna a melhor solução em função do sistema a ser acionado e da instalação elétrica onde será inserido.

Apenas para uma ilustração final, podemos realizar a comparação das topologias propostas, uma vez que todas foram investigadas considerando a mesma capacidade de trabalho, ou seja: mesmas grandezas dq . Para esta comparação consideramos ainda que todas as topologias, inclusive as topologias multimáquinas, estão acionando dois motores (bifásicos e/ou trifásicos), desta forma, podemos fazer algumas afirmações:

- As Topologias I e IX apresentam os melhores desempenhos quanto ao aproveitamento da *tensão de barramento cc* (E).
- A Topologia XII apresenta a menor *distorção harmônica* (THD) nas condições analisadas.
- A Topologia IX apresenta o menor *custo*, dentre as topologias propostas, considerando um caso específico como exemplo, que é o acionamento de dois motores com correntes nas fases de $i_{sdq} = 70A$.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Os trabalhos desenvolvidos nesta dissertação nos permitiram visualizar pontos importantes que já foram investigados e precisam ser aprofundados, além de outras características que não foram contempladas aqui. A seguir são listados algumas possíveis linhas para futuros trabalhos:

1. Para todas as topologias apresentadas, devem ser investigadas as perdas por chaveamento e por condução, notadamente no braço compartilhado (quando este existir);

2. Na topologia que compartilha o ponto central dos capacitores do barramento *cc* deve ser investigado o controle das tensões dos capacitores do barramento *cc* afim de minimizar o desbalanceamento e presença de *ripple*.
3. Realizar estudos do sistema com controle de conjugado.
4. Estudo da variação de conjugado nas topologias propostas, implementação de técnicas de controle de tensão *PWM* que minimizem a ondulação e/ou pulsação do conjugado;
5. Realizar investigação das características já investigadas nesta dissertação para novas topologias multimáquinas, semelhantes às que aqui utilizam braço compartilhado, mas com a utilização de dois ou mais braços compartilhados para dividir a corrente;
6. Implementação e investigação das topologias utilizando a plataforma *dSPACE*.

PLATAFORMA DE DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

A.1 APRESENTAÇÃO DA PLATAFORMA

A plataforma de desenvolvimento experimental utilizada para a obtenção dos resultados experimentais apresentados nesta dissertação foi desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM-DEE-UFCG).

A montagem é constituída pelos seguintes itens:

- Um microcomputador equipado com placas dedicadas, afim de gerar os sinais de controle;
- Doze sensores, sendo seis de corrente e seis sensores de tensão;
- Placa de aquisição de dados;
- Dois conversores estáticos de três braços cada um;
- Placas de interface entre o microcomputador e os *drivers*;
- Três motores de indução bifásicos de $1/4HP - 220V$ cada (vide Tabela A.1);
- Dois motores de indução trifásicos de $1HP - 220V/380V$ cada (vide Tabela A.1);
- Um variador de tensão de $4.5KVA$.

O esquema elétrico visto na Fig. A.1 mostra as ligações entre as partes que formam a plataforma desenvolvida para o trabalho proposto. A descrição detalhada de cada item mencionado acima é enumerado em seguida:

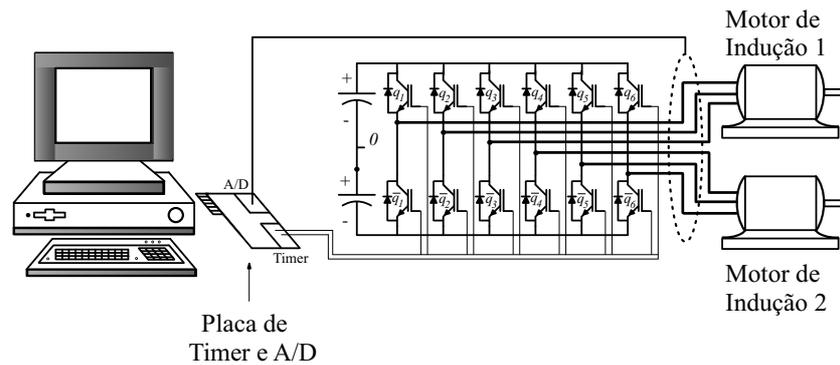


Figura A.1. Diagrama elétrico da plataforma de desenvolvimento experimental

1. As placas utilizadas para a geração dos sinais de controle são denominadas placas multi-função, e além de possuir três A/D's, compreende dois temporizadores (CI: 8254) e duas PPI's - *Interface Paralela Programável* (CI: 8255).
2. Tanto a medição de corrente quanto a medição de tensão são realizadas utilizando sensores de efeito Hall (LA 25-P). A medição da tensão é realizada com o uso de um resistor de potência para limitar a corrente na entrada do sensor. Os sensores utilizados neste trabalho, além de fornecer medições precisas, têm a capacidade de medir sinais em uma ampla faixa de frequência (de zero a 300KHz). O sensor possui isolamento galvânica entre os circuitos de alta e baixa potência.
3. A placa de aquisição de dados é composta por doze conversores A/D (AD 1674), com palavra de dados de 12 BIT's. O tempo de conversão utilizado é de $8\mu\text{s}$ e as placas de aquisição de dados estão configuradas para operar com sinal bipolar de $\pm 10\text{V}$.
4. São utilizados dois conversores estáticos compostos por seis chaves do tipo *IGBT* e três *drivers* (*SKHI23* - Semikron) cada um, além de quatro capacitores de $2200\mu\text{F}$ que constituem o barramento capacitivo. Os *drivers* recebem os sinais de comando das chaves, a partir das placas de interface, como será mencionado em seguida. Com o *drive* é possível selecionar, através de resistores, o tempo morto desejado, para os resultados obtidos neste trabalho utilizou-se um tempo morto de $1,3\mu\text{s}$.
5. As placas de interface entre o microcomputador e os *drivers* foram desenvolvidas especificamente para esta plataforma. A placa de interface recebe os sinais *PWM* da placa

multi-função, a partir da qual se implementa o sinal *PWM* simétrico (pulso-centrado), cuja lógica utiliza *flip-flop's* (74LS74). Além da geração do sinal com pulso-centrado, a placa de interface realiza outras funções, como está descrito a seguir:

- Elevação da tensão de 5V para 15V;
- Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* sob a presença do sinal de erro gerado pelo *drive*, proveniente de curto-circuito nas chaves;
- Desabilita a saída da placa de interface para o *drive* através de chave;
- Pode desabilitar qualquer chave de forma independente, através de sinais da PPI.

Na foto mostrada na Fig. A.2, tem-se uma visão geral da plataforma de desenvolvimento experimental. Na Tabela A.1 são apresentados os dados dos motores bifásicos e trifásicos que



Figura A.2. Plataforma de desenvolvimento experimental

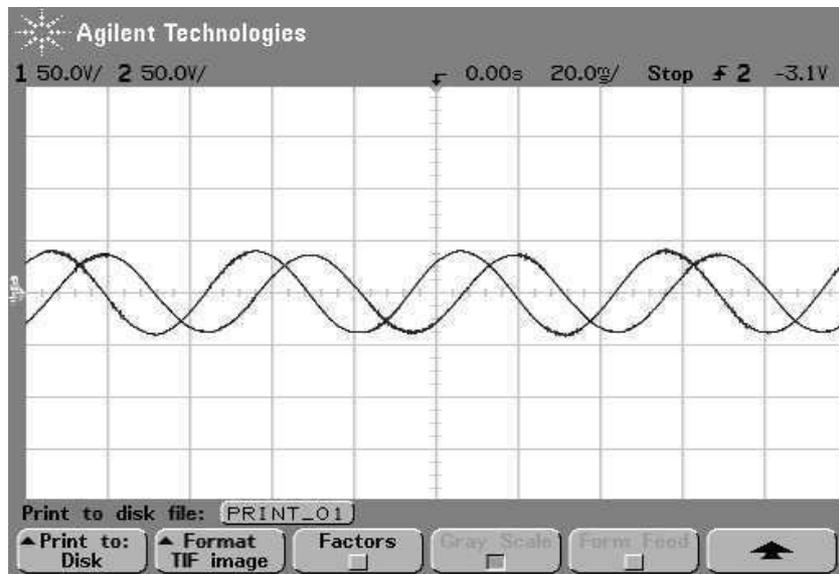
fazem parte da plataforma experimental.

Devido a alguns resultados experimentais com os motores bifásicos apresentarem desbalanceamento, foi investigada a causa e concluído tratar-se de desbalanceamento dos enrolamentos do motor. Este efeito torna-se mais evidente nas topologias que utilizam dois motores bifásicos, ambos desbalanceados. Dentre as diversas verificações realizadas, uma foi a aplicação de tensão

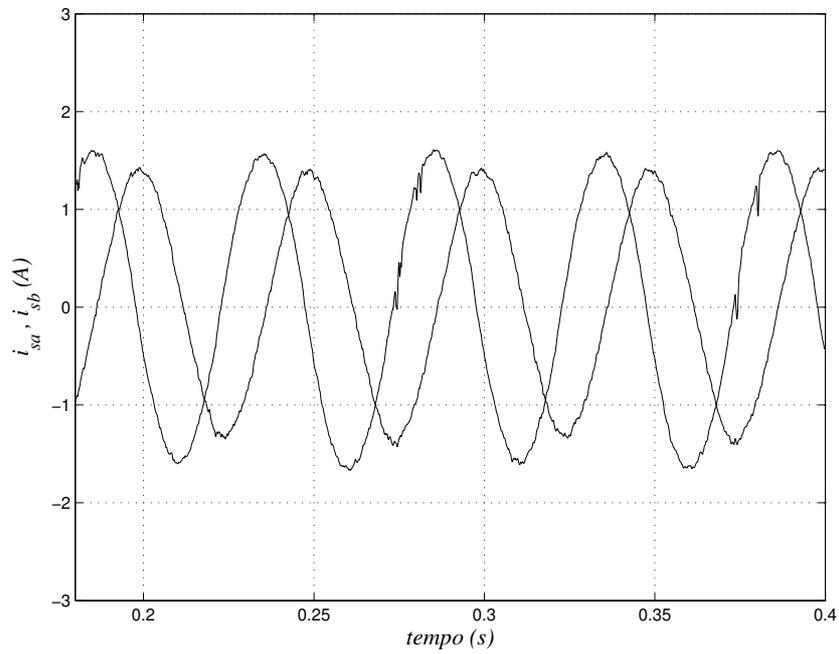
Tabela A.1. Dados dos motores utilizados na plataforma experimental

Fabricante: WEG - Freqüência: 60Hz	Trifásico	Bifásico
Potência (<i>cv</i>)	1.0	1/4
Rotação (<i>rpm</i>)	1720	1625
Fator de Serviço - <i>FS</i>	1.15	1.60
Relação: Corrente de partida/Corrente Nominal - <i>I_p/I_n</i>	7.2	5.5
Tensão (<i>V</i>)	220/380	220
Corrente (<i>A</i>)	3.02/1.75	2
Rendimento - η (%)	79.5	50
Fator de potência - $\cos\phi$	0.82	0.75

bifásica equilibrada aos motores, o resultado mostrou que as correntes resultantes apresentam desbalanceamento independente da tensão bifásica balanceada aplicada. Estes resultados são apresentados na Fig. A.3(a) e na Fig. A.3(b).



(a)



(b)

Figura A.3. Resultado experimental com motor bifásico - tensões v_{sa} e v_{sb} aplicadas às fases (a) e correntes i_{sa} e i_{sb} nas fases (b)

APÊNDICE B

TABELAS DOS CUSTOS DAS TOPOLOGIAS

B.1 INTRODUÇÃO

Neste apêndice mostramos as tabelas completas das análises dos custos, com todas as considerações que já foram feitas nos capítulos desta dissertação, ou seja: correntes dq em regime de $i_{dq} = 70A$ a $i_{dq} = 240A$, funcionando com a mesma tensão dq . Foram considerados apenas os custos das chaves (*IGBT*'s) e os respectivos *drivers*. Os preços utilizados como base são de um único fabricante, o que garante a relação de preço e características dos dispositivos, neste levantamento o fabricante é a Semikron e os preços foram normalizados em relação ao preço de um braço com capacidade de corrente de $75A$ ($T_c = 25^\circ C$) e tensão de trabalho $V_{CE} = 1200V$, que custa R\$ 170,00 ou US\$ 75.00 em agosto de 2005. Este procedimento abre a possibilidade de que levantamentos dos custos feitos com dispositivos de outro(s) fabricante(s) apresentem curvas comparativas diferentes, tanto pelos custos das chaves, quanto pelas faixas de correntes nominais disponíveis. Assim, as comparações entre as configurações foram realizadas, sempre que possível, em uma mesma linha (família) de *IGBT*'s e sempre que houve mais de uma opção entre os dispositivos disponíveis para uma mesma configuração, foi considerada a de menor custo.

B.1.1 Tabela dos custos das Topologias I a VI

Nesta e nas demais formações de preços das topologias adotamos o seguinte procedimento:

1. Calcula-se, pela respectiva equação, a corrente em cada braço do acionamento, inclusive do braço compartilhado para as topologias em que este existe.

2. Verifica-se o preço das chaves, e dos respectivos *drivers*, para a corrente calculada no item anterior, diretamente na lista de preços fornecida pelo fabricante.
3. Faz-se a composição de preços, considerando a soma dos preços das chaves e *drivers* da topologia em questão.
4. O preço total é dividido pelo valor definido para a normalização, ou seja 170.
5. O resultado obtido é o custo da topologia em questão, normalizado em relação ao preço de um braço com capacidade de corrente de 75A ($T_c = 25^\circ C$) e tensão de trabalho $VCE = 1200V$, que custava R\$ 170,00 ou US\$ 75.00 em agosto de 2005.

Na Tabela B.1 são mostrados os custos das Topologias *I* a *VI*, onde:

$i_{q1245} \Rightarrow$ Correntes máximas nos braços 1, 2, 4 e 5.

$$i_{q1245} = i_{sdq} \quad (B.1)$$

$i_{sl} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço compartilhado, calculada para cada topologia, segundo as expressões:

$$\text{Topologia I} \Leftrightarrow i_{sl} = -\left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^2 (i_{sal} + i_{sbl}) \quad (B.2)$$

$$\text{Topologia II} \Leftrightarrow i_{sl} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) (i_{sz1} + i_{sz2}) \quad (B.3)$$

$$\text{Topologia III} \Leftrightarrow i_{sl} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) (i_{sz1} - i_{sa2} - i_{sb2}) \quad (B.4)$$

$$\text{Topologia IV} \Leftrightarrow i_{sl} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) (i_{sz1} + i_{sa2}) \quad (B.5)$$

$$\text{Topologia V} \Leftrightarrow i_{sl} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) (i_{sb1} - i_{sa2} - i_{sb2}) \quad (B.6)$$

$$\text{Topologia VI} \Leftrightarrow i_{sl} = \left(\frac{v_{30}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) (i_{sb1} + i_{sb2}) \quad (B.7)$$

Considerando:

$$i_{sa} = i_{sb} = i_{sdq}$$

$$i_{sx} = i_{sy} = i_{sz} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sdq}$$

$2xPadr\tilde{a}o \Rightarrow$ Custo normalizado de dois acionamentos padrão com mesmas capacidades dq .

Top *I* a *VI* \Rightarrow Custo normalizado da Topologia *I* a *VI*.

Tabela B.1. Tabela dos custos das Topologias I a VI

i_{sdq}	$2xPadr\tilde{a}o$	Top I	Top II	Top III	Top IV	Top V	Top VI
70	27,5	24,8	24,4	24,8	24,4	24,8	24,4
80	29,5	26,4	24,4	26,4	25,2	25,7	25,7
90	29,5	26,4	24,4	26,4	25,7	25,7	25,7
100	33,1	26,4	25,7	26,4	25,7	25,7	25,7
110	33,1	29,8	25,7	29,8	28,0	28,8	28,8
120	33,1	29,8	25,7	29,8	28,8	28,8	28,8
130	33,1	29,8	28,8	29,8	28,8	29,8	28,8
140	33,1	29,8	28,8	29,8	28,8	29,8	28,8
150	33,1	29,8	28,8	29,8	28,8	29,8	28,8
160	36,0	31,8	28,8	31,8	30,7	31,8	31,8
170	36,0	31,8	28,8	31,8	31,8	31,8	31,8
180	36,0	31,8	28,8	31,8	31,8	31,8	31,8
190	36,0	31,8	31,8	31,8	31,8	31,8	31,8
200	36,0	31,8	31,8	31,8	31,8	31,8	31,8
210	40,4	35,7	31,8	35,7	31,8	34,7	34,7
220	40,4	36,8	31,8	36,8	31,8	34,7	34,7
230	40,4	36,8	31,8	36,8	31,8	34,7	34,7
240	40,4	36,8	31,8	36,8	31,8	34,7	34,7

B.1.2 Tabela dos custos da Topologia VII

Na Tabela B.2 são mostrados os custos da Topologia VII, acionamentos multimáquinas bifásicas com braço compartilhado, em função do número de motores e da corrente dq dos mesmos, onde:

$i_{sab} \Rightarrow$ Correntes máximas nos enrolamentos dos motores de 1 a n .

$i_{sl} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço compartilhado, calculada pela expressão:

$$i_{sl} = -\left(\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2}\right) \sum_{l=1}^n (i_{sal} + i_{sbl}) \quad (\text{B.8})$$

Considerando:

$$i_{sa} = i_{sb} = i_{sdq}$$

$Padr\tilde{a}o \Rightarrow$ Custo normalizado de dois acionamentos padrão com mesmas capacidades dq .

$n \Rightarrow$ Número de motores bifásicos acionados.

Tabela B.2. Tabela dos custos da Topologia VII

i_{sdq}	<i>Padrão</i>	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$	$n = 7$
70	13,8	24,8	35,0	45,5	54,9	65,3	75,8
80	14,8	26,4	36,1	45,5	54,9	66,4	
90	14,8	26,4	36,1	45,5	57,0		
100	14,8	26,4	36,1	45,5			
110	16,5	29,8	36,1	47,5			
120	16,5	29,8	36,1	47,5			
130	16,5	29,8	36,1				
140	16,5	29,8	37,0				
150	16,5	29,8	38,1				
160	18,0	31,8	38,1				
170	18,0	31,8					
180	18,0	31,8					
190	18,0	31,8					
200	18,0	31,8					
210	20,2	35,7					
220	20,2	36,8					
230	20,2	36,8					
240	20,2	36,8					

B.1.3 Tabela dos custos da Topologia VIII

Na Tabela B.3 são mostrados os custos da Topologia VIII, acionamentos multimáquinas trifásicas, em função do número de motores e da corrente dq dos mesmos, onde:

$i_{sxyz} \Rightarrow$ Correntes máximas nos enrolamentos dos motores de 1 a n , dada por:

$$i_{sxyz} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sdq} \quad (\text{B.9})$$

$i_{sl} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço compartilhado, calculada pela expressão:

$$i_{sl} = \left(\frac{v_{c0}^*}{E} + \frac{1}{2} \right) \sum_{l=1}^n i_{scl} \quad (\text{B.10})$$

Considerando:

$$i_{scl} = n \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sdq} \quad (\text{B.11})$$

Padrão \Rightarrow Custo normalizado de dois acionamentos padrão com mesmas capacidades dq .

$n \Rightarrow$ Número de motores trifásicos acionados.

Tabela B.3. Tabela dos custos da Topologia VIII

i_{sdq}	<i>Padrão</i>	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$	$n = 7$	$n = 8$	$n = 9$	$n = 10$
70	13,8	24,4	35,0	44,4	54,9	65,3	75,8	83,2	94,6	104,1
80	14,8	24,4	36,3	47,2	57,0	66,8	76,7	88,6		
90	14,8	24,4	36,3	47,2	57,0	66,8	78,7			
100	14,8	25,7	36,3	47,2	57,0	67,8	78,7			
110	16,5	25,7	40,9	51,9	62,9	76,0				
120	16,5	25,7	40,9	51,9	63,9					
130	16,5	28,8	40,9	51,9	65,0					
140	16,5	28,8	40,9	51,9	65,0					
150	16,5	28,8	40,9	52,8						
160	18,0	28,8	43,8	57,9						
170	18,0	28,8	43,8	57,9						
180	18,0	28,8	43,8							
190	18,0	31,8	43,8							
200	18,0	31,8	44,8							
210	20,2	31,8	50,2							
220	20,2	31,8	50,2							
230	20,2	31,8	50,2							
240	20,2	31,8								
250	20,2	34,7								
300	20,2	34,7								
350	23,4	34,7								

B.1.4 Tabela dos custos da Topologia IX

Na Tabela B.4 são mostrados os custos da Topologia IX, acionamentos multimáquinas bifásicas compartilhando o ponto central do barramento cc , em função do número de motores e da corrente dq dos mesmos, onde:

$i_{sab} \Rightarrow$ Correntes máximas nos enrolamentos dos motores de 1 a n .

Considerando:

$$i_{sa} = i_{sb} = i_{sdq}$$

Padrão \Rightarrow Custo normalizado de dois acionamentos padrão com mesmas capacidades dq .

$n \Rightarrow$ Número de motores bifásicos acionados.

Tabela B.4. Tabela dos custos da Topologia IX

i_{sdq}	<i>Padrão</i>	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$	$n = 7$
70	13,8	18.8	28.3	37.7	47.1	56.5	65.9
80	14,8	19.7	29.5	39.4	49.2	59.0	
90	14,8	19.7	29.5	39.4	49.2		
100	14,8	19.7	29.5	39.4			
110	16,5	22.0	33.1	44.1			
120	16,5	22.0	33.1	44.1			
130	16,5	22.0	33.1				
140	16,5	22.0	33.1				
150	16,5	22.0	33.1				
160	18,0	24.0	36.0				
170	18,0	24.0					
180	18,0	24.0					
190	18,0	24.0					
200	18,0	24.0					
210	20,2	26.9					
220	20,2	26.9					
230	20,2	26.9					
240	20,2	26.9					

B.1.5 Tabela dos custos da Topologia X

Na Tabela B.5 são mostrados os custos da Topologia X, onde:

$i_{q123} \Rightarrow$ Correntes máximas nos braços 1, 2 e 3 (i_{sxyz1}).

$$i_{sxyz1} = 2i_{sdq}\sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{B.12})$$

$i_{q4} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço 4 (i_{sa}).

$$i_{sa} = i_{sdq} \quad (\text{B.13})$$

$i_{q5} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço 5. (i_{sb}).

$$i_{sa} = i_{sdq} \quad (\text{B.14})$$

$i_{so1} \Rightarrow$ Corrente máxima homopolar do motor 1.

$$i_{so1} = i_{sdq}\sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{B.15})$$

$2xPadrão \Rightarrow$ Custo normalizado de dois acionamentos padrão com mesmas capacidades dq .

Topologia X \Rightarrow Custo normalizado da Topologia X.

Tabela B.5. Tabela dos custos da Topologia X

i_{sdq}	i_{q123}	i_{q4}	i_{q5}	i_{so1}	$2xPadr\tilde{a}o$	Topologia X
70	114,3	70	70	57,2	27,5	26,0
80	130,6	80	80	65,3	29,5	26,4
90	147,0	90	90	73,5	29,5	26,4
100	163,3	100	100	81,7	33,1	26,4
110	179,6	110	110	89,8	33,1	29,0
120	196,0	120	120	98,0	33,1	29,0
130	212,3	130	130	106,1	33,1	29,0
140	228,6	140	140	114,3	33,1	29,0
150	245,0	150	150	122,5	33,1	29,0
160	261,3	160	160	130,6	36,0	32,2
170	277,6	170	170	138,8	36,0	32,2
180	293,9	180	180	147,0	36,0	32,2
190	310,3	190	190	155,1	36,0	35,4
200	326,6	200	200	163,3	36,0	35,4
210	342,9	210	210	171,5	40,4	36,8
220	359,3	220	220	179,6	40,4	36,8
230	375,6	230	230	187,8	40,4	36,8
240	391,9	240	240	196,0	40,4	36,8

B.1.6 Tabela dos custos da Topologia XI

Na Tabela B.6 são mostrados os custos da Topologia XI, onde:

$i_{q123} \Rightarrow$ Correntes máximas nos braços 1, 2 e 3 (i_{sxyz1}).

$$i_{sxyz1} = i_{sdq} \left(\sqrt{\frac{1}{3}} + \sqrt{\frac{2}{3}} \right) \quad (\text{B.16})$$

$i_{q4} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço 4 (i_{sa}).

$$i_{sa} = i_{sdq} \quad (\text{B.17})$$

$i_{q5} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço 5.

$$i_{q5} = i_{sdq} \sqrt{2} \quad (\text{B.18})$$

$i_{so1} \Rightarrow$ Corrente máxima homopolar do motor 1.

$$i_{so1} = i_{sdq} \sqrt{\frac{1}{3}} \quad (\text{B.19})$$

$2xPadr\tilde{a}o \Rightarrow$ Custo normalizado de dois acionamentos padrão com mesmas capacidades dq .

Topologia XI \Rightarrow Custo normalizado da Topologia XI.

Tabela B.6. Tabela dos custos da Topologia XI

i_{sdq}	i_{q123}	i_{q4}	i_{q5}	i_{so1}	$2xPadr\tilde{a}o$	Topologia XI
70	97,6	70	99,0	57,2	27,5	24,4
80	111,5	80	113,1	65,3	29,5	27,0
90	125,5	90	127,3	73,5	29,5	27,0
100	139,4	100	141,4	81,7	33,1	27,0
110	153,3	110	155,6	89,8	33,1	29,5
120	167,3	120	169,7	98,0	33,1	29,5
130	181,2	130	183,8	106,1	33,1	29,5
140	195,2	140	198,0	114,3	33,1	29,5
150	209,1	150	212,1	122,5	33,1	30,2
160	223,0	160	226,3	130,6	36,0	30,2
170	237,0	170	240,4	138,8	36,0	30,2
180	250,9	180	254,6	147,0	36,0	30,2
190	264,9	190	268,7	155,1	36,0	30,2
200	278,8	200	282,8	163,3	36,0	30,2
210	292,7	210	297,0	171,5	40,4	30,2
220	306,7	220	311,1	179,6	40,4	34,7
230	320,6	230	325,3	187,8	40,4	34,7
240	334,6	240	339,4	196,0	40,4	34,7

B.1.7 Tabela dos custos da Topologia XII

Na Tabela B.7 são mostrados os custos da Topologia XII, onde:

$i_{q123} \Rightarrow$ Correntes máximas nos braços 1, 2 e 3 (i_{sxyz1}).

$$i_{sxyz1} = i_{sdq} \left(\frac{\sqrt{2}}{3} + \sqrt{\frac{2}{3}} \right) \quad (\text{B.20})$$

$i_{q4} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço 4 (i_{sy2})

$$i_{sy2} = i_{sdq} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{B.21})$$

$i_{q5} \Rightarrow$ Corrente máxima no braço 5 (i_{sy2})

$$i_{sy2} = i_{sdq} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{B.22})$$

$i_{so1} \Rightarrow$ Corrente máxima homopolar do motor 1

$$i_{so1} = i_{sdq} \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (\text{B.23})$$

$2xPadr\tilde{a}o \Rightarrow$ Custo normalizado de dois acionamentos padrão com mesmas capacidades dq .

Topologia XII \Rightarrow Custo normalizado da topologia XII.

Tabela B.7. Tabela dos custos da Topologia XII

i_{sdq}	i_{q123}	i_{q4}	i_{q5}	i_{so1}	$2xPadr\tilde{a}o$	Topologia XII
70	90,2	57,2	57,2	33,0	27,5	24,2
80	103,0	65,3	65,3	37,7	29,5	26,0
90	115,9	73,5	73,5	42,4	29,5	26,0
100	128,8	81,7	81,7	47,1	33,1	26,4
110	141,7	89,8	89,8	51,9	33,1	26,4
120	154,6	98,0	98,0	56,6	33,1	27,8
130	167,4	106,1	106,1	61,3	33,1	29,0
140	180,3	114,3	114,3	66,0	33,1	29,0
150	193,2	122,5	122,5	70,7	33,1	29,0
160	206,1	130,6	130,6	75,4	36,0	31,2
170	219,0	138,8	138,8	80,1	36,0	31,2
180	231,8	147,0	147,0	84,9	36,0	31,2
190	244,7	155,1	155,1	89,6	36,0	32,2
200	257,6	163,3	163,3	94,3	36,0	32,2
210	270,5	171,5	171,5	99,0	40,4	32,2
220	283,4	179,6	179,6	103,7	40,4	32,2
230	296,2	187,8	187,8	108,4	40,4	32,2
240	309,1	196,0	196,0	113,1	40,4	35,4

C.1 PROGRAMAS UTILIZADOS

As simulações foram implementadas através de programas especialmente desenvolvidos para estes fins. Para definição do compartimento das correntes e tensões foram realizadas simulações em *C++*. Para as análises das distorções harmônicas foi utilizado um programa desenvolvido no Matlab, com base na função de Transformada de Fourier (*FFT*). Este programa utiliza os dados gerados pelo programa em *C++*, nas simulações de correntes e tensões, fornecendo a distorção harmônica total ponderada (*WTHD*) das tensões das fases da topologia. Para uma análise comparativa entre as topologias, foi considerada a média aritmética das *WTHD*'s das fases da topologia analisada.

C.2 DADOS DOS MOTORES E CONDIÇÕES DA CARGA ACIONADA

Para todas as simulações implementadas nesta dissertação, foram considerados os dados constantes na Tabela C.1:

C.3 PARÂMETROS

- Amplitude da tensão *dq* igual a 220V.
- Fator de distribuição de roda livre (global) $\mu = 0.5$.
- Relação *Volts/Hertz* mantida constante quando da variação da frequência fundamental aplicada à máquina.

Tabela C.1. Dados dos motores utilizados na simulação do Capítulo 2

Parâmetro	Valor
r_s	5.8Ω
r_r	3.42Ω
l_s	$0.386H$
l_r	$0.386H$
l_{so}	$0.0193H$
l_{ro}	$0.0193H$
m_{sr}	$0.367H$
l_{ls}	$0.077H$
pp	2
jj	$0.041kgm^2$
cm	$0Nm$

- Tensão de barramento (E) aplicada, igual à menor possível que ainda atenda plenamente os motores, conforme Tabela 2.1.
- Frequência de chaveamento do PWM (fc) é igual a $10050Hz$ (vide notas a seguir).
- Passo de cálculo da simulação igual a $1,5259 \cdot 10^{-7}s$
- Número de pontos igual a 131072.

Notas, conforme (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1989) e (HOLMES; LIPO, 2003):

1. A razão mf entre as frequências de chaveamento do PWM (fc) e fundamental (fm) deve ser um número inteiro para evitar o surgimento de frequências sub-harmônicas no espectro.
2. mf deve ser um número ímpar para eliminar harmônicos de ordem par.
3. mf deve ser um múltiplo de três para cancelar o harmônico de ordem mf e seus múltiplos ímpares.
4. Assim, mf foi escolhida igual a 21. Conforme :
5. É necessário que o número de pontos (Np) seja uma potência de dois ($Np = 2^\gamma$, com γ inteiro). Assim, através de chamadas recursivas à função FFT, os coeficientes são calculados e retornados à chamada anterior. Em nossas simulações γ foi feito igual a 17.

6. O passo de cálculo é definido em relação a uma potência de dois, este procedimento otimiza o uso da função FFT. No nosso caso foi escolhido um passo de cálculo igual a $1/(2^{16})$.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BELLAR, M.; LEE, B.; FAHIMI, B.; EHSANI, M. An ac motor drive with power factor control for low cost applications. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*. 2001. p. 601–607.

BLAABJERG, F.; FREYSSON, S.; HANSEN, H.; HANSEN, S. Comparison of a space-vector modulation strategy for a three phase standard and a component minimized voltage source inverter. In: *Conf. Rec. EPE*. Sevilha - Spain: 1995. p. 1806–1813.

BLAABJERG, F.; FREYSSON, S.; HANSEN, H.; HANSEN, S. 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, Julho 1997.

BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 33, n. 3, p. 756–764, Maio-Junho 1997.

BOSE, B. Energy, environment, and advances in power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 688–701, 2000.

BOSE, B. Power electronics and motor drives - recent technology advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, p. 22–25, Julho 2002.

BOUSCAYROL, A.; DAVAT, B.; DEFORNEL, B.; FRANÇOIS, B.; HAUTIER, J.; TABAR, F.; DAVID, M. Multi-machine multi-converter system for drives: analysis of coupling by a global modeling. *IEEE Industry Applications Conference*, v. 3, p. 1474–1481, 2000.

BOUSCAYROL, A.; DAVID, M.; FORNEL, B. de. Comparative studies of inverter structures for a mobile robot asynchronous motorisation. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, v. 1, p. 447–452, 1996.

BOUSCAYROL, A.; FRANÇOIS, B.; DELARUE, P.; NIIRANEN, J. Control implementation of a five-leg ac-ac converter to supply a three-phase induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 1, p. 107–115, Janeiro 2005.

BOUSCAYROL, A.; SIALA, S.; DAVID, M.; FORNEL, B. de. Four-legged pwm inverters feeding two induction motors for a vehicle drive application. *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. International Conference on 26-28 Oct 1994*, 1994.

BROECK, H. Van der; WAN WYK, J. A comparative investigation of three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 20, n. 1, p. 309–320, Março-Abril 1984.

CHEN, L.; BLAABJERG, F. A three-phase predictive pwm ac/dc converter with phase compensation and space vector control. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, n. 0, p. 863–869, Março 1995.

CHOMAT, M.; LIPO, T. Adjustable-speed single-phase im drive with reduced number of switches. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 3, p. 819–825, Maio-Junho 2003.

CORRÊA, M.; JACOBINA, C.; LIMA, A. de; SILVA, E. da. A new approach to generate pwm patterns for four-switch three-phase inverters. *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99.*, v. 2, p. 941 – 946, 1999.

CORRÊA, M.; JACOBINA, C.; SILVA, C. da; LIMA, A. de. Reduced switch count dual-winding ac drive system with common-mode voltage mitigation. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 1, p. 458–464, 2005.

CORRÊA, M.; MIRANDA, R.; SILVA, C. da; JACOBINA, C.; SILVA, E. da; LIMA, A. de. Common-mode voltage reduction in a reduced-switch induction motor drive system. *Industry Applications Conference*, v. 4, p. 2809–2815, 2005.

CORRÊA, R.; JACOBINA, C.; LIMA, A. de; SILVA, E. da. A three-leg voltage source inverter for two-phase ac motor drive systems. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 17, n. 4, p. 517 – 523, Julho 2002.

DELARUE, P.; BOUSCAYROL, A.; FRANÇOIS, B. Control implementation of a five-leg voltage-source-inverter supplying two three-phase induction machines. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, v. 3, p. 1909–1915, 2003.

DELARUE, P.; BOUSCAYROL, A.; SEMAIL, E. Generic control method of multileg voltage-source-converters for fast practical implementation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 2, p. 517–526, Março 2003.

EL-TAMALY, A.; EL-TAMALY, H.; CENGELCI, E.; ENJETI, P.; MULJADI, E. Low cost pwm converter for utility interface of variable speed wind turbine generators. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, p. 889–895, 1999.

ENJETI, P.; RAHMAN, A. A new single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. In: *Conf. Rec. IAS*. 1990. p. 935–939.

ENJETI, P.; RAHMAN, A. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 29, n. 4, p. 806–813, Julho-Agosto 1993.

ENJETI, P.; RAHMAN, A.; JAKKLI, R. Economic single phase to three phase converter topologies for fixed frequency output. *IEEE Trans. On Power Electronics*, v. 8, n. 3, p. 329–335, Julho-Agosto 1993.

ENJETI, P.; SHIREEN, W. An advanced programmed pwm modulator for inverters which simultaneously eliminates harmonics and rejects dc link voltage ripple. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, p. 681–685, 1990.

FRANCISCO, J.-P.; NÚÑEZ, C.; ÁLVAREZ, R. A novel speed control approach in parallel-connected induction motor by using a single inverter and electronic virtual line-shafting. *Power Electronics Specialists Conference*, 2005.

FRANÇOIS, B.; DELARUE, P.; BOUSCAYROL, A.; NIIRANEM, J. Five-leg ac-ac power converter: structure, modeling and control. *IEEE Industry Applications Conference*, v. 3, p. 1525–1535, 2000.

HOLMES, D.; LIPO, T. *Pulse Width Modulation For Power Converters*. A John Wiley Sons, Inc., Publication, 2003.

HOLTZ, J. Pulsewidth modulation-a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, v. 39, n. 5, p. 410 – 420, Outubro 1992.

HOLTZ, J.; BEYER, B. Optimal pulsewidth modulation for ac servos and low-cost industrial drives. *Industry Applications, IEEE Transactions*, v. 30, n. 4, p. 1039 – 1047, Julho-Agosto 1994.

IQBAL, A.; VUKOSAVIC, S.; LEVI, E.; JONES, M.; TOLIYAT, H. Dynamics of a series-connected two-motor five-phase drive system with a single-inverter supply. *Industry Applications Conference*, v. 2, p. 1081–1088, 2005.

ITOH, J.; FUJITA, K. Novel unity power factor circuits using zero-vector control for single-phase input systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 15, n. 1, p. 36–43, Janeiro 2000.

JACOBINA, C.; CORRÊA, M.; RIBEIRO, R.; OLIVEIRA, T.; SILVA, E. da; LIMA, A. de. Ac/ac converters with a reduced number of switch. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 3, p. 1755–1762, 2001.

JACOBINA, C.; CORRÊA, M.; SILVA, C. da; OLIVEIRA, T.; FREITAS, I. de; SILVA, E. da. Reduced switch count multiple phase ac motor drive systems without boost inductor filter. *Power Electronics Specialists Conference*, v. 5, p. 3390 – 3396, 2004.

JACOBINA, C.; CORRÊA, M. de; SILVA, C. da; OLIVEIRA, T.; SILVA, E. da. Reversible six-phase ac motor drive systems with reduced switch count. *Industry Applications Conference*, v. 4, p. 2418–2425, 2005.

JACOBINA, C.; FREITAS, I. de; CORRÊA, M.; OLIVEIRA, T.; SILVA, E. da. Five-phase ac motor drive systems without boost inductor filter. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, p. 726–732, 2005.

JACOBINA, C.; FREITAS, I. de; SILVA, E. da; LIMA, A. de; OLIVEIRA, T. de. Ac-ac single-phase to single-phase two-leg converters. *Industry Applications Conference*, v. 4, n. 2, p. 2388 – 2394, 2005.

JACOBINA, C.; LIMA, A. *Acionamentos de Máquinas Elétricas de Alto Desempenho*. Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 2002.

JACOBINA, C.; LIMA, A. de; SILVA, E. da; ALVES, R.; SEIXAS, P. 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, Maio 2001.

JACOBINA, C.; OLIVEIRA, T.; CORRÊA, M.; LIMA, A. de; SILVA, E. da. Component minimized drive systems for multi-machine applications. *Power Electronics Specialists Conference*, v. 3, p. 1445–1450, 2002.

JACOBINA, C.; OLIVEIRA, T. M. Six-switch single-phase ac/ac converter. In: 2001. v. 1, p. 186 – 192.

JACOBINA, C.; RIBEIRO, R.; SILVA, E. da; LIMA, A. de; OLIVEIRA, T. A reduced switch count three-phase ac motor drive. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 1, p. 378 – 384, 2001.

JACOBINA, C.; SANTOS, E. dos; CORRÊA, M.; SILVA, E. da. Single-phase input reduced switch count ac-ac drive systems. *Industry Applications Conference*, v. 4, n. 2, p. 2505 – 2511, 2005.

JACOBINA, C.; SANTOS JR, E. dos; CORRÊA, M. Control of the single-phase to three-phase four-leg converter for constant frequency output voltage. *Power Electronics Specialists Conference*, 2005.

JACOBINA, C.; SANTOS JR, E. dos; CORRÊA, M. Single-phase to three-phase four-wire ac-ac component minimized converters without capacitor dc-bus mid-point connection. *Power Electronics Specialists Conference*, 2005.

JACOBINA, C.; SANTOS JR, E. dos; CORRÊA, M.; SILVA, E. da. Reduced switch count ac-ac two-phase drive systems. *Power Electronics Specialists Conference*, 2005.

JACOBINA, C. B.; CORRÊA, M.; LIMA, A. de; SILVA, C. da. Ac motor drive systems with a reduced switch count converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 5, p. 1333–1342, Setembro-Outubro 2001.

JACOBINA, C. B.; CORRÊA, M.; SILVA, E. da; LIMA, A. de. Induction motor drive system for low-power applications. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 35, n. 5, p. 52–61, Janeiro-Fevereiro 1999.

JACOBINA, C. B.; SILVA, E. da; LIMA, A. de; RIBEIRO, R. Vector and scalar control of a four switch three phase inverter. In: *Conf. Rec. IAS*. 1995. p. 2422–2429.

JIANGBO, W.; YUE, W.; ZHAOAN, W.; JUN, Y.; YUNQING, P.; QIANG, D. Comparative study of vector control schemes for parallel-connected induction motors. *Power Electronics Specialists Conference*, 2005.

JONES, M.; LEVI, E.; IQBAL, A. A five-phase series connected two-motor drive with current control in the rotating reference frame. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Aachen, Germany: 2004. p. 3278 – 3284.

JONES, M.; LEVI, E.; VUKOSAVIC, S.; TOLİYAT, H. Independent vector control of a seven-phase three-motor drive system supplied from a single voltage source inverter. *IEEE Annual Conference on Power Electronics Specialist*, v. 4, p. 1865–1870, 2003.

JONES, M.; LEVI, E.; VUKOSAVIC, S.; TOLIYAT, H. A novel nine-phase four-motor drive system with completely decoupled dynamic control. *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, v. 1, p. 637–642, 2003.

JONES, M.; VUKOSAVIC, S.; LEVI, E. Independent vector control of a six-phase series-connected two-motor drive. *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, v. 2, p. 879–884, 2004.

JONES, M.; VUKOSAVIC, S.; LEVI, E.; IQBAL, A. A novel six-phase series-connected two-motor drive with decoupled dynamic control. *Industry Applications Conference*, v. 1, p. 646, 2004.

KIEFERNDORF, F.; FÖRSTER, M.; LIPO, T. Reduction of dc-bus capacitor ripple current with pam/pwm converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 2, p. 607–614, Março-Abril 2004.

KIM, G.; LIPO, T. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. In: *Conf. Rec. IAS*. 1995. p. 2327 – 2332.

KIM, G.; LIPO, T. Vsi-pwm rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1331–1337, Novembro-Dezembro 1996.

KIM, G.; LIPO, T. Dc link voltage control of reduced switch vsi-pwm rectifier/inverter system. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON. 23rd International Conference*, v. 2, p. 833–838, Novembro 1997.

KWAK, S.; TOLIYAT, H. Design and performance comparisons of two multidrive systems with unity power factor. In: *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. p. 417–426.

LEDEZMA, E.; MCGRATH, B.; MUNOZ, A.; LIPO, T. Dual ac-drive system with a reduced switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 5, p. 1325–1333, Setembro-Outubro 2001.

- LEDEZMA, E.; MUNOZ-GARCIA, A.; LIPO, T. A dual three-phase drive system with a reduced switch count. *Industry Applications Conference*, v. 1, p. 781–788, 1998.
- LEE, B.; FAHIMI, B.; EHSANI, M. Overview of reduced parts converter topologies for ac motor drives. In: *Conf. Rec. PESC*. 2001. p. 2019–2024.
- LEVI, E.; IQBAL, A.; VUKOSAVIC, S.; TOLIYAT, H. Modeling and control of a five-phase series-connected two-motor drive. *Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, v. 1, p. 208–213, 2003.
- LEVI, E.; JONES, M.; VUKOSAVIC, S. Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings. *IEE Electric Power Applications*, v. 150, n. 5, p. 580–590, Setembro 2003.
- LEVI, E.; JONES, M.; VUKOSAVIC, S.; TOLIYAT, H. A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 2, p. 320–335, Março 2004.
- LEVI, E.; JONES, M.; VUKOSAVIC, S.; TOLIYAT, H. Operating principles of a novel multiphase multimotor vector-controlled drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 19, n. 3, p. 508–516, Setembro 2004.
- LIPO, T. Electric drives technology - part way to where? *International Conference IEMD*, p. 1–3, Maio 1999.
- LIXIANG, W.; LIPO, T.; HO, C. Matrix converter topologies with reduced number of switches. *Power Electronics Specialists Conference*, v. 1, p. 57–63, 2002.
- MA, J.; BIN, W.; ZARGARI, N.; RIZZO, S. A space vector modulated csi-based ac drive for multimotor applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 4, p. 535–544, Julho 2001.
- MCMURRAY, W. Power electronic circuit topology. *Proceedings of the IEEE*, v. 76, n. 4, p. 428 – 437, Abril 1988.

- MIRANDA, R.; JACOBINA, C.; CORRÊA, M.; LIMA, A. de. Reduced switch count dual-winding ac motor drive systems. *Power Electronics Specialists Conference*, 2005.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. *Power Electronics - Converters, Applications, and Design*. John Wiley e Sons, Inc. 2nd Ed., Toronto/New York/ Singapore, 1989.
- OLIVEIRA, T.; JACOBINA, C.; LIMA, A. de; SILVA, E. da. Component minimized single-phase converters for multiple single-phase loads. *IEEE Industry Applications Conference*, v. 1, p. 453 – 458, 2002.
- PAN, C.; JIANG, M. Control and implementation of three phase voltage-double reversible ac to dc converter. In: *Conf. Rec. PESC*. 1995. p. 437–443.
- PAN, C.-T.; CHEN, T.-C.; HONG, Y.-H.; HUNG, C.-M. A new dc-link converter for induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 10, n. 1, p. 71–77, Março 1995.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência*. MAKRON Books do Brasil Editora Ltda., 1999.
- RENDUSARA, D.; CENGELCI, E.; ENJETI, P.; LEE, D. An evaluation of the dc-link capacitor heating in adjustable speed drive systems with different utility interface options. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, p. 781–787, 1999.
- RIBEIRO, R.; JACOBINA, C.; SILVA, E. da; LIMA, A. de. Ac/ac converter with four switch three phase structures. In: *Power Electronics Specialists Conference*. 1996. p. 134–139.
- SANTOS JÚNIOR, E. C. dos. *Sistemas de Acionamento Estático com Número Reduzido de Componentes*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 2005.
- SANTOS JR, E. C. dos; JACOBINA, C.; CORRÊA, M.; SILVA, E. da. Three-phase ac/ac motor drives with reduced number of switches and without boost inductors. *Brazilian Power Electronics Conference*, 2005.

SIYOUNG, K.; SEUNG-KI, S.; LIPO, T. Ac/ac power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 1, p. 139–145, Janeiro-Fevereiro 2000.

SU, G.; HSU, J. A five-leg inverter for driving a traction motor and a compressor motor. *WPET2004-IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation*, v. 20, n. 1, p. 117–123, Outubro 2004.

SU, G.; HSU, J. An integrated traction and compressor drive system for ev/hev applications. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, p. 719–725, 2005.

TOMASELLI, L.; LAZZARIN, T.; MARTINS, D.; BARBI, I. Application of the vector modulation in the symmetrical two-phase induction machine drive. *Power Electronics Specialists Conference*, 2005.

TOMASELLI, L. C.; DENIZAR, C. M.; BARBI, I. Two phase voltage inverter with three legs operating in the overmodulation range. *Brazilian Power Electronics Conference*, 2005.

WELCHKO, B.; LIPO, T. A novel variable-frequency three-phase induction motor drive system using only three controlled switches. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 6, p. 1739–1745, Novembro-Dezembro. 2001.

WOLFF, J.; SENS, M. *O Motor Elétrico - Uma história de energia, inteligência e trabalho*. UNERJ, 1ST Ed., Jaraguá do Sul, 2004.