



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

Conversores Monofásico-Trifásicos com Otimização de Perdas, Tolerância à Falha e Comparação Multicritério

José Artur Alves Dias

Tese submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande-PB, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientador:
Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.

Campina Grande-PB
Julho de 2010



FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

D541c Dias, José Artur Alves.

Conversores monofásico-trifásicos com otimização de perdas, tolerância à falha e comparação multicritério / José Artur Alves Dias. - Campina Grande, 2010.

190f. : il. col.

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

Referências.

Orientadores : Prof^o. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof^o. D. Sc. Euzeli Cipriano dos Santos Jr.

1. Eletrônica de Potência. 2. Conversores Estáticos. 3. Conversores Monofásicos-Trifásicos. 4. Perdas em IGBT (Dispositivo Eletrônico). I. Título.

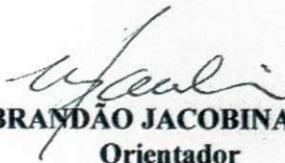
CDU 621.38(043)

UFCG - BIBLIOTECA - CAMPUS I	
2708	38-30-elo

**CONVERSORES MONOFÁSICO-TRIFÁSICOS COM OTIMIZAÇÃO DE PERDAS,
TOLERÂNCIA A FALHA E COMPARAÇÃO MULTICRITÉRIO**

JOSÉ ARTUR ALVES DIAS

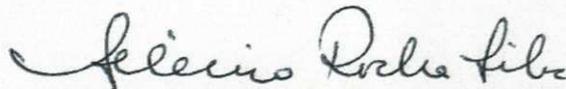
Tese Aprovada em 11.08.2010



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador



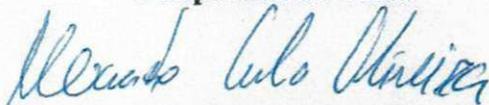
EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Orientador



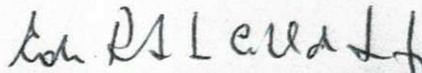
SELÊNIO ROCHA SILVA, D.Sc., UFMG
Componente da Banca



MARCELO CABRAL CAVALCANTI, D.Sc., UFPE
Componente da Banca



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca



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

CAMPINA GRANDE - PB
AGOSTO - 2010

Este trabalho é dedicado
especialmente aos meus pais,
José Artur de Pontes Dias e Maria
Ivete Alves Dias,
pelas mãos firmes que me levavam
ao colégio quando criança...

"Sendo dado um número finito de observações empíricas,
existe um número infinito de teorias correspondentes a elas..."

Duhem(1861-1916)/Quine(1908-2000)

Assim, este trabalho poderia ser abordado de muitas outras formas,
pois não se trata aqui de desvendar ou descobrir, mas de construir e criar.

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, pela retidão de valores que sempre me serviram de referência sem nunca terem me imposto nenhuma conduta.

Agradeço aos meus orientadores Cursino Brandão Jacobina e Euzeli Cipriano dos Santos Jr., meus mestres.

Agradeço a todos os participantes da Banca examinadora, pelas excelentes contribuições.

Agradeço aos meus amigos do IFPB, pela minha liberação, em especial ao Prof. Walmeran Trindade e Prof. Santa Cruz.

Agradecimento aos meus amigos do LEIAM, Álvaro, Nady, Montier, Lucas, Eisenhower, Welfen..., sem eles e sem o cafezinho, o fardo seria mais pesado.

Agradeço aos técnicos do LEIAM, Fabrício e Tâmisia, sempre com disposição de resolver nossos problemas.

Enfim, agradeço a todos que contribuíram para a construção deste trabalho.

Resumo

Esta pesquisa trata de apresentar soluções de baixo investimento e custo para um problema presente nos meios de produção rural, “Alimentar cargas trifásicas em ambientes onde só se tem disponibilidade de fontes monofásicas”. Devido à baixa densidade de consumidores, as concessionárias de energia elétrica utilizam sistemas de distribuição de baixo investimento. Os sistemas de distribuição de energia monofásica, seja fase-neutro, seja MRT, são muito utilizados em áreas rurais no Brasil e em outros países. Por outro lado, cargas trifásicas apresentam uma série de vantagens em relação a monofásicas como disponibilidade numa ampla faixa de potência, preço de venda, custo de manutenção, ruído e trepidação menores. A pesquisa se concentra no estudo de conversores do tipo VSI (fonte de tensão) com somente um capacitor no estágio CC. Dois conversores para cenário de baixo custo operacional são propostos, um de dez chaves e um de oito chaves. Tais conversores aproveitam a configuração de filtros ativos universais para aumentar sua eficiência. São realizadas análises em regime permanente para determinar suas características de tensão de barramento CC, corrente de braço e perdas nos módulos IGBTs. Tais características determinam os pontos operacionais mais atrativos. Resultados de simulações dinâmicas e experimentais são realizados. Devido à operação em paralelo com a fonte monofásica, estes conversores propostos apresentam perdas nos módulos IGBT mais uniformes que os conversores em série. Esta característica influencia na confiabilidade dos mesmos. Comparação multicritério é realizada com os conversores já publicados na literatura técnica. Duas ferramentas são propostas, uma para estimação rápida de perdas nas chaves em conversores sincronizados, outra para estimação de forma iterativa da confiabilidade de conversores também sincronizados. Uma Aplicação de tolerância à falha para um conversor de dez chaves é realizada, no intuito de propor uma configuração destinada a um cenário em que a parada não planejada do conversor possui custo elevado.

Palavras-chave: conversor monofásico-trifásico, perdas em módulos IGBT, confiabilidade de conversores estáticos, análise multicritério.

Abstract

This research provide low cost and investment solutions for a problem present in rural areas, “use three-phase loads where have only single-phase source availability”. The concessionaires of electric power distribution use low investment systems in rural areas because of its low density of consumers. Single-phase systems of power distribution, or phase-neutral SWER (Single Wire Earth Return) systems, are widely used in rural areas in Brazil and others countries. Moreover, three-phase loads have a number of advantages over single-phase loads, available in a wide range of power, cheaper, lower cost maintenance, more robust, less noise, among others. This research focuses on the study of converters such as VSI (Voltage Source Inverter) with only one capacitor in the DC link. Two converters of low operating cost are proposed, one of ten switches and another of eight switches. These converters take advantage of the configuration of universal active filters to increase efficiency. Steady state analysis are performed to determine characteristics of minimum DC link voltage, arm current and IGBTs dual module losses. These characteristics determine the operating points more attractive. Results of dynamic simulations and experiments are performed. The proposed converters have more uniform IGBT module losses that the converters in series. This feature improves their reliability. Multicriteria comparison is made with the converters already published in literature. Tools are proposed for quick estimation of IGBT module losses and reliability of the synchronized converters. An application of fail tolerance for a converter of ten switches is performed in order to propose a configuration for a scenario where the unplanned shutdown of the converter has high cost.

Keywords: Single-phase to three-phase converter, IGBT module losses, static converter reliability, multicriteria analisys.

Sumário

Resumo	v
Abstract	vii
Sumário	viii
Índice de tabelas	xiii
Índice de figuras	xv
Nomenclatura	xxii
Lista de siglas	xxiv
1 Introdução	1
1.1 Estado da arte	5
1.2 Contribuições pretendidas	11
1.3 Visão geral da organização do trabalho	12
1.4 Artigos publicados	14
2 Determinação de um estimador de perdas para módulos IGBTs	16
2.1 Perdas por condução	17
2.2 Perdas por chaveamento	19
2.2.1 Perdas por chaveamento (no bloqueio)	19
2.2.2 Perdas por chaveamento (no disparo)	20
2.2.3 Perdas por recuperação reversa do diodo (bloqueio do diodo)	21
2.3 Pressupostos levados em consideração na determinação das perdas nos módulos IGBTs	23

2.4	Determinação das funções contínuas de perdas através de regressão estatística	24
2.5	Estimador de perdas em módulos IGBT para simulações em regime permanente	26
2.5.1	Comparação do esforço computacional	30
2.6	Determinação experimental das perdas do módulo CM50DY-24H	32
2.6.1	Ajuste das perdas por condução	33
2.6.2	Ajuste das perdas por chaveamento (bloqueio)	35
2.6.3	Ajuste das perdas por chaveamento (disparo)	38
2.6.4	Ajuste das perdas por chaveamento - recuperação reversa	39
2.7	Determinação experimental das perdas nas chaves por balanço de potência	40
2.8	Estimação das perdas nos módulos na modulação SYPWM	45
2.9	Conclusões	47
3	Estimação de confiabilidade de conversores sincronizados e tolerância à falha	48
3.1	Estimação da Confiabilidade de módulos duais de IGBTs	50
3.1.1	Falhas em módulos duais IGBTs	50
3.1.2	Dados experimentais utilizados	52
3.2	Estimação da confiabilidade de conversores monofásicos-trifásicos	55
3.3	Aplicações de redundância <i>standby</i> para o conversor 10C	58
3.3.1	Determinação da confiabilidade da configuração 10C-TF1	59
3.3.2	Estudo de implementação do sistema de tolerância à falha	61
3.3.3	Resultados de Simulação	63
3.3.4	Resultados experimentais	66
3.4	Redundância <i>standby</i> compartilhando braços	69
3.4.1	Configurações pós-falhas no inversor trifásico	70
3.4.2	Resultados Experimentais	72
3.5	Conclusões	74
4	Proposta de uma configuração de dez chaves - 10C-T	75
4.1	Estudo da configuração 10C-T em regime permanente	77
4.2	Controle e estratégia operacional do PWM	79
4.3	Outras características importantes	81
4.4	Estudo das perdas nos módulos de IGBT do conversor 10C-T	86

4.5	Determinação da corrente do capacitor	86
4.6	Resultados de simulação dinâmica e experimental	88
4.7	Perdas suplementares do sistema	92
4.8	Conclusões	92
5	Proposta de uma configuração de oito chaves - 8C-T	94
5.1	Estudo da configuração 8C-T em regime permanente	94
5.2	Controle e estratégia operacional do PWM para a configuração 8C-T	96
5.2.1	Outras características importantes	98
5.3	Estudo das perdas nos módulos de IGBT do conversor 8C-T	100
5.4	Determinação da corrente do capacitor	101
5.5	Resultados de simulação dinâmica e experimental	102
5.6	Perdas suplementares do sistema	106
5.7	Conclusões	106
6	Comparação multicritério das alternativas enfocadas	107
6.1	Critérios abordados	109
6.1.1	Tensão mínima de barramento	109
6.1.2	Perdas no conversor	111
6.1.3	Confiabilidade dos conversores (módulos IGBTs)	112
6.1.4	Confiabilidade dos conversores (capacitores)	114
6.1.5	Outros critérios abordados	115
6.2	Comparação	116
6.2.1	Cenário A- Características técnicas prioritárias	117
6.2.2	Cenário B- Investimento prioritário	118
6.2.3	Cenário C- Custo operacional prioritário	119
6.3	Conclusões	120
7	Conclusões	122
	Referências	125
	APÊNDICES	136

A	Abordagem linear das perdas nas chaves para modulação senoidal	137
B	Conceitos básicos de confiabilidade de componentes e sistemas	139
B.1	Parâmetros e variáveis da distribuição de Weibull	140
B.2	Método de inferência utilizado no trabalho	143
B.3	Determinação de confiabilidade de sistemas de componentes	145
C	Configuração 10C	148
C.1	Configuração	148
C.2	Controle	148
C.3	Estratégias do PWM	149
C.3.1	Modulação senoidal ($v_{n0} = 0$)	149
C.3.2	Modulação SYPWM	149
C.4	Determinação da corrente do capacitor	150
D	Configuração 8C	151
D.1	Configuração	151
D.2	Controle	151
D.3	Estratégias do PWM	152
D.3.1	Modulação senoidal ($v_{n0} = 0$)	152
D.3.2	Modulação SYPWM	153
D.4	Determinação da corrente do capacitor	154
E	Configuração 6C	155
E.1	Configuração	155
E.2	Controle	156
E.3	Estratégias do PWM	156
E.3.1	Modulação senoidal ($v_{n0} = 0$)	156
E.3.2	Modulação SYPWM	156
E.4	Determinação da corrente do capacitor	157
F	Considerações sobre a confiabilidade dos capacitores	158
F.1	Determinação da corrente dos capacitores	159

G	Simulações dinâmicas das configurações 10C-T e 8C-T	161
H	Plataforma de aquisição de resultados experimentais	164

Índice de tabelas

2.1	Esforço computacional, em multiplicações e exponenciações, dos métodos linear e não linear para a determinação das perdas por condução.	32
2.2	Valores de parâmetros ajustados para as perdas por condução do IGBT e do diodo.	34
2.3	Resultados dos ajustes das perdas por chaveamento (bloqueio).	36
2.4	Resultados dos ajustes das perdas por chaveamento (disparo).	38
2.5	Resultados dos ajustes das perdas por chaveamento (recuperação reversa).	40
2.6	Resultados de comparação das perdas nos módulos IGBTs para as modulações senoidais e SYPWM.	46
2.7	Resultados de comparações de amostras estatísticas emparelhadas.	47
3.1	Valores dos parâmetros da distribuição de Weibull para IGBT e Diodo. Esforço e definição de falha definidos em (SANKARAN, 1997).	53
3.2	Valores dos parâmetros da função de confiabilidade interpolada para intervalo entre 60°C e 90°C.	54
3.3	Convergência da temperatura de junção dos módulos para o conversor 10C.	57
3.4	Estado dos triacs antes e depois da falha.	59
3.5	Descrição dos eventos e confiabilidade do sistema final.	60
4.1	Perdas dos módulos estimadas no ponto operacional da prática experimental da configuração 10C-T.	90
4.2	Valor dos THD experimentais e da simulação dinâmica da configuração 10C-T.	91
4.3	Perdas de cada módulo (braço) determinadas por simulação dinâmica, para o caso do ensaio experimental.	93

5.1	Perdas dos módulos estimadas no ponto operacional da prática experimental da configuração 8C-T.	104
5.2	Valor dos THD experimentais e da simulação dinâmica, para a configuração 8C-T	105
5.3	Perdas de cada módulo (braço) determinadas por simulação dinâmica, para o caso do ensaio experimental - 8C-T.	106
6.1	Tensão de barramento mínima de cada configuração.	110
6.2	Perdas nos módulos IGBTs + perdas suplementares de cada configuração operando na base comum de operação.	111
6.3	Temperatura de convergência e COMF de cada configuração em estudo e confiabilidade dos conversores.	113
6.4	Valor do impacto da confiabilidade dos capacitores de cada configuração. . .	114
6.5	Valor das correntes de braço média de cada configuração.	115
6.6	Valor de cada critério que pode ser determinado por inspeção.	116
B.1	Resultado de falhas para um módulo IGBT dual submetido à $T=60^{\circ}\text{C}$	144
B.2	Parâmetros estimados para um módulo dual de IGBT contido em Sankaran et al. (1997).	144
C.1	Controles da configuração.	148
C.2	Tensão de barramento mínima para modulação senoidal.	149
C.3	Tensão de barramento mínima para modulação SYPWM.	150
D.1	Controles da configuração.	152
E.1	Controles da configuração.	156
E.2	Tensão de barramento mínima para modulação senoidal.	156
E.3	Tensão de barramento mínima para modulação SYPWM.	157

Índice de figuras

1.1	Definição do foco do contexto geral das soluções de conversão monofásica - trifásica.	3
1.2	Árvore multicritério utilizada para comparação de configurações.	4
2.1	Circuito utilizado para determinação das perdas por condução da chave e do diodo.	18
2.2	Buck utilizado para determinar as perdas por chaveamento (disparo e bloqueio da chave).	19
2.3	Potência dissipada no bloqueio do módulo CM50DY-24H para $v_{ce} = 500V$, $i_c = 50A$ e $T_j = 25^\circ C$	20
2.4	Potência dissipada no disparo do módulo CM50DY-24H para $v_{ce}=500V$, $i_c=50$ A e $T_j=25^\circ C$	21
2.5	Potência dissipada na recuperação reversa do diodo de roda livre do módulo CM50DY-24H para $v_{ce}=500V$, $i_c=50$ A e $T_j=25^\circ C$	22
2.6	Esquema para determinação de perdas por recuperação do diodo.	22
2.7	Tensão de referência, corrente de carga, estado das chaves e moduladora, e índice de modulação unitário, frequência do PWM igual 3 X frequência da referência.	27
2.8	Tensão de polo de um período genérico de uma modulação PWM.	27
2.9	Intervalos de estudo das perdas de um módulo dual de IGBT.	29
2.10	Fluxograma do método destinado à estimação de perdas proposto.	31
2.11	Plataforma para determinação de perdas em módulos IGBTs.	33
2.12	Perdas por condução determinadas experimentalmente na (a)- chave para $T_j = 25^\circ C$ e $125^\circ C$ e no (b)- diodo para $T_j = 25^\circ C$	34

2.13	Perdas por condução extraídas do catálogo do fabricante (a)- chave para $T_j = 25^\circ C$ e $125^\circ C$ e no (b)- diodo para $T_j = 25^\circ C$	35
2.14	Bloqueio da chave do módulo CM50DY-24H para $E = 50V$, $i_c = 1,5A$, $T_j = 25^\circ C$	35
2.15	Área limite das observações das perdas por chaveamento.	36
2.16	Gráfico da função ajustada para as perdas de bloqueio no chaveamento (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$	37
2.17	Gráfico das perdas por chaveamento no bloqueio com $r_g = 45\Omega$, tempo de subida do sinal de gate $40ns$, para $T_j = 25^\circ C$ (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$	37
2.18	Disparo da chave do módulo CM50DY-24H para $E = 50V$, $i_c = 1,5A$, $T_j = 25^\circ C$	38
2.19	Gráfico do modelo ajustado para as perdas de disparo no chaveamento (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$	39
2.20	Gráfico das perdas por chaveamento no disparo com $r_g = 45\Omega$, tempo de subida do sinal de gate $40nS$, $T_j = 25^\circ C$ (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$	39
2.21	Gráfico do modelo ajustado para as perdas de recuperação do diodo (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$	40
2.22	Inversor com dois braços para determinação de perdas experimentais.	41
2.23	(a)-Tensão de barramento CC $E = 200V$ e (b)-Corrente contínua de barramento i_{cc}	43
2.24	Tensão na carga v_r (para tensão de pico de $200V$) e corrente da carga $i_r = 3A(RMS)$	43
2.25	Resultados experimentais com temperatura ignorada e simulação dinâmica nas mesmas condições, para (a)- $E = 100V$, (b)- $E = 150V$	44
2.26	Resultados experimentais com temperatura ignorada e simulação dinâmica nas mesmas condições, para $E = 200V$	44
2.27	Inversor trifásico para comparação das perdas nos módulos estimadas entre as modulações senoidal e SYPWM.	46
3.1	Falha de contato de fio com a superfície do chip do semiconductor, extraído de Lu (2009).	51
3.2	Confiabilidade de um módulo IGBT , para $60^\circ C < \Delta T < 90^\circ C$	53

3.3	Confiabilidade de um módulo IGBT inferida e interpolada para $\Delta T = 60^{\circ}C$ e $\Delta T = 90^{\circ}C$	54
3.4	Método de estimação da confiabilidade de conversores sincronizados.	56
3.5	Confiabilidade do conversor 10C operando com as temperaturas de convergência da Tab.4.3.	58
3.6	Configuração de 10 chaves tolerante à falha 10C-TF.	58
3.7	Configuração final no caso de falha do módulo q4.	59
3.8	Configuração final no caso de falha do módulo q5.	59
3.9	Representação do sistema com duas unidades redundantes.	60
3.10	Modos de sucessos do sistema para duas unidades redundantes, onde c1 é o momento da falha.	60
3.11	Gráfico da confiabilidade do sistema sem e com redundância standby.	61
3.12	Diagrama de bloco de um sistema tolerante à falha geral.	62
3.13	Fluxograma representativo do método utilizado para detecção de falha.	63
3.14	Exemplo de reconfiguração para uma falha no módulo 4.	64
3.15	Tensão de barramento CC - simulação dinâmica.	65
3.16	Corrente da fonte monofásica- simulação dinâmica.	65
3.17	Tensão de linha v_{23} na carga- simulação dinâmica.	65
3.18	Tensão de linha v_{31} na carga- simulação dinâmica.	66
3.19	Tensão e_g e corrente i_g da fonte monofásica- simulação dinâmica.	66
3.20	Tensão de barramento CC- resultado experimental.	67
3.21	Corrente da fonte monofásica-resultado experimental.	67
3.22	Tensão de linha v_{23} na carga- resultado experimental.	68
3.23	Tensão de linha v_{31} na carga- resultado experimental.	68
3.24	Tensão e_g e corrente i_g da fonte monofásica- resultado experimental.	68
3.25	Erro de detecção antes da falha- resultado experimental.	69
3.26	Erro de detecção depois da falha- resultado experimental.	69
3.27	Configuração com tolerância à falha no inversor trifásico utilizando compartilhamento de braços.	70
3.28	Configurações pós-falhas do inversor trifásico (a)- Braço 1; (b)- Braço 2 e (c)- Braço 3.	70

3.29	Intervalos de barramento CC mínimo para falha nos (a)- Braço 1; (b)- Braço 2 e (c)- Braço 3.	71
3.30	Falha ocorrida num sincronismo dentro do intervalo ótimo de tensão de barramento (Na mesma tela são representadas de cima para baixo: e_g , E , i_g , v_{23} .)	72
3.31	Falha ocorrida num sincronismo fora do intervalo ótimo de tensão de barramento (na mesma tela são representadas de cima para baixo: e_g , E , i_g , v_{23} .)	73
3.32	Falha ocorrida num sincronismo fora do intervalo ótimo de tensão de barramento, com reconfiguração.	73
4.1	Configuração dez chaves proposta – 10C-T.	76
4.2	Diagrama fasorial de primeiro harmônico (RMS).	77
4.3	Modelo de regime permanente da configuração proposta.	78
4.4	Controle da estrutura proposta.	79
4.5	Procedimento de detecção da fase da fonte monofásica e_g	79
4.6	Tensão de barramento mínima para $l_f = 0.1pu$ e relações de tensões adotando a estratégia SYPWM : (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1, 73$	81
4.7	Módulo da tensão de polo (pico) em (pu), versus fator de potência e indutância de filtro. (a)- V_{54} e (b)- V_{34}	82
4.8	Diagrama fasorial de (a) - I_{b4} ; (b)- I_{b5}	83
4.9	Valor médio das correntes RMS dos braços do conversor com $l_f = 0,1pu$, $n_e = 0,5$ e (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1, 73$	84
4.10	Fluxo de potência aparente pelo transformador para as relações de tensões (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1, 73$	85
4.11	Fluxo de potência ativa pelo conversor, para $\eta = 1$ e $n_e = 0,5$	85
4.12	Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1$, a $10kHz$ e $T_j = 25^\circ C$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.	87
4.13	Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1, 73$, a $10kHz$ e $T_j = 25^\circ C$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.	87
4.14	Corrente de ripple do capacitor valor RMS (pu), para $\eta = 1$ e $n_e = 0,5$	88

4.15	Tensão de barramento CC, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.	89
4.16	Tensão e corrente da fonte monofásica, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.	90
4.17	Tensões trifásicas de linha v_{s23} e v_{s31} , (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.	90
4.18	Espectro de amplitude da corrente i_g experimental.	91
4.19	Espectro de amplitude das tensões de linha experimentais (a)- v_{s23} , (b)- v_{s31}	91
4.20	Perdas percentuais de um transformador de núcleo toroidal (100VA; 220V/220V) em função do carregamento.	92
5.1	Configuração proposta de oito chaves – 8C-T.	95
5.2	Modelo de regime permanente da configuração 8C-T.	95
5.3	Controle da estrutura proposta 8C-T.	97
5.4	Tensão de barramento mínima para $l_f = 0,1$ e relações de tensões adotando a estratégia SYPWM : (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1,73$	98
5.5	Tensão V_{43} em função do fator de potência e da indutância de filtro.	99
5.6	Diagramas fasoriais de (a) - I_{b3} ; (b)- I_{b4}	99
5.7	Valor médio das correntes RMS dos braços do conversor com $l_f = 0,1pu$, $n_e = 0,9$ e (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1,73$	100
5.8	Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1$, a $10kHz$ e $T_j = 25^\circ C$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.	101
5.9	Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1,73$, a $10kHz$ e $T_j = 25^\circ C$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.	101
5.10	Corrente de ripple do capacitor valor RMS (pu), para $\eta = 1$ e $n_e = 1$	102
5.11	Tensão de barramento CC da configuração 8C-T, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.	103
5.12	Tensão e corrente da fonte monofásica da configuração 8C-T, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.	103
5.13	Tensões trifásicas de linha v_{s23} e v_{s31} da configuração 8C-T, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.	104
5.14	Espectro de amplitude da corrente i_g experimental para a configuração 8C-T.	105

5.15	Espectro de amplitude das tensões de linha experimentais para a configuração 8C-T (a)- v_{s23} , (b)- v_{s31}	105
6.1	Escala e classificação das configurações no critério tensão de barramento mínima.	110
6.2	Escalas e classificação para o critério de perdas nas chaves IGBTs e suplementares do sistema (a)- $T_j = 25^\circ C$, (b)- $T_j = 125^\circ C$	112
6.3	Escalas e classificação para o critério de confiabilidade dos IGBTs (a)- $T_{amb} = 25^\circ C$, (b)- $T_{amb} = 45^\circ C$	113
6.4	Escalas e classificação para o critério de confiabilidade dos capacitores (a)- $RSE = 0,07\Omega$, (b)- $RSE = 0,14\Omega$	115
6.5	Escala e classificação das configurações no critério de corrente média de braço.	116
6.6	Desempenho das alternativas em cada critério que compõe o cenário de características técnicas prioritárias (somente níveis I e II).	117
6.7	Classificação das alternativas no cenário A.	117
6.8	Desempenho das alternativas em cada critério que compõe o cenário de investimento inicial prioritário (somente níveis I e II).	118
6.9	Classificação das alternativas no cenário B.	118
6.10	Desempenho das alternativas em cada critério que compõe o cenário de custo operacional prioritário (somente níveis I e II).	119
6.11	Classificação das alternativas no cenário C.	120
A.1	Modelo linear do IGBT e do diodo de roda livre.	137
B.1	Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa < 1$	141
B.2	Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa = 1$	141
B.3	Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa > 1$	142
B.4	Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa \rightarrow \infty$	142
B.5	Confiabilidade do IGBT e do diodo.	145
B.6	Representação do sistema de componentes em série.	145

B.7	Representação do sistema de componentes em paralelo.	146
B.8	Representação do sistema de componentes em redundância standby.	146
C.1	Configuração 10C.	148
D.1	(a) Configuração, (b) Diagrama fasorial da configuração.	151
D.2	Tensão de barramento mínima em função do ângulo de sincronismo ε para modulação senoidal, (a) Relação de tensão $\eta = 1$, (b) Relação de tensão $\eta = 1,73$	152
D.3	Tensão de barramento mínima em função do ângulo de sincronismo ε para modulação SYPWM, (a) Relação de tensão $\eta = 1$, (b) Relação de tensão $\eta = 1,73$	153
D.4	Corrente de ripple do capacitor (valor RMS pu), para relação unitária e tensão de barramento mínima.	154
E.1	Configuração 6C.	155
F.1	Determinação da corrente de ripple RMS por simulação.	160
H.1	Fotografia da plataforma para aquisição de resultados experimentais.	165

Nomenclatura

α_k —Ângulo de localização de um pulso de PWM.

β (*beta*)—Ângulo de sincronismo entre v_g e v_{jn} .

c —Número de ciclos (esforço utilizado em confiabilidade).

c_0 —Número de ciclos inicial (Parâmetro de escala utilizado na distribuição de Weibull).

γ (*gama*)—ângulo de defasagem entre as tensões de um compensador série.

E —Tensão de barramento CC.

e_g —Tensão da fonte monofásica.

ϵ (*épsilon*)— Ângulo de sincronismo entre V_g e V_{1n} .

i_{sj} —Corrente da fase j da carga trifásica.

I_{sj} —Fasor de corrente de fase j da carga trifásica.

I_{bj} —Fasor de corrente do braço j .

i_{qj} —Corrente da chave j .

κ (*capa*)—Parâmetro de forma utilizado na distribuição de Weibull.

l_f —Indutância de filtros.

m_f —Razão da frequência de modulação (T_g/T).

λ (*lambda*)—Fluxo magnético (wb).

μ (*mi*)—Prefixo micro.

χ (*chi*)—Vida característica utilizado na distribuição de Weibull.

n_e —Relação de espiras de um transformador monofásico.

$\eta(eta)$ —Razão entre os módulos das tensões de linha trifásica e monofásica.

$\omega(\text{ômegaminusculo})$ —Frequência elétrica de uma fonte (rad/s).

$\pi(pi)$ —Constante 3,141592653.

$\rho(rho)$ —Ângulo defasagem entre e_g e v_g .

q_j —Função de estado (0 ou 1).

R —Função de confiabilidade.

R_{th} —Resistência térmica ($^{\circ}C/Watts$).

r_f —Resistência de filtros.

$\sigma_j(\text{sigma})$ —Tempo de ligação da chave j .

T —Período do PWM.

T_g —Período da frequência de alimentação da rede.

T_{bd} —Tempo de bloqueio ou disparo de um IGBT.

T_j —Temperatura de junção do IGBT e do diodo do módulo.

ΔT —Diferença entre a temperatura de junção e a temperatura do dissipador.

v_g —Tensão monofásica do conversor.

v_{sjn} —Tensão da fase j da carga trifásica em relação ao neutro.

v_{qj0} —Tensão de polo do braço j .

V_{jn} —Fasor da tensão da fase j da máquina em relação ao neutro fasor da tensão da fase j da carga trifásica em relação ao neutro.

V_g —Fasor da tensão monofásica do conversor.

v_{n0} —Tensão do neutro da carga trifásica em relação a referência do centro dos capacitores

$\phi(fi)$ —ângulo de fase entre tensão e corrente da carga.

$\Omega(\text{ômega})$ —Símbolo representativo da grandeza resistência elétrica.

Lista de siglas

CSI—Current Source Inverter (Inversor em fonte de corrente).

IGBT—Insulated Gate Bipolar Transistor.

MRT—Monofásico com Retorno pelo Solo.

PWM—Pulse Wave Modulation (Modulação por largura de pulso).

RMS—Root Mean Square (Valor eficaz).

RSE—Resistência Série Equivalente.

SPWM—Symetric Pulse Wave Modulation (Modulação por largura de pulso simétrica).

THD—Total Harmonic Distortion (Índice de distorção harmônica).

VSI—Voltage Source Inverter (Inversor em fonte de tensão).

1

Introdução

A eletrônica de potência vem apresentando cada vez mais soluções para processamento de energia, substituindo técnicas tradicionais por técnicas mais eficientes e com investimento e custo menores. No contexto deste trabalho, investimento é entendido como os gastos iniciais, realizados somente uma vez, como preço de compra dos componentes, gastos em projeto e execução. Custo é entendido como os gastos periódicos durante toda vida útil física do aparato, gastos com operação (incluindo perdas), manutenção e depreciação. As perdas constituem uma parcela do custo operacional que não adiciona valor ao produto ou serviço e podem ser reduzidas sem comprometer a qualidade destes.

Soluções em áreas de fontes chaveadas, automação industrial, acionamento de motores, iluminação e transmissão de energia vão se tornando cada vez mais comuns, alavancadas de um lado, por pesquisas incessantes dos fabricantes de dispositivos semicondutores, de outro, pela pesquisa aplicada. No entanto, estas soluções ainda não são acessíveis a todos. Para as propriedades rurais de pequeno porte, por exemplo, que possuem uma escassez de recurso histórica, tais equipamentos ainda são inacessíveis. De acordo com o último Censo Agropecuário, 2006, 31,9% dos estabelecimentos agropecuários no Brasil não consomem energia elétrica de nenhuma modalidade. Este índice sobe para 38,5% na região Nordeste (IBGE, 2006). Tais dados dão uma ideia da escassez de recursos por parte dos sistemas de produção rurais no Brasil.

Os sistemas de distribuição rural sempre foram um problema para as concessionárias

em todo e qualquer país. Com densidade de consumidor chegando a 2,5 por quilômetro quadrado apresenta retorno sobre o capital por volta de 400% menor que os sistemas urbanos (CAMPANA e SOARES, 2000). Este cenário faz nascer uma série de alternativas econômicas de distribuição de energia elétrica no meio rural, como é o caso das distribuições bifásicas e monofásicas. Entre as distribuições monofásicas destacam-se a fase-neutro (muito utilizada nos Estados Unidos e em algumas concessionárias do Brasil), e a MRT – Monofásico com retorno pelo solo (KASHERN, 2004), (WOLFS, 2005), (CEPEL-RER05, 2005). Por outro lado, é mais vantajoso, em muitas aplicações, a utilização de cargas trifásicas em relação às cargas monofásicas. Por exemplo, para a mesma potência, os motores monofásicos chegam a ser em média 70% mais caros que os trifásicos, além de ter um maior custo de manutenção, maior intensidade de ruídos e trepidações.

Assim, o cenário onde se enquadra a pesquisa possui as seguintes características:

- * Baixo índice de eletrificação;
- * Grande parte destes estabelecimentos eletrificados utilizam fontes monofásicas;
- * Necessidade de utilização de cargas trifásicas.

Tal cenário justifica a pesquisa em conversores estáticos de baixo investimento e custo no Brasil.

Ao longo do tempo foram propostas diversas soluções de conversão monofásica-trifásica utilizando aparatos ferromagnéticos e associação de capacitores (MONCRIEF, 1996). Tais soluções possuem rendimento baixo em relação às soluções baseadas nos conversores estáticos atuais. A partir da década de 1980 muitas configurações foram propostas baseadas em conversores estáticos com módulos IGBTs. Tais conversores possuem características de conversão em série (toda potência flui pelo conversor) ou paralela (somente uma parte da potência flui pelo conversor). Neste trabalho são propostas duas configurações de conversores estáticos em paralelo de reduzido custo operacional. Na Fig. 1.1, observa-se que a pesquisa, no contexto geral das soluções para o problema de conversão monofásica-trifásica, está focalizada em conversores estáticos monofásico-trifásico, com estágio CC e VSI.

No projeto dos conversores estáticos, investimento inicial e custo possuem relação conflitante. É comum a redução em investimento inicial ser acompanhada com aumento de custo

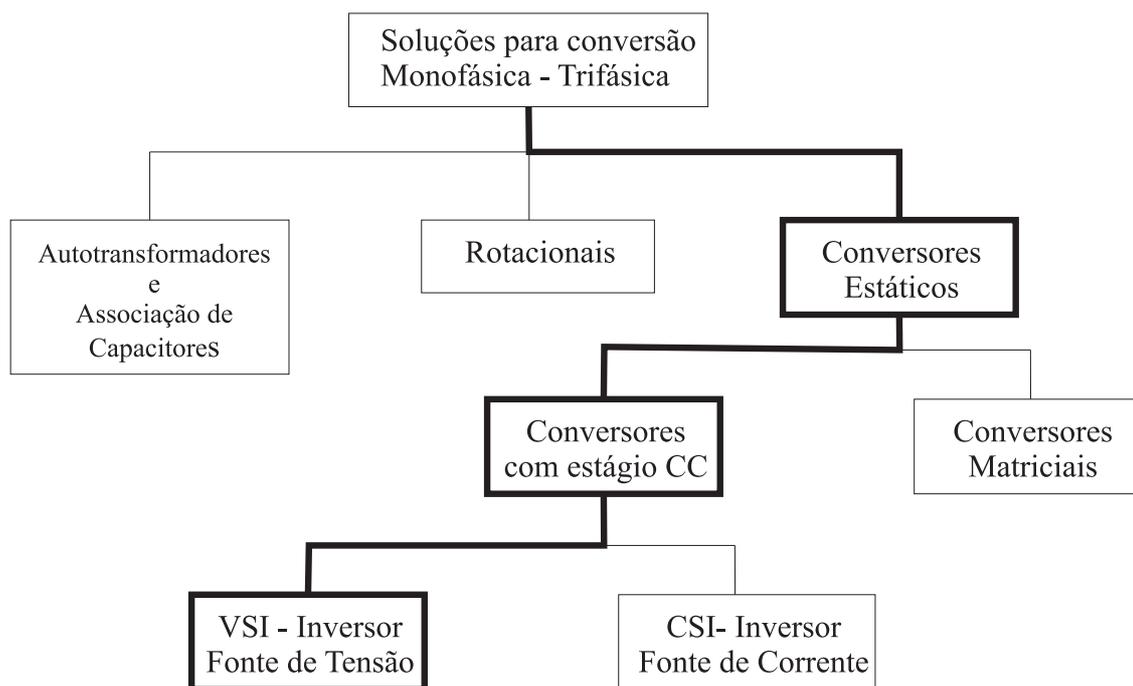


Figura 1.1: Definição do foco do contexto geral das soluções de conversão monofásica - trifásica.

e vice-versa. Hoje, é muito incentivado o projeto levando em consideração ambas as partes, investimento inicial e custo. No entanto, outros critérios também devem ser levados em consideração como distorção harmônica, confiabilidade, flexibilidade da configuração e outros. O cenário que será utilizado o conversor define os critérios mais importantes. A comparação multicritério de conversores estáticos, neste trabalho, leva em consideração um conjunto de cenários e uma classificação de conversores dentro de cada um deles. Por exemplo, um deles, em um cenário de escassez de recursos, os critérios de investimento e custo são os mais importantes. Outro exemplo é de um cenário onde o custo da parada de um processo produtivo é muito alto. Neste caso, a confiabilidade sobressai sobre os demais critérios. Assim, para comparar configurações de conversores operando sob as mesmas condições, é necessário análise sobre diversos critérios como desempenho técnico, investimento e custo operacional.

Alguns critérios são determinados de forma fácil e imediata, por exemplo, número de módulos IGBTs, operação em frequência variável. No entanto, critérios como perdas nos módulos e confiabilidade são de difícil estimação e dependem de uma série de pressupostos que devem ser analisados. Desta forma, quanto maior o conjunto de critérios na análise, mais precisa e mais complexa é a comparação.

A árvore de análise multicritério mostrada na Fig. 1.2 é utilizada no trabalho para

comparação de configurações. A impossibilidade de construção de uma função de valor que agrega todos os critérios (ENSSLIN et al., 2001, p. 165) faz com que a comparação passe a um método de determinação de cenários mais adequados a cada configuração. Serão comparadas duas configurações propostas e três configurações já publicadas na literatura técnica. A comparação será realizada com base em nove critérios, mostrados no segundo nível da árvore vista na Fig. 1.2.

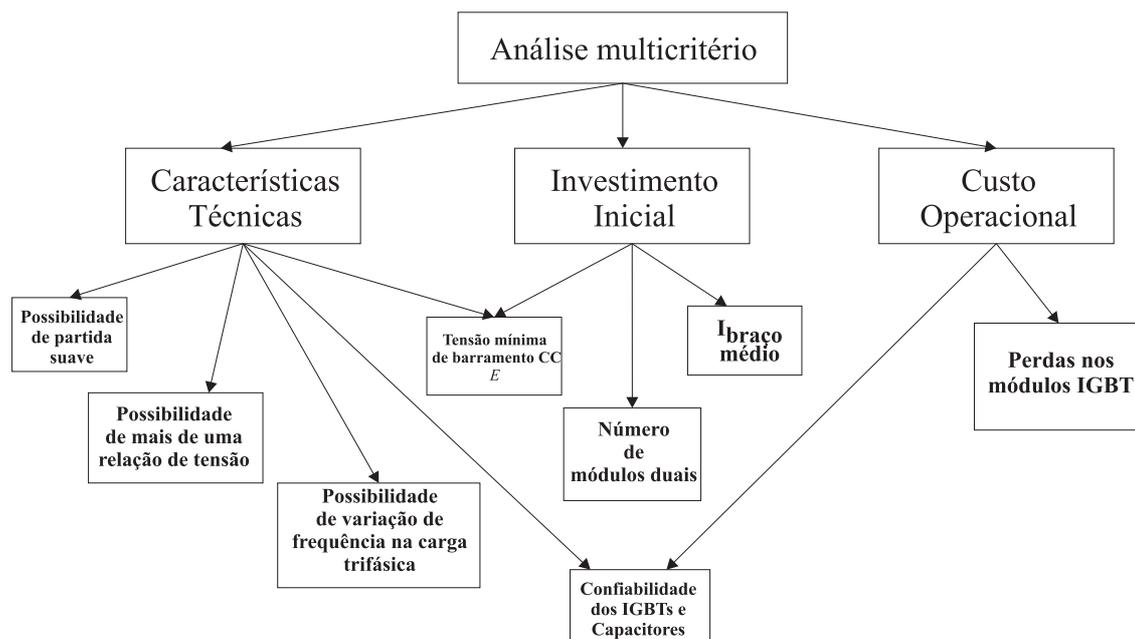


Figura 1.2: Árvore multicritério utilizada para comparação de configurações.

Duas ferramentas serão propostas para determinação de dois critérios, uma para estimação das perdas nos módulos IGBTs e outra para estimação da confiabilidade da configuração. Estes dois critérios são muito importantes na comparação multicritério de configurações.

As perdas nos módulos são em grande parte responsáveis pelo custo operacional do conversor. Para se ter noção da dimensão desta perda, com valores de parâmetros lineares extraídos dos catálogos de fabricantes do módulo dual SKM50GB123D operando a plena carga ($i_C = 50A$), com $T_j = 125^\circ C$, a $10kHz$, modulação PWM senoidal e tensão de barramento $400V$, a perda por módulo é de $5,8\%$. A estimação destas perdas dá ideia da eficiência do conversor e são fundamentais para comparação de conversores operando sob as mesmas condições. Será proposto um método para estimação rápida de perdas de conversores operando de forma sincronizada, com frequência constante. Tal método é uma alternativa à estimação baseada em simulação dinâmica que possui um esforço computacional

muito grande. O levantamento experimental das perdas de um módulo IGBT de 50A 1200V é realizado. O resultado é utilizado para construir, por regressão estatística, uma função de perdas instantânea que pode ser utilizada para determinação de perdas de conversores estáticos.

Outro critério importante é o da confiabilidade, principalmente se o cenário de aplicação do conversor apresentar custo alto de uma parada não programada. Confiabilidade no contexto deste trabalho é entendido como uma probabilidade de não falha, ou probabilidade de sucesso do conversor ao longo da sua vida útil física. Conversores operando sob *stress* maior possuem probabilidade de falha maior e vida útil física menor. Um dos fatores que mais influenciam o *stress* dos componentes eletrônicos é a temperatura. Neste trabalho é proposto um método iterativo para estimação de confiabilidade de conversores estáticos operando sob as mesmas condições.

Desta forma, a pesquisa propõe duas configurações de conversores estáticos, dois métodos para estimação de critérios e um método para comparação multicritério de conversores.

1.1 Estado da arte

O problema de alimentar cargas trifásicas a partir de fontes monofásicas não é novo, vem acompanhando as comunidades rurais há 60 anos. E desde esta época, a comunidade científica vem apresentando soluções que são adotadas ou não pelos sistemas de produção. As soluções históricas são classificadas em três tipos (MONCRIEF, 1996):

* Autotransformadores e capacitores associados (MONCRIEF, 1996), (CHAN e LAI, 2000), (HISANO et al., 1966), (HUBER, 1965), (NESBITT et al., 1991);

* Rotacionais (MONCRIEF, 1996), (SAKAMOTO et al., 1991), (DELLY et al., 2005);

* Conversores estáticos.

As soluções a conversores estáticos são as tecnicamente mais eficientes. Pode-se dividir as estruturas de conversores estáticos a estado sólido em conversores sem estágio CC (DEWAN, 1981), (PHILLIPSON et al., 1999), (KAHN et al., 1989), (EASTHAM et al., 1980) e conversores com estágio CC. O estágio CC permite um controle melhor e mais fácil da tensão e frequência de saída, bem como a melhoria da qualidade de corrente de entrada (corrente

da fonte monofásica).

Existe uma categoria de conversores com estágio CC que opera em paralelo, ou seja somente uma parte do fluxo de potência para a carga passa pelo conversor, exemplos são encontrados em Machado et al. (2004), Machado et al. (2006) e Ribeiro et al. (2004). Tais conversores são alternativas atrativas em relação ao custo operacional. No entanto, podem apresentar problemas de inicialização, posto que, a fonte monofásica, em muitos casos, é ligada diretamente na carga.

Uma possibilidade muito utilizada para reduzir chaves em conversores é a utilização do ponto central dos capacitores. Uma aplicação foi utilizada em Jacobina et al. (1999) para acionamento de motores. Os autores utilizaram estratégia de PWM escalar e vetorial para reduzir o THD de tensão na carga. Em Tshivhilinge e Malengret (1998), os autores utilizaram também uma configuração com ponto central dos capacitores. Os resultados experimentais apontaram para uma tensão de barramento CC, corrente monofásica e tensões de máquina de boa qualidade. Bellar et al. (2005) também utilizam uma configuração que utiliza o ponto central dos capacitores para acionamento de motores. Resultados de simulação mostraram ser atrativos quanto as características técnicas. A utilização do ponto central dos capacitores do barramento CC, na grande maioria dos casos, leva à necessidade de tensão de barramento maior, além do problema de desequilíbrio entre as tensões dos capacitores, muito embora a tensão do barramento siga a referência. No entanto, haverá problemas se a carga trifásica utilizar o ponto central ligado ao neutro (RODRIGUEZ et al., 2005). Lo et al. (2002) analisam as causas deste desequilíbrio, (pequenas componentes CC na corrente de entrada monofásica e condições iniciais das tensões dos capacitores) e propõem duas estratégias para reduzir o desequilíbrio. Neste trabalho serão utilizadas somente configurações que possuem um capacitor no estágio CC, salvo aplicações onde seja imprescindível a leitura das tensões de polo, caso de configurações tolerantes à falha.

Algumas aplicações de conversores monofásicos trifásicos de baixo investimento utilizam retificadores não controlados para suprir a tensão de barramento (NESBITT et al., 1991), (BELLAR et al., 2005). Tais aplicações não garantem uma boa qualidade da corrente de entrada monofásica.

A configuração padrão da conversão monofásico-trifásico é 10C (dez chaves) - quatro

chaves de entrada (retificador controlado em ponte completa) e seis chaves de saída (inversor trifásico em ponte completa). No APÊNDICE C são mostrados a sua arquitetura, controle e estratégias de PWM. Esta estrutura permite :

* O controle de harmônico e fator de potência na entrada monofásico (OLSEN, 1991), (ENJETI et al., 1993a), (BELLAR et al., 2005), (JACOBINA et al., 1999), (DOUGLAS e MALENGRET, 1998).

* Controle do nível de tensão do barramento CC.

* Otimização do inversor de saída e retificador de entrada, utilizando técnicas de distribuição da roda livre (VALLE et al., 1991), (BLASKO, 1997), (ZHOU E WANG, 2002), (JACOBINA, 2005).

* Fluxo de potência bidirecional permitindo o aproveitamento reversível de paradas de motores bem como a integração da geração trifásica aos sistemas monofásicos.

* Controle do fluxo e conjugado de motores de indução (BLASCHKE, 1972), (LEONHARD, 1996), (JACOBINA, 2005).

Configurações de conversores com oito chaves são alternativas econômicas principalmente se a tensão de barramento CC mínima necessária não subir muito. A configuração mostrada no APÊNDICE D, chamada neste trabalho de 8C, foi proposta em Jacobina et al. (2003), onde são propostas também estratégias de PWM escalar para otimização do índice THD e do nível da tensão de barramento CC. Em Bellar et al. (2005) os autores também utilizam a configuração para acionamento de motores, comparando seu desempenho com outras.

O conversor 8C sendo utilizado para operação em sincronismo (frequência constante) e em alguns pontos operacionais, apresenta características bastante vantajosas. Santos (2006) mostra que, para alguns ângulos de sincronismo, a tensão de barramento CC mínima é igual ao conversor 10C. Além do mais, com a aplicação de distribuição de roda livre global há uma redução substancial da THD das tensões na carga trifásica. No APÊNDICE D são mostrados a arquitetura, controle e estratégias de PWM, da configuração 8C.

Madorell e Pou (2004) utilizaram um conversor de oito chaves em que as indutâncias da máquina trifásica são utilizadas em série com a fonte monofásica para eliminação da indutância de filtro. Tal procedimento reduz o investimento inicial do conversor, mas torna

o controle mais complexo.

Conversores de seis chaves conseguem uma grande redução no investimento inicial do conversor. Na maioria dos casos, à custa de tensão de barramento maior e correntes de braços maiores. Nesbitt et al. (1991) sacrificam a entrada monofásica por uma alimentação em ponte completa do motor trifásico. Enjeti et al. (1993a), Tshivhilinge e Malengret (1998), Cruiser et al. (1999) e Jacobina et al. (2003) compartilham o ponto central dos capacitores do barramento CC pelo retificador em meia ponte da entrada e uma fase do sistema trifásico da saída, mostrando ser uma alternativa que exige uma tensão de barramento CC mínima maior, até duas vezes maior que a configuração 8C. Bellar et al. (2001) propõem uma configuração de seis chaves utilizando o centro da estrela da máquina trifásica em série com a fonte monofásica, ambas ligadas no centro dos capacitores do estágio CC, com intuito de eliminar a indutância de filtro. Os resultados de simulação não mostraram as tensões de barramento para se ter ideia do desequilíbrio das tensões dos capacitores, já que a corrente monofásica é suprida do ponto central dos capacitores.

Enjeti et al. (1993b) propõem uma configuração de seis chaves operando em paralelo, para frequência constante, mostrada no APÊNDICE E, chamada no âmbito deste trabalho 6C. O desempenho da configuração 6C é muito bom, apesar de ser utilizada para cenário de frequência constante e tensão de linha da carga igual a da fonte monofásica. Um problema encontrado nesta configuração é sua inicialização. Dias et al. (2008a) propõem duas técnicas para partida suave para esta configuração, uma baseada na ligação Steimetz e outra utilizando o ponto central dos capacitores. A segunda técnica proposta proporciona um conjugado de partida melhor embora necessite de dois capacitores. No APÊNDICE E são mostrados a arquitetura, controle e estratégias de PWM, para a configuração 6C.

Conversores de quatro e duas chaves foram propostos em Enjeti e Choudhury (1992), Nesbitt et al. (1991), Chen et al. (1995), Bellar et al. (2005) e Santos (2006). Estes conversores utilizam o ponto central dos capacitores, o que faz aumentar a tensão de barramento mínima, além do investimento em capacitores. Na sua maioria, utilizam retificadores não controlados para alimentação do barramento CC, reduzindo a qualidade da corrente de entrada monofásica.

Este trabalho propõe duas configurações que aproveitam a topologia de filtro ativo uni-

versal monofásico-trifásico para aumentar a eficiência do conversor, perdendo um pouco no investimento e ganhando no custo operacional. Filtros universais são combinações de filtros paralelos e filtros séries. Singh et al. (1999), Akagi (1996), Habrouk et al. (2000), Muthu e Kim (1997, Akagi (2005), Ribeiro (2005) e Al Zami et al. (2000) abordam filtros ativos série, paralelos e universal, em sistemas monofásicos e trifásicos, mas não abordam configurações para aplicação em interface de sistemas monofásicos-trifásicos. Santos et al. (2008b), Dias et al. (2008b), Dias et al. (2009) e Dias et al. (2010a) propõem uma configuração de dez chaves mais um transformador, denominada neste trabalho de 10C-T, que será um dos focos da pesquisa. Será enfocada também a configuração denominada 8C-T, proposta em Dias et al. (2010b), onde os autores estudam suas características em comparação com outras configurações já conhecidas. Dias et al. (2008c) aproveitam uma antiga configuração de conversor monofásico-trifásico e realizam uma aplicação de filtro paralelo. Tal aplicação se mostrou bastante atrativa para sistemas monofásicos quanto ao custo e desempenho técnico.

Os controles propostos para tais conversores utilizam controladores de dupla sequência simplificados, destinados ao controle monofásico (JACOBINA et al., 2001).

Uma das ferramentas utilizadas para comparação de configurações são as perdas nos módulos IGBTs. São abordadas perdas por condução do IGBT e diodo, bloqueio, disparo e recuperação reversa do diodo (RASHID, 2001). Tais perdas são partes significativas do custo operacional do conversor. Um método é proposto para estimar as perdas nas chaves em regime permanente, com funções de perdas instantâneas determinadas experimentalmente com um módulo IGBT CM50DY-24H acionados pelo driver SKHI-10. Nielsen et al. (2000) e Boglietti et al. (1991) utilizam uma combinação de simulação dinâmica com chaves ideais e dados experimentais na estimação de perdas em chaves IGBTs com modelos de interpolação. Já em Cavalcanti (2003), foi utilizado um modelo construído por regressão estatística, para IGBT de corrente nominal de 150A, o que é muito alta para utilização em conversão monofásica-trifásica. Os circuitos utilizados para determinação das perdas por condução e de chaveamento são extraídos destas três últimas referências. Os resultados do levantamento experimental são apresentados em Dias et al. (2009). Zhou et al. (2005) propõem um método para determinação rápida de perdas em inversores trifásicos, valendo-se de tabelas de perdas de condução e chaveamento, das correntes e tensões RMS dos braços para reconstruir o PWM e calcular as perdas ao longo do período, sem deixar claro o mecanismo

desta reconstrução. Estimadores que levam em consideração os modelos lineares da chave e do diodo podem ser encontrados em Mestha e Evans (1989), que desenvolvem uma expressão para levantamento das perdas por condução. Bierhoff e Fuchs (2004) e Kharitonov et al. (2005) utilizam a expressão determinada por Mestha e Evans (1989) para desenvolver uma função de perdas que abrange também as perdas por chaveamento. Tais estimadores, baseados no modelo linear, utilizam dados de catálogos de fabricantes para uma determinada temperatura, tensão de barramento e corrente de referências. O termo referência aqui é uma alusão ao ponto em que foram realizados os ensaios para determinar as perdas do catálogo. Eles são importantes para comparação com os resultados experimentais, que possuem uma precisão melhor.

As funções de perdas instantâneas são construídas por regressões estatísticas (DRAPER e SMITH, 1998), e determinadas com o *Software SPSS* ver 13.

Outra ferramenta abordada neste trabalho é a confiabilidade. Confiabilidade, probabilidade de não falha acumulada, é abordada como um critério para comparação de configurações. A distribuição de probabilidade de falha de Weibull é utilizada para estimar a confiabilidade (KAPUR e LAMBERSON, 1977), (LAWLESS, 1982), (DIAS, 1997). Inferência estatística é realizada a partir de dados coletados de ensaios pelo método de regressão por mínimos quadrados (KAPUR e LAMBERSON, 1977), (FOUCHER et al. 2002). Os processos de falhas em IGBTs são abordados em Sankaran et al. (1997), Lu et al. (2009), Fratelli et al. (1999) e Middendorf et al. (2005). Neste trabalho são abordadas as falhas em módulos IGBTs do tipo contato aberto, por ser a mais comum (CHARFI et al., 2009), (CHEN et al., 2004). A temperatura a que estão submetidos os módulos IGBTs acelera os processos de falhas dos componentes eletrônicos (JOSHI, 2003). O modelo exponencial de *Arrhenius* é o mais popular para determinar a aceleração do processo de falha com a temperatura em componentes eletrônicos (FOUCHER et al., 2002), (JOSHI, 2003). Na pesquisa foi utilizado o modelo de *Arrhenius* para interpolar a confiabilidade de módulos IGBTs para dois valores extremos de temperatura, utilizando para isto, resultados experimentais de falhas contidos em Sankaran et al. (1997).

Um método de estimação da confiabilidade é proposto baseado na interação entre os sistemas elétricos e térmicos. Um modelo de interação entre sistema elétrico e térmico foi abordado de forma superficial em Nielsen et al. (2000). O método proposto converge

de forma iterativa para o equilíbrio entre a potência dissipada pelas perdas nos módulos e a potência dissipada para o meio ambiente. O método é utilizado para comparação de conversores sincronizados operando sobre as mesmas condições de tensão, carga e resistência térmica.

A confiabilidade dos capacitores é tão significativa quanto a confiabilidade dos módulos IGBTs (GASPERI, 2005), (AMARAL e CARDOSO, 2004). Neste trabalho é utilizada a expressão encontrada em Parler (2004) e Chen et al. (2004), como um descritor indireto para comparação do desempenho da configuração quanto ao processo de falha de desgaste dos capacitores. Tal expressão incorpora o efeito da corrente de *ripple* dos capacitores pelo modelo de *Arrhenius* e o efeito da tensão de barramento por um modelo linear.

O trabalho propõe configurações tolerantes à falha aproveitando a topologia padrão 10C. A aplicação torna a configuração 10C tolerante à falha no retificador de entrada e no inversor trifásico. Duas abordagens são utilizadas para construir as configurações pós-falhas. Uma utilizando o ponto central do barramento CC, semelhante à arquitetura utilizada em Pourer et al. (2009) e Santos et al. (2008a), e outra utilizando compartilhamento de braço, com abordagem semelhante a Santos et al. (2007). Quanto a detecção de falha, em Corrêa et al. (2001), os autores propõem uma detecção de falha baseada no comportamento temporal da corrente de braço. Neste caso há uma vantagem da não necessidade do ponto central do barramento CC. No entanto, neste trabalho, a detecção da falha segue o método de análise temporal do erro da comparação entre as tensões de polo medida e estimada de cada braço (RIBEIRO et al., 2003), (BROUJI et al., 2006), (YU et al., 2009), (POURER et al., 2009). A análise temporal do erro tem como objetivo uma detecção rápida e livre de falhas espúrias.

A metodologia para análise multicritério foi baseada em Ensslin et al. (2001) e serviu de base à comparação multicritério das configurações. Definição dos critérios, teste de dependência entre critérios, possibilidade de uma função de valor foram procedimentos utilizados na comparação multicritério.

1.2 Contribuições pretendidas

As contribuições à ciência pretendidas no trabalho serão construídas em dois planos: Na proposta de novas configurações de conversores monofásicos-trifásicos e ferramentas para

comparação de conversores operando nas mesmas condições de tensão e carga.

Duas configurações de conversores monofásicos-trifásicos serão propostas. Os impactos destas configurações serão avaliados na comparação com outras configurações já publicadas. Algumas características destas configurações, como perdas nas chaves, esforço sobre chaves e capacitores, podem se mostrar atrativas para algum cenário específico, aumentando o valor da contribuição.

Uma ferramenta de determinação rápida de perdas nas chaves será proposta. Perdas nas chaves são uma parte significativa do custo operacional do conversor. Tal ferramenta pode agregar muito valor ao procedimento de comparação de conversores e estimação de custo das perdas.

Uma ferramenta para determinação da confiabilidade de conversores tanto com respeito a módulos duais de IGBTs quanto a capacitores do estágio CC. Esta é uma ferramenta que pode contribuir para comparação de arquiteturas e para administração da manutenção de conversores. Contribuições são esperadas também em procedimentos de tolerância à falha, que visam aumentar a confiabilidade dos conversores.

Contribuições na metodologia de comparação multicritério, que servirão de referência para comparação de outras categorias de conversores como filtros ativos.

1.3 Visão geral da organização do trabalho

O segundo capítulo é destinado a estimação de perdas em módulos IGBTs. São apresentados os diversos tipos de perdas nos módulos IGBTs. É proposto um método de estimativa rápida de perdas em conversores operando de forma sincronizada. São determinadas experimentalmente as perdas de um módulo IGBT de $i_c = 50A$ e $v_{ce} = 1200V$. Uma comparação de resultados é realizada num conversor com dois braços (ponte completa) com modulação senoidal. Tais resultados servirão para comparação com outras formas de estimação de perdas em módulos IGBTs.

O terceiro capítulo enfoca a estimação da confiabilidade de conversores estáticos baseada somente em falhas nos módulos IGBTs. São enfocadas somente as falhas do tipo contato aberto, as mais comuns. Na estimação da confiabilidade é utilizada a distribuição de pro-

babilidade de Weibull. É proposto um método iterativo para estimação da confiabilidade de conversores operando de forma sincronizada. Os parâmetros de distribuição de Weibull são inferidos com base em ensaios experimentais extraídos de artigo publicado. Tais parâmetros são utilizados para comparação de confiabilidade de conversores operando sob mesmas condições. Configurações tolerantes à falha são propostas aproveitando a configuração padrão de dez chaves. A confiabilidade da configuração é determinada no intuito de avaliar o ganho em segurança para o sistema. O detector de falha e o reconfigurador são implementados em simulação dinâmica e experimentalmente. Conceitos básicos em confiabilidade necessários para este trabalho são apresentados no APÊNDICE B.

O quarto capítulo é destinado a apresentar a configuração 10C-T. Esta configuração possui dez chaves e um transformador monofásico. Tal configuração é destinada à operação com perdas reduzidas. Suas características de tensão de barramento, corrente de braço, perdas nas chaves são levantadas com a finalidade de determinar os pontos operacionais mais atrativos. É proposto um controle para a configuração. Simulação dinâmica e ensaio experimental são realizados no ponto de menores perdas nos módulos.

No quinto capítulo é apresentada a configuração de oito chaves 8C-T derivada da configuração 10C-T. Tal configuração é fruto das diversas alternativas de redução de braço da configuração 10C-T. Suas características de tensão de barramento, corrente de braço, perdas nas chaves são também levantadas com a finalidade de determinar os pontos operacionais mais atrativos. É proposto também um controle para a configuração em questão. Simulação dinâmica e ensaio experimental são realizados no ponto de menores perdas nos módulos.

No sexto capítulo é realizada a comparação multicritério do conjunto de configurações estudadas (duas propostas e três já publicadas). Serão abordadas somente configurações que não utilizam o ponto central dos capacitores. Tais configurações operam com tensão de barramento CC menor, possuem menor investimento inicial e menor volume físico. As configurações já publicadas 10C, 8C e 6C são enfocadas nos APÊNDICES C, D e E, respectivamente. Cenários são construídos e determinada a classificação das alternativas de conversores em tais cenários.

1.4 Artigos publicados

Ao longo da pesquisa (janeiro de 2006 a julho de 2010), foram publicados os seguintes artigos:

I- Título: **AC drive fault tolerant system with single-phase grid.**

Evento : IEEE- Power Electronic Specialists Conference PESC 2008

Ano : 2008

II- Título: **Soft-starting techniques for low cost single-phase to three-phase drive system configuration.**

Evento : IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008

Ano : 2008

III- Título: **Aplicação de filtro universal ao acionamento trifásico a partir de fontes monofásicas.**

Evento : Congresso Brasileiro de Automática - 2008

Ano : 2008

IV- Título: **Aplicação de uma topologia de conversor monofásico-trifásico de baixo custo como filtro ativo paralelo em sistemas monofásicos.**

Periódico : Revista Principia

Ano : Novembro de 2008

V- Título: **Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with switches losses reduction.**

Evento : Brazilian Power Electronics Conference- COBEP 2009

Ano : 2009

VI- Título: **Active power line conditioner applied to single-phase to three-phase systems.**

Evento : 35th Annual conference of the IEEE industrial electronics society - 2009

Ano : 2009

VII- Título: **Conversores monofásicos trifásicos com estágio CC: Proposta e comparação multicritério.**

Periódico : Revista Eletrônica de Potência- SOBRAEP

Ano : Fevereiro de 2010

VIII- Título: **A low investment single-phase to three-phase converter operating with reduced losses.**

Evento : The Applied power electronics conference and exposition - APEC 2010

Ano : 2010

2

Determinação de um estimador de perdas para módulos IGBTs

A determinação das perdas nos módulos, contendo IGBT e diodo de roda livre é fundamental para análise de conversores estáticos de potência. Tais perdas têm impacto sobre o custo operacional dos conversores durante sua vida útil e por sua vez na viabilidade econômica do mesmo. Além do mais, são custos que não adicionam valor ao sistema elétrico. O estudo de redução de investimento em conversores, para ser completo, deverá ser acompanhado pelo estudo das perdas, ou seja, pela estimativa do custo destas perdas durante a vida útil.

Alguns autores já tentaram desenvolver estimações rápidas de perdas em módulos IGBT. Por exemplo, baseados em modelos lineares da chave e diodo (KHARITONOV et al., 2005), (BIERHOFF e FUCHS, 2004). Tais estimadores utilizam parâmetros oriundos de catálogos de fabricantes bem como o ângulo de fase entre a corrente de braço e a fundamental da tensão de polo. Estimador rápido baseado em tabelas de perdas e reconstrução de PWM é encontrado em Zhou et al. (2005). O objetivo específico desta etapa da pesquisa é determinar um estimador rápido para ser utilizado em simulações em regime permanente senoidal. Um estimador que não dependa de simulações no domínio do tempo evita procedimentos com alto esforço computacional. É comum simulações no domínio do tempo utilizarem passo de cálculo por volta de $10ns$ para cálculo de perdas, sendo necessário o cálculo de milhões de pontos por período da frequência de alimentação. O estimador proposto utiliza funções

de perdas instantâneas construídas por regressão estatística a partir de observações experimentais. A hipótese inicial é que o estimador proposto será mais preciso do que o baseado no modelo linear utilizado em Kharitonov et al. (2005) e Bierhoff e Fuchs (2004), pois levará em consideração a não linearidade das características do IGBT e do diodo. O mesmo será aplicado ao estudo de perdas em conversores sincronizados em regime permanente, com modulação senoidal, com a finalidade de comparação destes conversores operando sob mesmas condições de tensão e carga.

O capítulo é organizado em cinco etapas:

- I- Descrição das perdas a serem estudadas no módulo de IGBT dual.
- II- Determinação analítica de um acelerador de estimação das perdas por condução.
- III- Determinação do estimador de perdas rápido de um módulo IGBT.
- IV- Determinação experimental das perdas de um módulo IGBT dual CM50DY-24H acionado pelo driver SKHI-10.
- V- Comparações com outras formas de estimação.
- VI- Conclusões.

2.1 Perdas por condução

As perdas por condução estão divididas em perdas de condução na chave e as perdas de condução no diodo de roda livre. As perdas por condução na chave são aquelas presentes no intervalo em que a chave está ligada (T_{on}), e quando a corrente está no sentido direto da chave. Podem ser expressas por (2.1).

$$P_{cond} = v_{ce}(t)i_c(t) \quad (2.1)$$

No entanto, a tensão de coletor emissor, v_{ce} é uma função não linear da corrente de coletor i_c e da temperatura da junção T_j . Além do mais, para cada potência do módulo, cada fabricante e cada tecnologia, as características diferem, dificultando assim estipular um modelo preciso e geral.

A perda por condução no diodo de roda livre é também o produto da corrente direta pela queda de tensão no mesmo. Também tal produto é uma função não linear da corrente direta do diodo e da temperatura de junção do diodo.

O circuito mostrado na Fig. 2.1 é utilizado para levantamento das perdas de condução do IGBT e do diodo respectivamente. A corrente do diodo e do IGBT foram lidas indiretamente por uma resistência linear. A carga utilizada foi resistiva pura evitando problemas com o IGBT teste devido a súbitas variações de corrente nos chaveamentos.

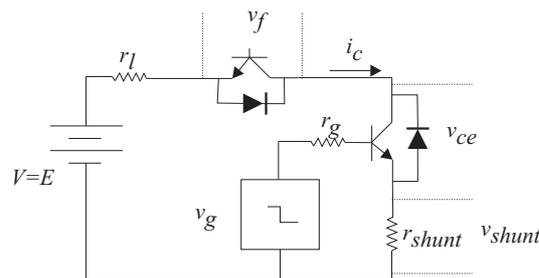


Figura 2.1: Circuito utilizado para determinação das perdas por condução da chave e do diodo.

Procedimentos experimentais para medidas das perdas por condução na chave e no diodo:

- I- Selecionar e ligar a tensão a ser imposta na carga para a corrente desejada.
- II- Estabilizar a temperatura da carcaça do módulo IGBT a partir de uma fonte de calor externa. Isto garante que a temperatura de junção possa ser determinada pela temperatura da carcaça do módulo IGBT.
- III- Preparar o osciloscópio no modo de aquisição de sequência simples para ler e acumular os pontos da leitura de tensão direta do diodo v_f , tensão v_{ce} e v_{shunt} tensão da resistência de shunt para leitura da corrente.
- IV- Gerar dois pulsos de $5V$ na fonte v_g no gerador de sinais e mandar para driver.
- V- Determinar a potência de condução dissipada para cada valor de i_c e T_j de acordo com (2.1), com prévia extração dos offsets.

No tratamento de extração dos offsets da corrente i_c e tensões v_f e v_{ce} , pode seguir o procedimento encontrado em Nielsen et al. (2000). No entanto, o osciloscópio que foi utilizado na pesquisa dá esta informação na tabela dos pontos adquiridos.

O modelo linear da chave e do diodo é muito utilizado para determinação das perdas

por condução Mestha e Evans (1989), Kharitonov et al. (2005) e Bierhoff e Fuchs (2004). Sua descrição é encontrada no APÊNDICE A.

2.2 Perdas por chaveamento

As perdas por chaveamento são aquelas originadas da variação não abrupta da corrente e tensão na chave e no diodo. Elas estão presentes no bloqueio e no disparo da chave. Acontecem somente uma vez a cada período de PWM, para cada IGBT. Assim, um dos elementos que mais influenciam estas perdas é a frequência de modulação do PWM.

O circuito de teste para determinação experimental das perdas por chaveamento no bloqueio e no disparo é também um buck já amplamente utilizado para levantamento de perdas, e é mostrado na Fig. 2.2. O diodo em paralelo com a carga de teste promove a circulação de corrente na carga no bloqueio da chave. Tal circuito foi extraído de Boglietti et al. (1991) e Nielsen et al. (2000).

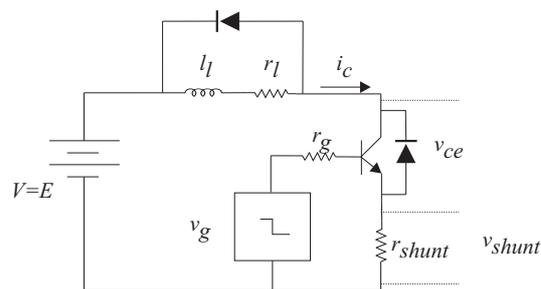


Figura 2.2: Buck utilizado para determinar as perdas por chaveamento (disparo e bloqueio da chave).

A corrente de coletor é medida a partir de uma resistência shunt linear. Tais perdas por chaveamento são dependentes da E - tensão de barramento, i_c - corrente de coletor, T_j - temperatura de junção, da r_g - resistência de *gate* e da forma do pulso de tensão de disparo de gate.

2.2.1 Perdas por chaveamento (no bloqueio)

Uma das características das perdas no bloqueio é a calda de corrente na região de baixo $\frac{dv_{ce}}{dt}$, o que reflete uma calda na potência nesta região. Esta calda pode ser entendida como o efeito da capacitância de redistribuição coletor-emissor C_{cer} da chave. Esta capacitância

é carregada durante a condução, mesmo depois do IGBT cortar tal capacitância descarrega o excesso de carga no circuito emissor coletor (RASHID, 2001). Na Fig. 2.3 é mostrada a potência do bloqueio de um IGBT do módulo CM50DY-24H, obtida por simulação com modelo *PSpice*, para uma tensão de barramento de $E = 500V$ à corrente nominal e resistência de gate de 5Ω .

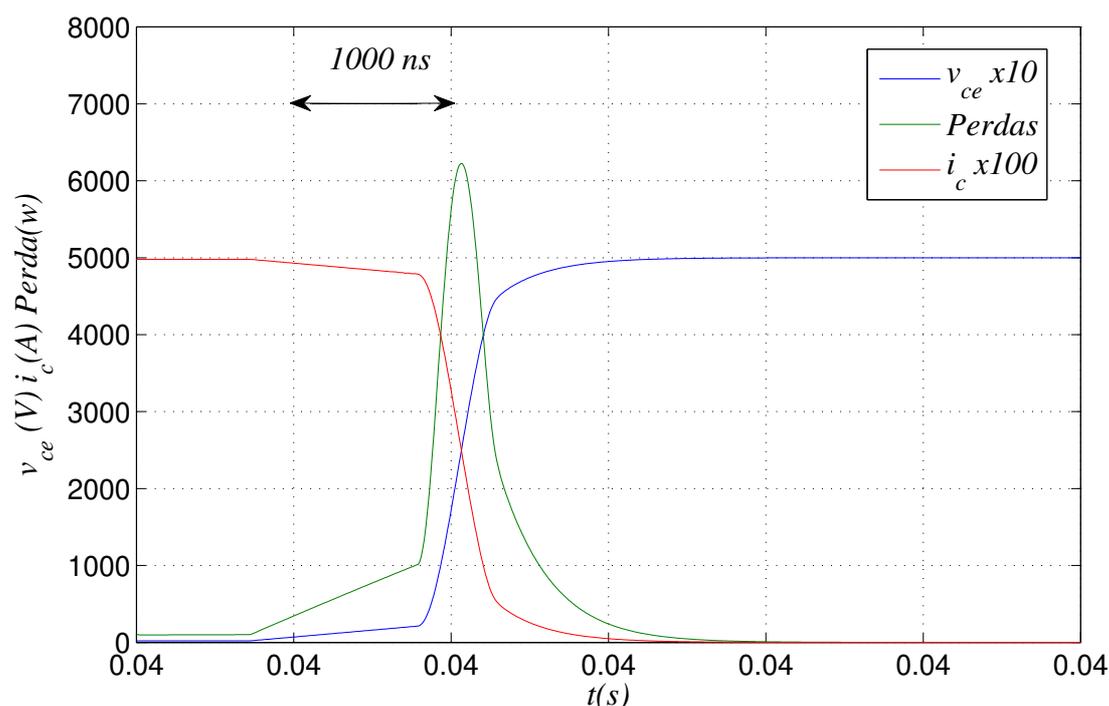


Figura 2.3: Potência dissipada no bloqueio do módulo CM50DY-24H para $v_{ce} = 500V$, $i_c = 50A$ e $T_j = 25^\circ C$.

2.2.2 Perdas por chaveamento (no disparo)

A calda de potência dissipada na região de baixo $\frac{dv_{ce}}{dt}$ é menor que no bloqueio. Esta calda final da potência dissipada é em grande parte devido ao efeito da capacitância C_{gdj} (capacitância *gate* dreno do MOSFET) (RASHID, 2001). Na Fig. 2.4 é vista uma curva de potência dissipada para o intervalo de disparo do IGBT do módulo CM50DY-24H, determinada por simulação com modelo *PSpice*, para $E=500V$ a plena carga.

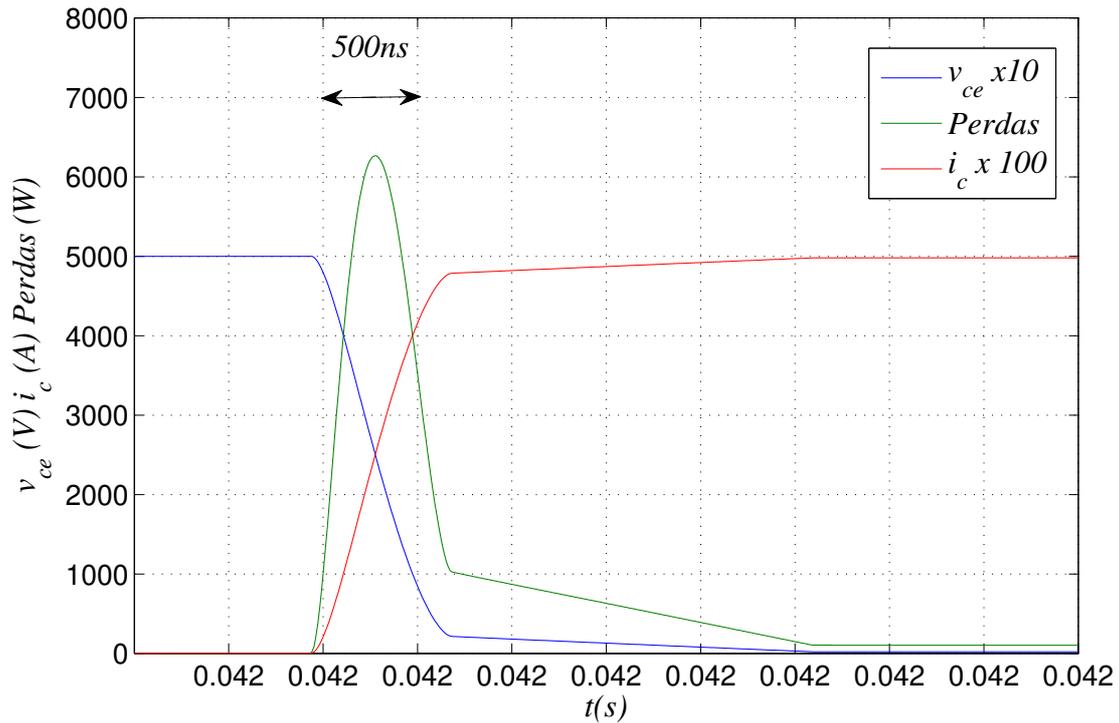


Figura 2.4: Potência dissipada no disparo do módulo CM50DY-24H para $v_{ce}=500V$, $i_c=50A$ e $T_j=25^\circ C$.

2.2.3 Perdas por recuperação reversa do diodo (bloqueio do diodo)

A recuperação reversa do diodo de roda livre é o resultado da aplicação súbita de tensão reversa sobre o mesmo. A corrente no diodo não zera instantaneamente, e cai até o valor de i_{rr} (corrente de recuperação reversa). Isto faz com que seja dissipada no diodo uma potência resultante do produto da tensão reversa pela corrente não nula a cada período de PWM (RASHID, 2001).

Uma curva típica de potência dissipada na recuperação reversa do diodo de roda livre do módulo CM50DY-24H, determinada por simulação com modelo *pspice*, para $i_c = 50A$, $r_g = 5\Omega$, é mostrada na Fig. 2.5.

Existem perdas também no disparo do diodo (bloqueio da chave), mas são de valores insignificantes em relação às outras perdas, de tal forma que não serão abordadas.

O circuito utilizado para determinação da dissipação das perdas por recuperação do diodo é visto na Fig. 2.6. A corrente do diodo é medida a partir da resistência shunt, e as medidas se dão no disparo da chave.

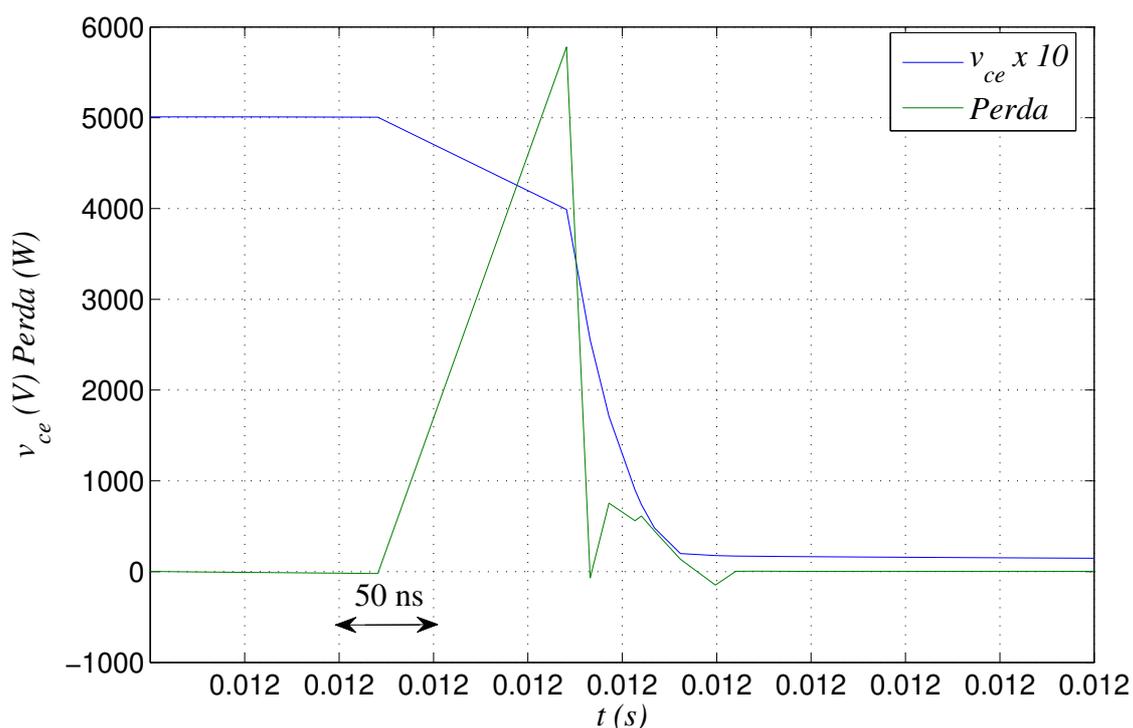


Figura 2.5: Potência dissipada na recuperação reversa do diodo de roda livre do módulo CM50DY-24H para $v_{ce}=500\text{V}$, $i_c=50\text{ A}$ e $T_j=25^\circ\text{C}$.

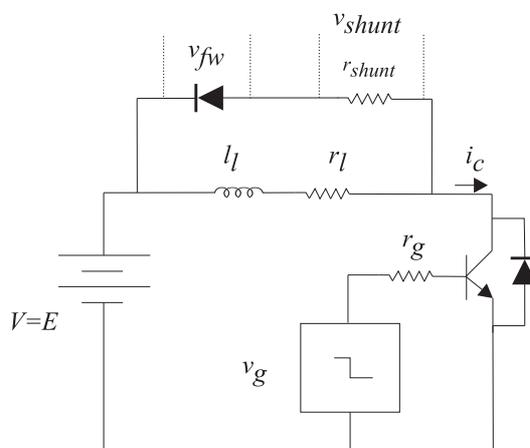


Figura 2.6: Esquema para determinação de perdas por recuperação do diodo.

Procedimentos experimentais para medidas das perdas por chaveamento:

I- Estabilizar a temperatura da carcaça do módulo IGBT a partir de uma fonte de calor externa. Isto garante que a temperatura de junção possa ser determinada pela temperatura da carcaça do módulo IGBT.

II- Selecionar a tensão a ser imposta na carga para a corrente desejada.

- III- Preparar o osciloscópio no modo aquisição de uma sequência simples.
- IV- Acionar dois pulsos do gerador de sinais para o *driver*. Os dois pulsos não alteram significativamente a temperatura da junção.
- V- Congelar a imagem no osciloscópio e desligar o sistema.
- VI- Salvar os pontos das curvas de corrente de coletor (i_c) e tensão coletor emissor (v_{ce}) ou (v_f).
- VII- Importar o arquivo para o software *Matlab R2009a* com a finalidade de tratar os dados e integrar para determinar a energia dissipada no evento do chaveamento.
- VIII- Associar o valor de energia consumida, à temperatura de junção e à tensão de barramento CC.
- IX- Análise gráfica da tendência dos pontos. Se houver alguma medição que saia da tendência refazer a medição daquele ponto.

As perdas por chaveamento são estimadas de forma proporcional quando se utiliza o modelo linear. Tal procedimento pode ser visto no APÊNDICE A. Os valores de referências, para este modelo, estão presentes em catálogos de fabricantes para alguns valores de temperatura de junção. Ao se utilizar o modelo linear, podem surgir resultados não confiáveis em situações que estejam longe dos valores de referência.

2.3 Pressupostos levados em consideração na determinação das perdas nos módulos IGBTs

Alguns pressupostos devem ser levados em consideração no estudo e determinação das perdas. São eles:

- I- A corrente na carga é constante durante o intervalo de tempo em que acontece o disparo e bloqueio, por volta de $1000ns$. Assim, a corrente de coletor associada a uma determinada perda é aquela lida imediatamente antes do bloqueio e imediatamente depois do disparo. Esta é uma hipótese geralmente aceita dentro dos trabalhos acadêmicos baseados em perdas de chaves, seja do tipo IGBT ou MOSFET, pois o intervalo em que acontecem os bloqueios

e disparos (T_{bd}) são muito menores que as constantes de tempo dos circuitos indutivos.

II- Fonte de tensão CC é constante durante o intervalo em que acontece o bloqueio ou disparo.

III- A temperatura da junção pode ser determinada pela temperatura da carcaça quando esta última está estabilizada. Esta também é uma hipótese aceita já que, para módulos IGBTs novos, o substrato responsável pela dissipação de calor entre a junção e a carcaça apresenta valores de resistência térmica baixa e constante. Tais valores são por volta de $0,25^{\circ}C/W$. Com o tempo de utilização dos módulos, tais valores de resistência térmica tendem a aumentar com a deterioração do substrato de dissipação, apresentando valores diferentes dos encontrados nos catálogos dos fabricantes. Daí a importância de realização dos ensaios experimentais com módulos IGBTs novos.

IV- A temperatura de junção do IGBT é igual a do diodo de roda livre. Os valores de resistência térmica dos dois elementos são muito próximos na maioria dos módulos duais. Se estes valores não são próximos, é mais preciso tratar os dois elementos com resistências térmicas diferentes. Neste trabalho, considera-se a temperatura de junção de ambos iguais.

2.4 Determinação das funções contínuas de perdas através de regressão estatística

Regressão estatística é um conjunto de métodos para ajustar uma função contínua a um conjunto de pontos (observações discretas), de tal forma que tal função passe a descrever de forma contínua e precisa o fenômeno observado discretamente (DRAPER e SMITH, 1998). O método dos mínimos quadrados é muito utilizado para ajuste. O método dos mínimos quadrados tem como objetivo determinar o conjunto de parâmetros de uma função predefinida com o intuito de minimizar o erro entre a função e os pontos discretos. No problema da regressão estatística há os seguintes componentes:

- Conjunto de variáveis preditoras e uma variável dependente (função das variáveis preditoras).
- Um conjunto de N observações.
- Uma função definida com p parâmetros a qual é chamada de modelo de regressão.

Quando o modelo é linear, polinomial ou linearizável, a regressão é linear e a determinação dos parâmetros se dá com a solução de um sistema linear com p incógnitas. Se o modelo é não linear, a determinação dos parâmetros se dá por processo de solução iterativa, que nem sempre possui convergência. Uma infinidade de modelos podem ser utilizados para ajuste de um determinado conjunto de observações. Tais modelos se ajustam de forma mais ou menos eficiente ao conjunto de observações. A eficiência do ajuste cobra um preço em complexidade do modelo. Um modelo que possui um ajuste excelente pode necessitar de uma complexidade e de um esforço computacional grandes. Daí vem a importância do conhecimento da utilização da função ajustada. Se a função ajustada for utilizada para cálculos esporádicos, um modelo complexo pode ser utilizado. Porém, a função ajustada pode ser utilizada muitas vezes, neste caso, a utilização de um modelo complexo implica um esforço computacional grande. Neste trabalho, um modelo eficiente possui as seguintes características conflitantes: ajuste eficiente e baixo esforço computacional. Baixo esforço computacional é fundamental já que o modelo é destinado a simulações. Assim, dentro do possível, um conjunto de modelos com baixo esforço computacional será proposto, ajustados aos dados e escolhidos aqueles com as melhores estatísticas. Um modelo que representa bem as perdas em função das correntes de coletor é o quadrático e cúbico utilizados em Cavalcanti (2003) que se comportou de forma eficiente para módulos de 150A. Assim, o problema se resume a ajustar a temperatura e tensões do barramento ao modelo descrito em (2.2) e (2.3), respectivamente para as perdas por condução e para as perdas por chaveamento.

$$P^{cond}(T_j, i_c) = f_1(T_j)i_c + f_2(T_j)i_c^2 + f_3(T_j)i_c^3 \quad (2.2)$$

$$Energia^{chav}(E, T_j, i_c) = f_1(E, T_j) + f_2(E, T_j)i_c + f_3(E, T_j)i_c^2 \quad (2.3)$$

Os modelos de regressão (2.2) e (2.3) devem ser de baixo esforço computacional e ao mesmo tempo, que se ajuste de forma eficiente aos dados experimentais. Além do mais, que possuam também uma extrapolação estável para valores fora da área de observação. As estatísticas R^2 (coeficiente de determinação múltipla), S^2 (variância dos resíduos) são utilizadas para testar a eficiência do ajuste (DRAPER e SMITH, 1998). A estatística R^2 quanto mais próximo à unidade mais eficiente é o ajuste, no limite $R^2 = 1$ o ajuste torna-se

uma interpolação (o ajuste é perfeito). A variância dos resíduos mostra como os pontos estão dispersos em relação à curva ajustada, quanto mais próximo de zero melhor o ajuste. Todos os ajustes por regressão neste trabalho são do tipo não linear e serão realizados de forma iterativa com o *software* estatístico *SPSS – V. 13.0*.

2.5 Estimador de perdas em módulos IGBT para simulações em regime permanente

De posse das funções (2.2) e (2.3) com os parâmetros determinados para o IGBT e para o diodo, já é possível realizar estimação em simulações dinâmicas com chaves ideais. Porém, a definição de um estimador de perdas em regime permanente permite a estimação das perdas nos módulos IGBTs em conversores a partir de resultados originados de simulações de regime permanente, ou seja, com esforço computacional muito menor. O estimador de perdas em regime permanente proposto neste trabalho é destinado ao seguinte cenário de aplicação:

- I- Modulação Senoidal : Cada módulo deve ser considerado em regime permanente como uma fonte de tensão senoidal igual à tensão de polo de referência- (v_{j0}) .
- II- Corrente do braço- (i_b) senoidal (chaveamento desprezado).
- III- PWM contínuo ($m \leq 1$).
- IV- Tensão do barramento CC constante.
- V- Tensão eficaz de referência constante.
- VI- Frequência do PWM constante e com ($m_f > 20$).
- VII- Ângulo de fase entre a corrente e a tensão de referência constante (conversor sincronizado).

As perdas por condução da chave e no diodo incidem somente no intervalo de tempo de condução de corrente dos referidos componentes. Assim, para construir as perdas instantâneas por condução por período, deve-se saber a cada passo se a chave ou o diodo está conduzindo. O trabalho propõe um acelerador t_c — tempo relativo de condução do IGBT, para dispensar os testes de condução tornando a simulação mais rápida. Observa-se na Fig. 2.7 as parcelas T_{c1} , T_{c2} os tempos de condução dos IGBTs 1 e 2 respectivamente, para uma

função de modulação do tipo triangular, para razão de frequência de modulação $m_f = 3$, atuando num módulo IGBT dual. A razão de frequência de modulação baixa tem como objetivo ilustrar um exemplo. O tempo de aplicação do disparo na chave, em função da referência e da tensão de barramento é mostrado em (2.4).

$$T_{on} = T\left(\frac{v_{j0}}{E} + 0,5\right) \tag{2.4}$$

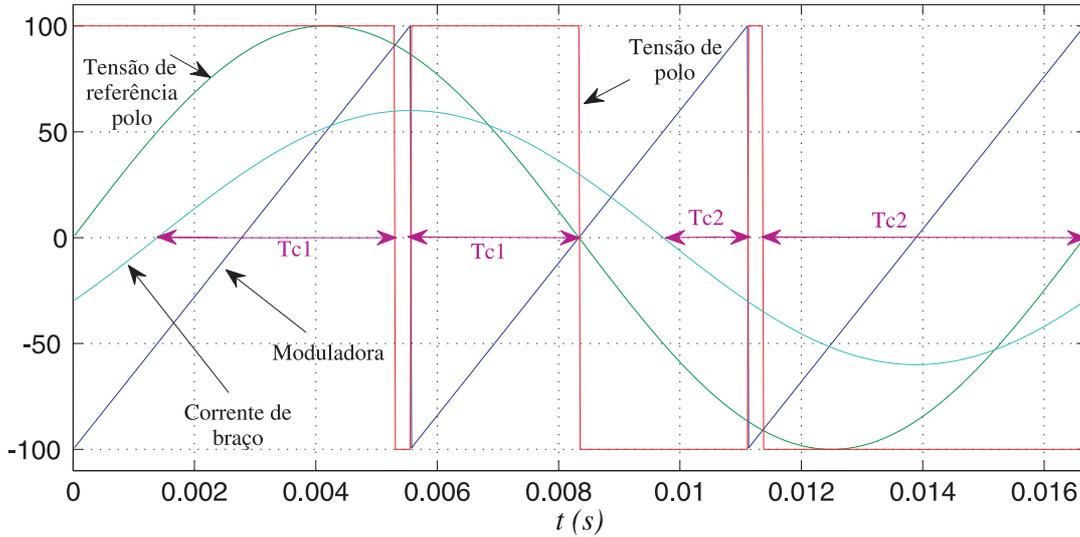


Figura 2.7: Tensão de referência, corrente de carga, estado das chaves e moduladora, e índice de modulação unitário, frequência do PWM igual 3 X frequência da referência.

Um período genérico de PWM em função do ângulo de localização (α_k) é visto na Fig. 2.8.

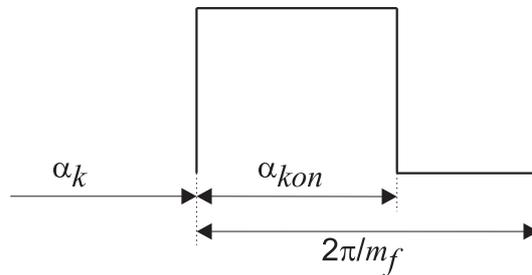


Figura 2.8: Tensão de polo de um período genérico de uma modulação PWM.

Onde

$$\alpha_{kon} = \left(\frac{v_k^*}{E} + 0,5\right) \frac{2\pi}{m_f}, \text{ e } v_k^* \text{ é a referência de tensão instantânea genérica.}$$

O acelerador t_c é a razão de condução da chave pelo tempo total, que num semiperíodo da fundamental pode ser visto em (2.5).

$$t_c = \frac{\sum T_{c1}}{\left(\frac{T_g}{2}\right)} = \frac{\sum_{\alpha_k=\varphi}^{\varphi+\pi} \alpha_{kon}}{\pi} \quad (2.5)$$

Para uma tensão de referência de polo senoidal e ângulo de fase zero, a corrente está atrasada de φ . Por isto, o somatório de φ a $\varphi + \pi$ em (2.5). Assim, os valores de v_k^* e de t_c são mostrados respectivamente em (2.6) e (2.7).

$$v_k^* = \frac{mE}{2} \text{sen}(\alpha_k) \quad (2.6)$$

$$t_c = \sum_{\alpha_k=\varphi}^{\varphi+\pi} \frac{m}{m_f} \text{sen}(\alpha_k) + \frac{1}{m_f} \sum_{\alpha_k=\varphi}^{\varphi+\pi} 1 = \frac{m}{m_f} \sum_{\alpha_k=\varphi}^{\varphi+\pi} \text{sen}(\alpha_k) + 0,5 \quad (2.7)$$

Para valores de $m_f > 20$ a largura do PWM tende a uma diferencial $d\alpha_k$. Desta forma a relação (2.8) é aceita.

$$d\alpha_k \simeq \frac{2\pi}{m_f} \quad (2.8)$$

Assim, t_c pode ser calculado para valores de $m_f > 20$, de acordo com (2.9) que resulta em (2.10).

$$t_c = \frac{m}{m_f} \int_{\alpha_k=\varphi}^{\varphi+\pi} \text{sen}(\alpha_k) \frac{d\alpha_k}{\frac{2\pi}{m_f}} + 0,5 \quad (2.9)$$

$$t_c = \frac{m}{\pi} \cos(\varphi) + 0,5 \quad (2.10)$$

A equação (2.10) mostra que o tempo relativo de condução das chaves para um módulo IGBT operando sob modulação senoidal só depende do índice de modulação e do ângulo de fase entre a tensão fundamental de referência e a corrente de braço. Desta forma, não é necessário, sob a condição de modulação senoidal, realizar testes de sentido de corrente de

braço e valor de tensão de barramento para cálculo das perdas por condução do módulo. Basta determinar as perdas por condução para a condição de chave conduzindo durante todo período da tensão de referência e aplicar o valor de correção da equação (2.10).

O estudo é realizado somente num período T_g , dividido em $n.m_f$ intervalos. A variável n assume um valor inteiro que definirá a quantidade de intervalos do período. Sejam os intervalos discretos de estudo das perdas de um módulo dual de IGBT, vistos na Fig. 2.9, para um módulo operando em regime permanente, com frequência da tensão de referência de polo constante.

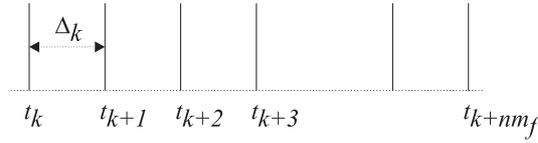


Figura 2.9: Intervalos de estudo das perdas de um módulo dual de IGBT.

A energia dissipada pelas perdas no módulo no intervalo Δk é mostrado nas equações (2.11) e (2.12) para o IGBT e para o diodo, respectivamente.

$$Energia_{IGBT} = t_c P_{IGBT}^{cond}(T_j, \frac{i_b(k) + i_b(k+1)}{2}) \Delta k + Energia_{IGBT}^{chav}(E, T_j, \frac{i_b(k) + i_b(k+1)}{2}) \quad (2.11)$$

$$Energia_{diodo} = (1 - t_c) P_{diodo}^{cond}(T_j, \frac{i_b(k) + i_b(k+1)}{2}) \Delta k + Energia_{diodo}^{chav}(E, T_j, \frac{i_b(k) + i_b(k+1)}{2}) \quad (2.12)$$

A função $P(T_j, i_b)$ é a potência dissipada na condução, obtida por regressão estatística de acordo com o modelo (2.2), e a função $Energia(E, T_j, i_b)$ é a energia dissipada no chaveamento, obtida por regressão estatística de acordo com o modelo (2.3).

As perdas médias do módulo são as médias do somatório das funções (2.11) e (2.12) num período completo da corrente de braço, para uma temperatura de junção média. O resultado pode ser visto em (2.13). As equações (2.11) a (2.13) mostram que as perdas por condução são calculadas como se as chaves e os diodos estivessem conduzindo em todo período, e que ao invés dos testes, multiplica-se o fator de aceleração t_c . As perdas por chaveamento são adicionadas somente uma vez a cada período de PWM, para cada módulo (2 bloqueios, 2

disparos e 2 recuperações reversas). Isto faz com que a simulação não possua a lógica de teste de condução para adicionar a energia por condução a cada passo.

$$\overline{perdas} = \frac{1}{T_g} \sum_{k=1}^{nm_f} [Energia_{IGBT}(k) + Energia_{diodo}(k)] \quad (2.13)$$

Onde $n = 1, 2, 3...$ é a relação entre o número de passos de simulação total por período e a razão de frequência de modulação.

Para $n = 1$ implica em m_f intervalos, que é a opção mais rápida do estimador. Com este número de intervalos, o estimador já proporciona resultados bem confiáveis. Na Fig. 2.10 é mostrado o fluxograma do método de estimação de perdas utilizando resultados provenientes de regime permanente.

2.5.1 Comparação do esforço computacional

O ganho em esforço computacional do método proposto em relação à determinação das perdas por simulação dinâmica é muito significativo. O esforço computacional para determinar as perdas por simulação dinâmica num período completo T_g , utilizando chaves não ideais, é função de T_{bd} — tempo de bloqueio/disparo. O valor típico de T_{bd} está por volta de $1000nS$. A equação 2.14 mostra a quantidade de passos por período T_g necessários na simulação dinâmica, onde n' é o múltiplo de passos. A equação 2.15 mostra o esforço computacional em utilizar chaves ideais, que é função da razão de frequência de modulação. Igualando os múltiplos dos passos, $n = n'$, é mostrado em 2.16 o esforço relativo das duas abordagens. Por exemplo, para $F_{pwm} = 10kHz$ o esforço computacional para determinação das perdas por simulação dinâmica com chaves não ideais é 100 vezes maior que o método utilizando chaves ideais. Esta comparação foi realizada somente num período de regime permanente. Levando em consideração que a simulação dinâmica necessita de vários períodos até alcançar o regime permanente, o ganho em esforço computacional aumenta ainda mais. Desta forma, a utilização de chaves ideais reduz significativamente o esforço computacional, em relação a abordagem que utiliza chaves não ideais.

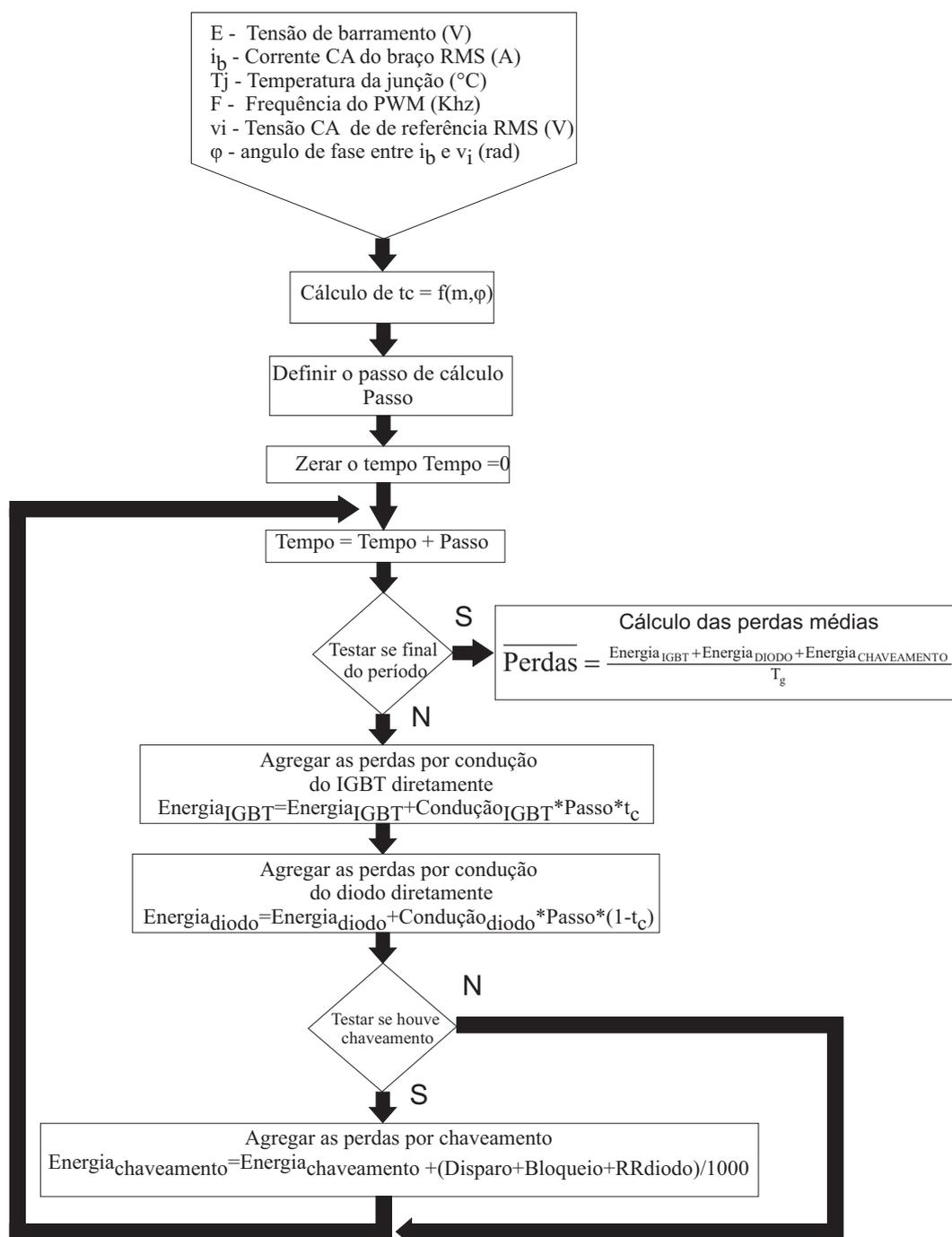


Figura 2.10: Fluxograma do método destinado à estimação de perdas proposto.

$$n_c^D = n' \frac{T_g}{T_{bd}} \quad (2.14)$$

$$n_c^m = n \frac{T_g}{T_{pwm}} \quad (2.15)$$

$$\frac{n_c^D}{n_c^m} = \frac{T_{pwm}}{T_{bd}} \quad (2.16)$$

Tabela 2.1: Esforço computacional, em multiplicações e exponenciações, dos métodos linear e não linear para a determinação das perdas por condução.

Modelo	Multiplicações	Exponenciações
Linear	3	0
Não Linear	9	3

No entanto, a grande vantagem do método proposto não é só a utilização de chaves ideais, mas a desvinculação das perdas por condução do domínio do tempo. Tal desvinculação faz com que o modelo de perdas por condução seja utilizado somente uma vez, com o valor da corrente RMS proveniente da simulação de regime permanente. Enquanto na simulação convencional com chaves ideais o modelo de perdas por condução é utilizado a cada passo, depois da definição se o IGBT ou diodo está conduzindo. Assim, o ganho é exatamente o número de passos vezes o modelo que está sendo utilizado. Na Tab. 2.1, é mostrado o esforço computacional de cada modelo. O modelo linear é abordado no APÊNDICE A, e o modelo não linear mostrado em (2.17).

2.6 Determinação experimental das perdas do módulo CM50DY-24H

Esta seção tem como objetivo a determinação experimental das perdas de um módulo de IGBT dual. Com os resultados experimentais discretos serão determinadas funções contínuas através de procedimentos de regressão. Tais funções contínuas instantâneas de perdas no módulo são funções das variáveis i_b -corrente de braço, E -tensão de barramento, T_j - Temperatura de junção. A resistência de *gate* influencia também as perdas. No entanto, o modelo determinado neste trabalho é direcionado para uma resistência de *gate* específica de fábrica de um *driver* de acionamento do módulo.

O módulo CM50DY-24H utilizado na determinação experimental das perdas possui os seguintes dados :

Fabricante : *POWEREX*

$$i_c = 50A$$

$$v_{ces} = 1200V$$

Diodos de roda livre presentes

Para os dados:

Driver : SKHI-10 *SEMIKRON* ($r_g > 42 \Omega$)

$v_{ge}(baixo) = -8V$.

$v_{ge}(alto) = 15V$

Todas as observações experimentais foram extraídas a partir da plataforma experimental para estudo de perdas, mostrada na Fig. 2.11.

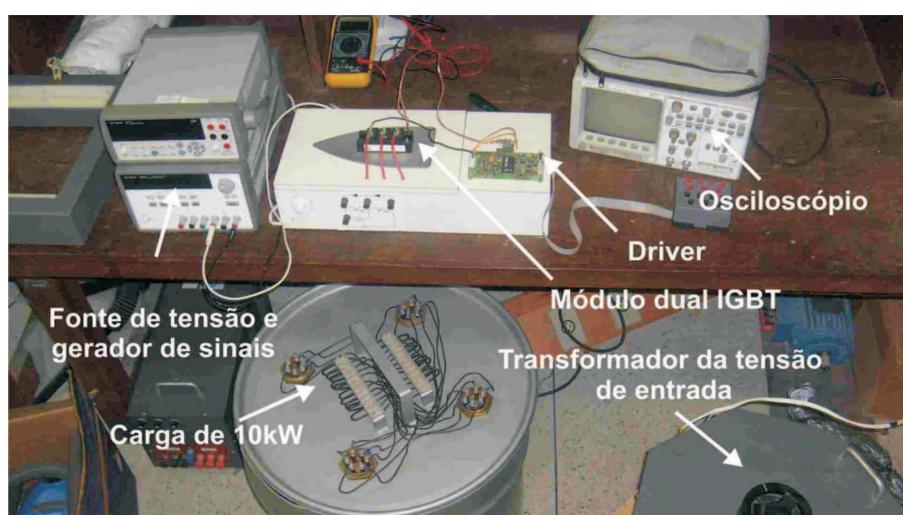


Figura 2.11: Plataforma para determinação de perdas em módulos IGBTs.

2.6.1 Ajuste das perdas por condução

Para o ajuste das perdas por condução da chave e diodo foram testados vários modelos de regressão e foi escolhido o modelo de regressão mostrado em (2.17), um modelo de temperatura exponencial com seis parâmetros utilizado em Cavalcanti (2003). Tal modelo se comportou de forma estável fora da área de observação, sendo mais confiável nas extrapolações.

$$p = a(T_j)^b i_c + c(T_j)^d i_c^2 + e(T_j)^f i_c^3 \quad (2.17)$$

No ajuste das perdas por condução na chave, as estatísticas apontam para um ajuste eficiente do modelo de regressão. Entendendo como ajuste eficiente, alto R^2 e baixo S^2 (relativo).

Tabela 2.2: Valores de parâmetros ajustados para as perdas por condução do IGBT e do diodo.

Parâmetros	IGBT	Diodo
a	1,86137266704911E+001	1,50486342725034E+000
b	-6,75845982492337E-001	-1,13941436941466E-001
c	1,21915173760626E-003	2,42530102269997E-002
d	7,91241022689178E-001	6,65309783304521E-002
e	-2,91399847599410E-006	-4,79204808688133E-004
f	1,04751126256041E+000	-1,76778370100992E-001
R^2	0,998	0,999
S^2	3,260	1,095

Os valores das estatísticas e dos parâmetros ajustados do modelo para as perdas por condução da chave e do diodo são mostrados na Tab. 2.2.

Na Fig. 2.12 são mostradas as funções ajustadas a partir dos dados experimentais, para $T_j = 25^\circ C$ e $125^\circ C$. Na Fig. 2.13 são apresentadas as curvas extraídas do catálogo de fabricante do componente.

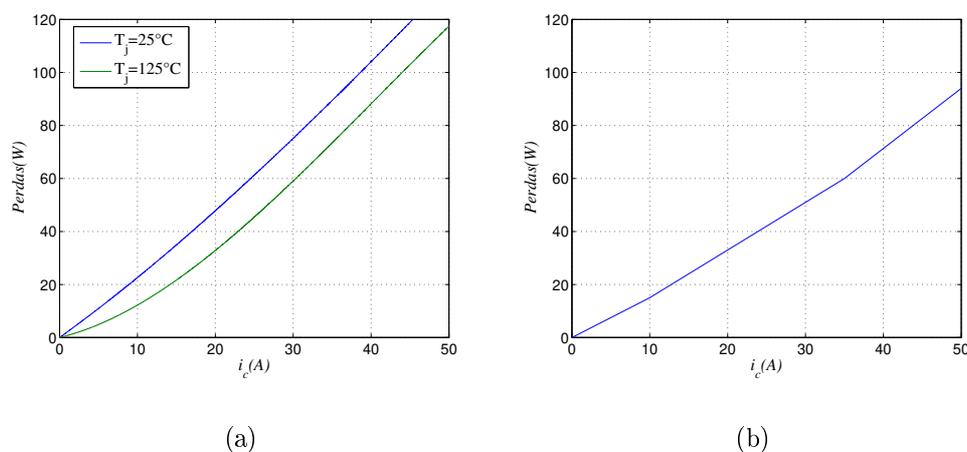


Figura 2.12: Perdas por condução determinadas experimentalmente na (a)- chave para $T_j = 25^\circ C$ e $125^\circ C$ e no (b)- diodo para $T_j = 25^\circ C$.

A comparação mostra que as funções ajustadas a partir dos valores experimentais, concordam com os valores disponíveis nos catálogos de fabricantes do componente, à temperatura de junção de $25^\circ C$ e $125^\circ C$.

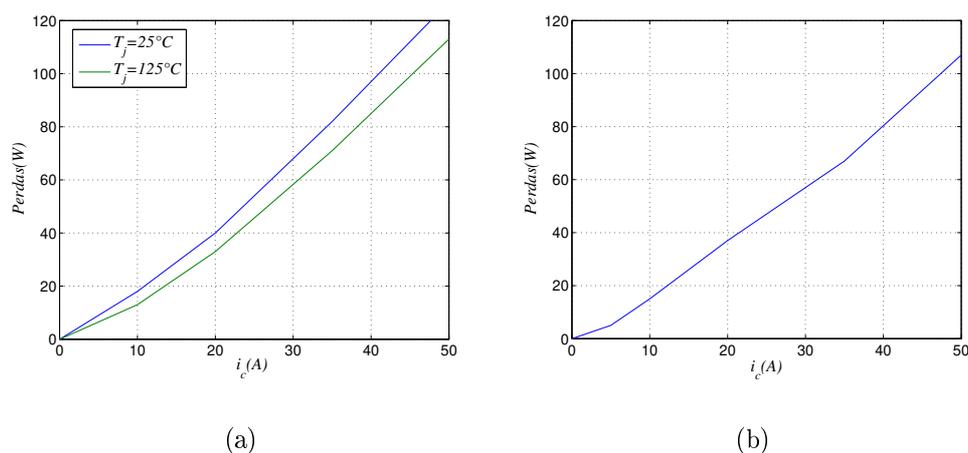


Figura 2.13: Perdas por condução extraídas do catálogo do fabricante (a)- chave para $T_j = 25^\circ C$ e $125^\circ C$ e no (b)- diodo para $T_j = 25^\circ C$.

2.6.2 Ajuste das perdas por chaveamento (bloqueio)

Na Fig. 2.14 é observado um bloqueio da chave em estudo sendo acionada pelo driver SKHI-10 da SEMIKRON, obtida experimentalmente.

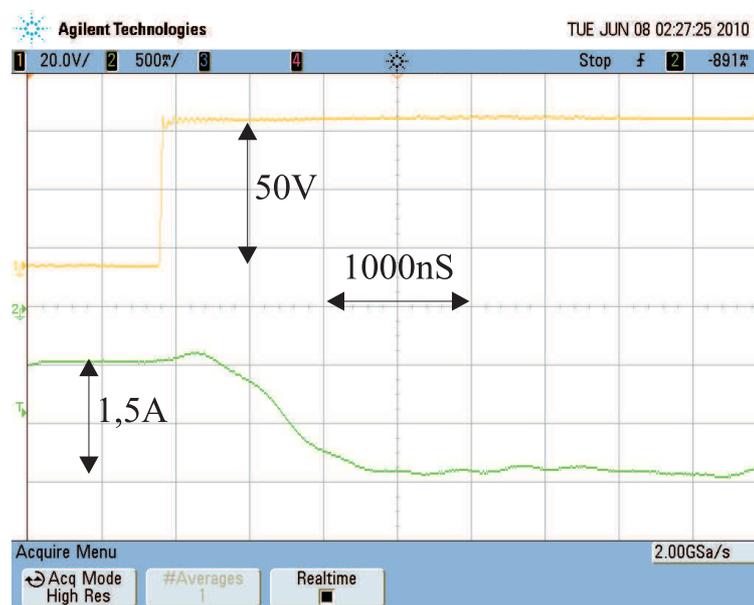


Figura 2.14: Bloqueio da chave do módulo CM50DY-24H para $E = 50V$, $i_c = 1,5A$, $T_j = 25^\circ C$.

A prática experimental para determinação das perdas por chaveamento foi restrita à área mostrada na Fig. 2.15, devido à indisponibilidade de cargas para aplicação numa ampla área. Para valores no espaço em branco da Fig. 2.15 as perdas são extrapoladas pelas funções

Tabela 2.3: Resultados dos ajustes das perdas por chaveamento (bloqueio).

a	-6,98086134660613E+002
b	-1,24206613666858E+000
c	-9,93147788017491E-001
d	1,32565785398831E-004
e	1,05910145978743E+000
f	5,88247564165734E-002
g	3,50155538495979E-004
h	3,51336251343875E-002
i	1,82633277640408E-001
R^2	0,971
S^2	0,054

ajustadas. Assim, o modelo de regressão empregado, além de um ajuste eficiente, deve ser capaz de se comportar de forma estável para valores de tensão do barramento CC e corrente de coletor fora da área de observação, ou seja, que possua uma extrapolação confiável. Vários modelos foram testados quanto à eficiência do ajuste. O modelo de regressão de temperatura e tensão de barramento exponenciais (2.18), utilizado também em Cavalcanti (2003), com 9 (nove) parâmetros, mostrou-se o mais eficiente para representar as perdas por chaveamento para efeito de extrapolação fora da área das observações.

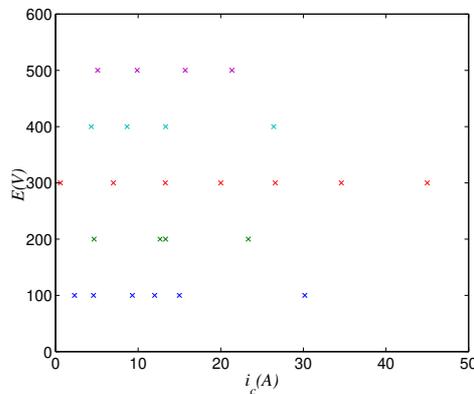


Figura 2.15: Área limite das observações das perdas por chaveamento.

$$Energia = aE^b(T_j)^c + dE^e(T_j)^f i_c + gE^h(T_j)^i i_c^2 \quad (2.18)$$

O ajuste das perdas por bloqueio apresentou estatísticas e parâmetros ajustados mostrados na Tab. 2.3. As estatísticas apontam para um ajuste eficiente.

A Fig. 2.16 mostra as funções ajustadas a partir das observações experimentais para

tensão do barramento CC de 200V e 600V, e de temperatura de junção de 25°C, 75°C e 125°C.

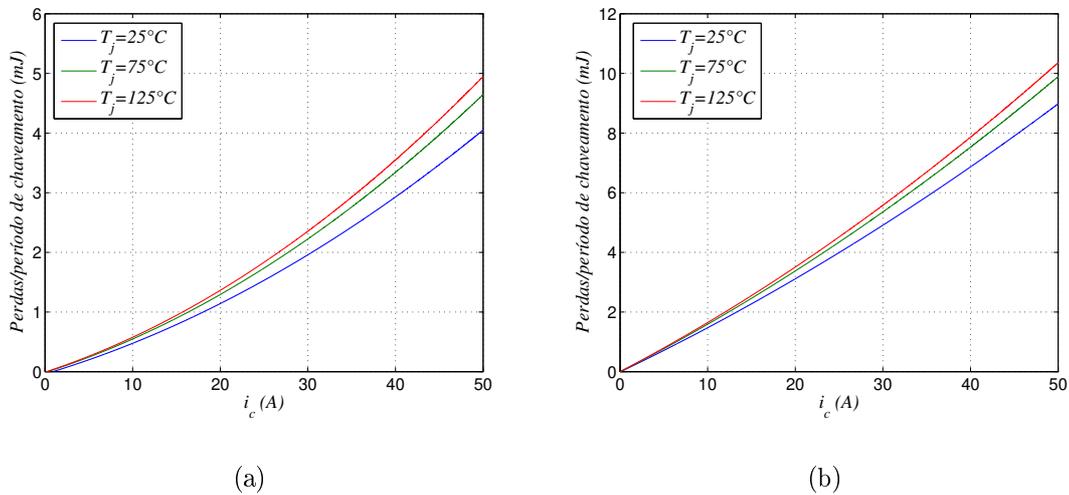


Figura 2.16: Gráfico da função ajustada para as perdas de bloqueio no chaveamento (a)- $E = 200\text{V}$, (b)- $E = 600\text{V}$.

Na Fig. 2.17, são mostrados os gráficos que representam as perdas no bloqueio calculado por simulação *PSpice*, com o modelo da chave, com $r_g = 45\Omega$ e tempo de subida do sinal do gate de 40ns , a $T_j = 25^\circ\text{C}$.

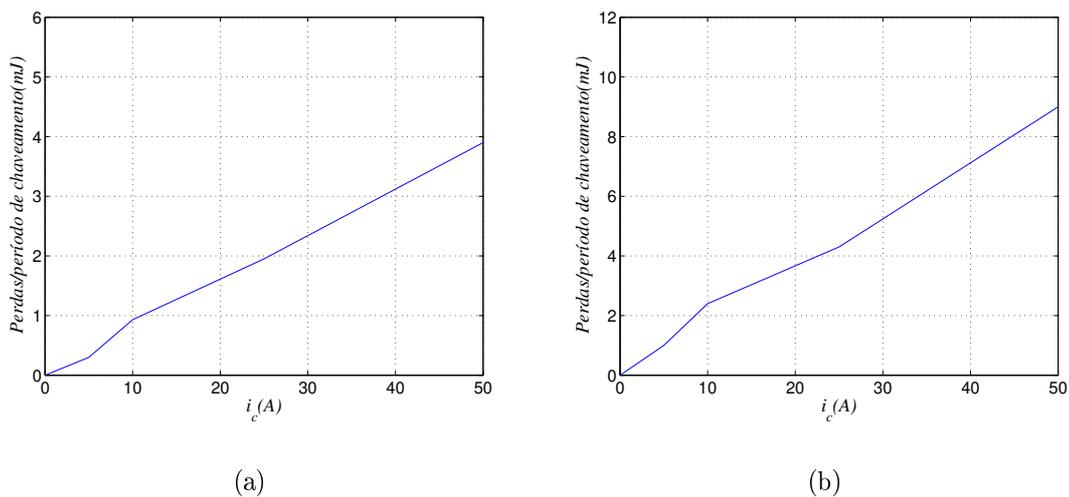


Figura 2.17: Gráfico das perdas por chaveamento no bloqueio com $r_g = 45\Omega$, tempo de subida do sinal de gate 40ns , para $T_j = 25^\circ\text{C}$ (a)- $E = 200\text{V}$, (b)- $E = 600\text{V}$

Tabela 2.4: Resultados dos ajustes das perdas por chaveamento (disparo).

a	$-4,32629058607807E+001$
b	$6,54343168142124E-001$
c	$-3,76051464309534E+000$
d	$3,45459273217821E-004$
e	$8,50386228097868E-001$
f	$8,13963248592737E-002$
g	$-3,98388099434486E-009$
h	$8,70527802697659E-001$
i	$9,45841026506730E-001$
R^2	0,986
S^2	0,008

2.6.3 Ajuste das perdas por chaveamento (disparo)

A Fig. 2.18 mostra um disparo obtido experimentalmente para a chave em estudo.

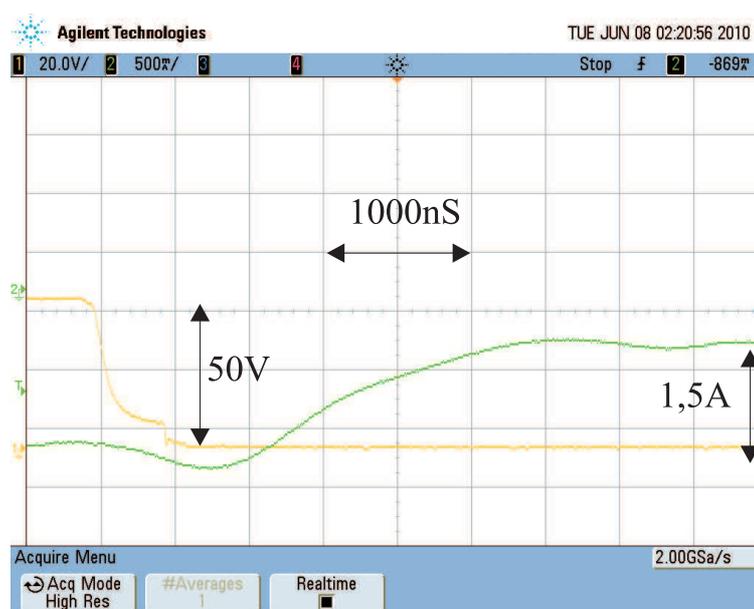


Figura 2.18: Disparo da chave do módulo CM50DY-24H para $E = 50V$, $i_c = 1,5A$, $T_j = 25^\circ C$.

Utilizando o mesmo modelo de regressão empregado no bloqueio, mostrado em (2.18), as estatísticas e os parâmetros encontrados no ajuste são mostrados na Tab. 2.4. As estatísticas mostram um ajuste eficiente.

A Fig. 2.19 mostra os gráficos das perdas por disparo ajustadas, para as temperaturas $25^\circ C$, $75^\circ C$ e $125^\circ C$ e tensão de barramento CC de $200V$, $600V$.

A Fig. 2.20 mostra o gráfico das perdas por disparo determinadas por simulação *PSpice*,

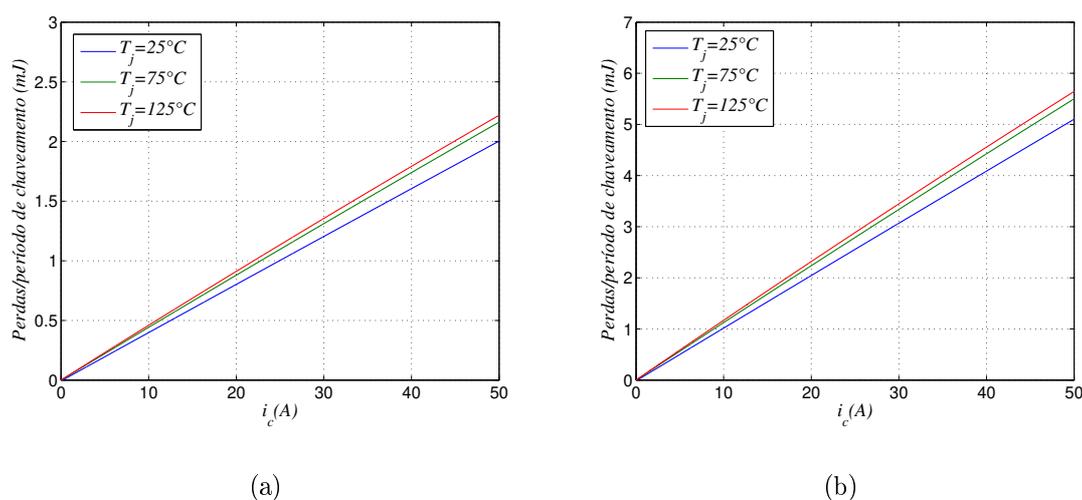


Figura 2.19: Gráfico do modelo ajustado para as perdas de disparo no chaveamento (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$.

para a temperatura de junção $T_j = 25^\circ C$.

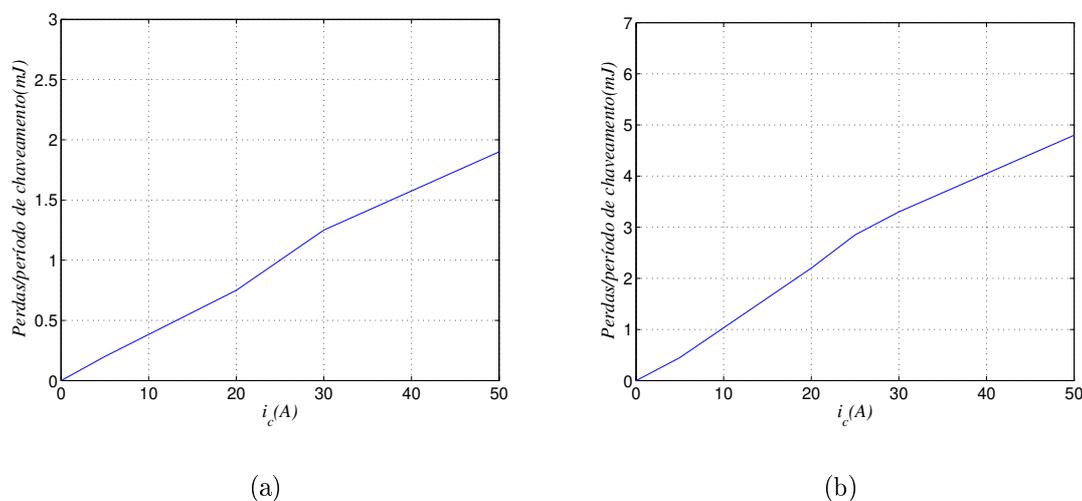


Figura 2.20: Gráfico das perdas por chaveamento no disparo com $rg = 45\Omega$, tempo de subida do sinal de gate $40nS$, $T_j = 25^\circ C$ (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$.

2.6.4 Ajuste das perdas por chaveamento - recuperação reversa

Foram observadas as recuperações reversas devido ao bloqueio e ao disparo, no entanto, somente no disparo mostrou valores significativos. Assim, a recuperação reversa no bloqueio será ignorada.

Tabela 2.5: Resultados dos ajustes das perdas por chaveamento (recuperação reversa).

a	1,84422991821724E-004
b	1,30850752816437E+000
c	9,52740548725779E-002
d	1,60020396419956E-006
e	8,26830317067358E-001
f	4,42026420495484E-001
g	1,01770641056389E-008
h	3,30343596504383E-001
i	1,14657713357332E+000
R^2	0,988
S^2	0,001

As estatísticas de ajuste e os parâmetros são mostrados na Tab. 2.5. Tais valores de estatística mostram também um ajuste eficiente do modelo aos pontos. As funções ajustadas são mostradas na Fig. 2.21 para $E = 200V$ e $E = 600V$.

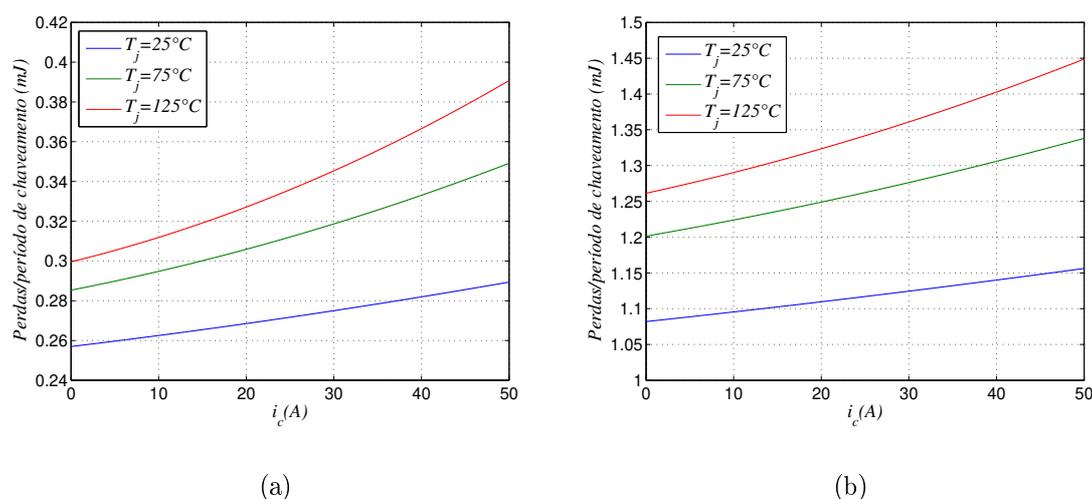


Figura 2.21: Gráfico do modelo ajustado para as perdas de recuperação do diodo (a)- $E = 200V$, (b)- $E = 600V$.

2.7 Determinação experimental das perdas nas chaves por balanço de potência

Um ensaio experimental foi realizado para fins de comparação com a estimação utilizando o método proposto neste capítulo. É difícil o controle da temperatura quando se

está controlando o conversor com vários braços de IGBT dual. Desta forma, este ensaio tem como objetivo determinar as perdas nos módulos a partir do balanço de potência ativa média, ignorando o efeito da temperatura dos módulos. Um inversor de dois braços alimentando uma carga monofásica resistiva foi utilizado para determinação das perdas nas chaves ignorando o efeito da temperatura. O inversor com dois braços, visto na Fig. 2.22, impôs uma tensão senoidal alternada na carga de amplitude igual ao valor da tensão de barramento CC.

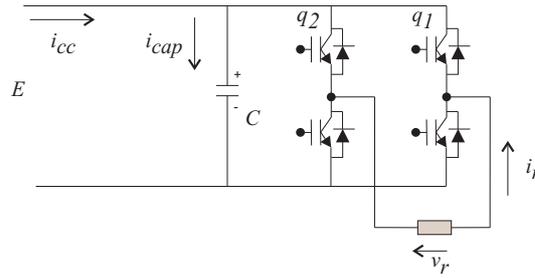


Figura 2.22: Inversor com dois braços para determinação de perdas experimentais.

As perdas nas chaves são obtidas pelo balanço de potência média dissipada, como pode ser observado em (2.19).

$$p(E, i_{cc}) = p(E, i_{cap}) + p(v_r, i_r) + p(resistores_do_barramento) + perdas_nas_chaves \quad (2.19)$$

As perdas nos resistores de dissipação do barramento foram ignoradas, pois tais resistores apresentaram valor equivalente por volta de $11k\Omega$, o que contribui para uma perda muito baixa. A potência média, determinada para tensão e corrente (2.20) e (2.21) respectivamente, é mostrada em (2.22) (ARRILLAGA e WATSON, 2003).

$$v = V_0 + \sum_{j=1}^n V_j \text{sen}(j\omega t + \delta_j) \quad (2.20)$$

$$i = I_0 + \sum_{j=1}^n I_j \text{sen}(j\omega t + \alpha_j) \quad (2.21)$$

$$\bar{p}(v, i) = V_0 I_0 + \sum_{j=1}^n \frac{V_0 I_0}{2} \cos(\delta_j - \alpha_j) \quad (2.22)$$

As perdas nas chaves são determinadas em 7(sete) etapas:

- I- Definição da tensão de barramento CC e da carga.
- II- Controle dos braços.
- III- Aquisição dos pontos, via osciloscópio, das grandezas para determinação das potências de entrada, dissipada no capacitor e dissipada na carga.
- IV- Exportar para o software *Matlab R2009a*.
- V- Decomposição em série de Fourier das grandezas até a ordem definida.
- VI- Cálculo das potências médias.
- VII- Determinação das perdas nas chaves por balanço de potência média.

Dados Utilizados no Ensaio Experimental:

Tempo morto: $3000nS$

Frequência de modulação: $10kHz$.

Módulos duais $i_c = 50A$, $v_{ces} = 1200V$ (mesmos valores utilizados no levantamento das perdas e construção das funções ajustadas).

Retificador ponte completa trifásica.

Um osciloscópio de $200MHz$ com quatro canais foi utilizado para adquirir os pontos.

Decomposição da série de Fourier e cálculo das potências médias (Até o 166° harmônico).

Referências de tensão dos braços (tensões de referência de pólo): $v_{20}^* = \frac{E}{2} \cos(\omega t)$, $v_{10}^* = -\frac{E}{2} \cos(\omega t)$

Observa-se nas Figs. 2.23 e 2.24 os resultados experimentais para $E = 200V$, $v_r(\text{pico}) = 200V$ e corrente de carga RMS de $3A$.

São mostrados nas Figs. 2.25 e 2.26 os gráficos de resultados obtidos para tensão de barramento CC de $100V$, $150V$ e $200V$, para correntes até $20A$. Nos gráficos, são mostrados além dos resultados experimentais as seguintes simulações:

* Dinâmica com base nas funções de perdas instantâneas determinadas por regressão a

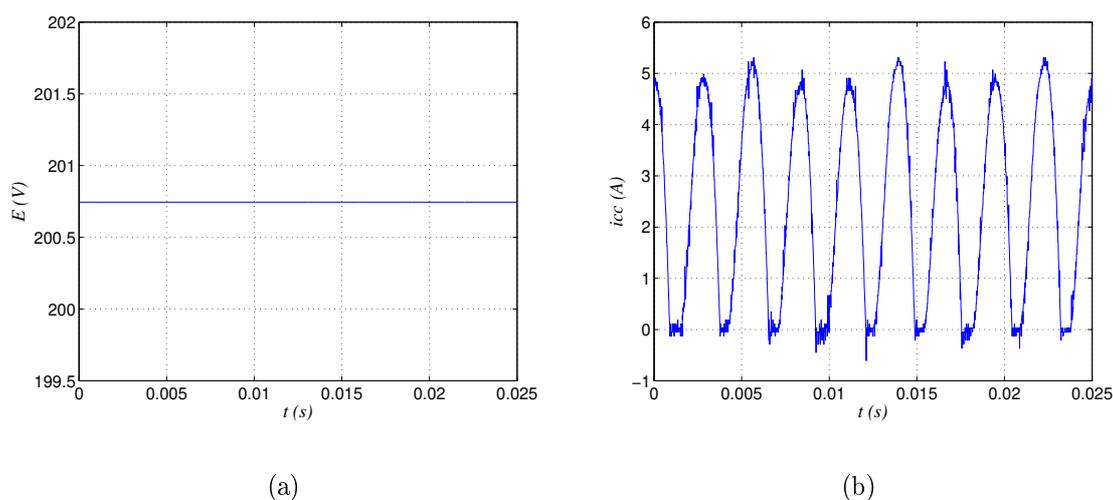


Figura 2.23: (a)-Tensão de barramento CC $E = 200V$ e (b)-Corrente contínua de barramento i_{cc} .

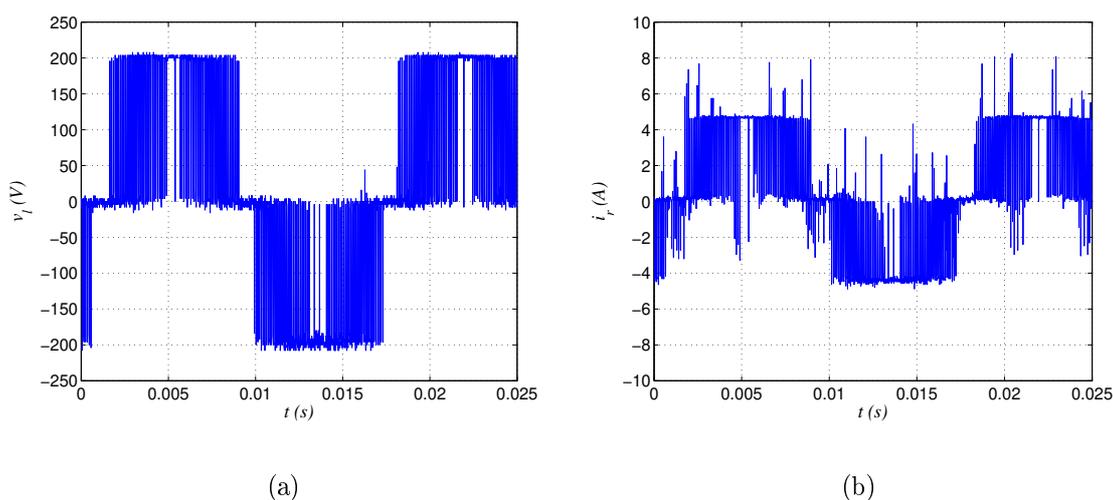


Figura 2.24: Tensão na carga v_r (para tensão de pico de $200V$) e corrente da carga $i_r = 3A(RMS)$

partir de dados experimentais, para $T_j = 125^\circ C$.

* Baseada em resultados de regime permanente utilizando o método proposto no capítulo para $T_j = 125^\circ C$.

Pode-se concluir, pelas Figs. 2.25 e 2.26, que a estimação em regime permanente concordou com os valores determinados por simulação dinâmica e provenientes de balanço de potência. Concordância neste contexto significa uma correlação forte. Foi realizado um teste de correlação para o caso de tensão de barramento de $200V$ (pior caso mostrado), no

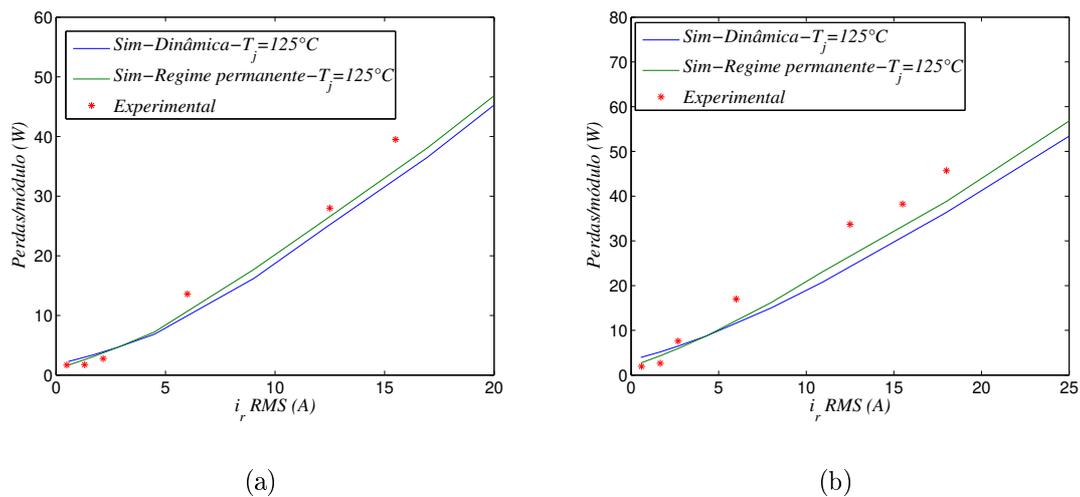


Figura 2.25: Resultados experimentais com temperatura ignorada e simulação dinâmica nas mesmas condições, para (a)- $E = 100\text{V}$, (b)- $E = 150\text{V}$.

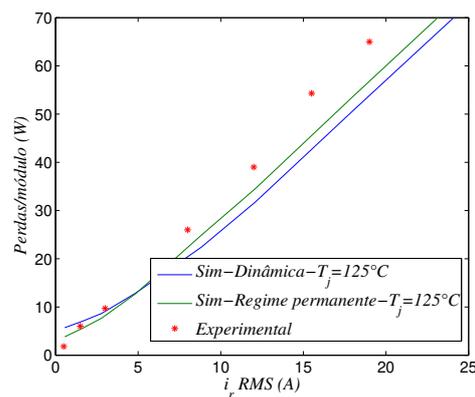


Figura 2.26: Resultados experimentais com temperatura ignorada e simulação dinâmica nas mesmas condições, para $E = 200\text{V}$.

software estatístico *SPSS – V. 13.0*. Foi encontrada uma correlação de 0,970 entre os resultados experimentais e pelo método proposto, e 0,999 entre os resultados provenientes de simulação dinâmica e pelo método proposto. Estas estatísticas apontam para uma correlação muito significativa entre os três resultados. Em outras palavras, a estimação com base em regime permanente, para conversores operando com frequência constante, é uma aproximação razoável das perdas reais.

2.8 Estimação das perdas nos módulos na modulação SYPWM

A modulação PWM simétrica é muito utilizada para otimização da tensão de barramento (BLASKO, 1997), (SANTOS, 2006), (JACOBINA et al., 2003), (ZHOU e WANG, 2002), e foi utilizado ao longo deste trabalho como estratégia de PWM. A pergunta que vem à tona é se o estimador em regime permanente, realizado com modulação senoidal oferece uma estimativa eficiente para modulação SYPWM. Dois tipos de simulação foram realizadas para fins de comparação no conversor visto na Fig. 2.27:

I- Modulação senoidal - Estimador em regime permanente

Passo: $50 * m_f$

Imposição $v_{no} = 0$

II- Simulação dinâmica.

Método: *Euler* passo fixo : $1E - 8s$

Estratégia de modulação para as tensões de referência de polo dadas pelas equações (2.23) a (2.25) :

$$v_{10}^* = v_{1n}^* + v_h \quad (2.23)$$

$$v_{20}^* = v_{2n}^* + v_h \quad (2.24)$$

$$v_{30}^* = v_{3n}^* + v_h \quad (2.25)$$

onde $v_h = -(V_{\max} + V_{\min})/2$

com $V_{\max} = \max[v_{1n}^*, v_{2n}^*, v_{3n}^*]$ e $V_{\min} = \min[v_{1n}^*, v_{2n}^*, v_{3n}^*]$

III- Limites de comparação

Índice de modulação (pior caso) $m = 1$.

Corrente de braço dos IGBTs (toda extensão até a corrente nominal do IGBTB $0 \leq i_b(RMS) \leq 50A$

Frequência de modulação

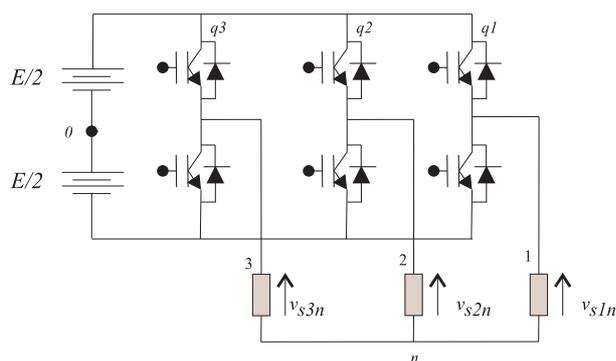


Figura 2.27: Inversor trifásico para comparação das perdas nos módulos estimadas entre as modulações senoidal e SYPWM.

Tabela 2.6: Resultados de comparação das perdas nos módulos IGBTs para as modulações senoidais e SYPWM.

$i_b(RMS)$	$2kHz$		$4kHz$		$10kHz$	
	<i>SYPWM</i> %	<i>RP</i> %	<i>SYPWM</i> %	<i>RP</i> %	<i>SYPWM</i> %	<i>RP</i> %
2,00	2,771	2,744	4,543	4,516	9,880	9,875
6,00	1,960	1,930	2,891	2,852	5,680	5,653
10,00	1,854	1,823	2,640	2,602	5,000	4,973
20,00	1,824	1,796	2,500	2,467	4,530	4,509
30,00	1,860	1,835	2,515	2,481	4,471	4,450
40,00	1,907	1,878	2,556	2,520	4,510	4,478
50,00	1,941	1,909	2,594	2,555	4,557	4,522

$2kHz$ (zona de predomínio das perdas por condução)

$4kHz$ (zona das perdas por condução e chaveamento no mesmo nível)

$10kHz$ (zona de predomínio das perdas por chaveamento)

Fator de potência da carga: 0,8

Tensão de barramento: 622,0V

Tensão de linha de referência: 380V(RMS)

Temperatura média de junção: 25°C

A Tab. 2.6 mostra o resultado das perdas percentuais nas duas simulações para cada nível de corrente e frequência de modulação.

Três comparações estatísticas de amostras emparelhadas foram realizados para cada nível de frequência. Foi utilizada o *software SPSS - V.13.0* para tal comparação. Os resultados da análise são mostrados na Tab. 2.7. Com tais resultados chega-se a seguinte conclusão:

Tabela 2.7: Resultados de comparações de amostras estatísticas emparelhadas.

	$2kHz$	$4kHz$	$10kHz$
Média SYPWM	2,0168	2,8913	5,5167
Média RP	1,9879	2,8565	5,4945
Média das diferenças SYPWM-RP	0,0289	0,0348	0,0222

A diferença entre as perdas para mesma corrente de braço é em média 0,0289 para frequência de modulação de 2kHz, 0,0348 para frequência de modulação de 4kHz e 0,0222 para frequência de modulação de 10kHz. Desta forma, pode-se concluir que a estimação de perdas nos módulos por regime permanente, utilizando modulação senoidal com $v_{no} = 0$, pode ser utilizado para uma classificação inicial de conversores sincronizados operando com modulação SYPWM. Como já foi mencionado, o método utilizando regime permanente possui esforço computacional muito menor que simulação dinâmica. Isto reflete no custo da tomada de decisão.

2.9 Conclusões

Foi proposto um estimador de perdas nos módulos IGBTs operando com modulação senoidal e frequência constante. O estimador utiliza dados de corrente e tensão de polo oriundos de simulações de regime permanente, que são mais rápidas que as simulações dinâmicas. Resultados experimentais com temperatura livre e simulação com modelo linear concordaram com o estimador proposto.

As estimações de perdas tendo como base modulação senoidal (regime permanente) servem como uma aproximação boa para simulações com modulação SYPWM (com otimização de tensão de barramento). Esta aproximação se mostrou boa para baixas, médias e altas frequências de modulação. Concluindo, pode-se utilizar a estimação baseada em regime permanente como uma primeira estimativa para classificação de conversores operando de forma sincronizada.

3

Estimação de confiabilidade de conversores sincronizados e tolerância à falha

Confiabilidade é uma disciplina científica relativamente nova, que surgiu no final da Segunda Guerra Mundial. Nasceu da preocupação com a falha de dispositivos eletrônicos que faziam parte dos aparatos bélicos. Hoje, a engenharia de confiabilidade tem características multidisciplinares. Projetos de muitos componentes eletro-eletrônicos e mecânicos são orientados para atender uma confiabilidade mínima estipulada em normas técnicas.

A definição de confiabilidade pode ser entendida como uma probabilidade que um componente ou sistemas de componentes, operando sob condições normais, desempenhe uma função específica num certo intervalo de tempo ou de ciclos de operação. (KAPUR e LAMBERSON, 1997, p. 1-5). Desta forma, percebe-se quatro conceitos básicos no estudo da confiabilidade:

* Componente ou sistemas de componentes que realizam uma função determinada. Tais componentes podem ser mecânicos, elétricos, biológicos e outros.

* Conceito de falha que deve ser definido de forma bem clara nos ensaios experimentais, pois esta pode ser parcial (não implica em parada de funcionamento) ou total (implica em parada de funcionamento). A falha pode ser lida de forma quantitativa, por exemplo uma resistência de contato que aumenta com a utilização da mesma. A falha pode também ser

lida de forma qualitativa (Funciona/Não funciona), como no caso das falhas concretas ou totais.

* Esforço ou *stress* a que são submetidos estes componentes ou sistemas. Tal esforço possui duas dimensões: intensidade e tempo (ou ciclos operacionais). A dimensão intensidade está ligada à maneira como o componente está sendo utilizado. Neste aspecto, a temperatura exerce um papel fundamental, principalmente em componentes eletro-eletrônicos. A temperatura acelera os processos físico-químicos das falhas diminuindo a vida útil física do componente.

* Conceito de probabilidade que aponta para a abordagem do problema não do ponto de vista determinístico (da certeza), mas probabilístico (da incerteza).

Desta forma, determinar a confiabilidade de um componente ou sistema envolve submeter amostras destes a um determinado esforço e medir o tempo ou número de ciclos até a falha de cada componente. De posse destes dados, realizar uma inferência estatística da população a partir dos dados determinados desta amostra.

A confiabilidade é um critério para comparação de conversores estáticos, pois é uma descrição de quanto a configuração está susceptível a falha. Tal falha está associada a prejuízo por tempo parado, despesas de manutenção e, em alguns casos, danos físicos a máquinas e a pessoas. Por exemplo, um problema comum na comparação de conversores que realizam a mesma tarefa e que possuem quantidade de módulos IGBTs diferentes é que pode ser impraticável saber qual o mais confiável por inspeção simples, pois a corrente dos braços, bem como, as tensões de barramento aumentam, na maioria das vezes, com a redução do número de braços. Desta forma, um conversor com menos braços possui menos componentes de falha. No entanto, estes componentes são submetidos a correntes e tensões de barramento maiores, ou seja, submetidos a um esforço de intensidade maior. Estimar a confiabilidade das configurações, operando sobre as mesmas condições, responderia a pergunta de qual o conversor seria mais susceptível a falhas, ou seja, se a redução do investimento inicial em módulos afetou significativamente a confiabilidade.

Este capítulo divide-se em duas etapas. Na primeira etapa é proposto um método para estimação da confiabilidade de conversores monofásico-trifásicos operando de forma sincronizada. Tal método é baseado na distribuição de probabilidade de Weibull, a mais

completa, pois aborda as três características de falha (KAPUR e LAMBERSON, 1977), (LAWLESS, 1982), APÊNDICE B. O método utiliza as perdas nos módulos IGBTs como única fonte de calor nestes módulos. Tais perdas nos módulos podem ser estimadas em regime permanente (quando a modulação for senoidal) ou a partir de simulação dinâmica (para outros tipos de modulação). O método faz com que a temperatura de junção dos módulos convirja para um valor de equilíbrio entre o calor gerado pelas perdas e o calor dissipado para o meio ambiente, a partir da interação dos sistemas elétricos e térmicos. As mesmas condições de relação de tensão, carga e resistência térmica são utilizadas para todos os conversores, garantindo uma comparação nos mesmos níveis de operação. De posse da temperatura de junção de equilíbrio, é determinada a confiabilidade do conversor naquele nível de esforço. O método utiliza o modelo de Arrhenius para agregar o efeito da temperatura no processo de falha. Os processos de falha são substancialmente acelerados pela temperatura dos módulos (SANKARAN et al., 1997), (LU et al., 2009), (FRATELLI et al., 1999).

Na segunda etapa do capítulo são realizadas duas aplicações de tolerância à falha com redundância *standby* para a configuração 10C. Serão realizadas aplicações de tolerância à falha no retificador monofásico e no inversor trifásico.

Os conceitos básicos de confiabilidade de componentes e sistemas utilizados neste trabalho se encontram no APÊNDICE B.

3.1 Estimação da Confiabilidade de módulos duais de IGBTs

A estimação da confiabilidade de módulos duais de IGBTs tem início no ensaio em laboratório de amostras significativas de componentes submetidos a uma determinada condição de esforço. A definição do tipo de falha leva à definição das variáveis de leitura para determinação do instante de concretização da falha. Tal definição traz, por sua vez, a definição do esforço e do nível deste esforço a que serão submetidas as amostras.

3.1.1 Falhas em módulos duais IGBTs

As principais falhas dos módulos IGBTs são:

I- Falhas nos contatos dos terminais do emissor, coletor e gate

Este tipo de falha, visto na Fig. 3.1, é provocado por forças de cisalhamento por diferença de características termomecânicas entre os fios de alumínio alloy (99,99% Al) e as superfícies de silício do semiconductor (LU et al., 2009), (FRATELLI et al., 1999). O coeficiente de dilatação térmico linear do alumínio é $24E-6^{\circ}C^{-1}$ e o do silício por volta de $2,5E-6^{\circ}C^{-1}$. Isto acarreta tensões de cisalhamento pela variação cíclica da temperatura. Este tipo de falha é a mais importante em módulos IGBTs, sendo responsável por quase todo tempo de vida absoluto do módulo (MIDDENDORF et al., 2005), (CHARFI et al., 2009).

Indicador de mecanismo de falha: Tensão $v_{ce}(on)$, v_f , $v_{ge}(limiar)$

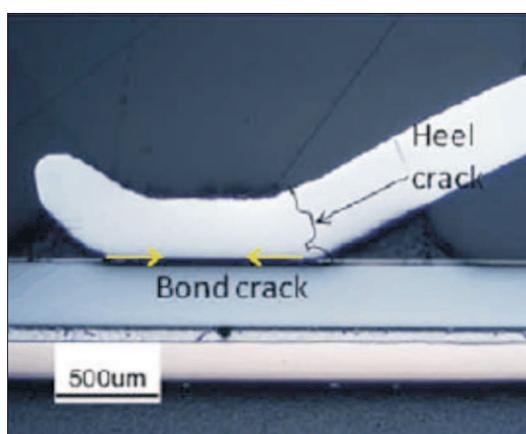


Figura 3.1: Falha de contato de fio com a superfície do chip do semiconductor, extraído de Lu (2009).

II- Deterioração da resistência térmica das camadas do substrato.

Este tipo de falha é devido a diferentes coeficientes de expansão entre as camadas do substrato submetidos a ciclos térmicos (LU et al., 2009). O resultado ao longo da vida útil do módulo é o aumento da resistência térmica da camada do substrato, aumentando a temperatura de junção do IGBT e do diodo.

Indicador de mecanismo de falha: Resistência térmica do componente, temperatura de junção.

III- Deterioração do gel de silicone de isolamento.

Este tipo de falha é devido aos ciclos térmicos (FRATELLI et al., 1999), pontos quentes em mau contato e bolhas de ar dentro do gel.

Indicador de mecanismo de falha: nível de descarga parcial randômica do isolante.

Neste trabalho, os dados de ensaios para fins de determinação de confiabilidade enfocam somente falhas do tipo contato aberto.

3.1.2 Dados experimentais utilizados

Ensaio experimentais para determinação de comportamento de falhas são de difícil implementação pelos seguintes motivos:

I- São caros, pois necessitam de um sistema de controle de temperatura das junções em malha fechada. Além de necessitarem de, no mínimo, o sacrifício de vinte módulos IGBTs novos, para se ter informações em, no mínimo, duas temperaturas.

II- O tempo de realização é longo o que torna incompatível com o cronograma da pesquisa, mesmo utilizando ensaios acelerados.

Desta forma, os dados experimentais utilizados neste trabalho foram extraídos de Sankaran et al. (1997), realizados com amostras de cinco elementos. Embora sendo módulos IGBTs de tecnologia antiga não comprometem o método. Além do mais, o objetivo da determinação da confiabilidade é comparação entre conversores e não um valor absoluto.

A definição de falha e esforço utilizados no ensaio que reproduziu os resultados experimentais utilizados neste trabalho são:

III- Definição de Falha: aumento de 20% da queda de tensão v_{ce} , caso IGBT, ou v_f caso diodo. Desta forma, o tipo de falha enfocada neste trabalho é de contato aberto, tanto para o IGBT quanto para o diodo.

IV- Esforço: Contados em ciclos operacionais constando de um bloqueio e um disparo. Controlados de tal forma que a diferença da temperatura de junção e a temperatura do dissipador ΔT permaneça constante.

O resultado dos parâmetros da distribuição de Weibull inferidos para o IGBT e o diodo está contido na Tab. 3.1.

O resultado para o módulo dual, contendo as duas características de falha (IGBT e Diodo) como componentes em série, para $\Delta T = 60^\circ C$ e $\Delta T = 90^\circ C$, admitindo a inde-

Tabela 3.1: Valores dos parâmetros da distribuição de Weibull para IGBT e Diodo. Esforço e definição de falha definidos em (SANKARAN, 1997).

Parâmetros	IGBT $\Delta T = 60^{\circ}C$	IGBT $\Delta T = 90^{\circ}C$	diodo $\Delta T = 60^{\circ}C$	diodo $\Delta T = 90^{\circ}C$
c_0	0	0	0	0
κ	2,512	1,5275	5,3672	6,181
$\chi(x1, 0E6)$	0,1636	0,0357	0,1338	0,0502
$COMF(x1, 0E6)$	0,1451	0,0322	0,1234	0,0466
R^2	0,9904	0,9177	0,9125	0,8581

pendência entre os componentes, está na Fig. 3.2.

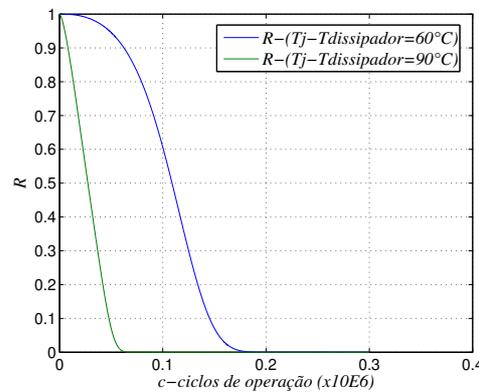


Figura 3.2: Confiabilidade de um módulo IGBT , para $60^{\circ}C < \Delta T < 90^{\circ}C$.

Uma confiabilidade de um módulo IGBT, contendo as características de falha do IGBT e do diodo, pode ser interpolado para outras condições de intensidade de esforço ΔT . A vida característica, que é proporcional a vida média, é interpolada pelo modelo de *Arrhenius* (3.1). Os processos de falha termicamente induzidos possuem sua velocidade modelada pelo modelo de *Arrhenius* (FOUCHER et al., 2002), (JOSHI, 2003). Tal modelo a princípio é utilizado na cinética química para medir a constante de variação da velocidade de uma reação com a temperatura. O coeficiente a_1 é a constante pré-exponencial e b_1 a constante que depende da energia de ativação (mínima energia necessária para que uma reação aconteça), e da constante de *Boltzmann*. O parâmetro de forma é interpolado por uma função linear seguindo o modelo (3.2). Assim a confiabilidade do módulo para uma determinada temperatura é mostrado em (3.3).

Tabela 3.2: Valores dos parâmetros da função de confiabilidade interpolada para intervalo entre 60°C e 90°C .

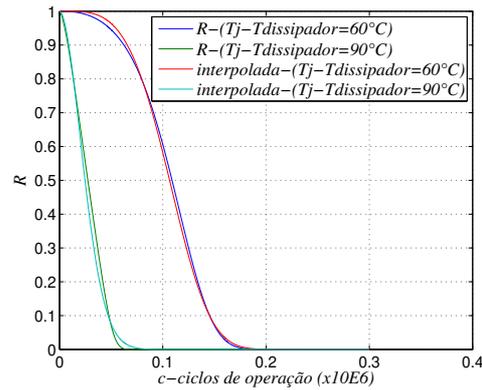
Parâmetros	Valor
a_1	0,001978
b_1	244,8957
a_2	7,9140
b_2	-0,067237

$$\chi(\Delta T) = a_1 \exp\left(\frac{b_1}{\Delta T}\right) \quad (3.1)$$

$$\kappa(\Delta T) = a_2 + b_2 \Delta T \quad (3.2)$$

$$R(c, \Delta T) = \exp\left[-\left(\frac{c}{\chi(\Delta T)}\right)^{\kappa(\Delta T)}\right] \quad (3.3)$$

Os valores dos parâmetros do modelo interpolado para o módulo utilizado em Sankaran et al. (1997), estão contidos na Tab. 3.2, para valores $60^{\circ}\text{C} < \Delta T < 90^{\circ}\text{C}$. Com estes valores de parâmetros interpolados são mostrados na Fig. 3.3, nos dois extremos, as curvas de confiabilidade exata e interpolada. O máximo intervalo que garante precisão é $30^{\circ}\text{C} < \Delta T < 125^{\circ}\text{C}$. Fora destes intervalos, a função de confiabilidade se torna não confiável. Assim, é possível a estimação da confiabilidade de um módulo IGBT se for conhecido o valor de ΔT de operação.

Figura 3.3: Confiabilidade de um módulo IGBT inferida e interpolada para $\Delta T = 60^{\circ}\text{C}$ e $\Delta T = 90^{\circ}\text{C}$.

3.2 Estimação da confiabilidade de conversores monofásicos-trifásicos

Nesta seção será apresentado o método adotado para estimação da confiabilidade de conversores estáticos em relação às falhas em módulos IGBTs. Alguns pressupostos são levados em consideração:

I- O processo de falha dos módulos IGBTs são independentes. Não há interação entre os mesmos como troca de calor. Desta forma a confiabilidade do conversor pode ser determinada por sistema de componentes em série, mostrado do APÊNDICE B.

II- Somente o processo de falha dos módulos IGBTs são levados em consideração. Assim, nesta etapa, falhas nos capacitores, *drivers*, sensores e outros dispositivos não são consideradas.

III- Única fonte de calor do módulo é sua perda por condução e chaveamento, que dependem da corrente de braço, tensão de barramento, frequência de modulação e temperatura de junção do dispositivo.

IV- Capacidade de dissipação térmica comum para todos os módulos IGBTs. A confiabilidade do conversor tratada nesta etapa é devido somente a arquitetura do conversor, pois se trata de uma comparação de arquiteturas. Desta forma, as resistências térmicas da junção ao meio ambiente são iguais para todos os módulos, bem como a temperatura do ambiente é a mesma para todos os conversores. O que se quer medir é o esforço a que a configuração submete os módulos IGBTs.

V- A resistência térmica $R_{th_{jun-car}}$ (resistência térmica junção carcaça do IGBT) e $R_{th_{car-dissi}}$ (resistência térmica carcaça do IGBT dissipador) são constantes, ou seja não variam com as perdas nas chaves. Desta forma, a variação de temperatura ΔT (junção-dissipador) é proporcional as perdas no módulo. Este pressuposto leva em consideração que nem a área da seção transversal onde flui o calor, nem o coeficiente de condução térmica dos materiais, variam com a temperatura.

VI- A variável ciclo operacional é tratada como variável contínua, evitando utilização de função de distribuição de probabilidade discreta.

Na Fig. 3.4 é mostrado o fluxograma completo do método de estimação da confiabi-

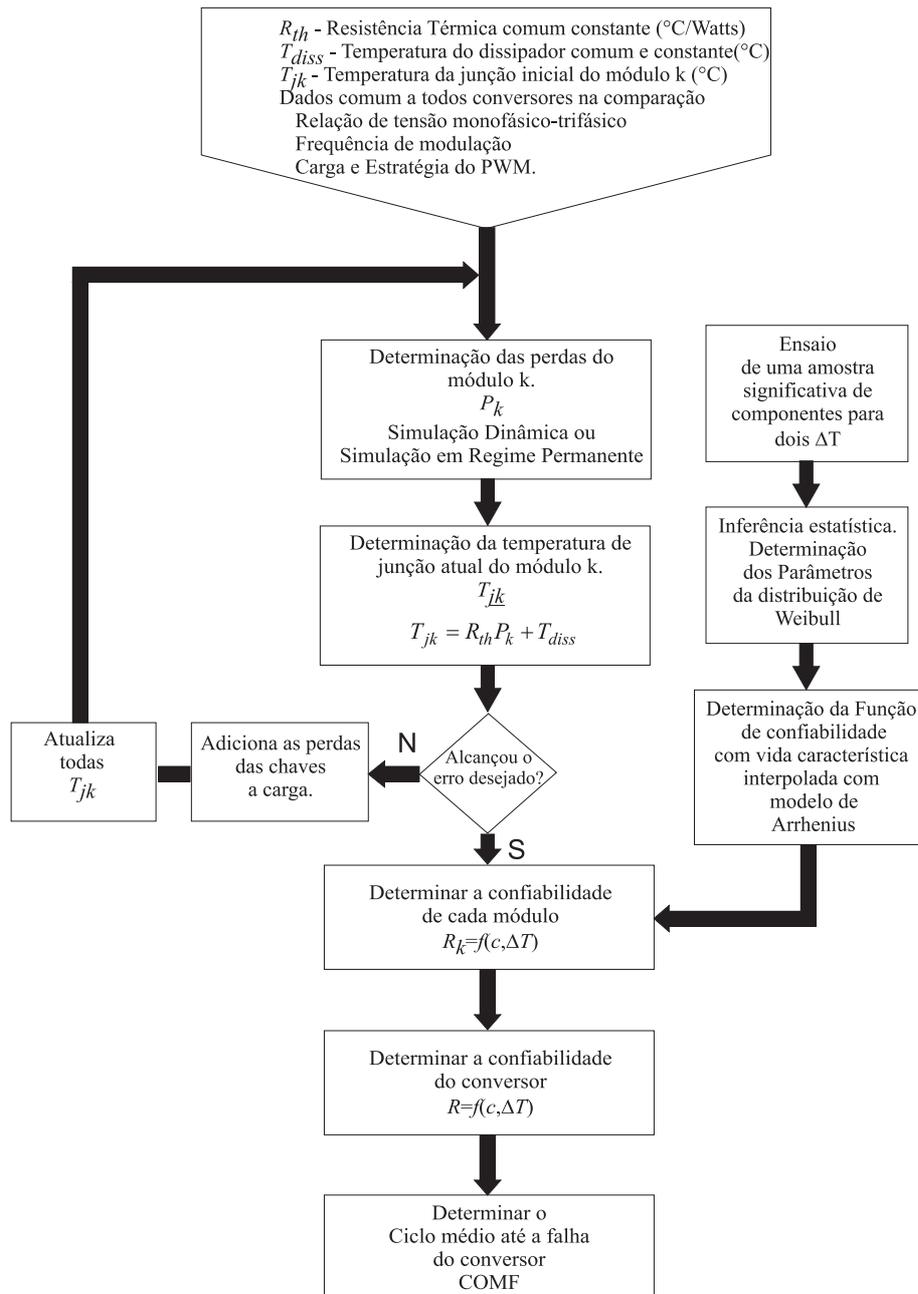


Figura 3.4: Método de estimação da confiabilidade de conversores sincronizados.

lidade de conversores monofásico-trifásico operando de forma sincronizada. O método é composto de um procedimento iterativo entre os sistemas térmico e elétrico para estimação da confiabilidade que é descrito com detalhes a seguir:

I- Determinar a confiabilidade de módulos IGBTs a partir de ensaios ou a partir de dados publicados na literatura técnica. Tais ensaios, como já foi mencionado, são compostos de uma amostra significativa de módulos IGBTs, submetidos a um determinado esforço, para no mínimo duas temperaturas diferentes.

Tabela 3.3: Convergência da temperatura de junção dos módulos para o conversor 10C.

Módulo	T_{j1}	T_{j2}	T_{j3}	T_{j4}	T_{j5}	ΔT
q1	60,000	70,283	73,199	73,459	73,486	48,486
q2	60,000	70,283	73,199	73,459	73,486	48,486
q3	60,000	70,283	73,199	73,459	73,486	48,486
q4	60,000	76,147	80,549	80,997	81,045	56,045
q5	60,000	76,147	80,549	80,997	81,045	56,045

II- De posse destes valores de ensaios, infere-se a confiabilidade da população a partir de regressão linear com mínimos quadrados.

III- Interpolação é realizada a fim de agregar o efeito da temperatura. Neste passo, a função de confiabilidade dinâmica em função da temperatura de junção já está construída.

IV- O processo iterativo se inicia. O valor da temperatura de junção de cada módulo é determinado por método iterativo, de tal forma que a cada iteração são atualizadas as temperaturas de junção no procedimento de cálculo das perdas. A convergência mostrará o ponto de equilíbrio entre o calor gerado pelas perdas e o calor dissipado para o meio ambiente.

O valor de resistência térmica total (junção-meio ambiente) comum a todos os módulos na comparação de conversores é aquele que produz $30^{\circ}C < \Delta T < 125^{\circ}C$, o que leva a valores de confiabilidade mais precisos. Foi utilizado neste trabalho $3^{\circ}C/W$ para a capacidade de dissipação térmica para todos os conversores na temperatura ambiente $25^{\circ}C$. Assim, todos os conversores são comparados com as mesmas condições de carga, relação de tensão entre sistema monofásico e trifásico e capacidade de dissipação térmica por módulo IGBT.

O método iterativo de determinação da confiabilidade convergiu para o conversor 10C padrão de acordo como mostrado na Tab. 3.3, para as quatro primeiras iterações, para as condições de carga e tensão descritas no capítulo 7.

A confiabilidade do conversor 10C é mostrada na Fig. 3.5, para o tipo de falha abordado no ensaio dos componentes, e seguindo os pressupostos estabelecidos.

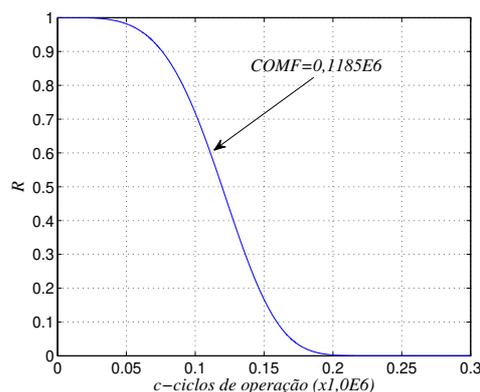


Figura 3.5: Confiabilidade do conversor 10C operando com as temperaturas de convergência da Tab.4.3.

3.3 Aplicações de redundância *standby* para o conversor 10C

Esta aplicação de redundância *standby* para o conversor 10C constrói uma nova configuração cujo projeto tem ênfase na confiabilidade. Obviamente o investimento inicial desta configuração aumentará devido à incorporação de novos componentes. Além do aumento em investimento inicial, há aumento em complexidade do controle. No entanto, o cenário de aplicação do conversor pode exigir uma confiabilidade maior, justificando o investimento a mais para este fim. A Fig. 3.6, mostra o conversor proposto, chamado de 10C-TF1, com redundância *standby* no retificador de entrada. Os módulos de IGBTs do retificador de entrada são os que estão submetidos a um maior esforço, devido a corrente monofásica ser conduzida por estes módulos. Os *triacs* são os responsáveis pela comutação no caso de falha dos módulos quatro e cinco. Na Tab. 3.4 é mostrado o estado dos *triacs* antes e depois de cada falha.

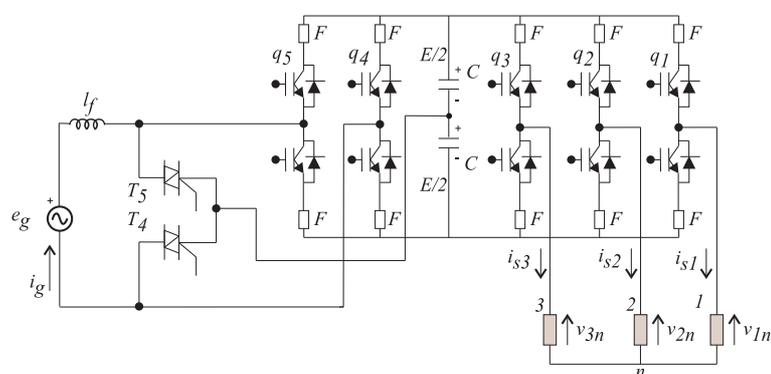


Figura 3.6: Configuração de 10 chaves tolerante à falha 10C-TF.

Tabela 3.4: Estado dos triacs antes e depois da falha.

Condição	T_4	T_5
Sem Falha	0	0
Falha q4	1	0
Falha q5	0	1

As configurações finais, depois das falhas, são mostradas nas Figs. 3.7 e 3.8. O centro dos capacitores é utilizado na configuração final. Isto implica em alteração da referência da tensão de barramento que passa a ser dobro da inicial. Tal alteração da tensão de barramento evitará que o módulo restante no retificador sature. Porém, este aumento da tensão de barramento aumentará as perdas por chaveamento, aumentando o esforço das configurações finais.

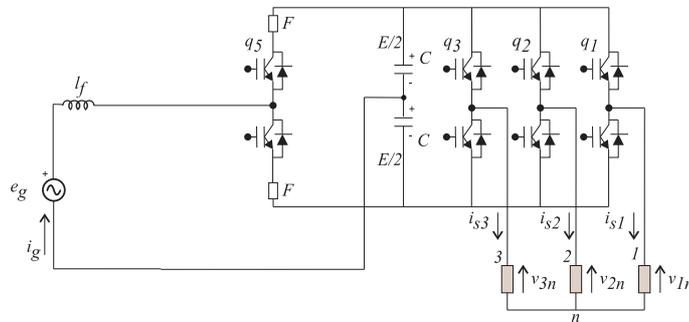


Figura 3.7: Configuração final no caso de falha do módulo q4.

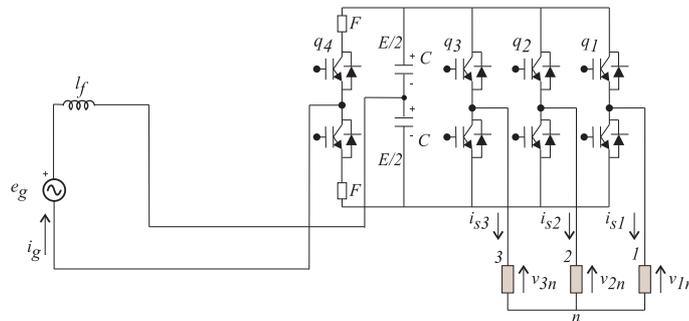


Figura 3.8: Configuração final no caso de falha do módulo q5.

A seguir será determinado o ganho em confiabilidade em relação a configuração 10C padrão.

3.3.1 Determinação da confiabilidade da configuração 10C-TF1

O sistema, mostrado na Fig. 3.9, possui duas unidades redundantes, e representa o conversor 10C-TF1, proposto. Cada bloco representa a confiabilidade de um módulo IGBT.

Tabela 3.5: Descrição dos eventos e confiabilidade do sistema final.

Evento	Descrição do evento	Confiabilidade do sistema
E_1	Operação sem falha	$R_{s6}(c)$ - Sistema operando com cinco braços, tensão de barramento normal.
E_2	Falhe somente q5	$R_{s5}(c)$ - Sistema operando com quatro braços, tensão de barramento o dobro
E_3	Falhe somente q4	$R_{s4}(c)$ - Sistema operando com quatro braços, tensão de barramento o dobro

Os eventos E_1 , E_2 e E_3 representam as três condições de operação, descritas na Tab. 3.5, com as respectivas confiabilidades de cada sistema.

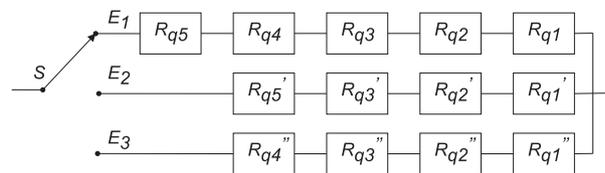


Figura 3.9: Representação do sistema com duas unidades redundantes.

Na Fig. 3.10, são mostrados os modos de sucesso para o sistema proposto para uma falha em $c1$. Admitindo que os modos sejam mutuamente exclusivos, a confiabilidade do sistema é composta por uma soma dos modos de sucesso. A confiabilidade do sistema é mostrada em (3.4). Os termos no somatório são os ganhos em confiabilidade do sistema.

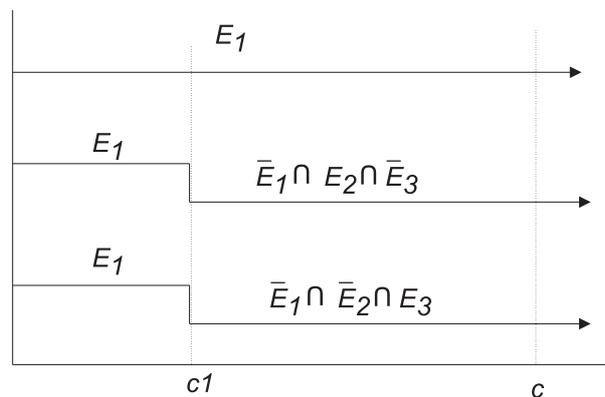


Figura 3.10: Modos de sucessos do sistema para duas unidades redundantes, onde $c1$ é o momento da falha.

$$R_s(c) = R_{s6}(c) + \sum_{j=4}^5 \int_0^c f_{qj}(x) R_{sj}(c-x) dx \quad (3.4)$$

Utilizando o conversor 10C-TF1 para tensão de 360V na condição pré-falha, com possibilidade de reconfiguração para 634V, faz aumentar significativamente as perdas por chaveamento na condição pós-falha. Os ciclos operacionais médios até a falha, determinados por (3.4) e (B.3) neste caso, subiu de $0,1185E6(10C)$ para $0,1311E6(10C-TF1)$ um aumento de 10,7%. O gráfico da confiabilidade dos dois sistemas com e sem redundância *standby* é mostrado na Fig. 3.11. Com unidades redundantes somente para o retificador de entrada houve um ganho em confiabilidade do sistema de 10,7%, o que não chega a ser muito significativo.

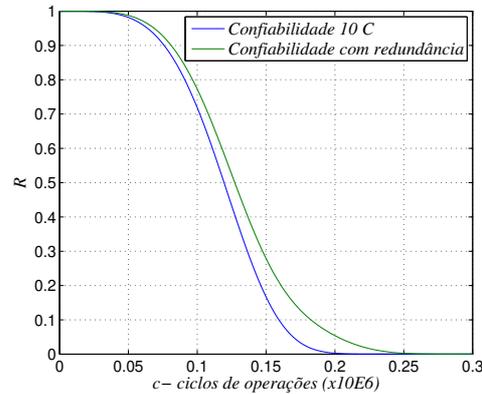


Figura 3.11: Gráfico da confiabilidade do sistema sem e com redundância *standby*.

3.3.2 Estudo de implementação do sistema de tolerância à falha

O sistema total de um conversor VSI tolerante a falha possui o diagrama de bloco mostrado na Fig. 3.12. O sistema é composto basicamente de dois blocos o detector de falha e o controle da tolerância à falha.

O detector de falha baseia-se na comparação entre as tensões de referências de polo dos braços estimadas (do passo anterior) e os valores de saída medidos no conversor. Logo é necessária a leitura da tensão de polo, sendo necessário obviamente o ponto central do barramento. A análise de erro entre os dois valores, tensão de polo estimada a partir do controle e tensão de polo medida, é fundamental para evitar detecção de falhas espúrias e ao mesmo tempo ser rápido na tomada de decisão. Na prática, chaveamento, tempo morto,

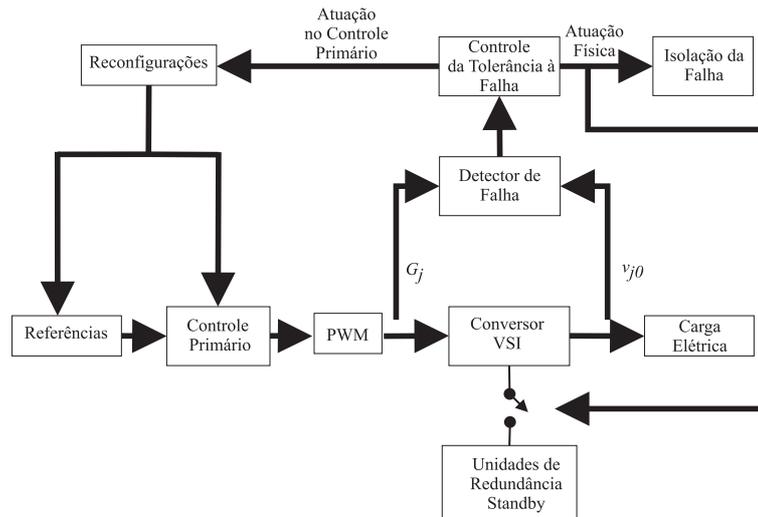


Figura 3.12: Diagrama de bloco de um sistema tolerante à falha geral.

ruídos, *spikes*, todos contribuem para uma tomada de decisão errada. Em Corrêa et al. (2001) os autores analisam as falhas de um inversor trifásico detectando corrente nos braços de forma temporal. Em Ribeiro et al. (2003), Brouji et al. (2006), Yu et al. (2006) e Poure et al. (2009) os autores utilizam uma detecção de falha baseada no comportamento temporal do erro entre as tensões de polo estimadas e medidas. Os métodos de análise de erros temporais diminuem a possibilidade de detecção de falhas espúrias. Neste trabalho é utilizada uma detecção temporal com comparação de tensões de polo. Tal detecção é baseada no fluxograma genérico visto na Fig. 3.13. O detector utilizado no trabalho detecta chave aberta, chave em curto, e travamento de sinais de driver, posto que o sinal para estimação G_j é oriundo do controle primário e PWM.

As variáveis para a Fig. 3.13 são descritas a seguir:

$G_j(k-1)$ é o estado da chave superior no passo anterior lido na saída do PWM. (1-ligada) (0-desligada),

Δ_v é o máximo valor de erro considerado não falha,

Δ_k é a máxima quantidade de observações.

O valor do erro é observado durante um intervalo de tempo, e decidido se houve a falha ou não. Os valores de Δ_v e Δ_k devem ser ajustados empiricamente pois tais valores dependem do sistema. No entanto, sempre haverá uma relação conflitante entre rapidez e decisão fidedigna.

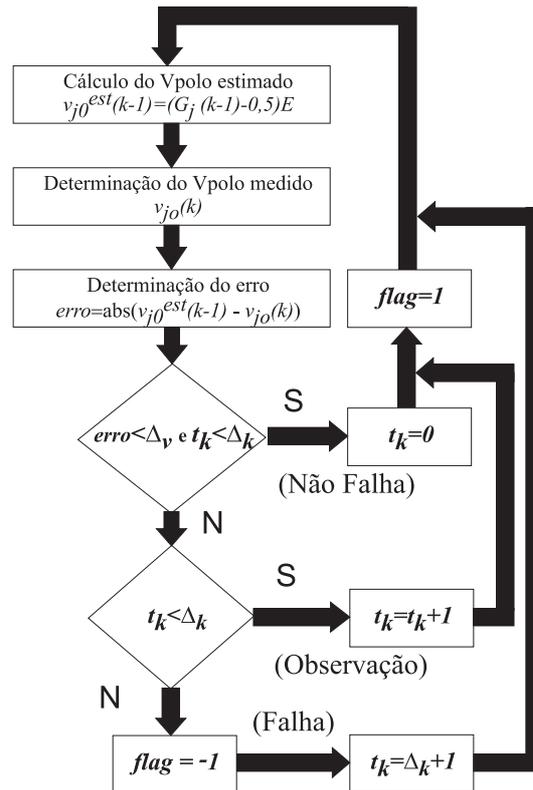


Figura 3.13: Fluxograma representativo do método utilizado para detecção de falha.

O controle da tolerância à falha consiste na atuação física e atuação no controle primário (reconfiguração), se houver falha. A atuação física é composta de inserção ou subtração de componentes e no isolamento da falha. A atuação no controle primário consiste em reconfigurações nas referências e ganhos do controle. Na aplicação em questão, as reconfigurações para as referências da tensão de barramento são mostradas na Fig. 3.14, para o caso de uma falha no módulo quatro. Para falha no módulo cinco a referência v_{50}^* é retirada e v_{40}^* é reconfigurada para $-v_g^*$. Todas as referências são efetivadas em rampa com inclinação ajustada na prática.

3.3.3 Resultados de Simulação

Uma simulação para uma falha de contato aberto da chave superior do módulo 4 (IGBT aberto com diodo permanecendo) no instante 0,5s foi realizada para os seguintes dados.

Conversor:

$$e_g = v_{linha} = 100V$$

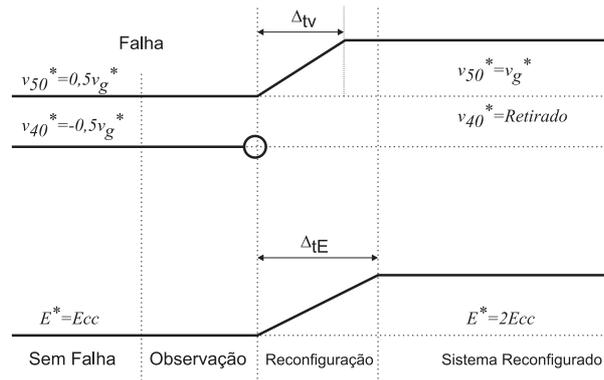


Figura 3.14: Exemplo de reconfiguração para uma falha no módulo 4.

$P_{carga} = 350W$ Fator de potência 0,8 (indutivo)

$E^* = 120V$

$C = 2x4400\mu F$

$l_f = 10mH(0,13pu)$

Simulação:

Software: *Matlab-Simulink R2009a*

Método: Passo Fixo (Euler)

Passo: $1,0E - 5$

Detector de Falha:

Momento da Falha: $0,5s$

Δk (Tamanho da observação): $30E - 5s$

Δv (Tolerância do erro) : $2,0V$

Reconfigurador:

$\Delta t_e = \Delta t = 0,3s$

Sem atuação nos ganhos dos controladores do controle primário.

Na reconfiguração da tensão de barramento CC, visto na Fig. 3.15, o controle conseguiu seguir a rampa de referência. O transitório na corrente monofásica foi de três vezes a corrente de carga, visto na Fig. 3.16. Tal transitório é devido ao carregamento dos capacitores na

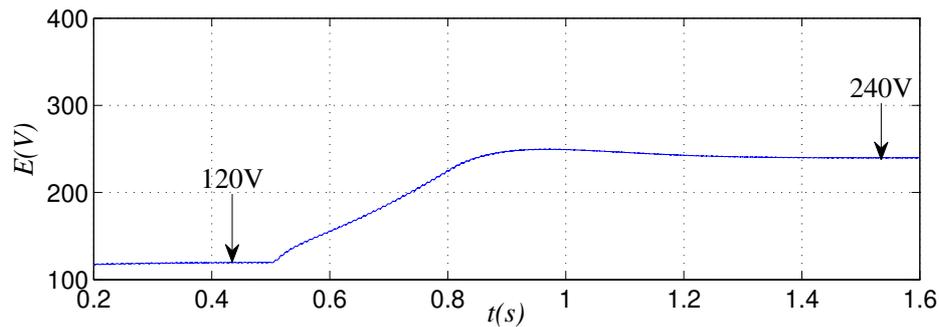


Figura 3.15: Tensão de barramento CC - simulação dinâmica.

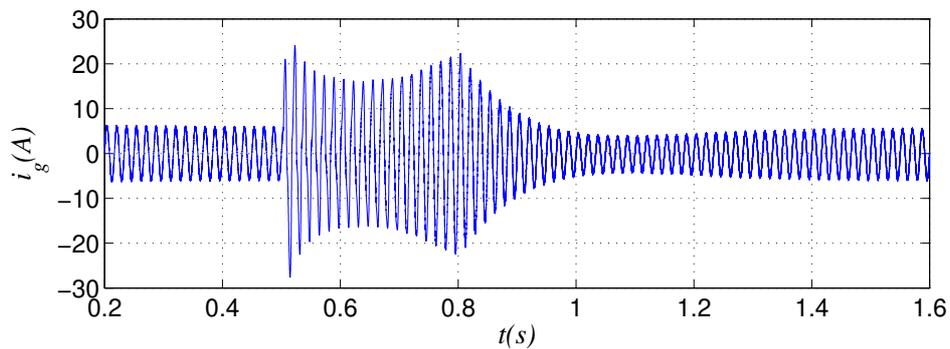
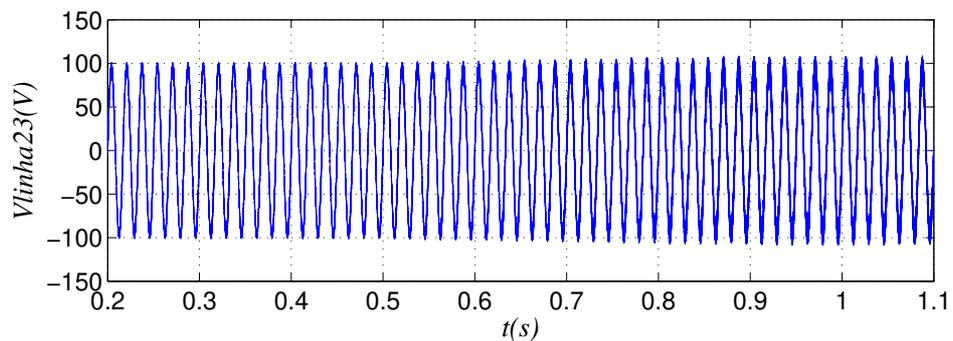


Figura 3.16: Corrente da fonte monofásica- simulação dinâmica.

reconfiguração da tensão de barramento. As tensões de linha, vistas na Fig. 3.17 e 3.18, passam a ter um THD maior devido ao aumento da tensão de barramento e controle em meia ponte. Foi observado que o controle corrigiu o fator de potência da carga na nova configuração em meia ponte, como mostrado na Fig. 3.19.

Figura 3.17: Tensão de linha v_{23} na carga- simulação dinâmica.

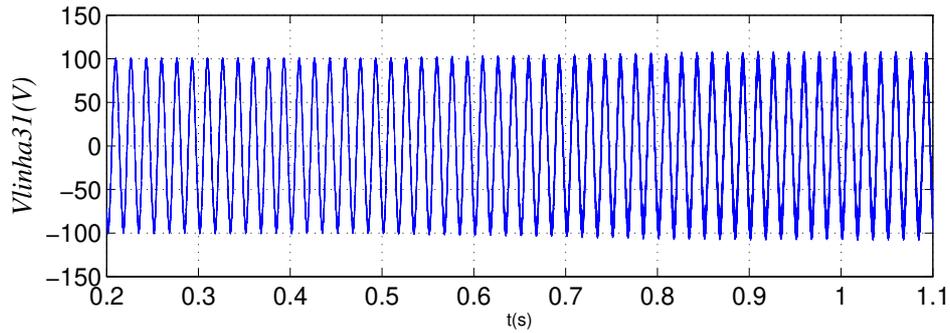


Figura 3.18: Tensão de linha v_{31} na carga- simulação dinâmica.

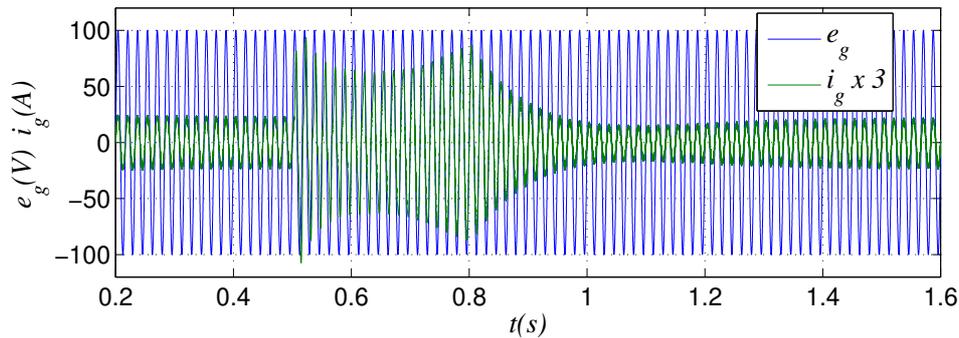


Figura 3.19: Tensão e_g e corrente i_g da fonte monofásica- simulação dinâmica.

3.3.4 Resultados experimentais

Os resultados experimentais também se concentram nas falhas do tipo contato aberto. Foi simulada uma falha grampeando o sinal para o *driver*, de tal forma que a chave superior do braço quatro permanença aberta (não obedecendo o controle). Os resultados experimentais foram adquiridos na plataforma descrita no APÊNDICE H. Segue a descrição dos componentes.

Conversor:

$$e_g = v_{linha} = 100V$$

Frequência de modulação : $10kHz$

$$P_{carga} = 350W \text{ Fator de potência } 0,8 \text{ (indutivo)}$$

$$E^* = 120V$$

$$l_f = 10mH(0,13pu)$$

Detector de Falha:

Momento da Falha: 0,1s

Δk (Tamanho da observação): $10E - 4s$

Δv (Tolerância do erro) : 30,0V

Reconfigurador:

$\Delta_{te} = \Delta_t = 0,3s$

Sem atuação nos ganhos dos controladores do controle primário.

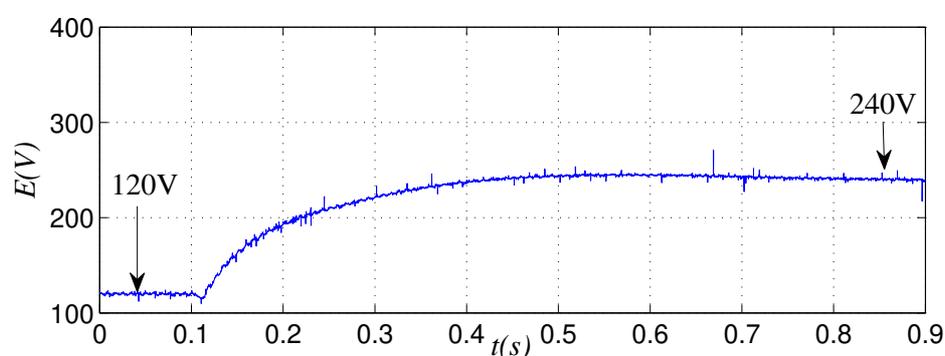


Figura 3.20: Tensão de barramento CC- resultado experimental.

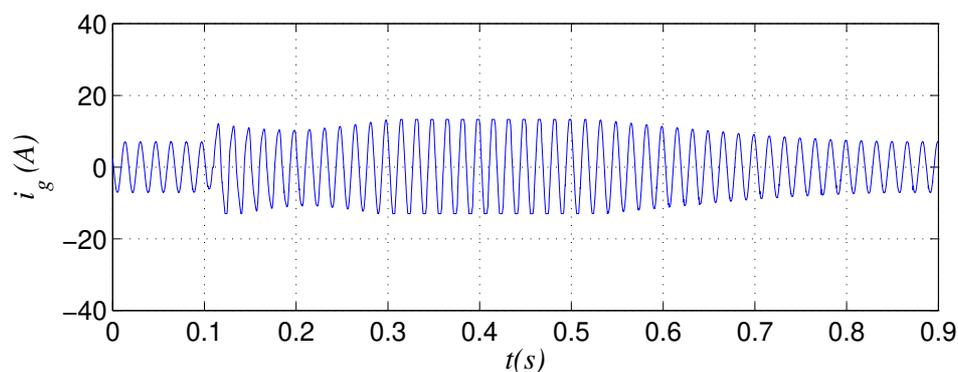
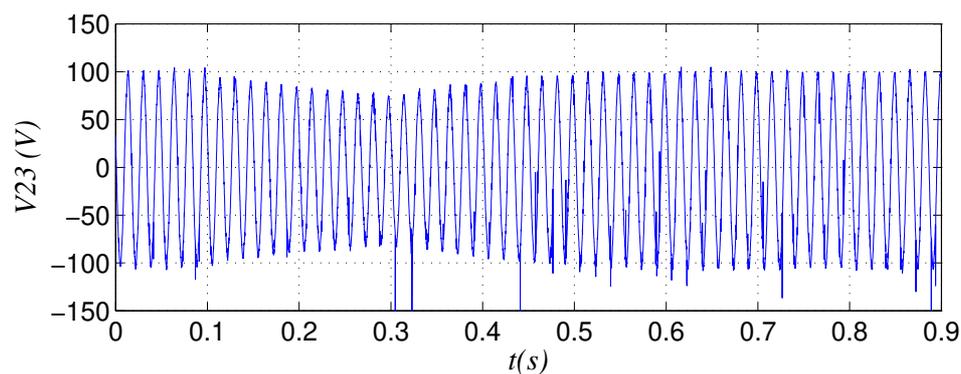
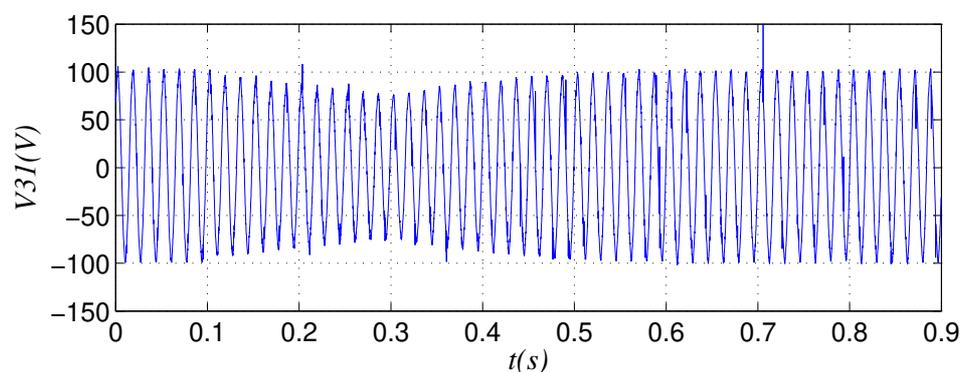
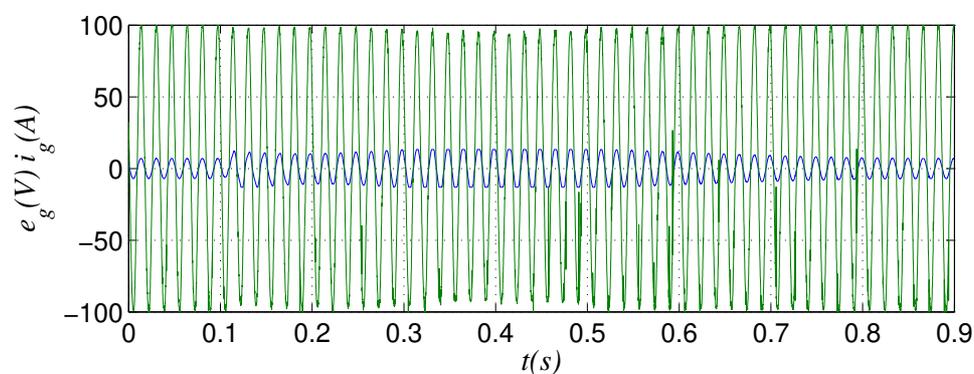


Figura 3.21: Corrente da fonte monofásica-resultado experimental.

A tensão de barramento, vista na Fig. 3.20, foi reconfigurada para o dobro da tensão inicial sem sobre-sinal muito alto e ao mesmo tempo com tempo de subida razoável. A corrente da fonte monofásica, vista na Fig. 3.21, passou por um transitório alto causado pelo aumento da carga dos capacitores devido a reconfiguração da tensão. As tensões de linha na carga, mostradas nas Figs. 3.22 e 3.23, foram acompanhadas por um ligeiro afundamento no

Figura 3.22: Tensão de linha v_{23} na carga- resultado experimental.Figura 3.23: Tensão de linha v_{31} na carga- resultado experimental.

intervalo da reconfiguração da tensão de barramento, voltando logo em seguida aos valores de referências. Foi observado, Fig. 3.24, que os reativos da carga continuaram sendo corrigidos depois da falha. O detector funcionou de forma esperada, visto nas Figs. 3.25 e 3.26, detectando a falha pela variação do erro entre as tensões de referências de polo e as tensões lidas.

Figura 3.24: Tensão e_g e corrente i_g da fonte monofásica- resultado experimental.

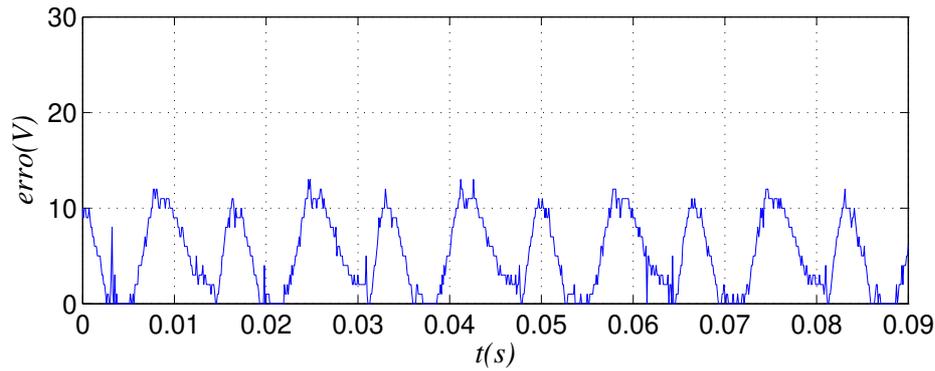


Figura 3.25: Erro de detecção antes da falha- resultado experimental.

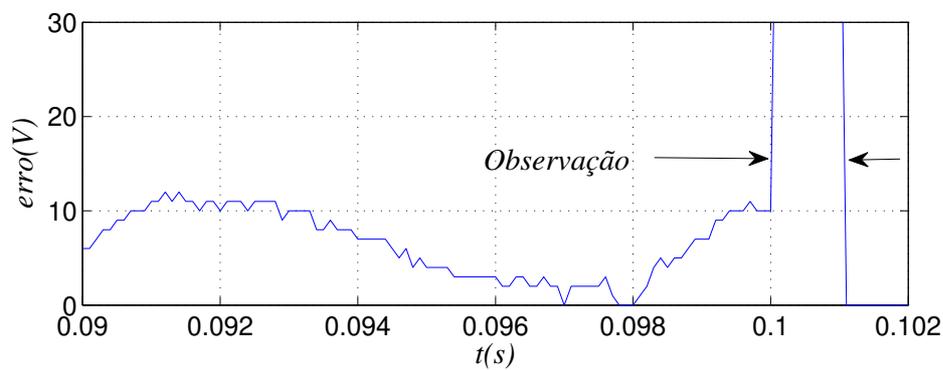


Figura 3.26: Erro de detecção depois da falha- resultado experimental.

3.4 Redundância *standby* compartilhando braços

O problema da utilização do ponto central do barramento CC é que para se manter a mesma relação de tensão, a configuração pós-falha deverá aumentar a tensão do barramento CC, trazendo com isto aumento em perdas nas chaves, aumento da distorção harmônica e diminuição da confiabilidade dos módulos IGBTs e capacitores. A configuração 10C-TF2, mostrada na Fig. 3.27, utiliza, para um sistema de tolerância a falha no inversor trifásico, o compartilhamento de braços, na tentativa de minimizar os problemas decorrentes do aumento de tensão de barramento. No caso de uma falha num dos braços do inversor trifásico a fase da carga será transferida para o braço 4(quatro). Desta forma, a configuração pós-falha é semelhante a 8C, mostrada no APÊNDICE D, que possui a característica de operar para determinados sincronismos com a mesma tensão de barramento que a configuração 10C. Obviamente que para utilização desta característica de barramento da configuração pós-falha 8C, esta deverá operar em sincronismo. No entanto, a configuração pré-falha pode operar com frequência variável. A operação em sincronismo pós-falha serve para se valer de

uma condição de emergência, que garanta a operação do sistema sem variação de frequência e tensão, mas sem aumentar o esforço das chaves e capacitores.

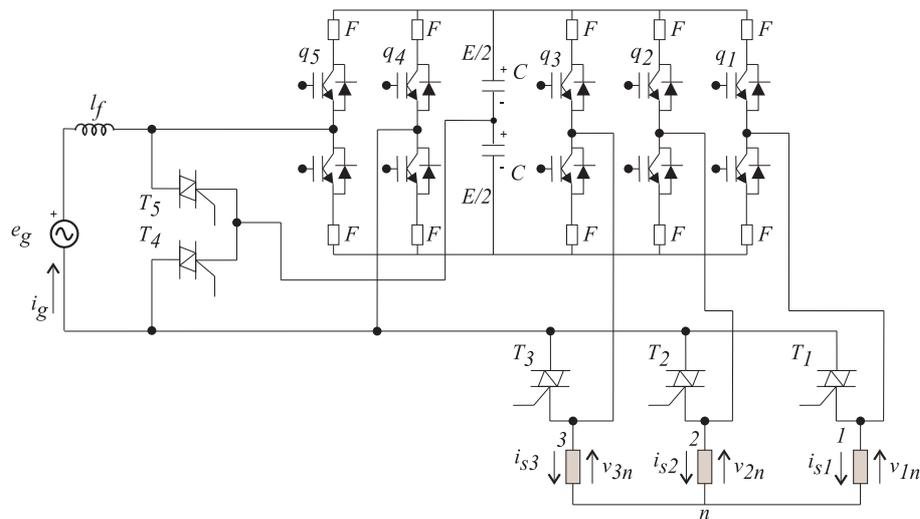


Figura 3.27: Configuração com tolerância à falha no inversor trifásico utilizando compartilhamento de braços.

3.4.1 Configurações pós-falhas no inversor trifásico

Três são as condições de falha do inversor trifásico, braço 1, 2 ou 3. Na Fig. 3.28 são mostradas as configurações pós-falhas para falhas no braço 1, 2 e 3 do inversor trifásico, respectivamente.

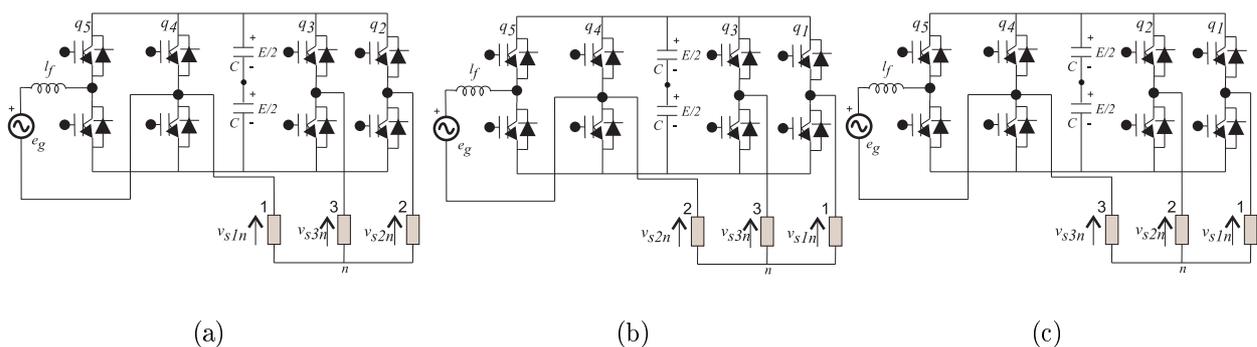


Figura 3.28: Configurações pós-falhas do inversor trifásico (a)- Braço 1; (b)- Braço 2 e (c)- Braço 3.

Cada configuração pós-falha mostrada na Fig. 3.28 possui suas características próprias de tensão de barramento mínima. A tensão de barramento mínima em função das tensões e ângulo de sincronismo ε é dada pelas equações de (3.5) a (3.7).

$$E \geq 2\sqrt{2}\sqrt{e_g^2 + v_{linha}^2 + 2e_g v_{linha} \cos(\varepsilon + \xi_1)} \quad (3.5)$$

$$E \geq 2\sqrt{2}\sqrt{e_g^2 + v_{linha}^2 + 2e_g v_{linha} \cos(\varepsilon + \xi_2)} \quad (3.6)$$

$$E \geq 2\sqrt{2}e_g \quad (3.7)$$

onde e_g e v_{linha} são os valores RMS da tensão da fonte monofásica e da tensão de linha.

Para a configuração mostrada na Fig. 3.28(a), caso da perda do braço 1, $\xi_1 = -30^\circ$ e $\xi_2 = 30^\circ$. Na Fig. 3.28(b), que corresponde a perda do braço 2, $\xi_1 = 210^\circ$ e $\xi_2 = 270^\circ$. Para a configuração da Fig. 3.28(c), que corresponde a perda do braço 3, $\xi_1 = 90^\circ$ e $\xi_2 = 150^\circ$. Os intervalos de mínima tensão de barramento para as três configurações pós-falha são mostrados na Fig. 3.29.

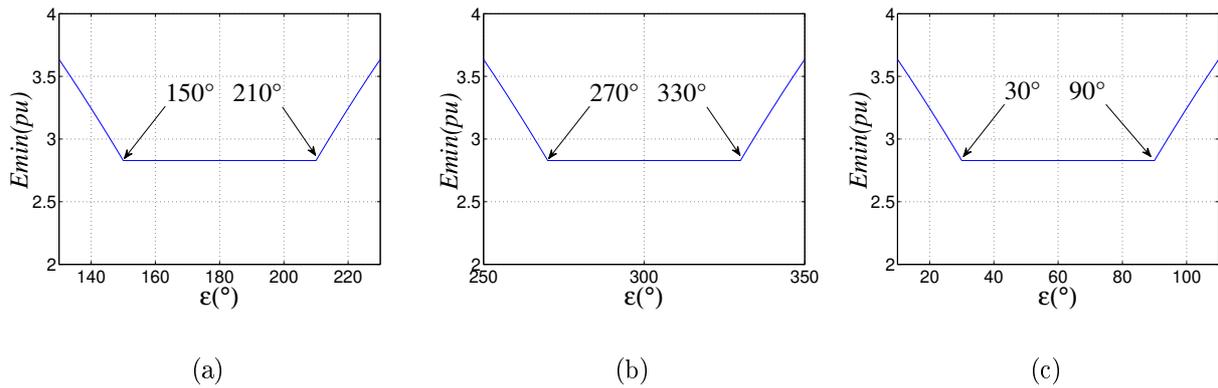


Figura 3.29: Intervalos de barramento CC mínimo para falha nos (a)- Braço 1; (b)- Braço 2 e (c)- Braço 3.

A localização relativa dos sistemas monofásico e trifásico no instante da falha influencia a eficiência da reconfiguração e nas condições finais de tensão e corrente. Se o sincronismo no momento da falha estiver dentro do intervalo de barramento mínimo, a reconfiguração terá um transitório mais suave e as condições de tensão e corrente da configuração pós-falha serão muito próximas a configuração pré-falha. No entanto, se o sincronismo a partir da falha estiver fora do intervalo de barramento mínimo, as condições finais de corrente e tensão da configuração pós-falha serão saturadas, devido a exigência de maior tensão de barramento. Será testado um controle que traz o sincronismo para a condição mais favorável melhorando o desempenho em regime permanente.

3.4.2 Resultados Experimentais

Três condições foram observadas para uma falha no braço 3, já que o princípio é o mesmo para os outros braços:

I- Sincronismo dentro do intervalo de barramento mínimo no momento da falha.

II- Sincronismo fora do intervalo de barramento mínimo no momento da falha (a 20° da borda do intervalo).

III- Sincronismo fora do intervalo de barramento mínimo no momento da falha (a 20° da borda do intervalo), com reconfiguração de sincronismo para dentro do intervalo.

Dados Experimentais:

$$e_g \text{ (amplitude)} = v_{linha} = 120V$$

$$E^* = 120V$$

Carga trifásica equilibrada linear: 600W Fator de potência 0,8 (indutivo).



Figura 3.30: Falha ocorrida num sincronismo dentro do intervalo ótimo de tensão de barramento (Na mesma tela são representadas de cima para baixo: e_g , E , i_g , v_{23} .)

Na Fig. 3.30, a tensão de barramento na reconfiguração possui um transitório suave. Além das correntes e tensões em regime da configuração pós-falha possuírem características muito parecidas com as da configuração pré-falha. Já na Fig.3.31, é mostrada uma reconfiguração quando o sincronismo no momento da falha está fora do intervalo de tensão de barramento mínima. Neste caso, a tensão de barramento possui um transitório não mais



Figura 3.31: Falha ocorrida num sincronismo fora do intervalo ótimo de tensão de barramento (na mesma tela são representadas de cima para baixo: e_g , E , i_g , v_{23} .)

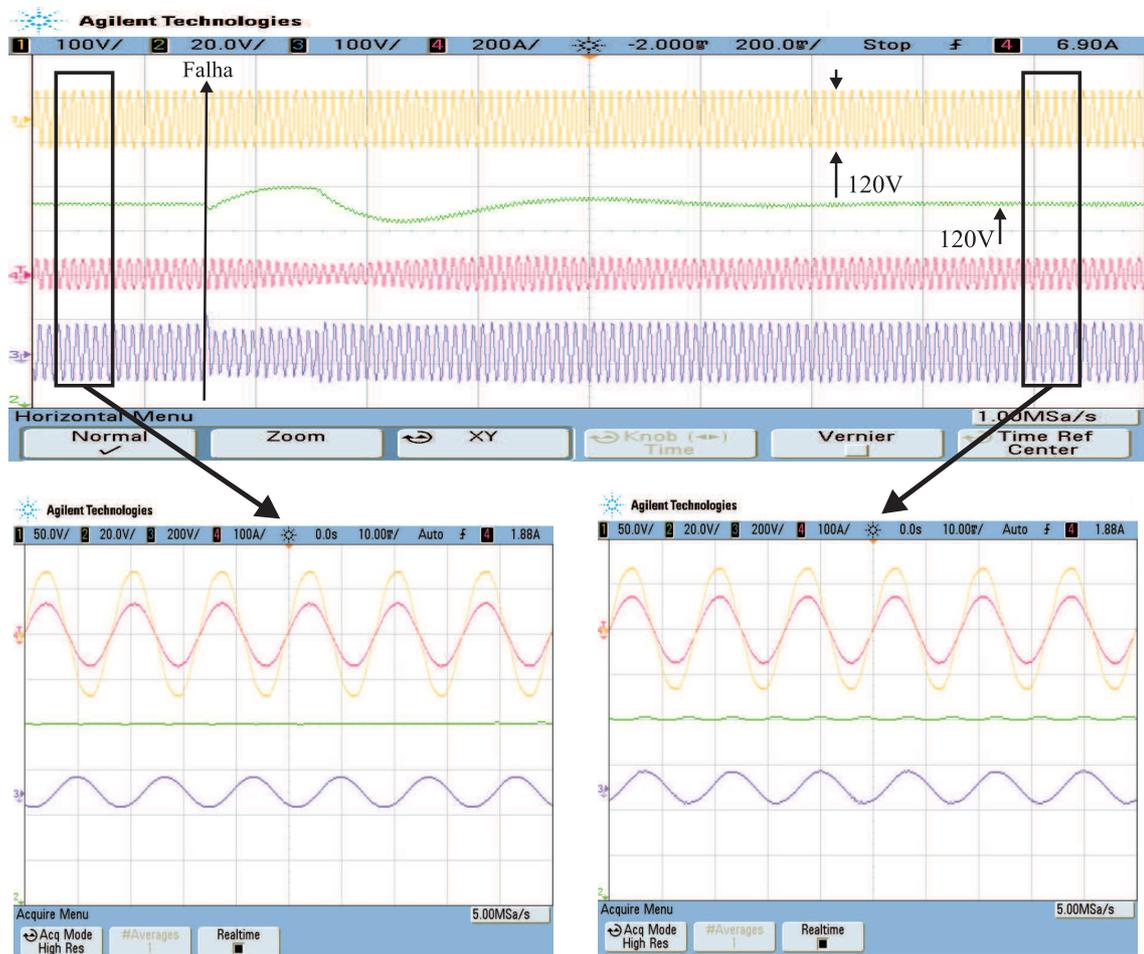


Figura 3.32: Falha ocorrida num sincronismo fora do intervalo ótimo de tensão de barramento, com reconfiguração.

suave, além das condições de regime das correntes e tensões trifásicas não serem de boa qualidade, pois há uma necessidade de maior tensão de barramento. No entanto, é possível,

mesmo em condição de falha de braço não favorável (fora do intervalo), relocar o sincronismo para dentro do intervalo melhorando as condições de regime permanente. Isto pode ser observado na Fig. 3.32. Neste caso, foi reconfigurado em dois passos o sincronismo para dentro do intervalo de menor tensão de barramento. Observa-se na Fig. 3.32 que as condições de regime permanente para configuração pós-falha são muito favoráveis e não há necessidade de aumento da tensão de barramento, nem suas implicações negativas decorrentes.

3.5 Conclusões

Foi apresentado um método iterativo, para determinação da confiabilidade baseado na interação entre os sistemas térmicos e elétricos, destinado à utilização em conversores operando de forma sincronizada. A precisão de tal método depende dos resultados de ensaios de falha dos módulos IGBTs utilizados nas inferências. Este método é importante para determinação da confiabilidade do conversor, relativa aos IGBTs. Esta confiabilidade dos IGBTs juntamente com a confiabilidade dos capacitores, formam, praticamente, a confiabilidade geral do conversor, que pode ser utilizada para planejar a manutenção preventiva.

Sistemas tolerantes a falha que utilizam o ponto central dos capacitores, tal qual foi utilizado no trabalho, agregam pouca confiabilidade ao sistema pois precisam dobrar a tensão de barramento, diminuindo o desempenho da configuração pós-falha. No entanto, tal tipo de sistema é interessante para evitar uma parada não programada, ou seja, evitar parada onde os fatores custo ou segurança sejam prioritários.

Um sistema tolerante a falha com compartilhamento de braço foi implementado, aproveitando a configuração 10C. O sistema permite operar com configurações pós-falha com esforço nas chaves e capacitores no mesmo nível que a configuração pré-falha. Apesar da configuração pós-falha ser operada em frequência constante, o sistema pode ser utilizado para operação numa situação de emergência. Por exemplo, um motor de indução é controlado por fluxo-conjugado no meio rural, em caso de falha passa a ser operado emergencialmente com frequência e tensão constantes. Isto faz com que, em muitos casos, não seja necessária a parada permitindo assim, o planejamento da manutenção de forma mais eficiente.

4

Proposta de uma configuração de dez chaves - 10C-T

Os filtros ativos têm ganho a atenção nas últimas duas décadas como uma opção para a melhoria da qualidade de energia, qualidade esta diminuída em grande parte pelos próprios conversores a estado sólido. Três configurações básicas destes filtros são utilizadas em trabalhos científicos na área: a configuração em paralelo (shunt), configuração em série e universal que consiste na aplicação das duas primeiras. A configuração em série é utilizada para compensação de tensão harmônica gerada na impedância da fonte, equilibrar tensões trifásicas e filtrar componentes de sequência negativa em sistemas trifásicos. Já o filtro shunt compensa correntes no intuito de diminuir componentes harmônicos e/ou reativos (RIBEIRO, 2005), (AKAGI, 2005), (AL-ZAMIL e T., 2000). O filtro universal compensa tanto tensão como correntes e pode ser utilizado de maneira muito flexível para vários objetivos, apesar de seu custo e complexidade serem maiores que seus componentes individuais (AKAGI, 1996), (SINGH et al., 1999), (HABROUK et al., 2000).

Os filtros ativos podem ser aplicados em sistemas monofásicos, trifásicos a três e quatro fios. Alguns trabalhos foram publicados nos últimos anos utilizando configuração de filtro universal para acionamento de cargas trifásicas a partir de fontes monofásicas, destacando-se: Configuração com dez chaves utilizando filtro série no lado monofásico e paralelo no lado trifásico (DIAS et al., 2008b), (DIAS et al. 2009). Tal configuração será objeto deste capítulo. Em Santos et al. (2009), os autores implementaram uma configuração com filtro paralelo

no lado monofásico e série com dois transformadores no lado trifásico. Esta configuração se mostrou atrativa para relações de tensões, onde a tensão de linha é maior que a tensão monofásica, apesar da utilização de dois transformadores.

Este capítulo se dedica ao estudo de uma configuração com dez chaves, mostrada na Fig. 4.1, que utiliza um filtro série no lado monofásico e um paralelo no lado trifásico. Tal configuração opera em paralelo e utiliza um transformador monofásico para implementar o filtro série. Como a configuração opera em paralelo, a hipótese inicial é que existam pontos de operação com fluxo de potência pelo conversor menor que a potência total da carga. Isto faz com que a configuração possua investimento e perdas nos módulos IGBTs menores que os conversores já publicados. A configuração proposta foi estudada quanto à influência do estado do compensador shunt e série na corrente dos braços e nas perdas nos módulos IGBTs. Tais perdas são componentes significativos do custo operacional do conversor. Como o foco da pesquisa é operar o conversor com perdas reduzidas nos módulos, o conversor será destinado a um cenário de frequência constante. Desta forma, o controle que será proposto para a configuração terá como finalidade operar com perdas nos módulos reduzidas. Muitas aplicações não necessitam de frequência variável, caso de bombeamento hidráulico sem controle de velocidade nas regiões rurais. Apesar do cenário de frequência constante, o conversor possui a possibilidade de partida suave por variação de amplitude de tensão.

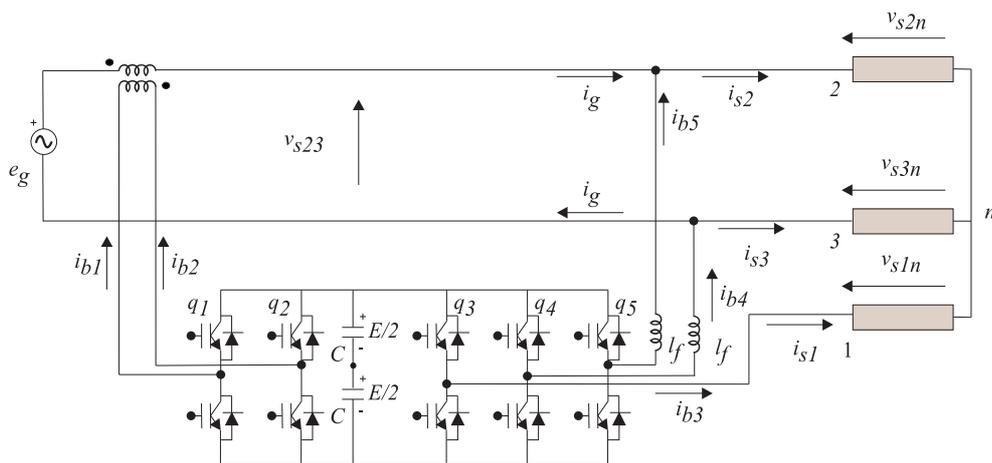


Figura 4.1: Configuração dez chaves proposta – 10C-T.

Hipótese Inicial :

”A tensão v_{s23} pode ser variada pela atuação dos braços um e dois, através da tensão

no transformador, aproveitando o princípio da compensação em série dos filtros universais. Tanto o ângulo de defasagem γ , mostrado no diagrama fasorial Fig. 4.2, que é uma variável de controle, quanto o número de espiras do transformador n_e que é uma variável física, podem ser utilizados na tentativa de otimização de alguma característica do conversor, como perdas, e fluxo de potência ótimo. Já no lado da compensação em paralelo, os braços três, quatro e cinco, são utilizados para controlar a tensão de barramento E , corrigir fator de potência da carga, bem como construir as tensões trifásicas equilibradas”.

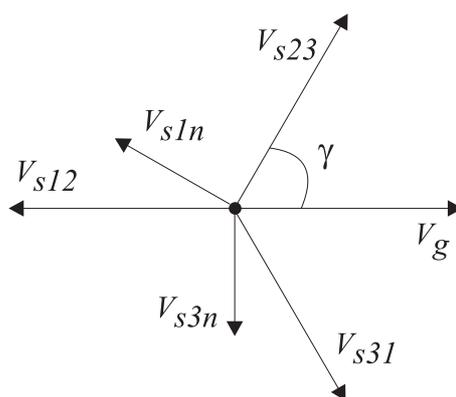


Figura 4.2: Diagrama fasorial de primeiro harmônico (RMS).

4.1 Estudo da configuração 10C-T em regime permanente

O modelo de regime permanente da configuração é utilizado para determinação de características do conversor. Este modelo leva em consideração somente as componentes fundamentais, as cargas como lineares e o transformador como ideal. Os braços são considerados fontes de tensão pois os conversores estudados na pesquisa são todos do tipo VSI. O conversor proposto na Fig. 4.1 tem seu modelo físico de regime permanente mostrado na Fig. 4.3.

Apesar de todos os pressupostos limitantes de um modelo em regime permanente, seus resultados orientam de forma bastante eficiente a especificação de componentes e controle da configuração, seja em simulações dinâmicas ou implementações experimentais. As equações do modelo de regime permanente são mostradas de (4.1) a (4.7).

(JACOBINA et al., 2001). A tensão do barramento é controlada, de forma clássica, por balanço de potência ativa, utilizando o erro para calcular o módulo da corrente monofásica através de um controlador PI (Ce). A corrente monofásica de referência é construída de forma a corrigir o fator de potência na fonte monofásica e é controlada a partir da tensão dos braços (5 e 4). O controle da configuração necessita de quatro sensores de tensão e um de corrente.

A estratégia de PWM enfocada é SYPWM trifásico - PWM simétrico no lado trifásico, que otimiza tensão de barramento (BLASKO, 1997), (SANTOS, 2006), (JACOBINA et al., 2003), (ZHOU e WANG, 2002). Para a modulação PWM simétrica foram adotadas as seguintes tensões de polo:

I- No filtro série (lado monofásico), vista nas equações (4.9) e (4.10).

$$v_{q10}^* = \frac{v_{q12}^*}{2} \quad (4.9)$$

$$v_{q20}^* = -\frac{v_{q12}^*}{2} \quad (4.10)$$

II- No lado trifásico temos de (4.11) a (4.13).

$$v_{q40}^* = v_h^* \quad (4.11)$$

$$v_{q30}^* = v_{q34}^* + v_h^* \quad (4.12)$$

$$v_{q50}^* = v_{q54}^* + v_h^* \quad (4.13)$$

Onde as tensões v_{q12}^* , v_{q34}^* e v_{q54}^* são as diferenças das tensões de referência de polo dinâmicas, onde amplitude e fase são determinadas pelo modelo de regime permanente (4.1) a (4.7), ou na implementação prática, pelo controle da configuração. A tensão homopolar v_h é utilizada para otimizar o padrão de pulsos PWM.

A tensão homopolar é determinada por (4.14).

$$v_h = -\mu V_{\min} - (1 - \mu)V_{\max} \quad (4.14)$$

onde $V_{\min} = \min [0; v_{q34}^*; v_{q54}^*]$ e $V_{\max} = \max [0; v_{q34}^*; v_{q54}^*]$.

Para $\mu = 0,5$ resulta no SYPWM (PWM simétrico). Esta estratégia resulta em tensões de referências de polo mais equalizadas, resultando por sua vez tensões de barramento menores que a modulação senoidal. O gráfico da mínima tensão de barramento pode ser visto na Fig. 4.6.

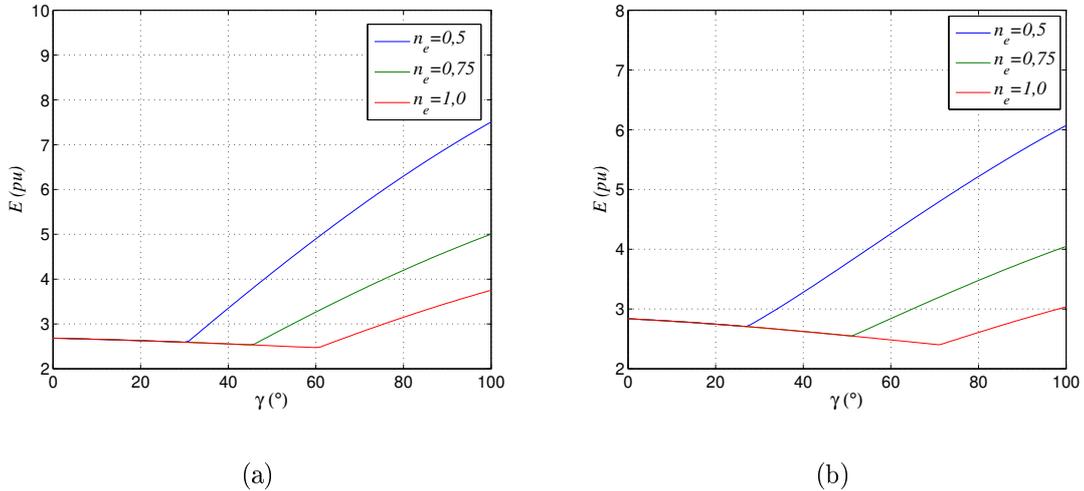


Figura 4.6: Tensão de barramento mínima para $l_f = 0.1pu$ e relações de tensões adotando a estratégia SYPWM : (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1,73$.

Na Fig. 4.6 (a) e (b) para as duas relações de tensões, observa-se as características de tensão de barramento mínima para sincronismo de $0^\circ < \gamma < 100^\circ$. Nos pontos de inflexão das curvas ocorrem a transição da região onde o lado trifásico dita o valor mínimo do barramento (lado esquerdo do gráfico), para a região onde o lado monofásico dita esta mesma tensão de barramento (lado direito do gráfico). Nestas inflexões acontecem os mínimos valores para cada valor de relação de espiras. Como já foi mencionado, ao longo de todo trabalho a convenção para a relação de espiras é que para valores menores que a unidade o lado de tensão alta está no conversor.

4.3 Outras características importantes

Nesta seção são mostradas as características que servem de suporte a especificação dos componentes da configuração bem como do ponto de operação. Tais características são determinadas resolvendo as equações (4.1) a (4.7) de forma iterativa, impondo fator de potência unitário na fonte monofásica, e por fim utilizando os valores de tensões para simulação

dinâmica de um período utilizando a estratégia escolhida. Foram determinadas as seguintes características:

I- Tensão de polo mínima do filtro paralelo em função da indutância de filtro e do fator de potência da carga. Esta característica tem a função de especificar a indutância do filtro paralelo. A indutância do filtro paralelo não pode ser muito alta pois eleva a tensão de barramento, ao mesmo tempo deve possuir a característica de fonte de corrente.

II- Valor médio das correntes RMS dos braços em função do ângulo de defasagem γ . Tal característica, juntamente com a característica de tensão de barramento mínima, determinam o intervalo operacional onde se encontram as menores perdas nos módulos IGBTs.

III- Fluxo de potência pelo filtro série em função do ângulo de defasagem γ . Esta característica tem como finalidade a especificação do transformador do filtro série.

A primeira característica é da tensão de polo mínima do filtro paralelo em função da indutância l_f e do fator de potência da carga, vista na Fig. 4.7. Tal característica é importante para a definição do valor da indutância de filtro l_f .

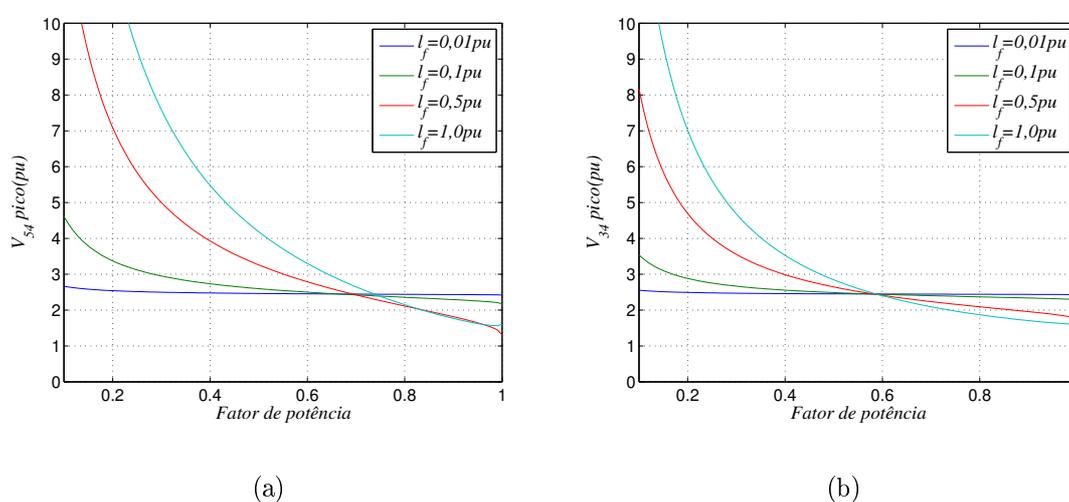


Figura 4.7: Módulo da tensão de polo (pico) em (pu), versus fator de potência e indutância de filtro. (a)- V_{54} e (b)- V_{34} .

Observa-se que a sensibilidade das tensões do filtro V_{54} e V_{34} ao fator de potência da carga aumenta com o aumento da indutância l_f . Se a indutância de filtro for alta as tensões de polo dos braços do filtro paralelo variam muito ao longo de toda faixa de fator de potência da carga. Isto se deve ao fato que a corrente dos braços aumenta para baixos fatores de potência,

aumentando a queda de tensão nas indutâncias. Um valor de $l_f = 0,1pu$ é recomendado e utilizado ao longo deste trabalho, pois faz com que a tensão de polo tenha pouca variação em toda faixa de ângulo de fase carga, e ao mesmo tempo os ramos do filtro paralelo possuem característica de fonte de corrente. As bases em pu ao longo de todo trabalho são mostradas em (4.15) e (4.16).

$$v_{fase}(RMS) = 1pu \quad (4.15)$$

$$\frac{P_{total}}{3} = 1pu \quad (4.16)$$

A segunda característica a ser abordada é a da corrente dos braços do conversor. A corrente dos braços do conversor influencia nas perdas nos módulos IGBT e no investimento inicial em tais módulos. As componentes das correntes do filtro paralelo é fundamental pois é este filtro que corrige o fator de potência da carga. O diagrama fasorial das correntes I_{b4} e I_{b5} , são vistos na Fig.4.8 (a) e (b) respectivamente. Os mínimos valores de I_{b4} e I_{b5} acontecem respectivamente para $\gamma = -\pi/6 + \phi$ e $\gamma = \pi/6 + \phi$, onde ϕ é o ângulo de fase da carga trifásica. Assim o valor que minimiza a corrente em ambos os braços ao mesmo tempo é o valor que satisfaz a relação $\gamma = \phi$. Desta forma, é de se esperar a característica do comportamento da média da corrente RMS do conversor minimize para valores próximos a relação $\gamma = \phi$.

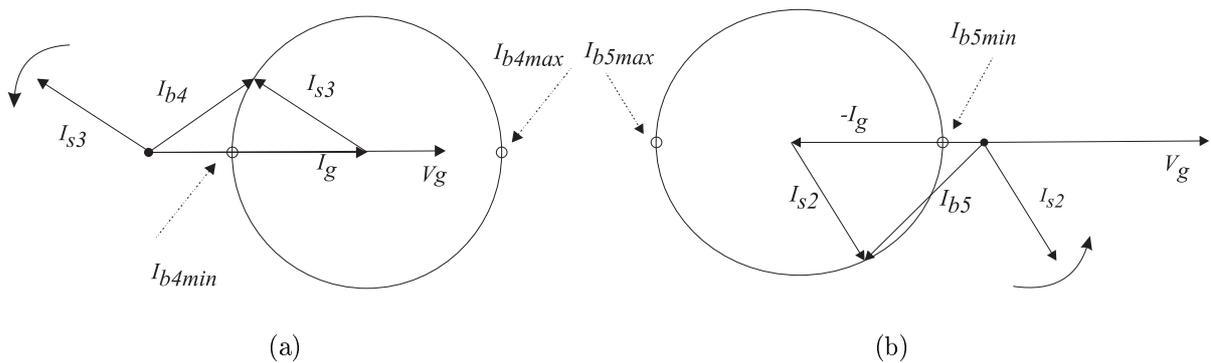


Figura 4.8: Diagrama fasorial de (a) - I_{b4} ; (b)- I_{b5} .

Na Fig. 4.9 são mostrados os gráficos do valor médio das correntes RMS dos braços do conversor para $l_f = 0,1pu$, relação espiras $n_e = 0,5$ e para cargas de mesma potência ativa. O comportamento das perdas nos módulos IGBTs do conversor é estudado no intervalo que

minimiza a tensão de barramento e a corrente dos braços.

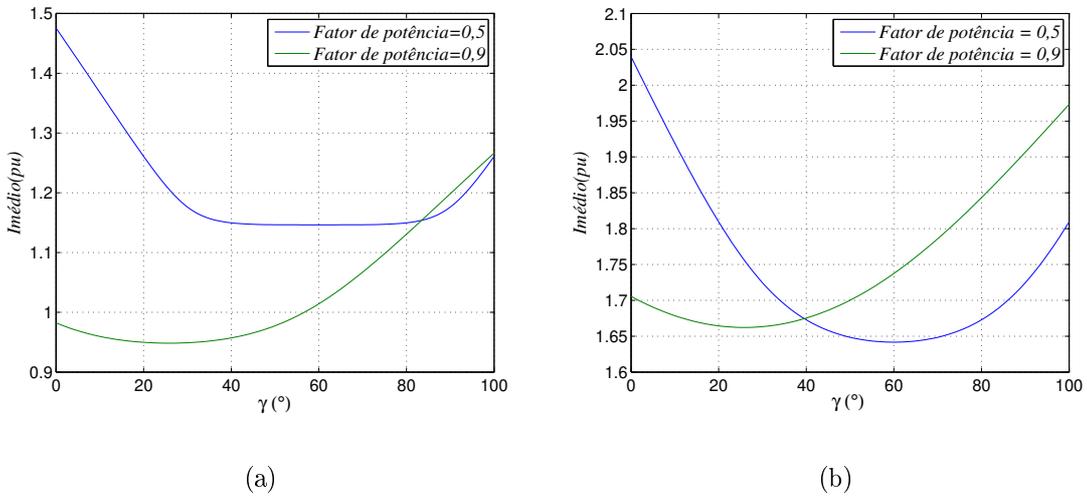


Figura 4.9: Valor médio das correntes RMS dos braços do conversor com $l_f = 0,1 pu$, $n_e = 0,5$ e (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1,73$.

A Fig. 4.10 mostra a terceira característica importante, o fluxo de potência pelo transformador do filtro série em função do ângulo de defasagem γ . A relação de tensão $\eta = 1$ possui um fluxo de potência pelo transformador menor que a relação $\eta = 1,73$. Por exemplo, para uma carga com fator de potência 0,8, a uma defasagem de $\gamma = 40^\circ$ o fluxo de potência pelo transformador é de 53% da potência aparente total do sistema para a relação $\eta = 1$, e 93% para a relação $\eta = 1,73$. Isto mostra uma grande vantagem da relação unitária. Somente a metade da potência aparente total do sistema cruza o conversor para um defasamento $\gamma = 40^\circ$.

Outro fator importante a destacar é o acionamento do transformador ser em ponte completa. Com a estratégia de PWM adotada em (4.9) e (4.10) é imposto nos enrolamentos do transformador uma tensão chaveada a três níveis $E/2$, 0 e $-E/2$. Isto faz com que não haja ciclos de magnetização parasitas. Desta forma, as perdas por magnetização são muito próximas ao acionamento senoidal puro (SIMÃO et al., 2008). Além do mais, as perdas por magnetização tornam-se invariáveis com o índice de modulação (SIMÃO et al., 2008).

A característica de fluxo de potência ativa pelo conversor mostra o quanto o sincronismo altera tal característica. Na Fig. 4.11, é mostrado tal característica. Observa-se três regiões bem distintas:

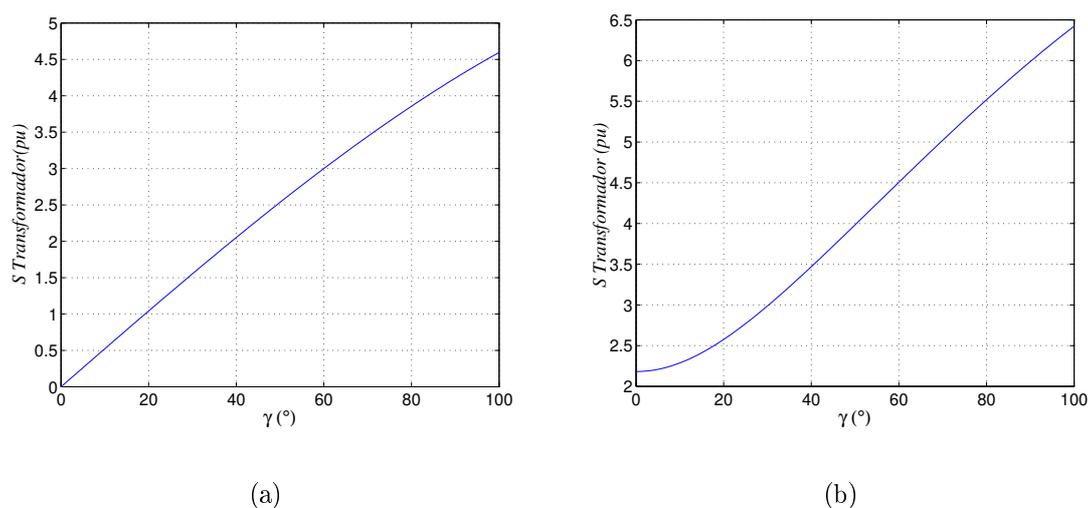


Figura 4.10: Fluxo de potência aparente pelo transformador para as relações de tensões (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1,73$.

Região I - O fluxo de potência ativa no filtro série e paralelo estão entrando no conversor. O somatório dos dois é a potência entregue para a fase 1 da carga. Fluxo no filtro série é menor que no filtro paralelo.

Região II - O fluxo de potência ativa no filtro série e paralelo também estão entrando no conversor. O somatório dos dois é a potência entregue para a fase 1 da carga. Fluxo no filtro série é maior que no filtro paralelo.

Região III - O fluxo de potência ativa no filtro paralelo muda de sentido e passa a sair do conversor. Nesta região uma grande quantidade de potência cruza o conversor vinda do filtro série, que alimenta a fase 1 e o filtro paralelo. A operação nesta região não é recomendada.

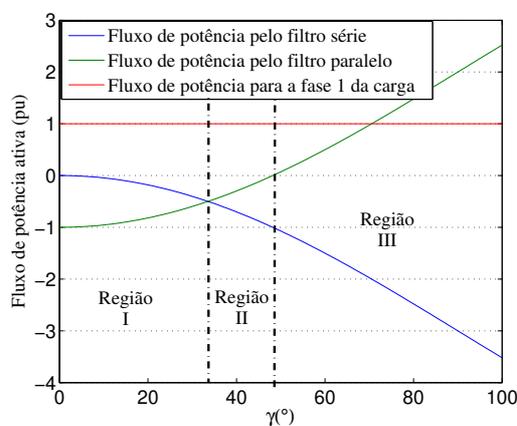


Figura 4.11: Fluxo de potência ativa pelo conversor, para $\eta = 1$ e $n_e = 0,5$.

4.4 Estudo das perdas nos módulos de IGBT do conversor 10C-T

O conversor operando de forma sincronizada possui dois graus de liberdade para otimização, o ângulo de sincronismo γ e a relação de espiras do transformador n_e . O efeito da variação da relação de espiras é conflitante em relação às perdas nos módulos IGBT, pois altera de forma conflitante tensão de barramento CC e corrente nos braços, variáveis estas que influenciam as perdas. Além do mais, relação de espiras de transformador não pode ser variada em nível de controle. Assim, a relação de espiras do transformador é especificada pelas características de perdas e o defasamento γ é imposto em nível de controle.

Nas Fig. 4.12 e 4.13 são mostrados os gráficos das perdas estimadas por simulação dinâmica e com as funções instantâneas de perdas determinadas no capítulo 2, com somente uma iteração. Tais perdas da Fig. 4.12 e 4.13 são estimadas para frequência de modulação $10kHz$, $T_j = 25^\circ C$, tensão de barramento mínima e para $n_e = 0,5$; $0,75$ e $1,0$. Algumas conclusões podem ser tomadas a partir destes gráficos.

I- Para mesma condição de carga, os níveis de perdas nos módulos são maiores para relação de tensão η maiores. Isto se deve graças ao nível de corrente de braço do filtro paralelo e pode ser verificado nos diagramas fasoriais da Fig. 4.8. Assim, o conversor $\eta = 1$ é mais eficiente que o $\eta = 1,73$.

II- Os valores de sincronismo cujo lado trifásico domina a tensão de barramento do conversor é mais eficiente que os valores de sincronismo cujo lado monofásico domina a tensão de barramento.

III- Existe um ponto de mínimas perdas nos módulos, e este ponto é função do fator de potência da carga.

IV- Uma relação de espiras de $0,5$ é recomendada tanto por ter menores perdas nas chaves como menor tensão de barramento.

4.5 Determinação da corrente do capacitor

A corrente instantânea do capacitor pode ser determinada pela expressão (4.17).

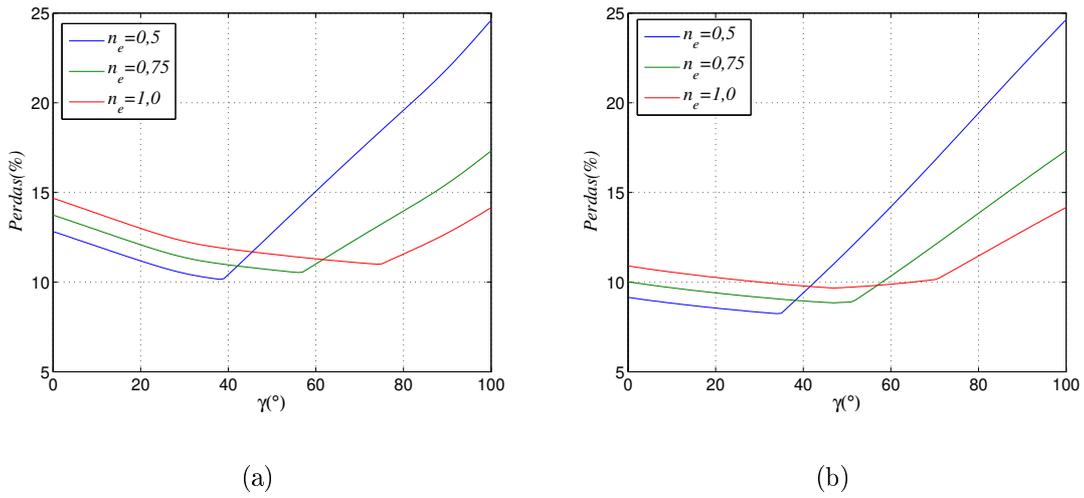


Figura 4.12: Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1$, a 10kHz e $T_j = 25^\circ\text{C}$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.

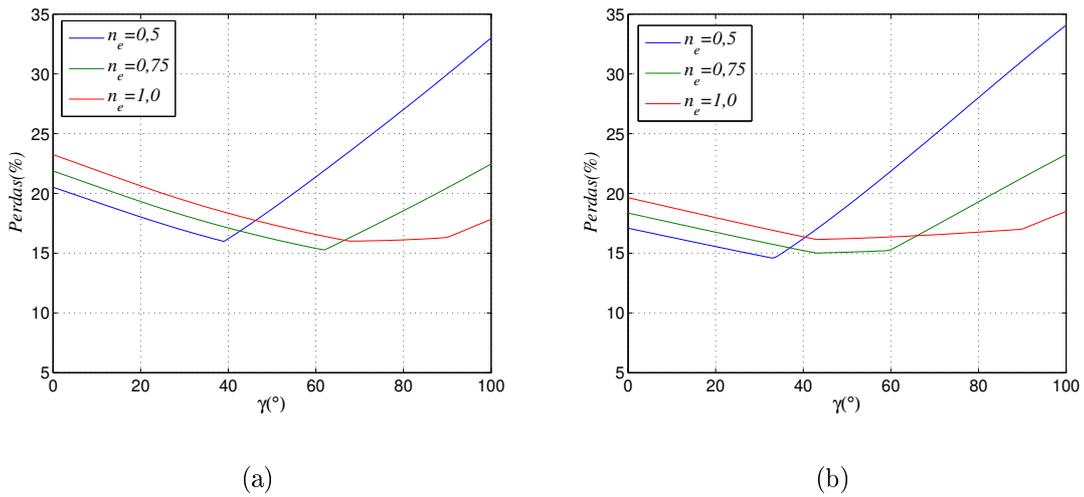


Figura 4.13: Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1,73$, a 10kHz e $T_j = 25^\circ\text{C}$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.

$$icap = i_g n_e (q_2 - q_1) - i_{s1} q_3 - (i_g + i_{s3}) q_4 + (i_g - i_{s2}) q_5 \quad (4.17)$$

Onde q_j é a função do estado da chave j ($q_j = 0$ corresponde a chave desligada e $q_j = 1$ corresponde a chave j ligada).

A corrente do capacitor é função do ângulo de sincronismo e da relação de espiras do transformador. O valor RMS do segundo harmônico (o mais significativo), foi determinado

na simulação dinâmica com o procedimento descrito no APÊNDICE F. A Fig. 4.14 mostra o comportamento da corrente do capacitor para o intervalo de sincronismo que permite a mínima tensão de barramento CC para relação de tensão unitária.

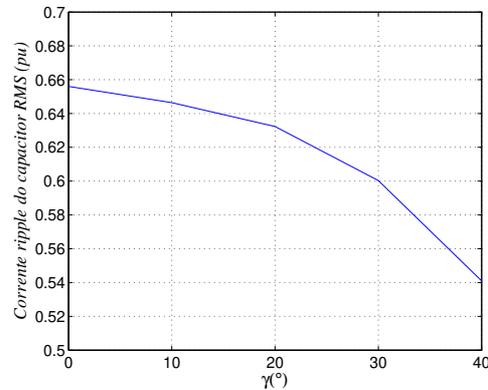


Figura 4.14: Corrente de ripple do capacitor valor RMS (pu), para $\eta = 1$ e $n_e = 0,5$.

Observa-se no ponto de perdas mínimas, $\gamma = 35^\circ$, a corrente do capacitor RMS (pu) possui um valor de $0,57pu$. Para ângulos de sincronismo maior que 40° a corrente do capacitor diminui, no entanto a tensão de barramento aumenta significativamente.

4.6 Resultados de simulação dinâmica e experimental

Utilizando o controle descrito na Fig. 4.4, foram realizadas simulação dinâmica e a implementação experimental do conversor. A implementação experimental utilizou a plataforma descrita no APÊNDICE H.

- * Transformador núcleo toroidal 100VA $n_e = 0,5$
- * Carga de 600W linear (fator de potência = 0,8 indutivo) Trifásica Equilibrada
- * $e_g = 220V$, $V_{23} = 220V$ ($\eta = 1$) $\gamma = 35^\circ$
- * Estratégia do PWM : SYPWM trifásico.
- * $E^* = 450V$ ($3,54pu$) (E_{min} obtido pelo modelo de regime permanente $3,10pu$)
- * Ganhos do controle de tensão do barramento e tensão de referência: $k_p = 0,01$, $k_i = 1$
- * Ganhos do controle de corrente: $k_p = 7$, $k_i = 5500$
- * Ganhos do controle da tensão v_{s23} : $k_p = 1$, $k_i = 400$

* Ganhos do controle da tensão v_{s31} : $kp = 1$, $ki = 50$

A simulação dinâmica foi implementada no software *Matlab-Simulink R2009a* e pode ser vista no APÊNDICE G, utilizando as mesmas condições de tensão e carga da implementação experimental. A simulação utilizou os seguintes dados:

* Passo de cálculo : $1,0E - 6s$

* Método de resolução : Passo Fixo-Euler

* Transformador, IGBTs, diodos e indutores ideais.

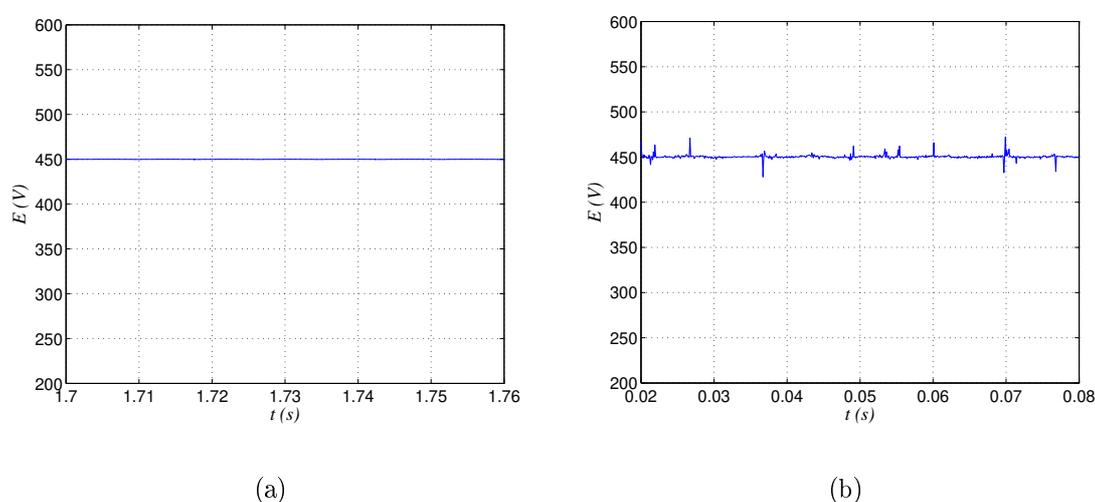


Figura 4.15: Tensão de barramento CC, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.

O controle da tensão de barramento CC se comportou de forma aceitável, a corrente e tensão da fonte monofásica estão praticamente com fator de potência unitário, mostrados nas Fig. 4.15 e Fig. 4.16. O controle das tensões de linha também se mostrou eficiente. As tensões de linha na carga, vistas na Fig. 4.17, estão equilibradas e na sequência exata. Os resultados experimentais concordam muito com a simulação dinâmica, o que aponta para a eficiência dos modelos lineares dos componentes utilizados na simulação dinâmica.

Na Tab. 4.1 estão contidas as perdas nos módulos IGBT estimada por simulação dinâmica, contidas no APÊNDICE G, e por balanço de potência ativa monofásico-trifásico. No resultado do balanço de potência ativa monofásico-trifásico estão contidas as perdas nos módulos IGBT, no transformador e nos indutores, e foi determinado utilizando a expressão (2.21) até 166° harmônico.

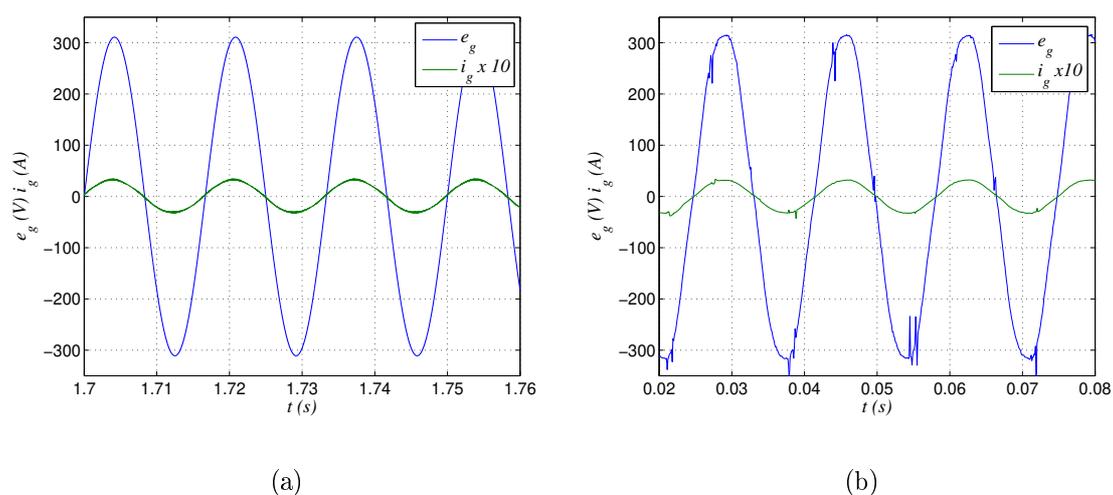


Figura 4.16: Tensão e corrente da fonte monofásica, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.

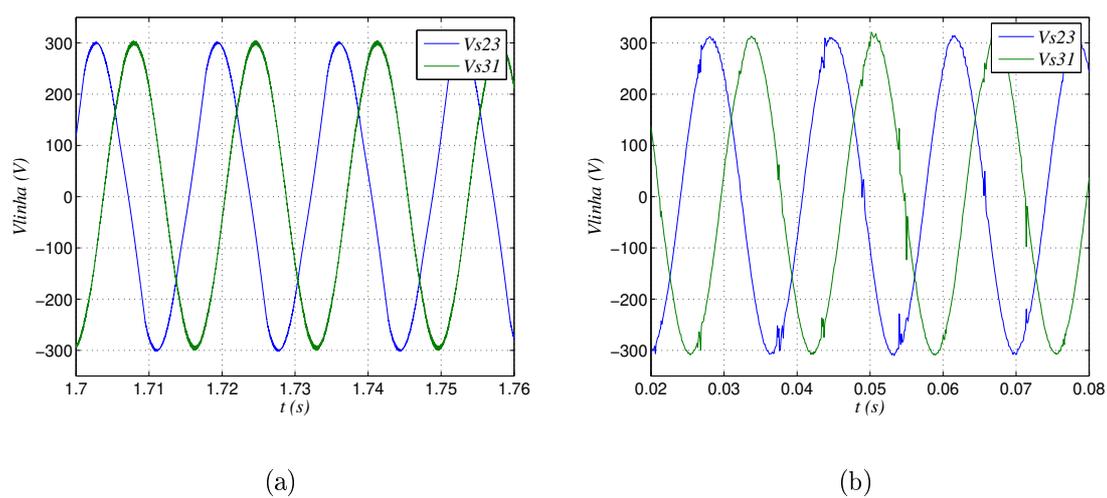


Figura 4.17: Tensões trifásicas de linha v_{s23} e v_{s31} , (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.

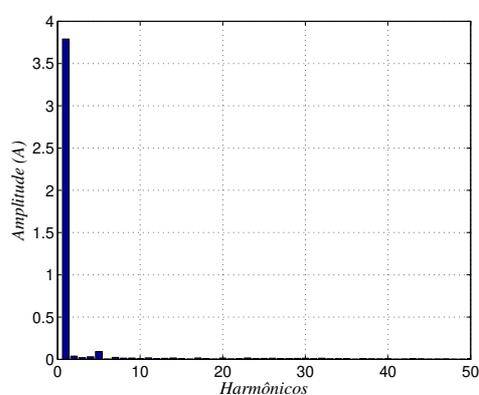
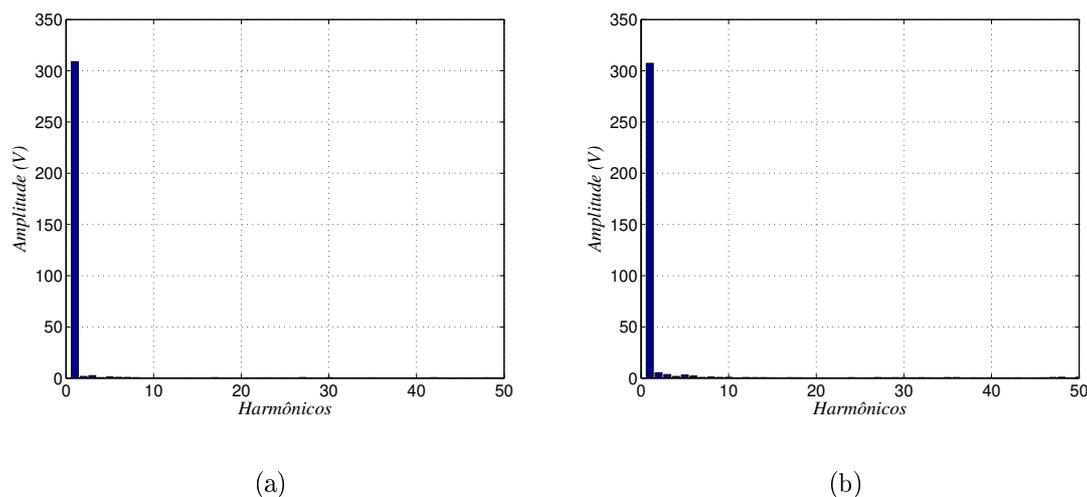
Tabela 4.1: Perdas dos módulos estimadas no ponto operacional da prática experimental da configuração 10C-T.

	Perdas (%)
Estimação em simulação dinâmica impondo $T_j = 25^\circ$	9,44
Balanco de potência ativa (monofásico-trifásico), utilizando (2.21) até o 166º harmônico, ignorando temperatura	12,88

Tabela 4.2: Valor dos THD experimentais e da simulação dinâmica da configuração 10C-T.

	THD(%) Experimental	THD(%) Simulação
i_g	3,420	1,989
v_{23}	1,303	1,004
v_{31}	2,681	1,252

Nas Figs 4.18 e 4.19 são mostrados os espectros de amplitude da corrente da fonte monofásica e das tensões de linhas do conversor. Na Tab. 4.2 encontram-se os valores de THD percentual determinados até o 50º harmônico. Dentro das condições do ensaio experimental e da simulação dinâmica os índices de distorções harmônicas apresentam valores aceitáveis.

Figura 4.18: Espectro de amplitude da corrente i_g experimental.Figura 4.19: Espectro de amplitude das tensões de linha experimentais (a)- v_{s23} , (b)- v_{s31} .

4.7 Perdas suplementares do sistema

As perdas suplementares do sistema são constituídas somente das perdas nos transformadores monofásicos. Ensaio de curto-circuito e em vazio foram realizados num transformador de $100VA$, com núcleo toroidal. Tal resultado serve como uma estimativa conservadora, já que à medida que aumenta a potência nominal do transformador, com as mesmas características técnicas, as perdas percentuais diminuem. São mostradas na Fig. 4.20, as perdas percentuais do transformador em função do seu carregamento. Uma estimativa razoável sob plena carga são perdas de $1,8\%$ neste tipo de transformador. Isto acarreta, para o sistema, uma perda suplementar de $0,9\%$ da potência total do conversor, operando no ponto de perdas mínimas nas chaves.

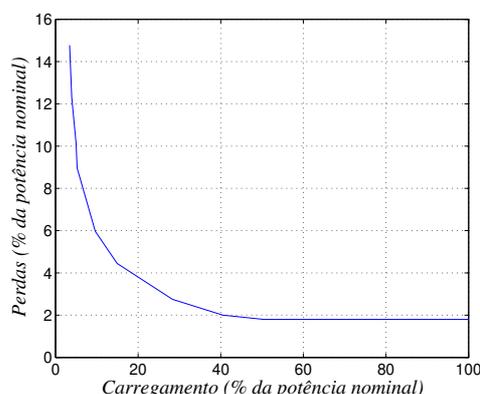


Figura 4.20: Perdas percentuais de um transformador de núcleo toroidal ($100VA$; $220V/220V$) em função do carregamento.

4.8 Conclusões

A configuração 10C-T tecnicamente se mostrou eficiente, com boa qualidade de corrente de entrada monofásica e também com boa qualidade de tensão de carga.

Em relação a perdas totais, apesar de possuir dois recursos de possibilidade de otimização (transformador e γ), não apresentou grandes vantagens em relação às outras configurações de dez chaves, como será focado no capítulo destinado à comparação multicritério. No entanto, uma característica importante foi observada. A configuração 10C, padrão da conversão monofásico-trifásico, mostrada no APÊNDICE C, é uma configuração série, isto é, toda potência ativa passa pelo conversor, sobrecarregando os braços de IGBTs do lado mo-

nofásico em relação as braços de IGBTs do lado trifásico. A configuração proposta 10C-T possui uma equalização de perdas maior, pois é uma configuração em paralelo. Na Tab. 4.3, são mostradas as perdas determinadas por simulação dinâmica, com os mesmos dados do ensaio experimental, para cada braço. Existe uma uniformidade das perdas dos braços. Isto é refletido em maior confiabilidade, pois o esforço nos módulos IGBTs é mais uniforme. A comparação entre as confiabilidades são discutidas no capítulo 6.

Tabela 4.3: Perdas de cada módulo (braço) determinadas por simulação dinâmica, para o caso do ensaio experimental.

Braço	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	<i>Total</i>
Perdas(%)	1,80	1,80	2,24	1,80	1,80	9,44

5

Proposta de uma configuração de oito chaves - 8C-T

Várias alternativas de redução de braço foram estudadas na tentativa de gerar uma configuração de oito chaves a partir da configuração proposta de dez chaves 10C-T. A redução de braço tem impacto direto no investimento inicial da configuração, pois reduz módulos IGBTs e drivers. A configuração descrita neste capítulo, chamada 8C-T e mostrada na Fig. 5.1, possui a corrente do braço três muito baixa, para relação de espiras do transformador n_e próxima à unidade. Isto pode influenciar na redução de perdas nos módulos IGBTs do conversor. O objetivo deste capítulo é verificar o impacto da redução de braço sobre o desempenho da configuração. Em outras palavras, verificar se a redução de investimento inicial é acompanhada por aumento ou redução de custo operacional (aumento ou redução de perdas).

Para verificar o desempenho da configuração, seguirá o método utilizado no estudo da configuração 10C-T. Determinação das características de regime permanente, levantamento das perdas, simulação dinâmica e implementação experimental.

5.1 Estudo da configuração 8C-T em regime permanente

Novamente o modelo de regime permanente é utilizado para determinar as características de desempenho da configuração. O modelo da configuração 8C-T é mostrado na Fig. 5.2, e

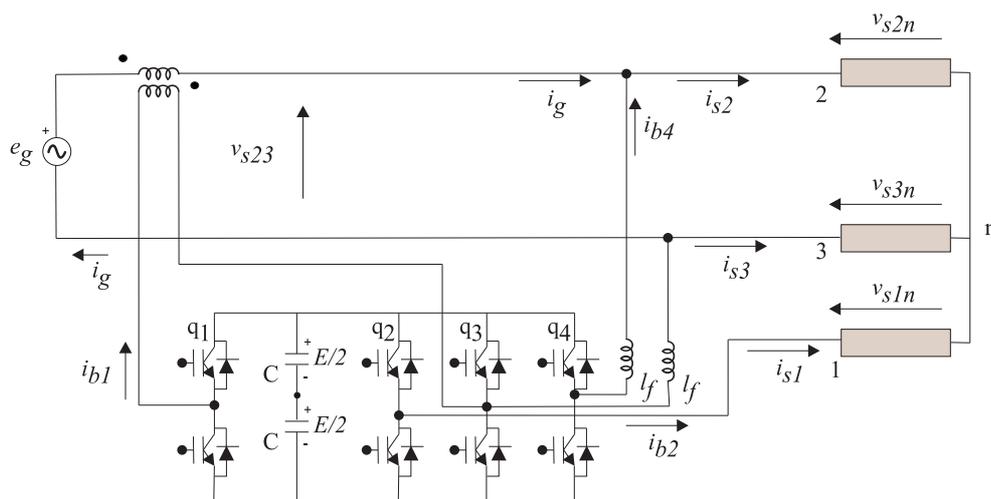


Figura 5.1: Configuração proposta de oito chaves – 8C-T.

as equações do modelo mostradas de (5.1) a (5.7).

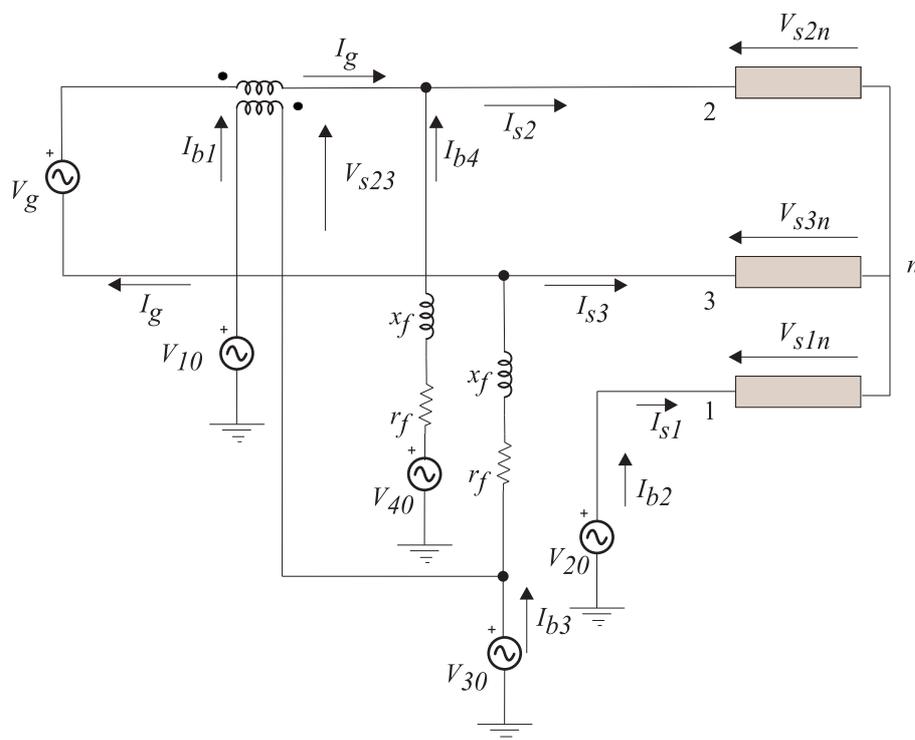


Figura 5.2: Modelo de regime permanente da configuração 8C-T.

$$V_{13} = -\frac{(V_g - V_{s23})}{2n_e} \quad (5.1)$$

$$V_{23} = -(r_f + jx_f)(I_{b3} + I_{b1}) - V_{s31} \quad (5.2)$$

$$V_{43} = (r_f + jx_f)(I_{b4} - I_{b3} - I_{b1}) + V_{s23} \quad (5.3)$$

$$I_{b1} = n_e I_g \quad (5.4)$$

$$I_{b2} = I_{s1} \quad (5.5)$$

$$I_{b3} = I_{s3} + I_g(1 - n_e) \quad (5.6)$$

$$I_{b4} = I_{s2} - I_g \quad (5.7)$$

Onde $V_{13} = V_{10} - V_{30}$, $V_{23} = V_{20} - V_{30}$, $V_{43} = V_{40} - V_{30}$ são as diferenças das tensões de polos.

As incógnitas de tensões V_{13} , V_{23} , V_{43} e correntes de braços I_{b1} a I_{b4} são determinadas resolvendo o sistema de equações (5.1) a (5.7) de forma iterativa, impondo o fator de potência unitário na fonte monofásica. As tensões são utilizadas para uma simulação dinâmica de um período, com a estratégia de PWM determinada, com a finalidade de determinar as características de tensão de barramento mínimas.

O diagrama fasorial da Fig. 4.2 é utilizado também para descrever o sincronismo entre os sistemas monofásico e trifásico, tendo a variável γ como descritor da defasagem entre os sistemas monofásico e trifásico.

5.2 Controle e estratégia operacional do PWM para a configuração 8C-T

O controle para a configuração 8C-T é mostrado na Fig. 5.3. Todos os controles operam em malha fechada. Os controladores monofásicos são controladores em dupla sequência simplificados (JACOBINA et al., 2001). Como no controle da configuração 10C-T, o gerador da tensão de linha v_{s23} constrói esta tensão de linha v_{s23}^* a partir da leitura da tensão da fonte monofásica. As tensões dos braços (1 e 3) e (3 e 2) controlam as tensões de linha v_{s23} e v_{s31} respectivamente. O controle da tensão de barramento ocorre com ênfase na correção do fator de potência da carga. Este controle é realizado da mesma forma que a configuração

10C-T, por balanço de potência ativa. As tensões dos braços (3 e 4) controlam a corrente da fonte monofásica.

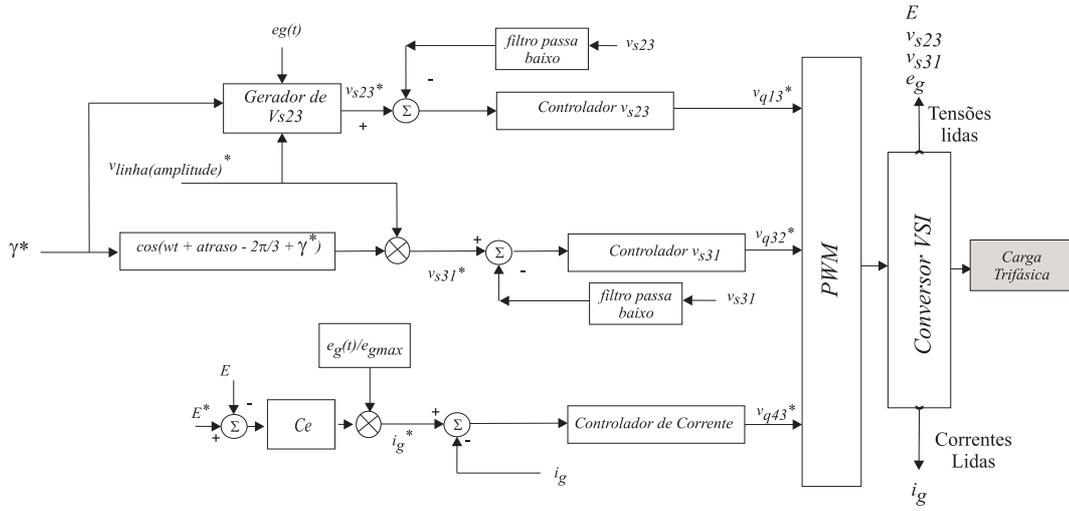


Figura 5.3: Controle da estrutura proposta 8C-T.

A partir das tensões de referência dos braços, juntamente com a estratégia do PWM são definidos os pulsos de comandos para as chaves físicas do conversor. Quatro sensores de tensões e um de corrente são necessários para implementação do controle.

A estratégia de PWM utilizada foi SYPWM global – PWM simétrico. A estratégia utilizada no trabalho minimiza a tensão de barramento pois uniformiza as tensões de referência de polo (BLASKO, 1997), (SANTOS, 2006), (JACOBINA et al., 2003), (ZHOU e WANG, 2002). As tensões de referências de polos são mostradas de (5.8) a (5.11).

$$v_{q10}^* = v_{q13}^* + v_h^* \quad (5.8)$$

$$v_{q20}^* = -v_{q32}^* + v_h^* \quad (5.9)$$

$$v_{q30}^* = v_h^* \quad (5.10)$$

$$v_{q40}^* = v_{q43}^* + v_h^* \quad (5.11)$$

A referência genérica v_h é determinada por (5.12).

$$v_h = -\frac{(V_{\min} + V_{\max})}{2} \quad (5.12)$$

Onde $V_{\min} = \min [v_{q13}^*; -v_{q32}^*; 0; v_{q43}^*]$ e $V_{\max} = \max [v_{q13}^*; -v_{q32}^*; 0; v_{q43}^*]$.

As características de tensão de barramento mínima em função do ângulo de sincronismo γ são mostradas na Fig. 5.4, para alguns valores de n_e .

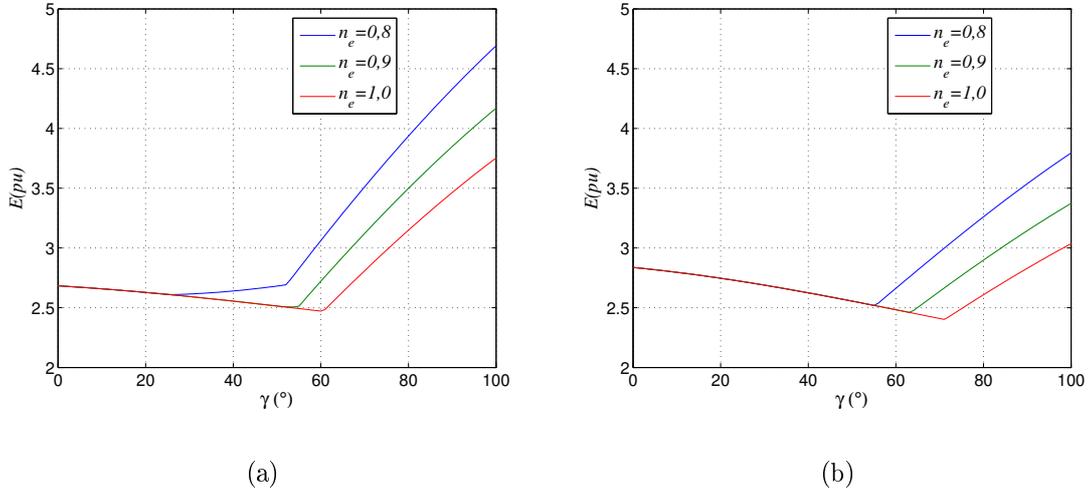


Figura 5.4: Tensão de barramento mínima para $l_f = 0,1$ e relações de tensões adotando a estratégia SYPWM : (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1,73$.

As características de tensão de barramento mínima da configuração 8C-T apresentaram resultados muito próximos da configuração 10C-T, para mesma relação de espiras n_e . No entanto, uma relação de espiras unitária, $n_e = 1$, possui um ganho em relação a corrente do braço compartilhado, o que pode ser verificado na expressão (5.6).

5.2.1 Outras características importantes

Na Fig. 5.5 é mostrado o comportamento da tensão V_{43} de pico em função do fator de potência da carga e indutância de filtro. Tal gráfico aponta novamente para uma indutância recomendada de $l_f = 0,1pu$. Este valor de indutância não é tão alto a ponto de aumentar a tensão de barramento, e não é tão baixo a ponto de tirar sua característica de fonte de corrente. Desta forma, ao longo deste trabalho será também utilizada a indutância $l_f = 0,1pu$ para a configuração 8C-T.

Na Fig. 5.6 são mostrados os diagramas fasoriais das correntes dos braços três e quatro, relativos ao filtro paralelo. Percebe-se na Fig 5.6 (a), que nesta configuração a relação de espiras influencia as correntes do braço três do filtro paralelo. Aumentando-se a relação de espiras diminui-se a corrente do braço três, no limite $n_e = 1$, $I_{b3} = I_{s3}$. Como a corrente

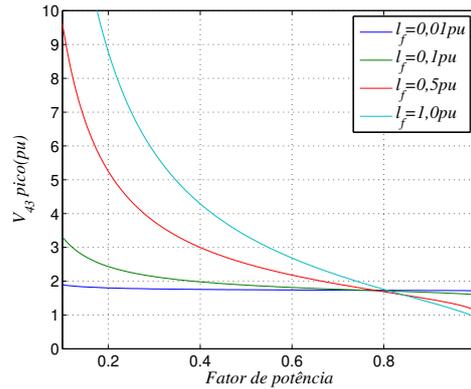


Figura 5.5: Tensão V_{43} em função do fator de potência e da indutância de filtro.

do braço três pode ser reduzida por uma relação de espiras próxima a unidade, a corrente média RMS do conversor é ditada praticamente pela corrente do braço quatro, vista na Fig. 5.6 (b). A corrente mínima do braço quatro acontece quando a corrente de carga I_{s2} está em fase com a tensão da fonte monofásica, ver Fig. 5.6 (b). Isto acontece quando $\gamma = \frac{\pi}{6} + \phi$ e pode ser verificado na Fig. 5.7.

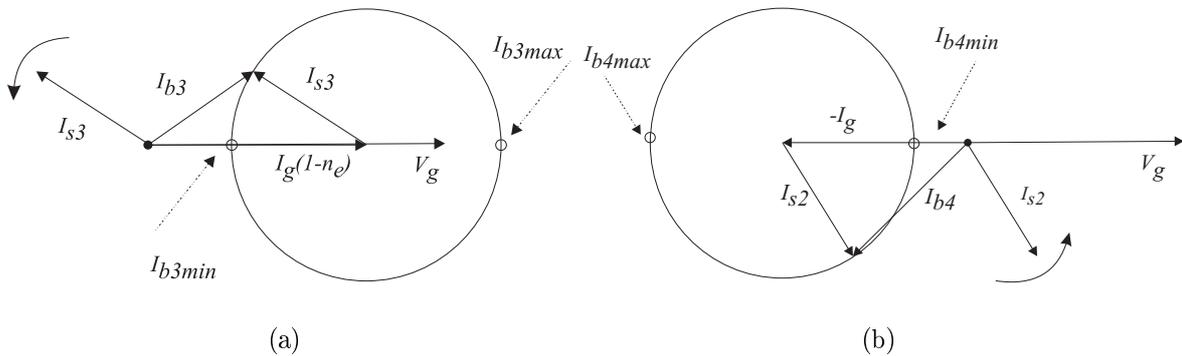


Figura 5.6: Diagramas fasoriais de (a) - I_{b3} ; (b)- I_{b4} .

Assim, pode-se verificar na Fig. 5.7 que os pontos onde acontecem as correntes média RMS de braço mínimas ocorrem numa posição muito distante dos pontos de tensão de barramento mínima. Esta característica não é muito desejável em relação a perdas nas chaves. Então a pergunta é : “É possível ter ganhos em perdas nos módulos IGBT com características de tensão e correntes de braço desfavorável e com a redução de um braço?”. Somente o estudo das perdas nas chaves ao longo do intervalo de sincronismo mostrará o quanto a configuração é atrativa ou não.

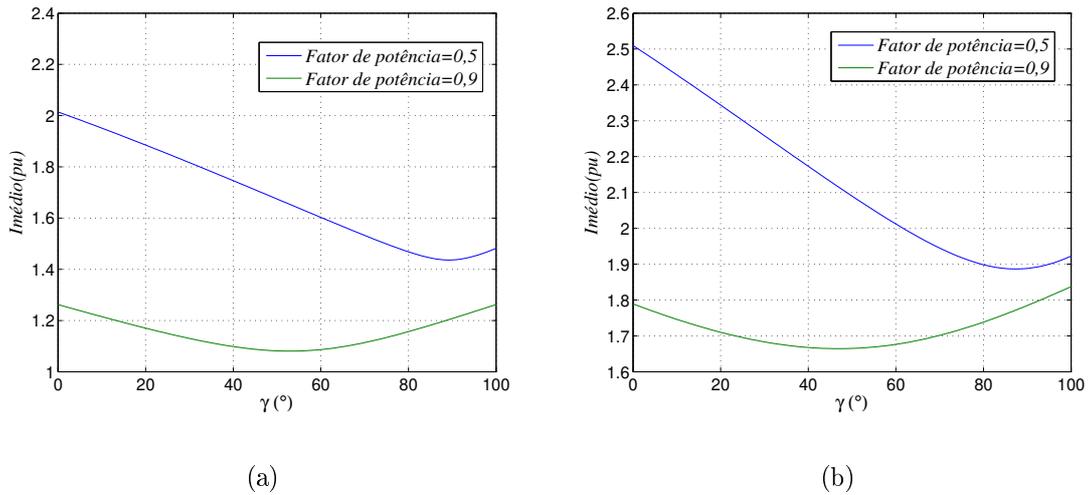


Figura 5.7: Valor médio das correntes RMS dos braços do conversor com $l_f = 0,1 pu$, $n_e = 0,9$ e (a)- $\eta = 1$, (b)- $\eta = 1,73$.

5.3 Estudo das perdas nos módulos de IGBT do conversor 8C-T

Nas Figs. 5.8 e 5.9 são mostradas as características de perdas nas chaves percentuais do conversor para as relações de tensão $\eta = 1$ e $\eta = 1,73$. Tais características foram estimadas por simulação dinâmica, com a estratégia SYPWM, com somente uma iteração, à frequência de modulação de $10kHz$, e forçando $T_j = 25^\circ$. Observa-se novamente a região em que o lado trifásico domina o conversor as perdas são menores. Na impossibilidade de operar num ponto otimizado é recomendado operar no domínio do lado trifásico, com baixos valores de ângulo γ .

O conversor é mais eficiente em relação ao conversor proposto de dez chaves 10C-T, principalmente na região de alto fator de potência. É possível operar com transformador com relação de espiras $n_e < 1$ desde que opere com baixos valores de γ . Na região de baixo γ o fluxo de potência pelo transformador é muito reduzido, ver Fig 5.9. A tensão de barramento está no mesmo nível do anterior, na região de baixas perdas. Esta conclusão é semelhante para as duas relações de tensões estudadas. Da mesma forma que na configuração 10C-T, o conversor com relação de tensão $\eta = 1$ é mais eficiente que com $\eta = 1,73$.

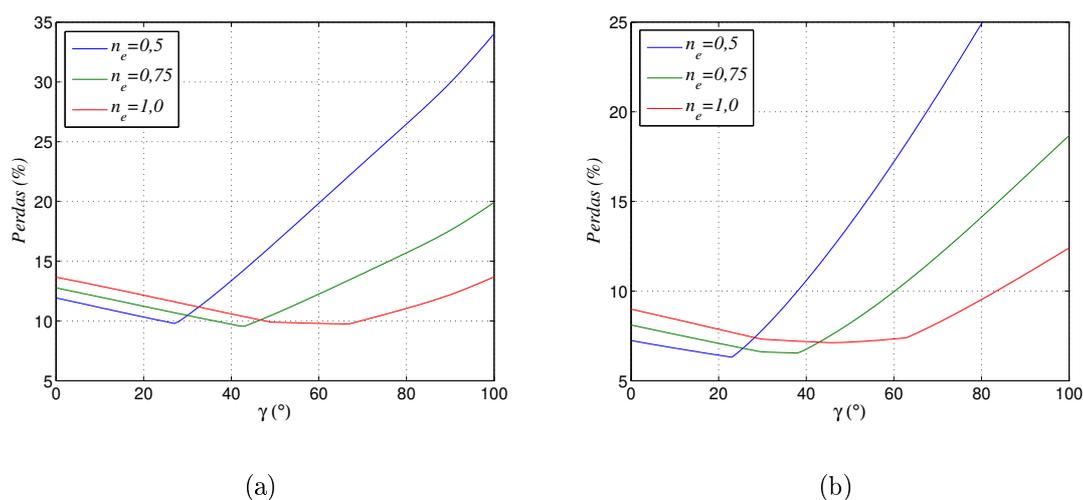


Figura 5.8: Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1$, a $10kHz$ e $T_j = 25^\circ C$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.

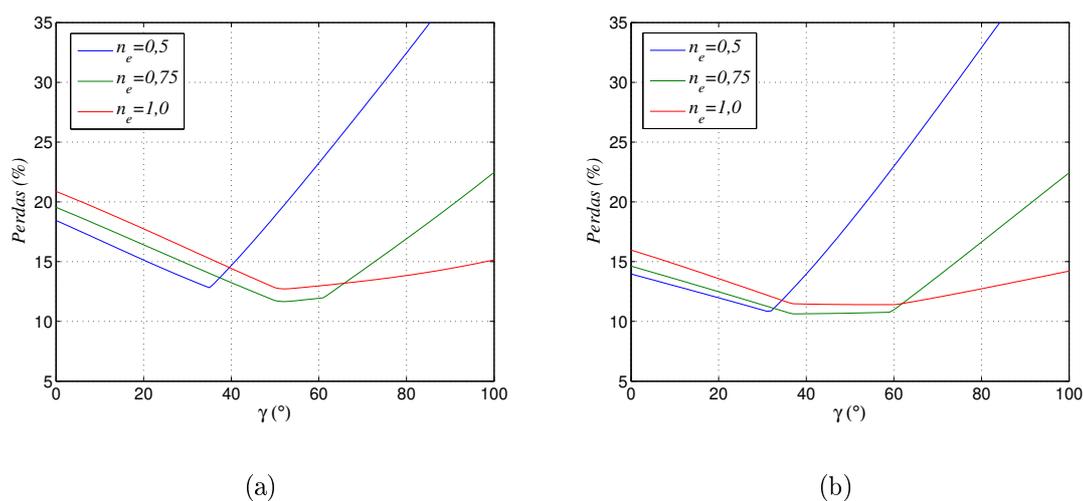


Figura 5.9: Perdas nos módulos IGBT para $\eta = 1,73$, a $10kHz$ e $T_j = 25^\circ C$ e (a)- Fator de potência 0,5 e (b)- Fator de potência 0,9.

5.4 Determinação da corrente do capacitor

A corrente instantânea do capacitor pode ser determinada pela expressão (5.13).

$$i_{cap} = -i_g n_e q_1 - i_{s1} q_2 + (i_g n_e - i_{s3} - i_g) q_3 + (i_g - i_{s2}) q_4 \quad (5.13)$$

Onde q_j é a função do estado da chave j ($q_j = 0$ corresponde a chave desligada e $q_j = 1$ corresponde a chave j ligada).

A corrente do capacitor é sensível ao ângulo de sincronismo e da relação de espiras do transformador, da mesma forma que a configuração 10C-T. O valor RMS do segundo harmônico (o mais significativo), foi determinado na simulação dinâmica com o procedimento descrito no APÊNDICE F. A Fig. 5.10 mostra a corrente do capacitor para o intervalo de sincronismo de menor tensão de barramento CC, para relação de tensão unitária e $n_e = 1$.

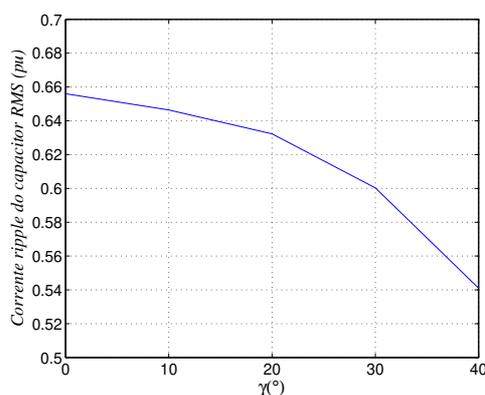


Figura 5.10: Corrente de ripple do capacitor valor RMS (pu), para $\eta = 1$ e $n_e = 1$.

O valor da corrente do capacitor para o ponto operacional de menor perdas nas chaves ($\gamma = 60^\circ$) é de $0,521pu$.

5.5 Resultados de simulação dinâmica e experimental

Utilizando o controle descrito na Fig. 5.3 foram realizadas simulação dinâmica e a implementação experimental do conversor. A implementação experimental utilizou a plataforma descrita no APÊNDICE H:

- * Transformador núcleo toroidal 100VA $n_e = 1,0$
- * Carga de 500W linear (fator de potência = 0,8 indutivo) Trifásica Equilibrada
- * $e_g = 220V$, $V_{23} = 220V$ ($\eta = 1$) $\gamma = 60^\circ$
- * Estratégia de PWM : SYPWM global.
- * $E^* = 400V$ (3,15pu) (Emin obtido pelo modelo de regime permanente 2,5pu)
- * Ganhos do controle de tensão do barramento e tensão de referência: $kp = 0,001$, $ki = 1$
- * Ganhos do controle de corrente: $kp = 7$, $ki = 5500$

* Ganhos do controle da tensão v_{s23} : $kp = 1$, $ki = 400$

* Ganhos do controle da tensão v_{s31} : $kp = 1$, $ki = 50$

A simulação dinâmica da configuração 8C – T, foi implementada no software *Matlab* - *Simulink R2009a* , pode ser vista no APÊNDICE G, utilizando as mesmas condições de tensão e carga da implementação experimental e com os mesmos padrões de simulação da configuração 10C-T.

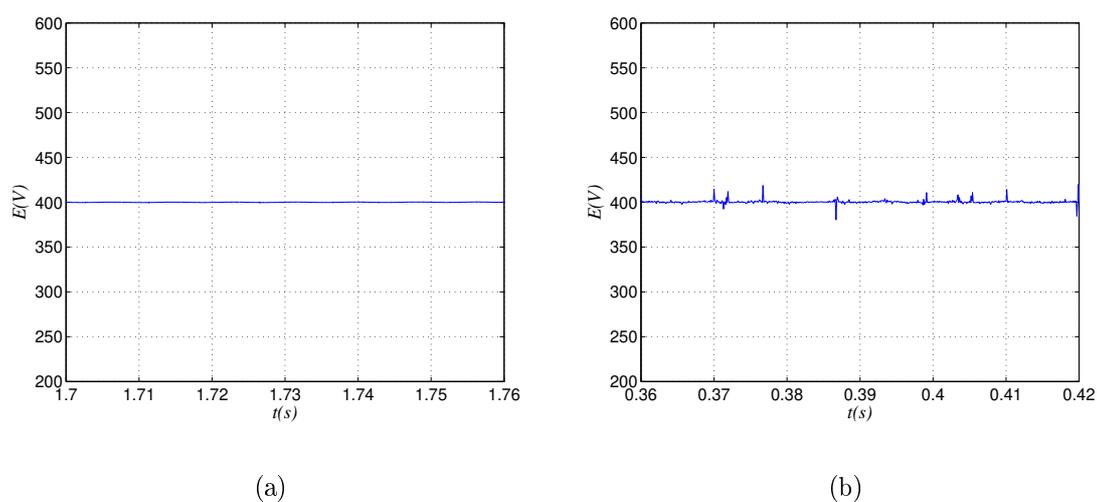


Figura 5.11: Tensão de barramento CC da configuração 8C-T, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.

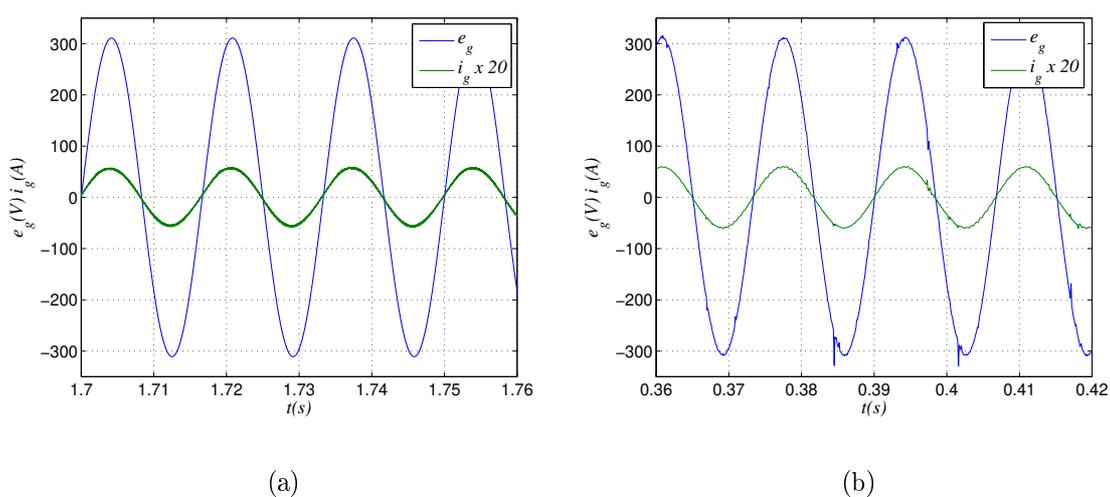


Figura 5.12: Tensão e corrente da fonte monofásica da configuração 8C-T, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.

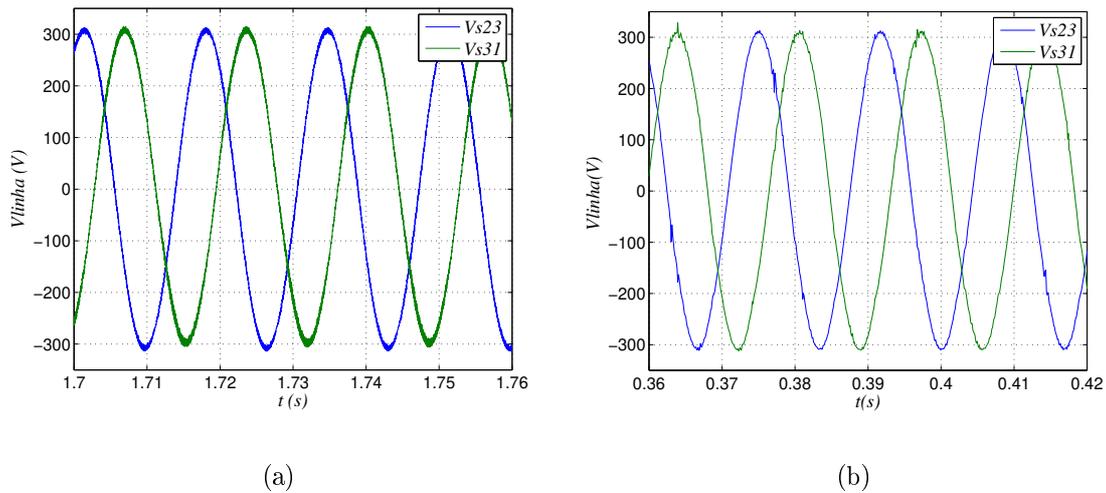


Figura 5.13: Tensões trifásicas de linha v_{s23} e v_{s31} da configuração 8C-T, (a)- Simulação dinâmica, (b)- Resultado experimental.

Tabela 5.1: Perdas dos módulos estimadas no ponto operacional da prática experimental da configuração 8C-T.

	Perdas (%)
Estimação em simulação dinâmica impondo $T_j = 25^\circ C$	7, 19
Balanco de potência ativa (monofásico-trifásico), utilizando (2.21) até o 166° harmônico, ignorando temperatura	10, 26

O controle da tensão de barramento se mostrou eficiente, o que pode ser verificado tanto nas Fig. 5.11, na própria tensão de barramento, e na Fig. 5.12, na corrente da fonte monofásica. O fator de potência na fonte é próximo ao unitário mostrando que o conversor está corrigindo bem os reativos da carga. Os controles das tensões de linha funcionaram de forma adequada. As tensões de linha podem ser vistas na Fig. 5.13, estão equilibradas e na sequência correta. Foi observada a concordância dos resultados experimentais com as simulações dinâmicas, mostrando que os modelos utilizados na simulação dinâmica descrevem adequadamente o aparato experimental.

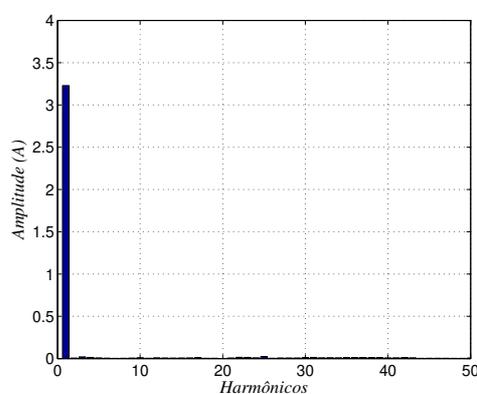
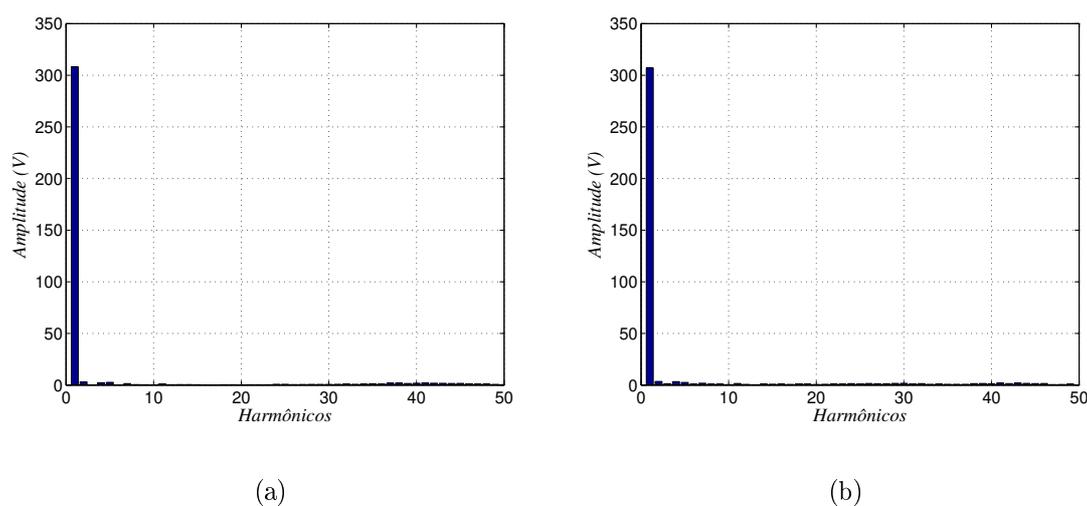
Na Tab. 5.1 são mostrados os resultados das perdas nos módulos IGBT determinados por simulação dinâmica e balanço de potência ativa monofásico-trifásico.

Os valores dos índices de distorções harmônicas para corrente monofásica e tensões de linha são mostrados na Tab. 5.2. Os espectros de amplitude são mostrados nas Figs. 5.14 e 5.15, para a corrente monofásica e tensões de linha. Tais valores mostram que, mesmo com

Tabela 5.2: Valor dos THD experimentais e da simulação dinâmica, para a configuração 8C-T

	THD(%) Experimental	THD(%) Simulação
i_g	2,055	1,290
v_{23}	2,780	1,550
v_{31}	3,094	1,943

um nível de acoplamento maior que a configuração com dez chaves 10C-T, o que pode ser verificado nas equações (5.1) a (5.7), a configuração 8C-T não apresentou índices de distorção muito acima da de dez chaves, para as condições em que foram realizadas as simulações e a prática experimental.

Figura 5.14: Espectro de amplitude da corrente i_g experimental para a configuração 8C-T.Figura 5.15: Espectro de amplitude das tensões de linha experimentais para a configuração 8C-T (a)- v_{s23} , (b)- v_{s31} .

5.6 Perdas suplementares do sistema

Também para esta configuração, as perdas suplementares do sistema são constituídas somente pelas perdas no transformador monofásico. Com base numa estimativa de perda de 1,8% para o transformador sob plena carga, as perdas no transformador constituem 1,8% da potência total do conversor, no ponto operacional de perdas mínimas da configuração.

5.7 Conclusões

A configuração proposta apresentou desempenho técnico eficiente. Foi observado boa qualidade de corrente de entrada e tensões de linha na carga.

Em termos de perdas nos módulos é uma opção melhor que as configurações de dez chaves, pois possui um módulo a menos. Na comparação com a configuração 8C, não foi evidenciado significativamente melhor desempenho. As perdas das duas configurações são bem próximas. No entanto, esta configuração possui, assim como a configuração 10C-T, maior uniformidade de perdas nos módulos, graças a sua estrutura em paralelo. Na Tab. 5.3, são mostradas as perdas percentuais de cada braço para o caso do ensaio experimental. Tais valores foram determinados por simulação dinâmica. Esta maior uniformidade de perdas é refletida em maior uniformidade de esforço nos módulos, ou seja maior confiabilidade.

Tabela 5.3: Perdas de cada módulo (braço) determinadas por simulação dinâmica, para o caso do ensaio experimental - 8C-T.

Braço	q_1	q_2	q_3	q_4	<i>Total</i>
Perdas(%)	2,19	1,94	1,93	1,13	7,19

6

Comparação multicritério das alternativas enfocadas

Comparar conversores não é uma tarefa trivial pois uma série de critérios cercam o desempenho dos mesmos. O objetivo desta etapa da pesquisa é comparar cinco configurações, duas propostas (10C-T e 8C-T) e três já publicadas na literatura técnica (10C, 8C e 6C). Tal comparação terá como base um conjunto de nove critérios que serão abordados neste capítulo. A princípio, alguns conceitos são importantes na comparação multicritério. Tais conceitos são definidos a seguir.

I- Alternativas: são as alternativas que serão utilizadas na comparação multicritério. Neste trabalho, cinco alternativas são abordadas: dois conversores propostos 10C-T e 8C-T e três já publicados na literatura técnica 10C, 8C e 6C. Assim, temos cinco alternativas de utilização de conversor monofásico trifásico, todas operando sobre a mesma relação de tensão e mesma carga.

II- Critérios: São aspectos considerados pelos decisores como fundamentais para avaliar as alternativas (ENSSLIN, et al., 2001, p.127). É mostrado na Fig. 1.2. um exemplo de árvore de análise multicritério utilizada para análise de conversores estáticos. Esta árvore é subdividida em três critérios de nível um: Características técnicas, Investimento inicial, Custo operacional. Tais critérios são subdivididos em outros critérios de nível 2. Infelizmente existe a impossibilidade de construção de uma função de valor que agregue todos os critérios em questão, pois alguns destes possuem dependência interna mútua, ou seja, fere

a propriedade da isolabilidade dos critérios (ENSSLIN, et al., 2001, p.142). Por exemplo, tensão mínima de barramento, influencia o investimento inicial e custo operacional. Desta forma, tais critérios de nível 2 serão determinados e utilizados para definir um cenário em que as configurações propostas são atrativas.

III- Descritor: Variáveis necessárias para descrever quantitativa ou qualitativamente o desempenho de uma determinada alternativa num determinado critério. Por exemplo, perdas nas chaves pode ser descrito por potência dissipada pelas perdas por condução e chaveamento em Watts. Neste caso, trata-se de um descritor quantitativo. Alguns critérios necessitam de descritores com escalas qualitativas (sim, não), (péssimo, ruim, neutro, bom e ótimo).

IV- Base comum de operação: São as condições comuns a que os conversores devem operar na comparação. A pesquisa define a base comum de operação como o ponto operacional de menor perda nos módulos para as seguintes condições:

- * Relação de tensão unitária $\eta = 1$.
- * Tensão de barramento mínima experimental.
- * Frequência de modulação $10kHz$ (modulação SYPWM).
- * Operação com mínimas perdas nas chaves.
- * Conversor 8C operando num sincronismo tal que a tensão de fase 1 está adiantada de 75° em relação à fonte monofásica ($\varepsilon = 75^\circ$).
- * Conversor 10C-T operando $\gamma = 35^\circ$ e $n_e = 0,5$.
- * Conversor 8C-T operando $\gamma = 60^\circ$ e $n_e = 1,0$.
- * Indutâncias de filtro recomendadas na literatura técnica para as configurações já publicadas.

Conversores propostos $l_f = 0,1pu$.

Conversores 10C, 8C e 6C $l_f = 0,2pu$ (ENJETI et al. 1993a).

- * Carga padrão: $500W$ fator de potência $0,8$ indutivo (linear)
- * Operação com frequência constante (sincronizado).
- * Módulos IGBTs com as mesmas capacidades de dissipação térmica.

Temperatura ambiente $25^{\circ}C$ e $Rth_{jun-meioambiente} = 3,0^{\circ}C/W$.

* Banco de quatro capacitores de $2200\mu F$ e tensão nominal $400V$. Na comparação relativa a confiabilidade dos capacitores foram utilizados os valores típicos contidos no APÊNDICE F.

V- Escalas de classificação: São escalas de classificação de desempenho das alternativas num determinado critério. Neste trabalho, estas escalas são construídas com cinco níveis(intervalos) iguais, em que os extremos são os valores de desempenho máximo e mínimo do conjunto de alternativas.

VI- Análise de sensibilidade local: Visa construir uma nova escala de classificação de um determinado critério sob outras condições. O objetivo desta nova escala é testar a robustez da classificação das alternativas para um determinado critério. Por exemplo: a classificação das perdas nas chaves se deu no ponto operacional onde $T_{amb} = 25^{\circ}C$. Outra classificação é construída para $T_{amb} = 45^{\circ}C$, a fim de testar se houve alguma variação na ordem da classificação que ponha em risco a robustez da comparação multicritério.

6.1 Critérios abordados

De acordo com a Fig. 1.2, a pesquisa realizou a comparação com nove critérios quantitativos e qualitativos. A seguir serão descritas as características de cada critério: Descritor, medição, influência sobre o desempenho do conversor, escala e classificação do desempenho de cada configuração.

6.1.1 Tensão mínima de barramento

O critério de tensão mínima de barramento é um fator crítico do conversor. Tal critério influencia muito o investimento em capacitores e módulos de IGBTs duais, perdas nas chaves, distorção harmônica, confiabilidade das chaves e capacitores. Nota-se que a tensão mínima de barramento influencia as características técnicas do conversor, investimento inicial e custo operacional. Desta forma, é um dos principais critérios de comparação entre conversores. Dois descritores são utilizados para quantificar o critério:

I- A tensão de barramento mínima determinada por modelo de regime permanente para

Tabela 6.1: Tensão de barramento mínima de cada configuração.

	10C	10C-T	8C	8C-T	6C
E_{\min} (Simulação)	2,449	2,940	2,449	2,500	2,910
E_{\min} (Experimental)	2,830	3,540	2,830	3,140	3,540

a estratégia SYPWM, com somente as componentes fundamentais e circuito linear.

II- A tensão de barramento mínima obtida experimentalmente sem saturação das tensões e correntes, utilizando também a estratégia SYPWM.

Na Tab. 6.1, são mostradas as tensões de barramento mínimas de cada configuração. As tensões de barramento mínimas obtidas experimentalmente são maiores devido à presença do chaveamento e não linearidade dos componentes. No entanto, os descritores baseados em modelo de regime permanente são importantes para valores iniciais nos ensaios experimentais e nas simulações dinâmicas, além de serem bem mais fáceis suas determinações. Os valores contidos na Tab. 6.1 são determinados utilizando indutores recomendados nos capítulos 4 e 5 para as configurações 10C-T e 8C-T, operando nos pontos de perdas mínimas. Para as demais configurações são seguidas as recomendações da literatura técnica, indutores de $0,2pu$ (ENJETI et al. 1993a).

Baseada na Tab. 6.1, a escala e classificação das configurações baseada na tensão de barramento mínima é mostrada na Fig. 6.1.

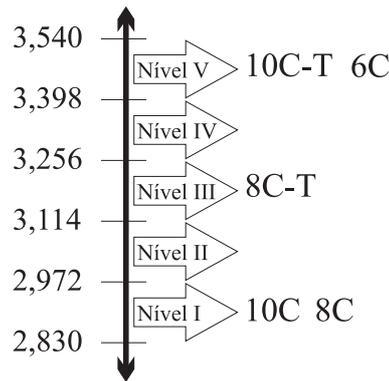


Figura 6.1: Escala e classificação das configurações no critério tensão de barramento mínima.

A configuração 10C e 8C possuem as mesmas tensões de barramento mínimas e formam um grupo de Nível I. Formando o grupo de nível III a configuração proposta 8C-T. Ocupando o Nível V a configuração com seis chaves 6C e a proposta 10C-T.

Tabela 6.2: Perdas nos módulos IGBTs + perdas suplementares de cada configuração operando na base comum de operação.

	10C	10C-T	8C	8C-T	6C
<i>Perdas</i> (%) $T_j = 25^\circ C$	10, 25	10, 34	7, 45	8, 99	6, 96
<i>Perdas</i> (%) $T_j = 125^\circ C$	10, 41	10, 83	7, 90	9, 25	7, 36

O conversor 8C operando de forma sincronizada e no ponto de perdas mínimas possui tensão de barramento mínima semelhante ao conversor 10C (SANTOS, 2006), mostradas também no APÊNDICE D.

6.1.2 Perdas no conversor

As perdas nos módulos IGBTs é a parcela de perdas mais significativas nos conversores estáticos e influenciam por demais os custos operacionais dos mesmos. Estas perdas, como já foi mencionado no capítulo 2, são funções da tensão de barramento, da corrente de braço, da temperatura de junção operacional das chaves e diodos, e do ângulo de sincronismo entre as tensões monofásicas e trifásicas, para algumas configurações.

O descritor utilizado para este critério é o percentual que corresponde a estas perdas sobre a potência ativa total da carga $P_{chave}(\%)$. O descritor utilizado neste trabalho são as perdas determinadas por simulação dinâmica com chaves ideais, utilizando as funções de perdas instantâneas determinadas no capítulo 2. As simulações dinâmicas dos conversores propostos 10C-T e 8C-T são mostradas nos APÊNDICE G.

Na Tab. 6.2 é mostrado o resultado dos valores das perdas de cada conversor, já incluindo as perdas suplementares do sistema (transformador monofásico) para as configurações 8C-T e 10C-T.

A classificação das configurações neste critério é mostrada na Fig. 6.2. Uma classificação para $T_j = 125^\circ$ é apresentada para testar a robustez.

A configuração com seis chaves apresentou perdas baixas devido à redução de módulos e sua característica de paralelismo. A configuração 6C juntamente com a configuração 8C compõem o nível I. Mesmo operando em paralelo, a configuração 8C-T não conseguiu reduzir as perdas a ponto de ser proposta superior à configuração 8C. Isto se deve principalmente devido às perdas no transformador no ponto de operação da comparação. A configuração

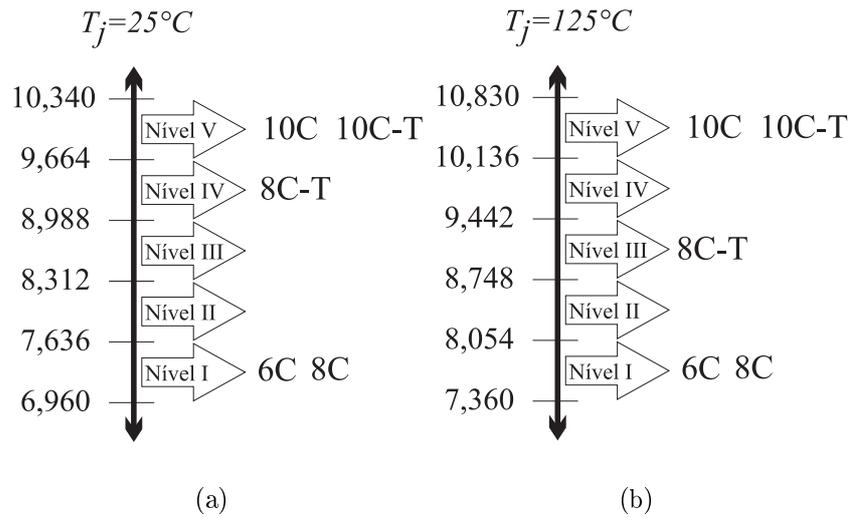


Figura 6.2: Escalas e classificação para o critério de perdas nas chaves IGBTs e suplementares do sistema (a)- $T_j = 25^\circ C$, (b)- $T_j = 125^\circ C$.

10C-T possui o mesmo nível de perdas que a configuração padrão 10C. A Fig. 6.2 mostra que, mesmo com $T_j = 125^\circ$, a classificação não se alterou significativamente, somente a configuração 8C-T melhorou seu desempenho, subindo do nível IV para o nível III.

6.1.3 Confiabilidade dos conversores (módulos IGBTs)

A confiabilidade do conversor influencia diretamente as características técnicas do conversor e o custo da manutenção. O descritor utilizado para quantificar a confiabilidade dos módulos IGBTs é o *COMF*-ciclos operacionais médios até a falha. O cálculo deste descritor é mostrado no APÊNDICE B. As confiabilidades dos módulos IGBTs são determinadas pelo processo iterativo proposto no capítulo 3. Na Tab. 6.3, são mostradas as variações de temperaturas ΔT de convergência de cada módulo, para cada configuração, seguidas do valor de *COMF* absoluto e em relação ao conversor 10C.

A Classificação das configurações com base no critério da confiabilidade é mostrada na Fig. 6.3. Uma escala é construída para $T_{amb} = 45^\circ C$ e mostrada também na Fig. 6.3.

As configurações propostas 10C-T e 8C-T operam com nível de esforço nas chaves semelhantes e formam o nível I. A configuração 10C e 8C, devido ao retificador de entrada, por onde flui toda potência para a carga, opera com a confiabilidade das chaves menor que as configurações propostas. Já a configuração 6C opera com nível de esforço nos módulos

Tabela 6.3: Temperatura de convergência e COMF de cada configuração em estudo e confiabilidade dos conversores.

	10C	10C-T	8C	8C-T	6C
ΔT_{q1}	48,48	49,19	47,71	52,18	65,89
ΔT_{q2}	48,48	49,19	47,71	47,66	51,91
ΔT_{q3}	48,48	51,33	39,50	45,50	74,38
ΔT_{q4}	56,05	45,50	54,96	41,02	-
ΔT_{q5}	56,05	45,33	-	-	-
$COMF(x1E6)$	0,118	0,186	0,152	0,190	0,04
$COMF(\text{Relativo})$	100	156,7	128,3	160,7	37,5
$\Delta T_{\text{média}}(^{\circ}C)$	51,51	48,11	47,47	46,59	64,06
$\Delta T_{\text{desvioP}}(^{\circ}C)$	4,14	2,60	6,32	4,64	11,34

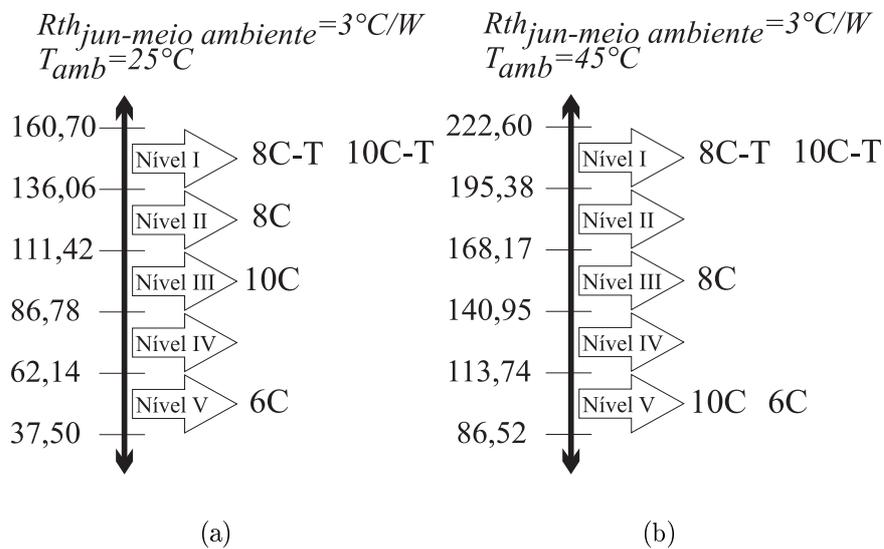


Figura 6.3: Escalas e classificação para o critério de confiabilidade dos IGBTs (a)- $T_{amb} = 25^{\circ}C$, (b)- $T_{amb} = 45^{\circ}C$.

muito altos devido à redução significativa do número de braços. O aumento $T_{amb} = 45^{\circ}C$ na segunda escala fez cair a configuração 10C em dois níveis e a 8C em um nível. Isto mostra que o aumento da temperatura do ambiente faz diminuir a atratividade das configurações em série neste critério. No entanto, a posição relativa das configurações propostas não se alteram, continuando a ser as mais atrativas em relação à confiabilidade dos módulos IGBTs.

Os dois indicadores do esforço do conversor são as perdas médias do conversor e como estas perdas estão distribuídas em torno da média. A relação da temperatura e da confiabilidade não é linear, segue um modelo exponencial (modelo de *Arrhenius*). Assim, uma variação pequena de temperatura de um módulo para outro pode acarretar uma variação grande de confiabilidade. Em todo caso, a temperatura por módulo média de convergência

Tabela 6.4: Valor do impacto da confiabilidade dos capacitores de cada configuração.

	10C	10C-T	8C	8C-T	6C
$E(Volts)$	360	450	360	400	450
$I_{ripple}(A)$	1,838	1,496	1,417	1,368	2,625
$FatorC(RSE)$	515,32	480,21	527,93	523,71	444,85
$FatorC(2XRSE)$	485,49	461,60	509,54	506,69	393,88

do conversor ($^{\circ}C$), visto na penúltima linha da Tab. 6.3, guarda uma relação estreita com a confiabilidade dos módulos de IGBTs deste conversor. Além disto, a dispersão das perdas destes módulos influencia também a confiabilidade. Tal dispersão de temperatura dos módulos é mostrada na última linha da Tab. 6.3. Observa-se que o conversor 8C possui uma dispersão 36% maior que o conversor 8C-T, e o conversor 10C possui uma dispersão 59% maior que o 10C-T. Esta dispersão maior leva a confiabilidade menor. Em outras palavras, as configurações propostas possuem uma uniformidade maior de esforço nos módulos IGBTs.

6.1.4 Confiabilidade dos conversores (capacitores)

Na comparação do efeito das configurações sobre o esforço dos capacitores é utilizado o fator multiplicativo mostrado no APÊNDICE F, chamado neste trabalho de $FatorC$, como descritor da confiabilidade dos capacitores. Este fator agrega os efeitos da tensão a que é submetido o capacitor e a corrente de *ripple*, os dois elementos que influenciam o esforço a que são submetidos os capacitores.

A análise de sensibilidade se dá na variação da resistência RSE. Esta resistência aumenta durante a vida útil física do capacitor. No final da vida útil física, o valor da resistência está por volta do dobro do valor do começo de vida (AMARAL e CARDOSO, 2004). Este efeito aumenta as perdas no núcleo do capacitor, aumentando sua temperatura que, por sua vez, aumenta os processos de desgaste que são os grandes responsáveis pelas falhas nestes componentes.

Na Tab. 6.4 são encontrados os valores de tensão mínima de barramento e corrente de ripple dos capacitores para base comum de operação. A corrente de ripple dos capacitores é determinada pelo procedimento mostrado no APÊNDICE F, constituído somente da componente de segundo harmônico.

Tabela 6.5: Valor das correntes de braço média de cada configuração.

	10C	10C-T	8C	8C-T	6C
$i_{médio}(pu)$	1,44	0,98	1,24	1,052	1,15

Na Fig. 6.4 são mostradas as escalas de classificação na base comum e para valor de final de vida útil física do capacitor. As configurações 8C e 8C-T apresentam o melhor desempenho durante toda vida do capacitor. As configurações 10C-T e 6C não alteraram sua classificação, apresentando um desempenho pior que as configurações de oito chaves. A configuração 10C desceu um nível, mostrando que a mesma se torna menos atrativa à medida em que o capacitor envelhece.

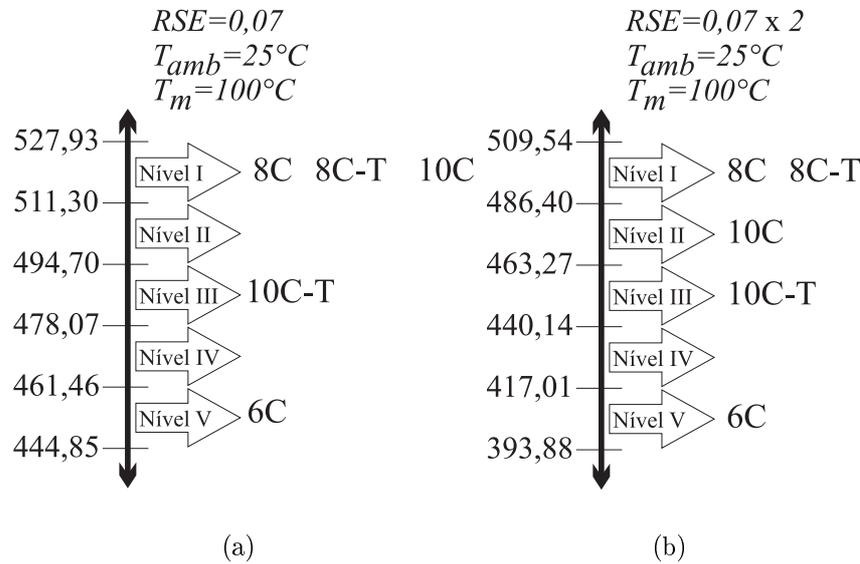


Figura 6.4: Escalas e classificação para o critério de confiabilidade dos capacitores (a)- $RSE = 0,07\Omega$, (b)- $RSE = 0,14\Omega$.

6.1.5 Outros critérios abordados

Alguns critérios são importantes e determinados por inspeção na própria configuração, são eles:

I- Corrente média de braço RMS do conversor – $i_{médio}(pu)$

Influencia o investimento inicial e as perdas do conversor. Determinado por simulação em regime permanente. O resultado do desempenho para as configurações em questão é visto na Tab. 6.5. A escala de classificação deste critério é mostrada na Fig. 6.5.

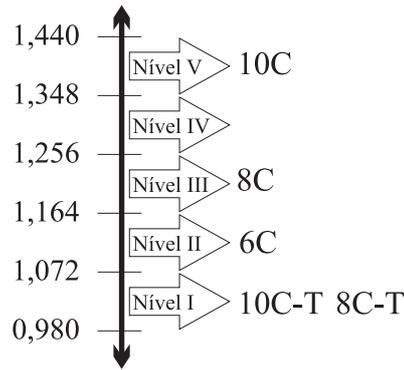


Figura 6.5: Escala e classificação das configurações no critério de corrente média de braço.

Tabela 6.6: Valor de cada critério que pode ser determinado por inspeção.

	10C	10C-T	8C	8C-T	6C
N_m	5	5	4	4	3
P_v	sim	sim	sim	sim	não
P_p	sim	sim	sim	sim	não
P_f	sim	não	não	não	não

II- Número de módulos IGBTs - N_m

Influencia o investimento inicial, e perdas nas chaves.

III- Possibilidade de várias relações de tensão η - P_v

Possibilita maior flexibilidade ao conversor, operação em várias tensões monofásicas e varias tensões de carga.

IV- Possibilidade de partida suave - P_p

Possibilita uma partida mais econômica, evitando métodos auxiliares de partida.

V- Possibilidade de variação de frequência- P_f

Na Tab. 6.6 é mostrado o desempenho nestes quatro últimos critérios.

6.2 Comparação

Três cenários são construídos baseados no conjunto dos nove critérios. O subconjunto dos critérios que definem o cenário será utilizado para determinar uma classificação das alternativas no cenário em estudo. Somente os níveis I e II serão utilizados. Cada cenário

terá seu conjunto de regras de desempate entre alternativas.

6.2.1 Cenário A- Características técnicas prioritárias

De acordo com a Fig. 1.2, seis critérios são ligados a este cenário. Na Fig. 6.6, é mostrado o desempenho de cada alternativa nos critérios que compõem o cenário de características técnica prioritária. A regra de classificação baseia-se no seguinte procedimento:

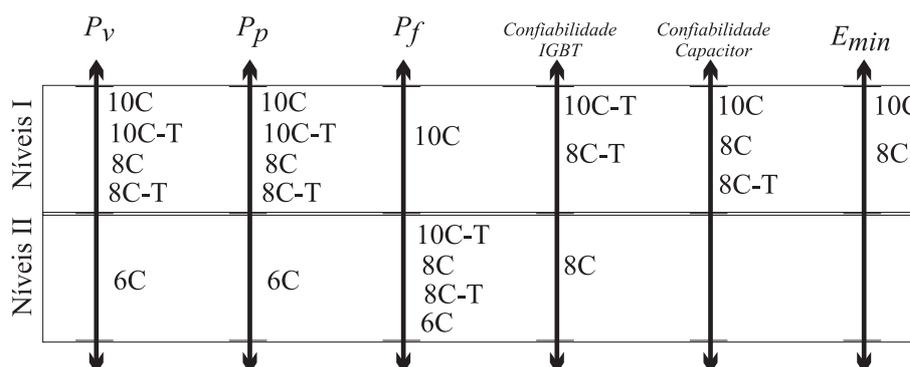


Figura 6.6: Desempenho das alternativas em cada critério que compõe o cenário de características técnicas prioritárias (somente níveis I e II).

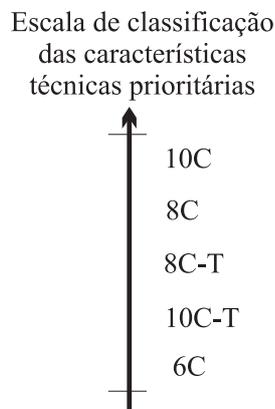


Figura 6.7: Classificação das alternativas no cenário A.

- I- Melhor desempenho no nível I
- II- Se houver empate: Melhor desempenho no nível II é a preferível
- III- Se houver empate: Melhor desempenho no critério tensão de barramento é o preferível. Tal critério de desempate influencia muito o desempenho total do conversor.

A classificação das alternativas no cenário A é construída baseada na regra descrita. Tal classificação é mostrada na Fig. 6.7. É observado que para este cenário os conversores 10C,

8C e 8C-T são os mais atrativos.

6.2.2 Cenário B- Investimento prioritário

Três critérios são fundamentais para o investimento inicial dos conversores: Número de módulos (que determina o investimento em módulos IGBTs e *drivers*), tensão mínima de barramento e corrente dos braços (que determinam a potência dos módulos e tamanho dos capacitores). Esta dependência pode ser verificada na árvore da Fig. 1.2. A regra de classificação do cenário B é constituída de quatro passos:

- I- Melhor desempenho no nível I
- II- Se houver empate: Melhor desempenho no nível II é a preferível.
- III- Se houver empate: Menor número de módulos é a preferível.
- IV- Se houver empate: Sem transformador é a preferível.

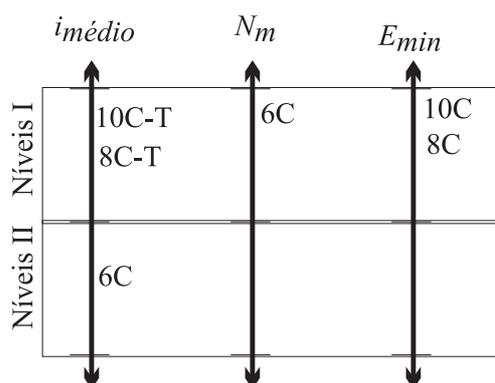


Figura 6.8: Desempenho das alternativas em cada critério que compõe o cenário de investimento inicial prioritário (somente níveis I e II).

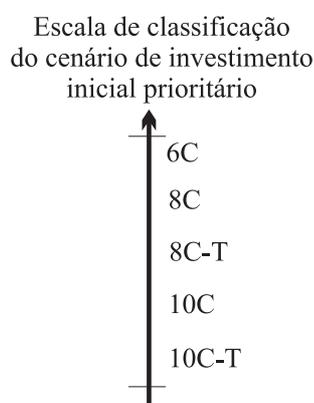


Figura 6.9: Classificação das alternativas no cenário B.

Os desempenhos de cada alternativa nos critérios que formam o cenário B são mostrados na Fig. 6.8. A classificação das alternativas no cenário B é mostrada na Fig. 6.9. Tal classificação mostra que as configurações 6C, 8C e 8C-T são as mais atrativas quanto a investimento inicial.

6.2.3 Cenário C- Custo operacional prioritário

Custo operacional, como já foi mencionado, são os gastos periódicos destinados a fazer funcionar o sistema. As perdas e o custo da parada são parcelas deste custo operacional que não adiciona valor e que pode ser reduzido sem comprometer o produto ou serviço. Este cenário é composto destes custos que não adicionam valor, o custo relacionado a falha e o custo relacionado as perdas. A regra de classificação do cenário C é constituída de quatro passos:

- I- Melhor desempenho no nível I
- II- Se houver empate: Melhor desempenho no nível II é a preferível.
- III- Se houver empate: Menores perdas totais é a preferível.
- IV- Se houver empate: Melhor desempenho na confiabilidade dos capacitores é preferível pois a vida útil física do capacitor é menor que as dos módulos IGBTs.

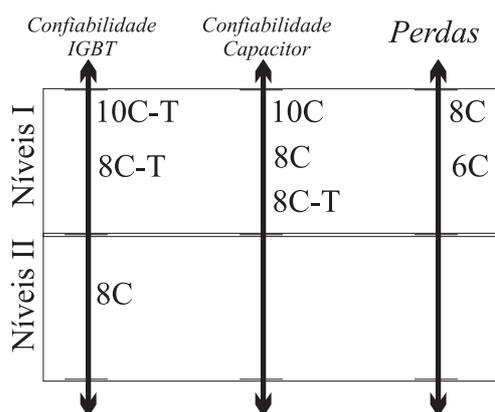


Figura 6.10: Desempenho das alternativas em cada critério que compõe o cenário de custo operacional prioritário (somente níveis I e II).

O desempenho das alternativas no cenário C é mostrado na Fig. 6.10. A classificação das alternativas com base no desempenho e nas regras de I a IV é mostrada na Fig. 6.11. As três configurações mais atrativas são 8C, 8C-T e 6C.

Escala de classificação
do cenário dos custo
operacional prioritário

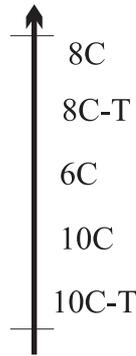


Figura 6.11: Classificação das alternativas no cenário C.

6.3 Conclusões

No tocante a características técnicas, a configuração 10C é extramamente atrativa. Possui a menor tensão de barramento e mesmo com frequência variável mantém esta baixa tensão. Com boa atratividade aparece a configuração 8C e com atratividade mediana a 8C-T. Vale a pena ressaltar que a tensão de barramento mínima é fundamental para este cenário. Por causa disto, as duas configurações que apresentam a menor tensão de barramento são as mais atrativas.

Quanto ao cenário de investimento inicial prioritário, a configuração 6C aparece como imbatível. A utilização de somente três braços de IGBTs duais faz com que seja possível utilização de módulos integrados de três braços que são opções com preços de vendas bem menores que três módulos duais separados. No entanto, a configuração 8C aparece como uma opção com atratividade boa. A configuração 8C-T foi penalizada em relação a 8C devido a presença do transformador, daí sua atratividade mediana.

Quanto ao custo operacional, a configuração 8C aparece como a mais atrativa seguida pela 8C-T. Como a primeira regra de desempate foi a de perdas totais, a configuração 8C-T foi penalizada pela presença do transformador. No entanto, a configuração 8C-T aparece no nível I nos critérios de confiabilidade dos módulos IGBTs e dos capacitores. Isto mostra que, em termos de confiabilidade, a configuração 8C-T proposta é muito atrativa. Num cenário em que uma parada na operação ponha em risco o processo produtivo ou até vidas humanas, é melhor operar com conversor que submete os módulos IGBTs e capacitores a um esforço

menor. Neste caso a configuração 8C-T é a mais adequada.

7

Conclusões

Cinco contribuições tangíveis se destacam no trabalho:

I- Um estimador rápido de perdas:

O estimador de perdas proposto é uma opção rápida e eficiente quando se deseja determinar as perdas nos módulos IGBTs de conversores sincronizados. O estimador pode utilizar o modelo linear da chave ou o modelo proveniente de regressão estatística a partir de dados experimentais. O estimador é muito eficiente em termo de custo e benefício . Tal estimador pode ser implementado em linguagens de alto nível pois seu esforço computacional é baixo, por se tratar de cálculos realizados com resultados provenientes de simulações de regime permanente.

Vale a pena destacar a estimação de perdas das configurações propostas e configurações já publicadas. Não foi encontrada na literatura técnica nenhuma alusão à estimação de perdas e comparação das configurações já publicadas. Trata-se também de uma figura de mérito nova inserida no trabalho.

II- Um estimador de confiabilidade de conversores sincronizados

O método proposto para estimar a confiabilidade, que se baseia nas perdas nos módulos IGBTs e na capacidade de dissipação térmica do conversor, produz de forma iterativa informações sobre a vida útil física baseada na confiabilidade dinâmica. Esta vida útil física pode ser utilizada para comparar conversores operando sob as mesmas condições. Na pesquisa

foram utilizados dados de perdas experimentais de módulos baseados em falhas de contato aberto. Tais resultados experimentais, apesar de serem relativos a módulos de doze anos atrás, não trazem nenhum prejuízo para fins de comparação. O estimador pode ser implementado em linguagem de alto nível pois produz baixo esforço computacional.

O estimador traz também a possibilidade da determinação da confiabilidade a partir de dados de falhas de módulos IGBTs atuais. Esta confiabilidade, juntamente com a confiabilidade dos capacitores, formam a confiabilidade do conversor operando naquela condição. Esta informação permite o planejamento muito mais eficiente da manutenção. É a manutenção chamada de preditiva, que é muito mais eficiente que a preventiva, posto que prediz a falha do conversor de forma estatística, atuando no instante certo.

III- Proposta do conversor tolerante a falha nos módulos e *drivers*

A utilização do ponto central do barramento CC para gerar configurações pós-falha não traz muito ganho em confiabilidade, pois eleva a tensão de barramento trazendo uma série de inconvenientes para o desempenho do conversor. Na aplicação realizada no Capítulo 3, a tolerância à falha somente no inversor aproveitando o ponto central dos capacitores adicionou pouco mais de 10% na vida útil física do sistema.

Uma aplicação de tolerância à falha com compartilhamento de braço foi estudada e implementada. A manutenção do barramento CC pela configuração pós-falha é a grande vantagem desta proposta. A configuração pós-falha opera com nível de esforço nas chaves e capacitores no mesmo nível que a configuração pré-falha.

O controle do estimador de falha foi uma contribuição para a tecnologia de controle de conversores tolerantes à falha. Este estimador possui um observador temporal que permite diminuir a possibilidade de detecção de falhas espúrias.

IV- Duas configurações de conversores monofásicos-trifásicos

Duas configurações foram propostas e estudadas, um de dez e uma de oito chaves. As configurações apresentaram características técnicas tão boas quanto as configurações já publicadas. É possível operar as mesmas com reduzidas perdas nas chaves e com perdas menores que as configurações de mesmo número de chaves já publicadas. Isto graças a suas configurações que operam em paralelo, em outras palavras, somente uma parte da potência

flui pelo conversor. No entanto, a adição de um transformador agrega ao sistema perdas a ponto de seu rendimento se tornar semelhante ao das configurações já propostas.

A grande vantagem das configurações propostas é o reduzido esforço nas chaves e capacitores, o que se traduz em ganho de confiabilidade para o sistema. Um ganho de 56,7% em confiabilidade é notado na comparação entre as duas configurações de dez chaves e ganho de 25,5% na comparação das configurações de oito chaves.

V- Uma comparação multicritério

Da comparação multicritério realizada foram extraídas várias conclusões. Em regra geral, as configurações com maior número de chaves possuem um desempenho melhor no tocante a características técnicas, as de menor número de chaves possuem uma atratividade melhor em relação a investimento inicial e as de 8 chaves são mais atrativas em relação a custo operacional. Destaque especial para a configuração 8C que possui desempenho bom em características técnicas, bom em investimento inicial e ótimo em custo. Obviamente, este resultado é devido as características de sincronismo mostradas no APÊNDICE D, que permitem que esta configuração opere com tensão de barramento muito baixa. Num cenário sem sincronismo (com variação de frequência), a configuração 10C é a recomendada, pois sua tensão de barramento não depende do posicionamento relativo entre os sistemas monofásicos e trifásicos, ou seja, os sistemas monofásico e trifásicos estão desoplados.

As configurações propostas 8C-T e 10C-T possuem, em média, menores perdas nas chaves. Além do mais, tais configurações possuem maior uniformidade das perdas nas chaves. Estas duas características traduzem num esforço menor e mais uniforme entre os módulos, diferentemente dos conversores operando em série, onde os lados monofásicos são mais sobrecarregados em relação ao lado trifásico. Este efeito pode ser notado no desvio padrão das temperaturas de convergências, Tab. 6.3. Esta uniformidade leva a uma confiabilidade maior para o conversor. Destaque para o conversor 8C-T que possui baixo esforço nos módulos IGBTs e nos capacitores. Esta é uma característica importante quando a parada por causa de falha possui custo alto (tanto físico quanto pessoal).

Referências

- AKAGI, H. **New trends in active filters for improving power quality.** Proceedings of International Conference - 1996, v. 1. p. 417-425, janeiro 1996.
- AKAGI, H. **Active harmonic filters.** IEEE-Proceeding of the IEEE, v. 93, n. 12, p. 2128 –2141, dezembro 2005.
- AL-ZAMIL, A. M.; T., David A. **Harmonic compensation for three phase adjustable speed drives using active power line conditioner.** IEEE-Power Engineering Society Summer Meeting, v. 2, p. 867-872, julho 2000.
- AMARAL, A. M. R.; CARDOSO, A. J. M. **Use of ESR to predict failure of output filtering capacitors in boost converter.** IEEE-International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2004 Ajaccio, p. i309-i314, maio 2004.
- ARRILLAGA, J.; WATSON, N. R. **Power Systems Harmonics.** 2. ed., Londres, John Wiley and Sons, 2003.
- BELLAR, M. D.; LEE, B. K.; FAMIHI, B.; EHSANI, M. **An AC motor drive with power factor control for low cost applications.** IEEE-Applied Power Electronics Conference – Piscataway, v. 1, p. 601-607. 2001.
- BELLAR, M. D.; LEE, B. K.; SILVA NETO, J. L. **Topology selection of AC motor drive systems with soft-starting for rural application.** IEEE-Power Electronics Specialists Conference - PESC 2005, v. 36, p. 2698-2704. 2005.
- BIERHOFF, M. H.; FUCHS, F. W. **Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation.**

- IEEE-Power Electronics Specialists Conference - PESC 2004, v. 4, p. 2836-2842, 2004.
- BLASCHKE, F. **The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines.** SIEMENS Review, p. 217. 1972.
- BLASKO, V. **Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle - comparison methods.** IEEE-Transactions on Industry Application, v. 33, n. 3, p. 756 –764, maio/junho 1997.
- BOGLIETTI, A.; JONA, G.; PROFUMO, F. **PWM inverter motor drives: Power device losses evaluation.** IEEE-Brazilian Power Electronics Conference SOBRAEP/UFSC, p. 7-13, dezembro 1991.
- BROUJI, H. E.; POURE, P.; SAADATE, S. **Study and comparison of fault tolerant shunt three-phase active filter topologies.** IEEE-Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC 2006, v. 3, p. 1-6, agosto 2006.
- CAMPANA, O. F. D.; SOARES, A. A. **Inversores de frequência: uma alternativa para racionalização do uso da energia elétrica em sistemas de irrigação pivô central.** Encontro de Energia Meio Rural – Campinas, Março 2000.
- CAVALCANTI, M. C. **Estudo de Perdas em Inversores Alimentados por Tensão Pulsada no Barramento de Corrente Contínua.** 2003 Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande.
- CEPEL. **Seleção de sistemas MRT (RER-05).** CEPEL- Centro Brasileiro de Pesquisa em Energia Elétrica, ELETROBRAS, 2005. Disponível em : <http://www.cepel.br/>. Acesso em maio de 2010.
- CHAN, T. F.; LAI, L. L. **Single-phase operation of a three-phase induction motor with the Smith connection.** IEEE-Power Engineering Society Summer Meeting 2000, v. 4, p. 2453-2458, 2000.
- CHARFI, F.; LESECQ, S.; SELLAMI, F. **Fault diagnosis using SWT and**

- Neyman Pearson detection test.** IEEE-Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives – 2009, p. 1-6, agosto 2009.
- CHEN, C.; DIVAN, D. M.; NOVOTNY, D. W. **A hybrid inverter / cyclo-converter - based variable-speed three-phase induction motor drive for single-phase inputs.** IEEE-Transactions on Industry Applications, v. 31, n. 3, p. 630-635, maio/junho 1995.
- CHEN, G.; BURGOS, R.; LACAUX, F.; WANG, F.; WYK, J. D. V.; ODENDAAL, W. G.; BOROYEVICH, D. **Reliability-oriented design consideration for high-power converter modules.** IEEE- 35th Power Electronics Specialists Conference PESC04 -Aachen, n. 7, p. 419-425, junho 2004.
- CORRÊA, M. B. R.; JACOBINA, C. B.; DA SILVA, E. R. C.; LIMA, A. M. N. **An induction motor drive system with improved fault tolerance.** IEEE- Transactions on Industry Application, v. 37, n. 3, p. 837-879, junho 2001.
- CRUISE, R. J.; LANDY, C. F.; Mc Culloch. **Evaluation of a reduce topology phase-converter for rural areas in Southern Africa.** IEEE-AFRCON 1999, v. 2, p. 859-864, setembro 1999.
- DELLY, O. F.; F., Carlos H. R.; TEXEIRA, C. A.; DIAS, G. P. **Uso de motores monofásicos acoplados mecanicamente em série, em irrigação por pivô central.** Revista Brasileira de Engenharia Agrícola e Ambiental, v. 9, n. 1, p. 139-144, 2005.
- DEWAN, S. B. **A novel static single-phase to three-phase converter.** IEEE- Transactions on Magnetics, v. 17, n. 6, p. 3287-3289, 1981.
- DIAS, J. A. A. **Uma Aplicação de Confiabilidade na Produção de Lâmpadas Elétricas.** 1997, 83 p., Dissertação (Mestrado em Engenharia de Produção) -Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa.
- DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B. **Soft-starting techniques for low cost single-phase to three-phase drive system configuration.** IEEE-39 th Power Electronics Specialists Conference- PESC 2008 Rhodes, junho 2008a.

- DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B. **Aplicação de filtro universal ao acionamento trifásico a partir de fontes monofásicas.** Anais do XVII Congresso Brasileiro de Automática-2008, Juiz de Fora, n. 17, setembro 2008b.
- DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; ROCHA, N. **Aplicação de uma topologia de conversor monofásico-trifásico de baixo custo como filtro ativo paralelo em sistemas monofásicos.** Revista Principia, v. 16, n. 12, p. 39-46, novembro. 2008c. Disponível em: http://www.ifpb.edu.br/conteudo/Principia/Revista_Principia16.pdf
- DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; DA SILVA, E. R. C. **Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with switches losses reduction.** IEEE- 10th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2009, Bonito, setembro 2009.
- DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B. **Conversores monofásicos trifásicos com estágio CC: Proposta e comparação multicritério.** Revista Eletrônica de Potência, v. 15, n. 1, p. 1-10, fevereiro 2010a.
- DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B. **A low investment single-phase to three-phase converter operating with reduced losses.** IEEE- Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2010, Palm Spring, fevereiro 2010b.
- DOUGLAS, H.; MALENGRET, M. **Symmetrical PWM with a split - capacitor single-phase to three-phase converter for rural electrification.** IEEE- ISIE, África do Sul, v.1, p. 289-293, julho 1998.
- DRAPER, N. R.; SMITH, H. **Applied Regression Analysis.** 3. ed. USA, John Wiley and Sons, 1998.
- EASTHAM, J. F.; DANIELS, A.; LYPEYNSKI, R. T. **A novel power inverter configuration.** IEEE- Industry Application Society Conference, p. 748-751. 1980.
- ENJETI, P.; CHOUDHURY, S. A. **A low cost single phase to three-phase**

- static power converter.** IEEE-Applied Power Eletronics Conference, n. 92, p. 4-1 to a4-7, 1992.
- ENJETI, P.; RAHMAN, A.; JAKKLI, R. **A new single-phase to three phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives.** IEEE- Transactions on Power Eletronics, v. 29, n. 4, p. 806-813, julho/agosto 1993a.
- ENJETI, P.; RAHMAN, A.; JAKKLI, R. **Economic single-phase to three-phase converter topology for fixed and variable frequency output.** IEEE-Transactions on Power Eletronics, v. 8, n. 3, p. 329-335, julho 1993b.
- ENSSLIN, L.; NETO, G. M.; NORONHA, S. M. **Apoio à Decisão - Metodologias para Estruturação de Problemas e Avaliação Multicritério de Alternativas.** Florianópolis, Editora Insular, 2001. 295 p.
- FOUCHER, B.; BOULLIÉ, J.; MESLET, B.; DAS, D. **A review of reliability prediction methods for electronic devices.** Science Direct-Microelectronics Reliability, v. 42, p. 1155-1162, dezembro 2002.
- FRATELLI, L.; CASCONI, B.; GIANNINI, G.; BUSATTO, G. **Long term reliability testing of HV-IGBT modules in worst case traction operation.** Science Direct-Microelectronics Reliability, v. 39, p. 1137-1142, 1999.
- GASPERI, M. L. **Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable frequency drive.** IEEE- Transaction on Industry Applications, v. 41, n. 6, p. 1430-1435, 2005.
- HABROUK, M. E.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. **Active power filters: A review.** IEE-Proceedings of Electronic Power Applications, v. 147, n. 5, p. 403-413, setembro 2000.
- HISANO, K.; KOBAYASHI, H.; KOBAYASHI, T. **A new type single-phase to three-phase converter.** IEEE-Transactions on Magnetics, v. 2, n. 3, p. 643-647, 1966.
- HUBER, H. G. **Phase converter, their application and current demand.** IEEE- Transactions on Industry Generation. Application, v. 1, p. 280-284,

1965.

IBGE. **Censo Agropecuário 2006**- IBGE. Disponível em: <http://www.ibge.gov.br>.

Acesso em: fevereiro 2010.

JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C.; CORRÊA, M. B. R.; LIMA, A. M. **Induction motor drive system for low-power applications**. IEEE-Transactions on Industry Applications, v. 35, p. 52-61, janeiro/fevereiro 1999.

JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C.; MENESES, T.; CORRÊA, M. B. R.; LIMA, A. M. **Current control of unbalanced electrical systems**. IEEE-Transactions on Industrial Electronics, v. 48, n. 03, p. 517-525, junho 2001.

JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. C.; CORRÊA, M. B. R.; LIMA, A. M. **AC motor drive systems with a reduced-switch-count converter**. IEEE-Transactions on Industry Applications, v. 39, n. 5, p. 1333-1342, setembro/outubro 2003.

JACOBINA, C. B. **Sistema de Acionamento Estático de Máquinas Elétricas**, Apostila. Campina Grande, PB, Universidade Federal de Campina Grande, 2005.

JOSHI, Y. **How well can we assess thermally driven reliability issues in electronic systems today?** Summary of panel held at Therminic 2002. Science Direct-Microelectronics Journal, v. 34, p. 1195-1201, 2003

KAHN, S. I.; ZIOGAS, P. D.; RASHI, M. H. **A novel single to three-phase static converter**. IEEE-Transactions on Industry Applications, v. 25, n. 1, p. 143-152, janeiro/fevereiro, 1989.

KAPUR, K. C.; LAMBERSON, L. R. **Reliability in Engineering Design**. Estados Unidos, John Wiley and Sons, 1977. 587 p.

KASHERN, M. A. **Distributed generation as voltage support for single wire earth return systems**. IEEE- Transactions on Power Delivery, v.19, n. 3, p. 1002-1011, julho 2004.

KHARITONOV, S. A.; PETROV, M. A.; KOROBKOV, D. V.; MASLOV, M. A. **A principle of calculation dynamic and static losses with hard-switching IGBT**. IEEE-6 th International Siberian workshop and tutorials

- Session II, v. Session II, p. 147-149, julho 2005.
- LAWLESS, J. F. **Statistical Models and Methods for Lifetime Data**. USA, Nova York, John Wiley and Sons, 1982. 581 p.
- LEONHARD, W. **Control of Electrical Drives**. 2. ed. Estados Unidos- Nova York, Spring-Verlag, 1996. 421 p.
- LO, Y.; YUAN, S.; YEN, S. C. **The analysis and elimination of voltage imbalance the split capacitor in half-bridge boost rectifier**. IEEE-Transactions on Industry Applications, v. 3, p. 728-730, 2002.
- LU, H.; BAILEY, C.; YIN, CHUNYAN. **Designer for reliability of power electronics modules**. Science Direct-Microelectronics Reliability, v. 49, p. 1250-1255, julho 2009.
- MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J. A.; MARAFÃO, F. P. **Three-phase to single-phase direct connection for rural co-generation systems**. IEEE-Applied Power Electronics Conference, v. 3, p. 1547-1553, 2004.
- MACHADO, R. Q.; BUSO, S.; POMILIO, J. A.; MARAFÃO, F. P. **A line interactive single-phase to three-phase converter systems**. IEEE-Transactions on Power Electronics, v. 21, n. 6, p. 1628-1636, novembro 2006.
- MADORELL, R.; POU, J. **Modulation techniques for a low-cost single-phase to three-phase converter**. IEEE-International Symposium on Industrial Electronics, v. 2, p. 1279-1284, maio 2004.
- MESTHA, L. K.; EVANS, P. D. **Analysis of on-state losses in PWM inverters**. IEE- Proceeding on Electric Power Applications, v. 136, n. 4, p. 189-195, 1989.
- MIDDENDORF, A.; REICHL, H.; GRIESE, H. **Lifetime estimation for wire bond interconnections using life-cycle-information modules with implemented models**. IEEE- Eco Design 2005 - Tokio, p. 614-619, dezembro 2005.
- MONCRIEF, W. A. **Practical Application and selection of single-phase to three-phase converters**. IEEE-Rural Electric Power Conference, p. d3-1,

abril 1996.

MUTHU, S.; KIM, Jonathan M. S. **Steady-state operating characteristics of unified active power filters**. IEE-Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, v. 1, n. 4, p. 199-205, fevereiro 1997.

NESBITT, J.; CHEN, C.; DIVAN, D. M.; NOVOYNY, D. W. **A novel single-phase to three-phase converter**. IEEE-Applied Power Electronics Conference, p. 95-99, março 1991.

NIELSEN, S. M.; TUTELEA, L. N.; JAEGER, U. **Simulation with ideal switch models combined with measured loss data provided a good estimate of power loss**. IEEE-Industry Applications Conference, v. 5, p. 2915-2922, outubro 2000.

OLSEN, S. **Solid state single-phase to three-phase converter**. IEEE-Western Canada conference on Computer Power and Communication Systems-91, p. 29-30, maio 1991.

PARLER, S. G. **Deriving life multipliers for electrolytic capacitors**. IEEE-Power Electronics Society Newsletter, v. 16, n. 1, p. 11-12, fevereiro 2004.

PARLER, S. G. **Reliability of CDE aluminium electrolytic capacitors**. Cornell Dublier Capacitores : Technical Papers. p. 1-10, 200-. Disponível em : <http://www.cde.com/tech/>. Acesso em: abril 2010.

PHILLIPSON, C.; KANSARA, M.; HOLMES, P. G. **Three-phase VSCF induction generator synchronised by a single supply through a passive single-element phase converter**. IEEE-Proceeding Science Measurements and Technology, v. 146, p. 153-158, maio 1999.

POURE, P.; WEBER, P.; THEILLIOL, D.; SAADATE, S. **Fault tolerant control of a three-phase three-wire shunt active filter system based on reliability analysis**. Science Direct - Electric Power Systems Research, v. 79, p. 325-334, agosto 2009.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Estados Unidos, San Diego, Academic Press, 2001. 895 p.

- RIBEIRO, R. L. A.; BARBOSA, O. O.; LIMA, A. M. N.; JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R.; BRAGA, E. R. **Multi-function power quality utility for connecting co-generation system to the power mains**. IEEE-Industry Application Society- 2004. v. 3, p. 1469-1474, outubro 2004.
- RIBEIRO, E. R. **Filtros ativos série para compensação de harmônicos de tensão**. 2005, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- RIBEIRO, R. L. A.; LIMA, A. M. N.; JACOBINA, C. B.; SILVA, E. R. **Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems**. IEEE-Transactions on Power Electronics, v. 18, n. 2, p. 587-593, março 2003.
- RODRIGUEZ, J. R.; DIXON, J. W.; SPINOZA, J. R.; PONTT, J. **PWM regenerative rectifier: State of art**. IEEE-Transactions on Industrial Electronics, v. 52, p. 5-22, fevereiro 2005.
- SAKAMOTO, Y.; OHKUBO, T.; OHATA, M.; NATSUSAKA, M. **Three-phase parametric induction motor excited by a single-phase power supply**. IEEE-Transactions on Magnetics, v. 37, n. 4, p. 2877-2840, julho 2001.
- SANKARAN, V. A.; CHEN, C.; AVANT, S.; XU, X. **Power cycling reliability of IGBT power modules**. IEEE-Industry Applications Society-Annual Meeting Dearborn, v. 2, p. 1222-1227, outubro 1997.
- SANTOS, E. C. **Sistema de conversão estático com número reduzido de componentes**. 2006, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande.
- SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; CORRÊA, M. B. R. **Fault tolerant AC-AC single-phase to three-phase DC link converter**. IEEE- 22th Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2007, p. 1707-1713, fevereiro 2007.
- SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; CORRÊA, M. B. R.; DIAS, J. A. A. **AC drive fault tolerant system with single-phase grid**. IEEE- 23th Applied power electronics conference and exposition, APEC 2008, p. 1939-1845,

- fevereiro 2008a.
- SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; GUEDES, D.; OLIVEIRA, A. C. **Single-phase to three-phase universal active power filter**. IEEE-Power Electronics Specialists Conference - PESC 2008, p. 3801-3806, junho 2008b.
- SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; DIAS, J. A. A. **Active power line conditioner applied to single-phase to three-phase systems**. IEEE-Industrial Electronics Society Conference – 2009, novembro 2009.
- SIMÃO, C.; SADOWSKI, N.; BATISTELA, N. J.; BASTOS, J. P. A. **Analysis of hysteresis losses in iron sheets under arbitrary voltage waveforms**. SOBRAEP-Revista de Eletrônica de Potência, v. 13, n. 4, p. 285-289, novembro 2008.
- SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHAMDRA, A. **A review of active filters for power quality improvement**. IEEE-Transactions on Industrial Electronics, v. 46, n. 5, p. 960-971, outubro 1999.
- TSHIVHILINGE, E. N.; MALENGRET, M. **A practical control of a cost reduced single-phase to three-phase converter**. IEEE-International Symposium Industry Electronics – 99, v. 2, p. 445-449, julho 1998.
- VALLE, Del J.; RODRIGUES, J.; T.; G. Contreras. **Técnicas de modulación vectorial em inversores trifásicos**. SOBREP-Brazilian Power Electronics Conference, Universidade Federal de Santa Catarina, 1991.
- WOLFS, P. J. **Capacity improvement for rural single wire earth return systems**. IEEE-IPEC 2005, p. 1-8, dezembro 2005.
- YU, O.; PARK, N. J.; HYUN, D. S. **A novel fault detection scheme for voltage fed PWM inverter**. IEEE- Industrial Electronics Conference IECON 2006, p. 2654-2659, novembro 2006.
- ZHOU, K.; WANG, D. **Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis**. IEEE-Transactions on Industry Electronics, v. 49, p. 186-196, fevereiro 2002.
- ZHOU, Z.; KHANNICHE, M. S.; IGIC, P.; KONG, S. T.; TOWRES, M.; MAWBY, P. A. **A fast power loss calculation method for long real**

time thermal simulation of IGBT modules for a three-phase inverter system. International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks Device and Fields, v. 19, n. 1, p. 33-46, dezembro 2005.

APÊNDICES

A

Abordagem linear das perdas nas chaves para modulação senoidal

Seja a tensão de referência de um módulo dual de IGBT e a corrente do braço (desprezando o chaveamento) mostradas a seguir :

$$v(t) = V_m \text{sen}(wt)$$

$$i(t) = I_m \cos(wt - \varphi)$$

e as características lineares do IGBT e do diodo mostrados a seguir:

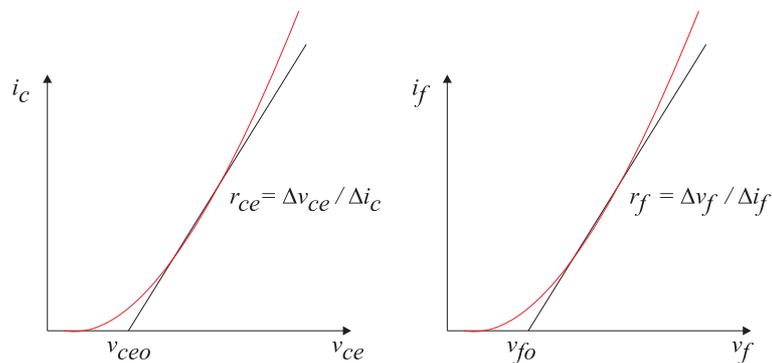


Figura A.1: Modelo linear do IGBT e do diodo de roda livre.

I- Perdas por condução instantânea, para simulação dinâmica.

IGBT conduzindo $P_t(t) = v_{ceo}i(t) + r_{ce}i(t)^2$

Diodo conduzindo $P_d(t) = v_{fo}i(t) + r_f i(t)^2$

II- Perdas por condução média por módulo dual em regime permanente.

Pela abordagem linear da chave e diodo, as perdas por condução média no IGBT (chave) são expressas por :

$$P_t = \frac{v_{ce0} I_m}{2\pi} \left[1 + \frac{m\pi}{4} \cos(\varphi) \right] + \frac{r_{ce} I_m^2}{2\pi} \left[\frac{\pi}{4} + \frac{2m}{3} \cos(\varphi) \right]$$

e para o diodo:

$$P_d = \frac{v_{fo} I_m}{2\pi} \left[1 - \frac{m\pi}{4} \cos(\varphi) \right] + \frac{r_f I_m^2}{2\pi} \left[\frac{\pi}{4} - \frac{2m}{3} \cos(\varphi) \right]$$

As expressões são determinadas para (razão de frequência de modulação) - $m_f > 20$ (MESTHA e EVANS, 1989) o que é aceitável para a maioria das aplicações práticas.

Os valores dos parâmetros v_{ce0} , r_{ce} , v_{fo} e r_f são obtidos nos catálogos dos fabricantes ou por ensaio experimental para uma determinada temperatura de junção.

III- Perdas por chaveamento por módulo dual em regime permanente.

As perdas por chaveamento por módulo podem ser expressas por :

$$P_s = \frac{4}{\pi} E_s f_{pwm} \frac{I_m}{i_{cref}} \frac{E}{E_{ref}}$$

Onde

$$E_s = E_{on,IGBT} + E_{off,IGBT} + E_{off,diodo}$$

são obtidas nos catálogos dos fabricantes ou experimentalmente, para uma determinada tensão de barramento de referência- E_{ref} , corrente de referência- i_{cref} , e temperatura de junção- T_j .

B

Conceitos básicos de confiabilidade de componentes e sistemas

Existem várias funções de distribuição de probabilidades contínuas utilizadas para descrever a probabilidade de falhas de componentes. São exemplos, exponencial, normal, log-normal, Gama, valor extremo, gompertz (LAWLESS, 1982, p. 5-51). No entanto, a função de distribuição contínua de Weibull é a mais popular dentro da literatura técnica. Seus parâmetros são utilizados para descrever padrões de confiabilidade em normas técnicas nacionais e internacionais. Sua capacidade de inferência a partir de pequenas amostras é outra vantagem em relação às demais distribuições (KAPUR e LAMBERSON, 1977). Amostras de tamanho 5 ou 6 já permitem uma boa estimativa dos parâmetros de Weibull (KAPUR e LAMBERSON, 1977, p. 301).

A função de distribuição de probabilidade de Weibull é mostrada em (B.1).

$$f(c) = \kappa \frac{(c - c_0)^{\kappa-1}}{\chi^\kappa} \exp \left[- \left(\frac{c - c_0}{\chi} \right)^\kappa \right] \quad c > 0, c_0 \geq 0, \chi \geq 0, \kappa \geq 0 \quad (\text{B.1})$$

A função de confiabilidade de Weibull é mostrada em (B.2).

$$R(c) = 1 - \int_0^c f(c)dc = \exp \left[- \left(\frac{c - c_0}{\chi} \right)^\kappa \right] \quad \text{onde } 0 \leq R(c) \leq 1 \quad (\text{B.2})$$

A função (B.2) é conhecida como uma função que descreve a confiabilidade dinâmica de

um componente ou sistemas de componentes, ou seja, descreve a confiabilidade ao longo da vida útil física. É comum a utilização de um parâmetro para descrever o tempo até a falha do componente que, no caso deste trabalho, a quantidade de ciclos operacionais esperados até a falha. Na literatura técnica aparece o *MTBF* – *mean time between failures* (tempo médio entre falhas) para componentes e sistemas reparáveis, e *MTTF* – *mean time to failures* (tempo médio até a falha) para componentes e sistemas não reparáveis. Neste trabalho define-se *COMF* (ciclos operacionais médios até a falha) como uma alternativa à nomenclatura *MTTF*. Este parâmetro *COMF* será o descritor da confiabilidade dos componentes e sistemas de componentes, e seu cálculo é realizado por (B.3) (KAPUR e LAMBERSON, 1977, p. 11).

$$COMF = \int_0^{\infty} R(c)dc = c_o + \Gamma(1 + \frac{1}{\kappa})\chi \text{ onde } \Gamma \text{ é a função gama} \quad (\text{B.3})$$

B.1 Parâmetros e variáveis da distribuição de Weibull

A variável que quantifica o esforço neste trabalho é ciclos de operação, identificado pela letra c . A escolha desta variável se dá pelo fato do levantamento de confiabilidade de IGBTs e diodos na literatura técnica serem quantificados pela associação ao esforço ciclos operacionais. Entende-se ciclo operacional como um pulso (um disparo e um bloqueio), para uma determinada temperatura controlada.

O parâmetro κ é conhecido como parâmetro de forma da distribuição. Está associado à característica de falha a que a população de componentes está submetida. Três características de falhas são observadas pelo valor do parâmetro de forma:

* $\kappa < 1$ (Falhas devido ao amaciamento ou mortalidade infantil) são aquelas falhas provenientes do processo de fabricação. O risco de falha diminui com o esforço a que o componente é submetido. Suas funções distribuição de probabilidade de falha e confiabilidade são mostradas a Fig. B.1.

* $\kappa = 1$ (Falhas devido a causas aleatórias) são aquelas falhas que não dependem do esforço a que o componente é submetido. O risco de falha é constante com o esforço. As

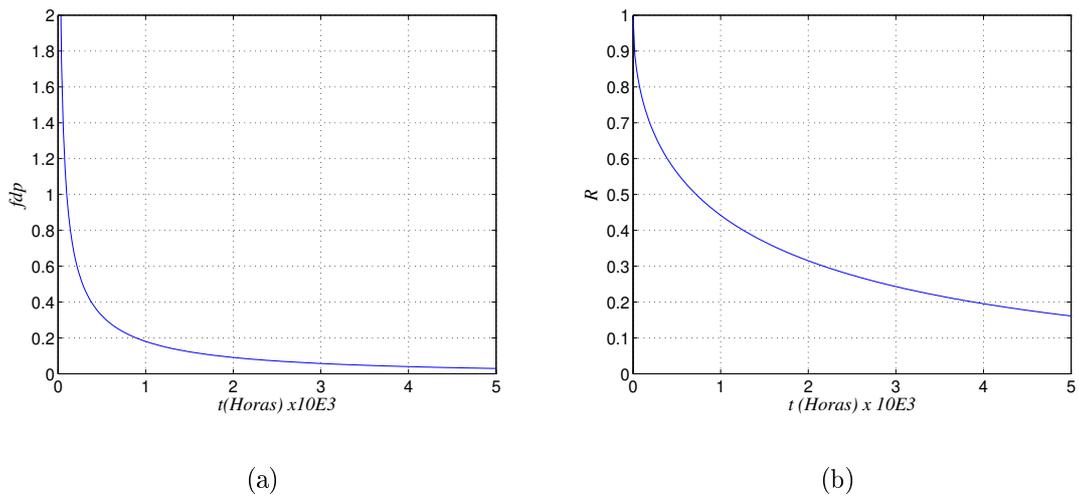


Figura B.1: Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa < 1$.

funções distribuição de probabilidade de falha e a confiabilidade são mostradas na Fig. B.2.

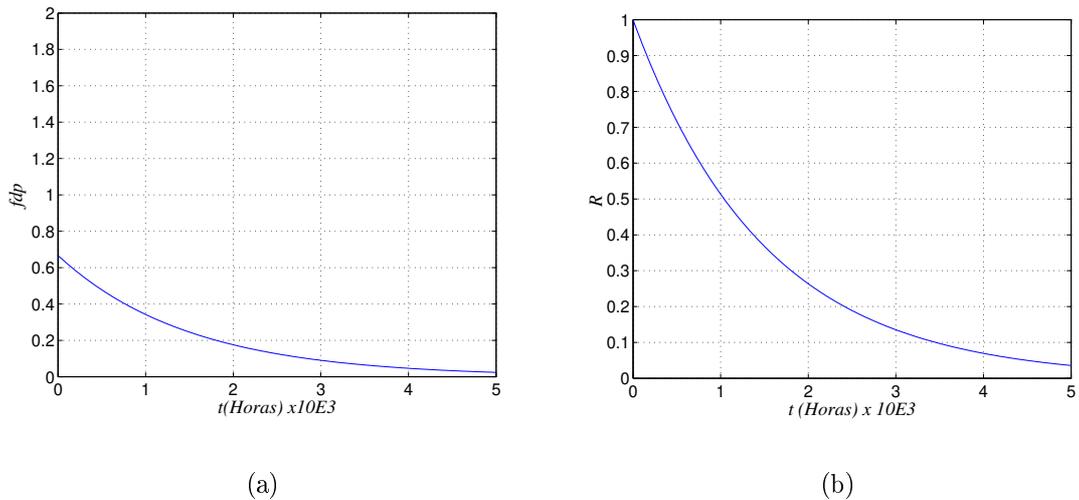


Figura B.2: Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa = 1$.

* $\kappa > 1$ (Falhas devido ao desgaste) são aquelas falhas que aumentam com o esforço, ou seja, a função risco da falha aumenta com o esforço. São as falhas devido ao processo de envelhecimento do componente ao longo da sua vida útil. É o tipo de falha que predomina nos módulos IGBTs, principalmente em se tratando de falhas do tipo contato aberto. As funções de distribuição de probabilidade falha e confiabilidade são mostradas na Fig. B.3.

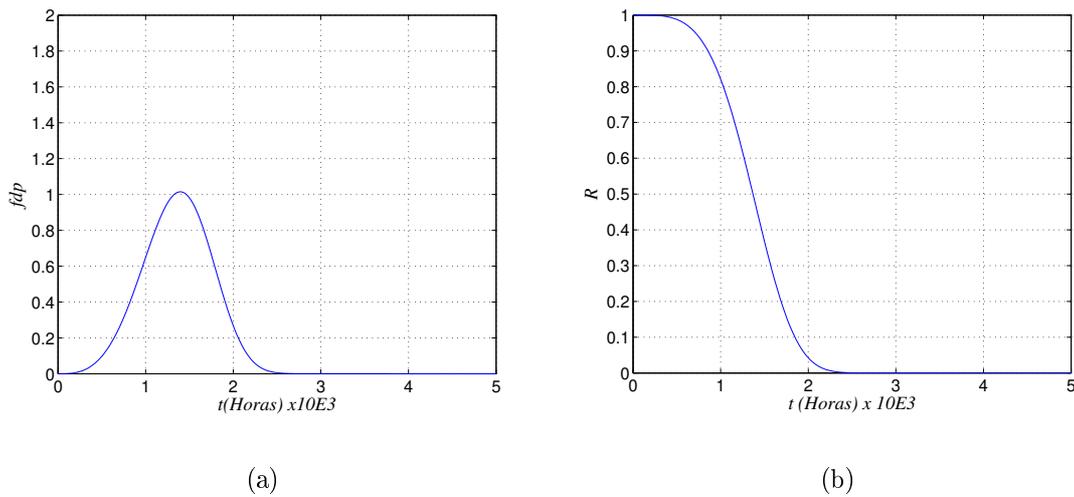


Figura B.3: Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa > 1$.

* $\kappa \rightarrow \infty$ (Processo de falha tendendo ao ideal) são falhas perfeitamente previsíveis. Todos os componentes falhariam no mesmo instante, o que seria uma característica improvável de ocorrer na prática. Suas funções distribuição de probabilidade falha e a confiabilidade são mostradas na Fig. B.4.

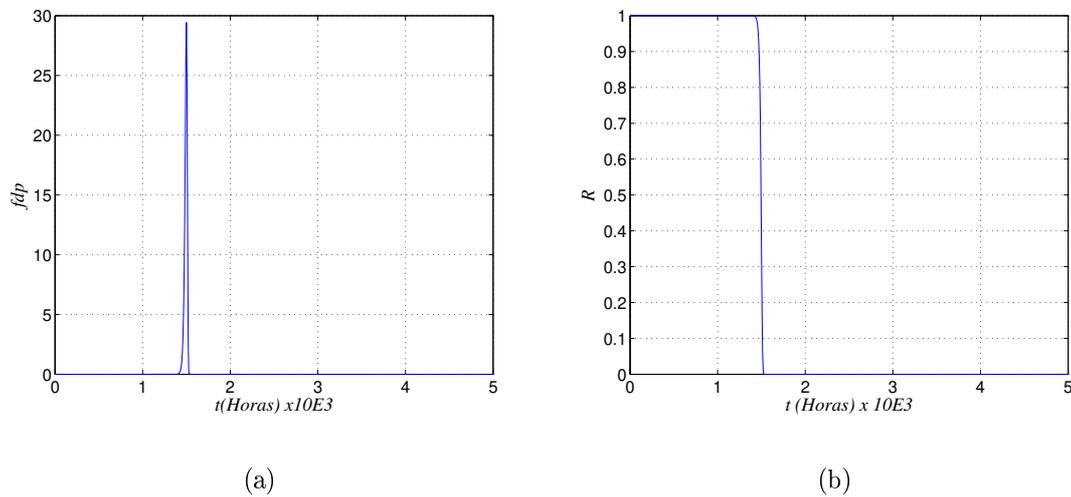


Figura B.4: Função: a)-Densidade de probabilidade, b)-Confiabilidade; para característica de falha do tipo $\kappa \rightarrow \infty$.

O parâmetro χ é denominado de vida característica da população. Está relacionado à durabilidade do componente.

O Parâmetro c_0 é denominado parâmetro de escala. É o grau de liberdade para otimiza-

ção na inferência das características populacionais a partir de uma amostra.

A indústria de componentes eletrônicos vem nas últimas décadas adotando procedimentos para melhoria da qualidade dos produtos, que visam reduzir as falhas do período inicial da vida útil física. Tais falhas são em grande parte originadas dentro do processo produtivo do componente. Na indústria de capacitores por exemplo, os componentes são submetidos a testes de pulsos de sobre tensão e testes de temperatura limite no intuito de fazer falhar os componentes com problemas provenientes do processo produtivo. Com este procedimento, chamado de *high-stress-screening*, a taxa de falha esperada para começo de vida útil física é muito baixa entre 0,02% e 0,2% (PARLER, 200-). Procedimentos como estes fazem com que os processos de falhas dos componentes atuais sejam essencialmente por desgaste.

B.2 Método de inferência utilizado no trabalho

Inferências estatísticas são métodos em que se procura estimar parâmetros de uma população a partir de uma amostra desta população. Esta amostra extraída por meio de um ensaio sobre determinadas condições. A amostra traz informações da população se comportando nas condições em que se realizou o ensaio. Assim, se uma amostra é submetida a um determinado nível de esforço, seja ele tempo ou ciclos de operação, e sobre uma determinada intensidade operacional, os resultados inferidos para a população serão para as mesmas condições. Para chaves do tipo IGBT, Mosfet, Transistores, é comum na literatura técnica, as dimensões do esforço ser c - ciclos operacionais (um bloqueio e um disparo) e ΔT (diferença entre a temperatura de junção e dissipador).

Existem dois métodos de estimação dos parâmetros da distribuição de Weibull da população a partir de amostras: Método gráfico (KAPUR e LAMBERSON, 1977, p. 303-309), e ajuste por regressão linear (LAWLESS, 1982, p. 91-95). Neste trabalho foi utilizado o método de ajuste por regressão, por ser mais preciso.

O método de ajuste por regressão consiste em linearizar a função de confiabilidade (B.2), com a aplicação de logaritmos naturais, mostrados em (B.4) . Isto permite aplicação de regressão linear com os pontos discretos (B.5) a (B.8).

Tabela B.1: Resultado de falhas para um módulo IGBT dual submetido à T=60°C.

Ciclos até a falha IGBT ($x1,0E6$)	Ciclos até a falha diodo ($x1,0E6$)
0,5325	0,0999
0,5750	0,1265
0,7622	0,1275
0,7735	0,1429
0,8420	0,1769

Tabela B.2: Parâmetros estimados para um módulo dual de IGBT contido em Sankaran et al. (1997).

Parâmetros	IGBT	diodo
c_0	0	0
κ	4,1252	5,3672
χ	0,7262E6	0,1338E6
COMF	0,6594E6	0,1234E6
R^2	0,8713	0,9125

$$\ln[-\ln[R(c)]] = \kappa \ln(c - c_0) - \kappa \ln(\chi) \tag{B.4}$$

$$y_j = \ln[-\ln[R(c_j)]] \tag{B.5}$$

$$x_j = \ln(c_j - c_0) \tag{B.6}$$

$$d = -\kappa \ln(\chi) \tag{B.7}$$

$$y_j = \kappa x_j + d \text{ onde } j = 1 \text{ a } n(\text{número de elementos da amostra}) \tag{B.8}$$

O parâmetro de escala c_0 é escolhido de forma que otimize o ajuste, ou seja, que maximize o coeficiente de correlação R^2 .

Em Sankaran et al. (1997), foi realizado um ensaio de uma amostra de cinco módulos duais de IGBT submetidos PWM de frequência de modulação $2kHz$, de tal forma a controlar ΔT num valor médio igual a $60^\circ C$ e $90^\circ C$. O resultado das falhas para $\Delta T = 60^\circ C$ é mostrado na Tab. B.1.

Os parâmetros da distribuição de Weibull estimados estão na Tab. B.2.

Observa-se pelo parâmetro de forma que o IGBT e o diodo apresentaram uma característica de falha típica de desgaste, nestas condições. Além do mais, o IGBT apresentou uma vida útil física muito acima do diodo, um COMF quase seis vezes a do diodo. As funções de confiabilidade para ambos os casos são mostradas na Fig. B.5.

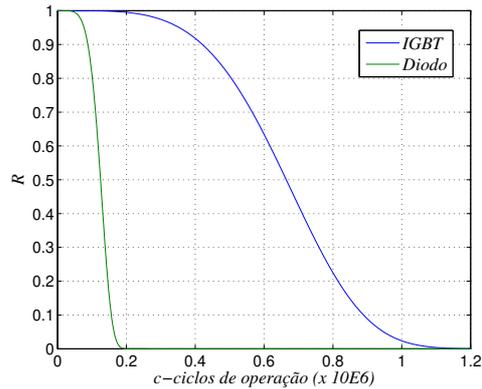


Figura B.5: Confiabilidade do IGBT e do diodo.

B.3 Determinação de confiabilidade de sistemas de componentes

Geralmente é inferida a confiabilidade de componentes a fim de determinar a confiabilidade de sistemas (vários componentes atuando de forma a cumprir uma determinada função). Os sistemas podem ser compostos de componentes em série, paralelo ou misto. Tais configurações não podem ser confundidas com configurações elétricas. As configurações em questão dizem respeito à lógica de falha, ou seja, o efeito da falha de cada componente sobre a falha do sistema geral. Assim temos:

I- Sistema em série

O sistema só será bem sucedido se todos os componentes forem bem sucedidos. Esta configuração está presente na grande maioria dos casos. Sua representação pode ser vista na Fig. B.6.



Figura B.6: Representação do sistema de componentes em série.

Admitindo independência entre os componentes, ou seja, o processo de falha de uma componente não interfere no outro, a confiabilidade do sistema é determinada por (B.9).

$$R_s(c) = \prod_{j=1}^n R_j(c) \tag{B.9}$$

O IGBT e o diodo são componentes em série do módulo dual. A confiabilidade do módulo pode ser determinada pelo produto das duas confiabilidades.

II- Sistema em paralelo (redundantes)

O sistema só falha se todos os componentes falharem. Sua representação pode ser vista na Fig. B.7. Um exemplo deste tipo de sistema é um ambiente sendo iluminado por duas lâmpadas. A falha do sistema (ambiente sem luz) só se verifica se as duas lâmpadas falharem.

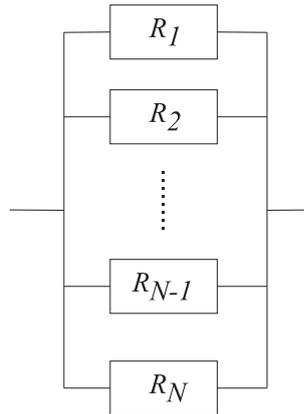


Figura B.7: Representação do sistema de componentes em paralelo.

Admitindo independência entre os componentes, ou seja, o processo de falha de uma componente não interfere no outro, a confiabilidade do sistema é determinada por (B.10).

$$R_s(c) = 1 - \prod_{j=1}^n (1 - R_j(c)) \tag{B.10}$$

III- Sistema em redundância standby

No sistema standby um componente é utilizado e o segundo só é ativado se houver falha do primeiro. Há uma reconfiguração do sistema pela ação do comutador, a partir da detecção da falha. Sua representação pode ser vista na Fig. B.8.

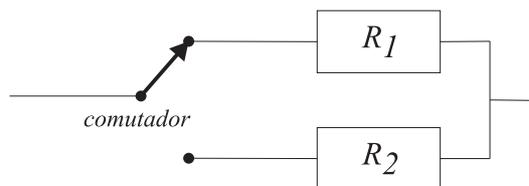


Figura B.8: Representação do sistema de componentes em redundância standby.

Admitindo independência entre os componentes, ou seja, o processo de falha de uma

componente não interfere no outro e que o comutador seja perfeito, a confiabilidade do sistema é determinada por (B.11), (KAPUR e LAMBERSON, 1977, p. 218).

$$R_s(c) = R_1(c) + \int_0^c f_1(x)R_2(c-x)dx \text{ para } c_0 = 0 \quad (\text{B.11})$$

C

Configuração 10C

C.1 Configuração

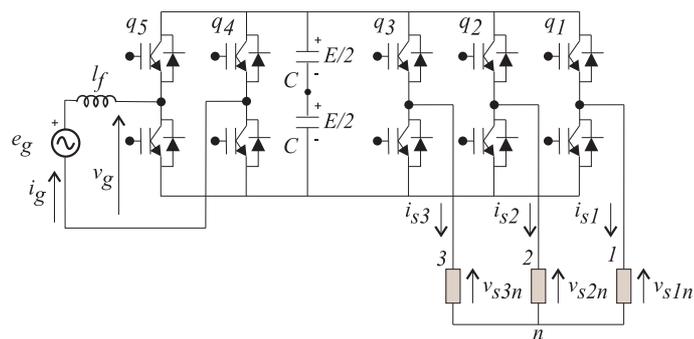


Figura C.1: Configuração 10C.

C.2 Controle

A Tab. C.1 mostra o que cada braço controla.

Tabela C.1: Controles da configuração.

Controle	Tensões dos braços
Tensão de barramento E	v_{q54}
Tensão de linha da carga v_{s23}	v_{q23}
Tensão de linha da carga v_{s31}	v_{q31}

Tabela C.2: Tensão de barramento mínima para modulação senoidal.

$\frac{v_{linha}}{e_q}$	$E_{\min} (pu)$ para $l_f = 0, 2pu$
1,00	2,828
1,73	2,828

C.3 Estratégias do PWM

C.3.1 Modulação senoidal ($v_{n0} = 0$)

$$v_{q50}^* = \frac{v_{q45}^*}{2} \quad (C.1)$$

$$v_{q40}^* = -\frac{v_{q54}^*}{2} \quad (C.2)$$

$$v_{q30}^* = v_{s3n}^* \quad (C.3)$$

$$v_{q20}^* = v_{q23}^* + v_{q30}^* \quad (C.4)$$

$$v_{q10}^* = -v_{q31}^* + v_{q30}^* \quad (C.5)$$

A Tab. C.2 mostra a tensão de barramento mínima para a modulação senoidal.

C.3.2 Modulação SYPWM

$$v_{q50}^* = \frac{v_{q45}^*}{2} \quad (C.6)$$

$$v_{q40}^* = -\frac{v_{q45}^*}{2} \quad (C.7)$$

$$v_{q30}^* = v_h \quad (C.8)$$

$$v_{q20}^* = v_{q23}^* + v_h \quad (C.9)$$

$$v_{q10}^* = -v_{q31}^* + v_h \quad (C.10)$$

onde

$$v_h = -\frac{(V_{\max} + V_{\min})}{2} \quad (C.11)$$

$$V_{\max} = \max[0; v_{q23}^*; -v_{q31}^*] \quad (C.12)$$

$$V_{\min} = \min[0; v_{q23}^*; -v_{q31}^*] \quad (C.13)$$

Tabela C.3: Tensão de barramento mínima para modulação SYPWM.

$\frac{v_{linha}}{e_g}$	E_{\min} (pu) para $l_f = 0,2pu$
1,00	2,449
1,73	2,449

A Tab. C.3, mostra a tensão de barramento mínima para a modulação SYPWM.

C.4 Determinação da corrente do capacitor

A corrente instantânea do capacitor pode ser determinada pela expressão (D.12).

$$i_{cap} = i_g(q_5 - q_4) - i_{s1}q_1 - i_{s2}q_2 - i_{s3}q_3 \quad (C.14)$$

onde q_j é a função do estado da chave j ($q_j = 0$ corresponde a chave desligada e $q_j = 1$ corresponde a chave j ligada). O valor RMS do segundo harmônico (o mais significativo), foi determinado na simulação dinâmica com o procedimento descrito no APÊNDICE F. Seu valor foi de $0,7pu$.

D

Configuração 8C

D.1 Configuração

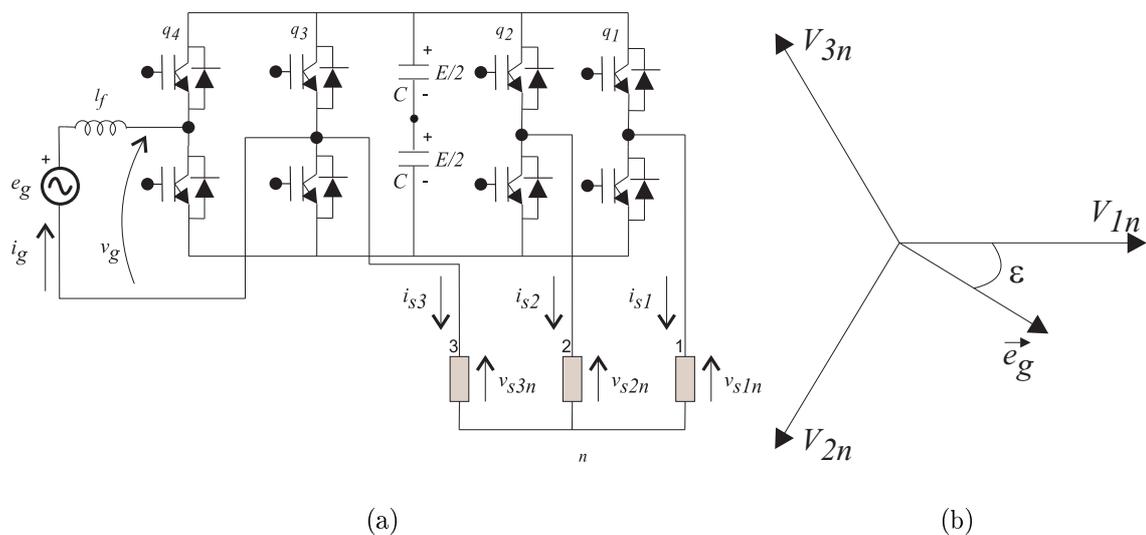


Figura D.1: (a) Configuração, (b) Diagrama fasorial da configuração.

D.2 Controle

A Tab. D.1 mostra o que cada braço controla.

Tabela D.1: Controles da configuração.

Controle	Tensões dos braços
Tensão de barramento E	v_{q43}
Tensão de linha da carga v_{s23}	v_{q23}
Tensão de linha da carga v_{s31}	v_{q31}

D.3 Estratégias do PWM

D.3.1 Modulação senoidal ($v_{n0} = 0$)

$$v_{q40}^* = v_{q43}^* + v_{q30}^* \quad (\text{D.1})$$

$$v_{q20}^* = v_{q23}^* + v_{q30}^* \quad (\text{D.2})$$

$$v_{q10}^* = -v_{q31}^* + v_{q30}^* \quad (\text{D.3})$$

$$v_{q30}^* = v_{s3n}^* \quad (\text{D.4})$$

A Fig. D.2 mostra a tensão de barramento mínima para a modulação senoidal para as relações de tensão $\eta = 1$ e $\eta = 1,73$.

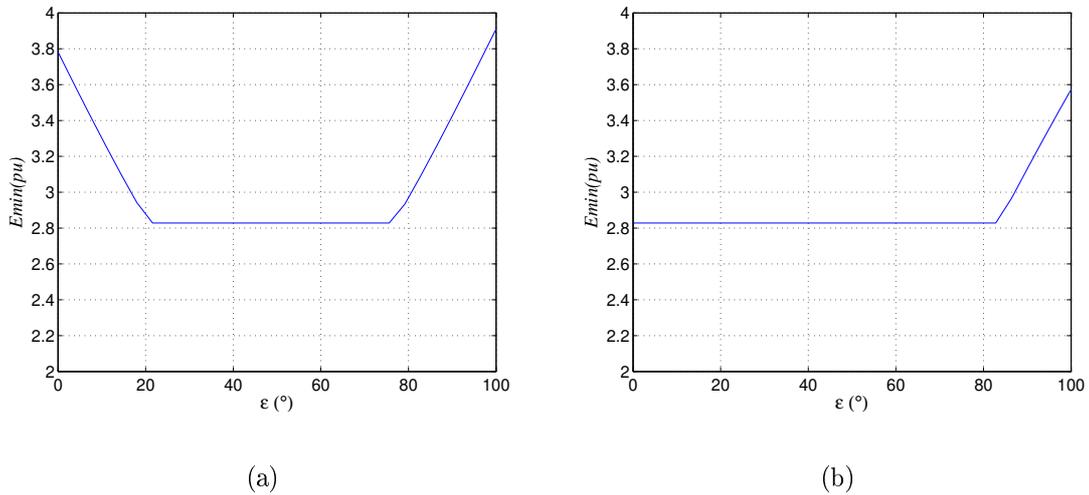


Figura D.2: Tensão de barramento mínima em função do ângulo de sincronismo ε para modulação senoidal, (a) Relação de tensão $\eta = 1$, (b) Relação de tensão $\eta = 1,73$.

D.3.2 Modulação SYPWM

$$v_{q40}^* = v_{q43}^* + v_h \quad (\text{D.5})$$

$$v_{q20}^* = v_{q23}^* + v_h \quad (\text{D.6})$$

$$v_{q10}^* = -v_{q31}^* + v_h \quad (\text{D.7})$$

$$v_{q30}^* = v_h \quad (\text{D.8})$$

onde

$$v_h = -\frac{(V_{\max} + V_{\min})}{2} \quad (\text{D.9})$$

$$V_{\max} = \max[v_{q43}^*; v_{q23}^*; -v_{q31}^*, 0] \quad (\text{D.10})$$

$$V_{\min} = \min[v_{q43}^*; v_{q23}^*; -v_{q31}^*, 0] \quad (\text{D.11})$$

A Fig. D.3 mostra a tensão de barramento mínima para a modulação SYPWM para as relações de tensão $\eta = 1$ e $\eta = 1,73$.

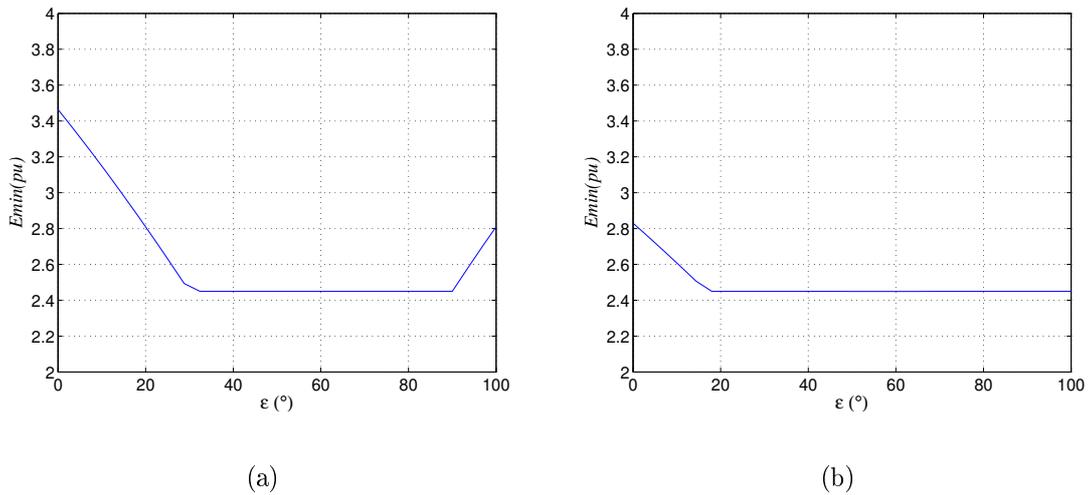


Figura D.3: Tensão de barramento mínima em função do ângulo de sincronismo ε para modulação SYPWM, (a) Relação de tensão $\eta = 1$, (b) Relação de tensão $\eta = 1,73$.

D.4 Determinação da corrente do capacitor

A corrente do capacitor pode ser determinada pela expressão(D.12).

$$i_{cap} = i_g(q_4 - q_3) - i_{s3}q_3 - i_{s2}q_2 - i_{s1}q_1 \quad (D.12)$$

onde q_j é a função do estado da chave j ($q_j = 0$ corresponde a chave desligada e $q_j = 1$ corresponde a chave j ligada).

A corrente do capacitor para esta configuração é função do ângulo de sincronismo. O valor RMS do segundo harmônico (o mais significativo), foi determinado na simulação dinâmica com o procedimento descrito no APÊNDICE F. A Fig. D.4 mostra o comportamento da corrente do capacitor para o intervalo de sincronismo que permite a mínima tensão de barramento CC para relação de tensão unitária.

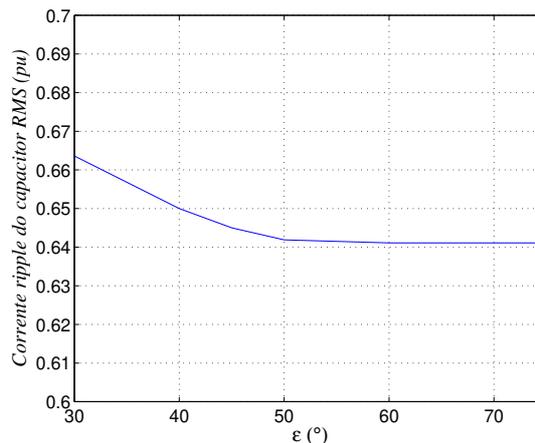


Figura D.4: Corrente de ripple do capacitor (valor RMS pu), para relação unitária e tensão de barramento mínima.

E

Configuração 6C

E.1 Configuração

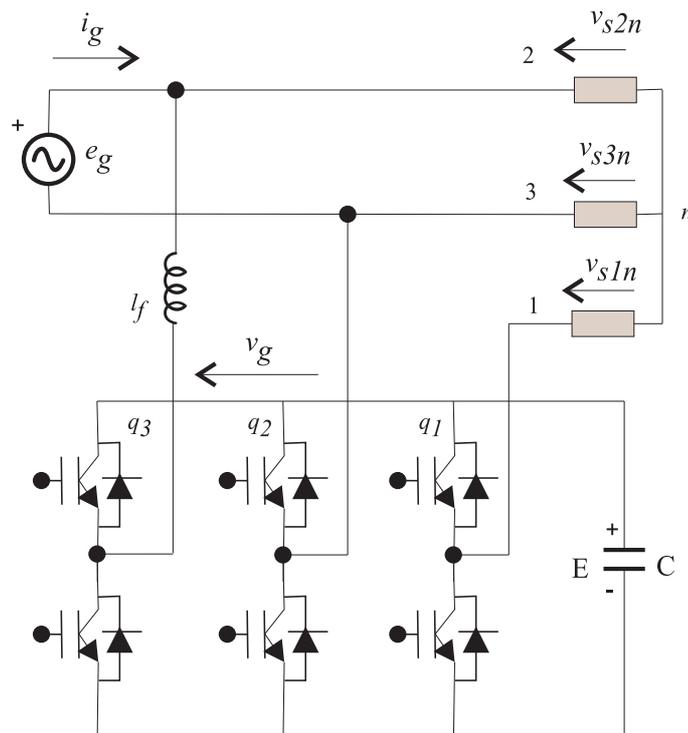


Figura E.1: Configuração 6C.

A configuração opera em somente uma relação de tensão.

Tabela E.1: Controles da configuração.

Controle	Tensões dos braços
Tensão de barramento E	v_{q32}
Tensão de linha da carga v_{s31}	v_{q21}

Tabela E.2: Tensão de barramento mínima para modulação senoidal.

$\frac{v_{linha}}{e_g}$	E_{min} (pu) para $l_f = 0, 2pu$
1,00	3,75

E.2 Controle

A Tab. E.1 mostra o que cada braço controla.

E.3 Estratégias do PWM

E.3.1 Modulação senoidal ($v_{n0} = 0$)

$$v_{q10}^* = -v_{q21}^* + v_{q20}^* \quad (\text{E.1})$$

$$v_{q20}^* = v_{s3n}^* \quad (\text{E.2})$$

$$v_{q30}^* = v_{q32}^* + v_{q20}^* \quad (\text{E.3})$$

A Tab. E.2 mostra a tensão de barramento mínima para a modulação senoidal.

E.3.2 Modulação SYPWM

$$v_{q10}^* = -v_{q21}^* + v_h \quad (\text{E.4})$$

$$v_{q20}^* = v_h \quad (\text{E.5})$$

$$v_{q30}^* = v_{q32}^* + v_h \quad (\text{E.6})$$

onde

Tabela E.3: Tensão de barramento mínima para modulação SYPWM.

$\frac{v_{linha}}{e_q}$	E_{\min} (pu) para $l_f = 0, 2pu$
1,00	2,917

$$v_h = -\frac{(V_{\max} + V_{\min})}{2} \quad (\text{E.7})$$

$$V_{\max} = \max[-v_{q21}^*; 0; v_{q32}^*] \quad (\text{E.8})$$

$$V_{\min} = \min[-v_{q21}^*; 0; v_{q32}^*] \quad (\text{E.9})$$

A Tab. E.3, mostra a tensão de barramento mínima para a modulação SYPWM.

E.4 Determinação da corrente do capacitor

A corrente instantânea do capacitor pode ser determinada pela expressão (E.10).

$$i_{cap} = (i_g - i_{s2})q_3 - (i_g + i_{s3})q_2 - i_{s1}q_1 \quad (\text{E.10})$$

onde q_j é a função do estado da chave j ($q_j = 0$ corresponde a chave desligada e $q_j = 1$ corresponde a chave j ligada). O valor RMS do segundo harmônico (o mais significativo), foi determinado na simulação dinâmica com o procedimento descrito no APÊNDICE F. Seu valor foi de $1,0pu$.

F

Considerações sobre a confiabilidade dos capacitores

O efeito do processo de falha dos capacitores sobre a confiabilidade do conversor é muito significativo (AMARAL e CARDOSO, 2004), (GASPERI, 2005) . Inúmeros fatores influenciam no processo de falha devido ao desgaste: tensão aplicada, corrente de ripple, temperatura ambiente, ventilação, frequência de operação, idade do capacitor. Para fins de comparação entre arquiteturas de conversores monofásicos trifásicos operando sob as mesmas condições de relação de tensão e carga, a tensão de barramento mínima e a corrente de *ripple* são os fatores suficientes para determinar o impacto da arquitetura do conversor na confiabilidade do capacitor, já que as outras variáveis podem ser controladas de modo comum a todas as alternativas. Neste trabalho foi utilizada a expressão determinada em Parler (2004), simplificada pela *Cornell Dublier Capacitores* (CHEN et al., 2004), mostrada em (F.1). Tal expressão agrega o efeito da corrente de ripple, a partir do modelo de *Arrhenius*, e o efeito da tensão aplicada ao capacitor, a partir de um modelo linear, e foi construída seguindo um axioma aceito dentro na engenharia de confiabilidade de que a cada aumento de $10^{\circ}C$ a vida útil física do componente é reduzida pela metade. Em outras palavras, trata-se de um fator multiplicativo que incorpora a corrente de *ripple* e tensão de barramento no efeito do processo de falha por desgaste dos capacitores. Tal fator é utilizado neste trabalho como um descritor indireto do desempenho da configuração sobre as falhas dos capacitores.

$$FatorC = (4,3 - 3,3 \frac{v_a}{v_r}) 2^{\left(\frac{T_m - T_{amb} - i^2 R_{th} RSE}{10}\right)} \quad (F.1)$$

onde

* v_a é a tensão aplicada ao capacitor (Volts).

* v_r é tensão nominal do capacitor (Volts).

* T_m máxima temperatura de núcleo do capacitor ($^{\circ}C$). Valor típico para ($C = 2200\mu F$
 $V = 400V$) $T_m = 100^{\circ}C$.

* T_{amb} temperatura ambiente ($^{\circ}C$)

* RSE resistência série equivalente (Ω). Valor típico de começo de vida para ($C =$
 $2200\mu F$ $V = 400V$) $RSE = 0,07\Omega$

* R_{th} resistência térmica (núcleo - meio ambiente) ($^{\circ}C/W$). Valor típico de começo de
vida para ($C = 2200\mu F$ $V = 400V$ sem dissipador, sem ventilação e recipiente cilíndrico)
 $R_{th} = 3,60^{\circ}C/W$.

* i corrente de ripple RMS do capacitor (A).

F.1 Determinação da corrente dos capacitores

A determinação da corrente dos capacitores é realizada neste trabalho por simulação. Utilizando para isto o bloco predefinido Fourier, do software *Matlab - Simulink R2009a* para determinação de componentes de Fourier, como mostra a Fig. F.1. Somente o segundo harmônico é levado em consideração para cálculo do valor *RMS*. Os valores das resistências série equivalente dos capacitores são valores típicos de início de vida.

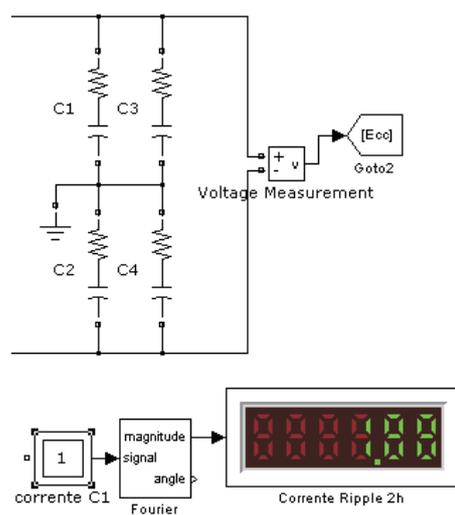
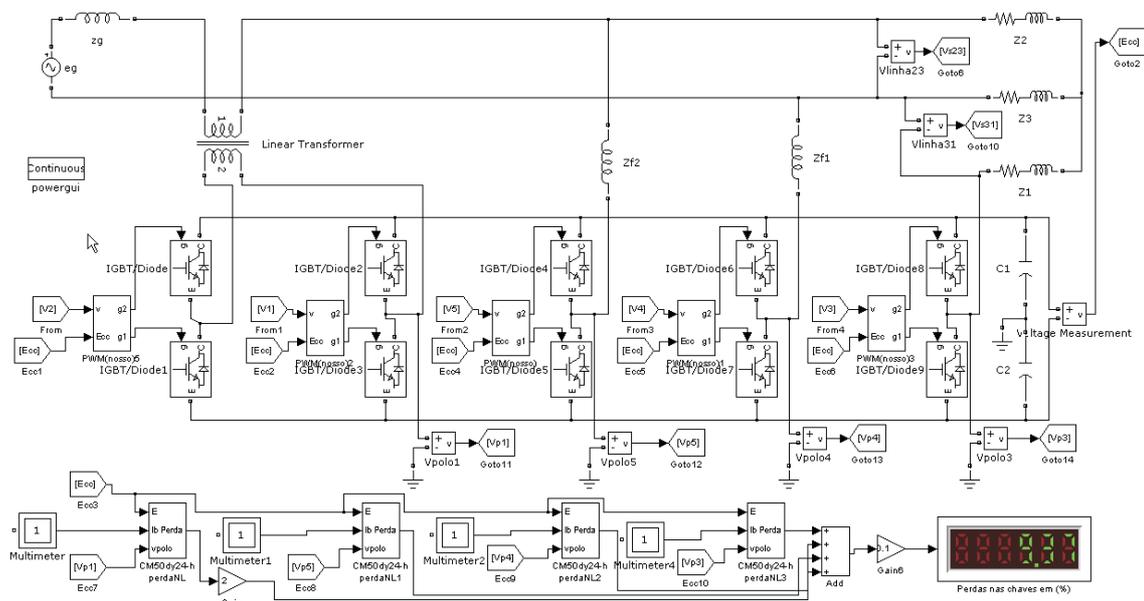
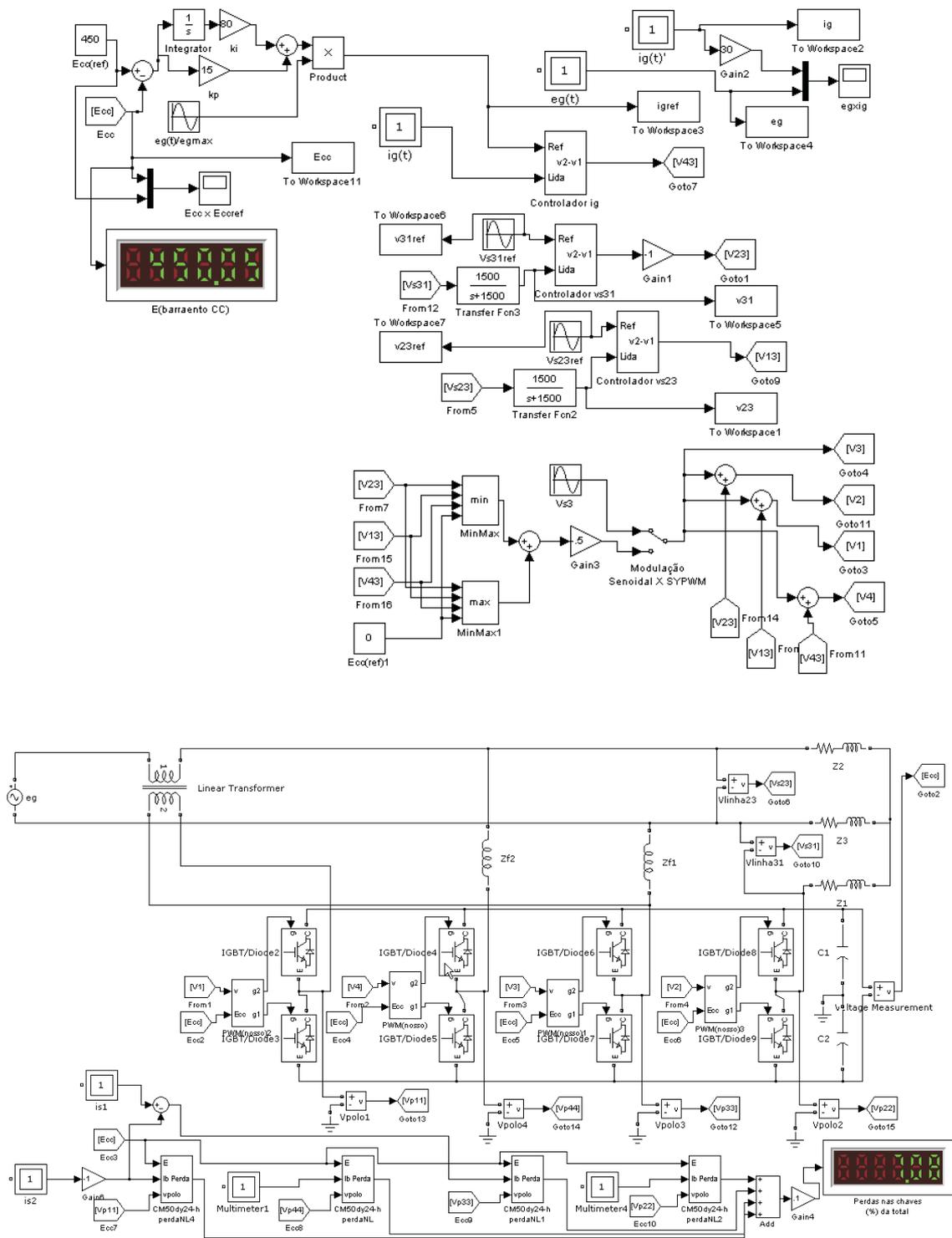


Figura F.1: Determinação da corrente de ripple RMS por simulação.



Configuração 8C-T



H

Plataforma de aquisição de resultados experimentais

Computador Pentium 1000 Khz

Controle realizado em linguagem C.

Seis braços de módulos duais de IGBT ($I_c = 50A$, $V_{ce} = 1200V$).

Seis sensores de corrente (efeito Hall).

Seis sensores de tensão.

Drivers SKHI-10 Semikron.

Capacitores $4x2200\mu F(400V)$.

Autotransformador trifásico ($I = 15A$, $V_{linha} = 380V/0 - 380V$).

Quadro de carga linear.

Indutores.

Na Fig. H.1, é mostrada a fotografia da bancada.



Figura H.1: Fotografia da plataforma para aquisição de resultados experimentais.