

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

Sistemas de Conversão Bifásicos Baseados em Retificadores com Reduzido Número de Chaves Controladas

Filipe Antônio da Costa Bahia

Campina Grande, Brasil
10 de agosto de 2015

Sistemas de Conversão Bifásicos Baseados em Retificadores com Reduzido Número de Chaves Controladas

Filipe Antônio da Costa Bahia

Dissertação de Mestrado apresentada à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Nady Rocha, Dsc.

Orientador

Campina Grande, Brasil

10 de agosto de 2015

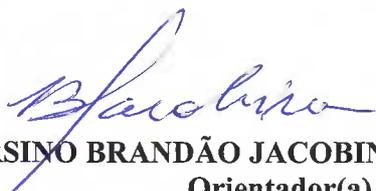
FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

- B139s Bahia, Filipe Antônio da Costa.
Sistemas de conversão bifásicos baseados em retificadores com reduzido número de chaves controladas / Filipe Antônio da Costa Bahia. – Campina Grande, 2015.
120 f. : il. color.
- Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2015.
- "Orientação: Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing., Nady Rocha, Dsc."
- Referências.
1. Retificadores Unidirecionais. 2. Interruptores Bidirecionais. 3. PWM. 4. Controle. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Rocha, Nady. III. Título.
- CDU 621.314(043)

**"SISTEMAS DE CONVERSÃO BIFÁSICOS BASEADOS EM RETIFICADORES COM
REDUZIDO NÚMERO DE CHAVES CONTROLADAS"**

FILIFE ANTÔNIO DA COSTA BAHIA

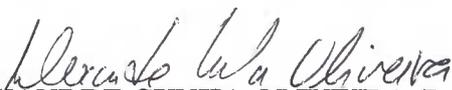
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 29/07/2015



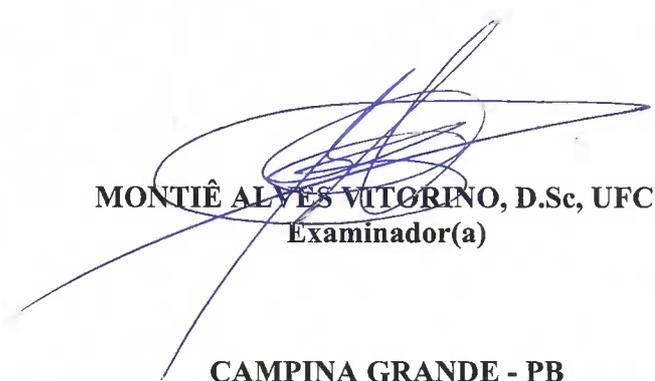
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)**



**NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Orientador(a)**



**ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)**



**MONTIÊ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG
Examinador(a)**

CAMPINA GRANDE - PB

Este trabalho é dedicado a Deus.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus pelo Seu amor e presença na minha vida. Minha saúde, força de vontade e bênçãos se devem a Ele.

À minha família pelo apoio e dedicação incondicional e pelos conselhos que me permitiram terminar esta etapa da minha vida.

Ao Professor Cursino Brandão Jacobina pela oportunidade, orientação e ensinamentos que permitiram a realização deste trabalho. Ao professor e amigo Nady Rocha pela paciência, ajuda, ensinamentos essenciais para o desenvolvimento deste trabalho. Ao professor Fabiano Salvadori pelo apoio, confiança e encorajamento.

Aos meus companheiros e colegas de laboratório, Phelipe, João Paulo, Louelson, André, Diego, Túlio e Reuben, pela ajuda que me deram no decorrer do meu trabalho.

Agradeço também a Ítalo, Victor, Luciano e Gregory pelo auxílio e socorro de muitas atividades devolvidas neste trabalho.

*Confie no Senhor de todo o seu coração e não se apoie em seu próprio entendimento;
reconheça o Senhor em todos os seus caminhos, e Ele endireitará as suas veredas.
(Provérbios 3:5-6)*

Resumo

Este trabalho está centrado no estudo de conversores CA-CC unidirecionais com reduzido número de chaves controladas que utilizam uma máquina bifásica funcionando como gerador para fornecimento de energia a uma carga. Neste contexto, investigam-se seis configurações de retificadores, duas topologias que empregam chaves do tipo IGBT e outras quatro que adotam interruptores bidirecionais em corrente e tensão. As configurações que fazem uso de IGBTs possuem quatro braços compostos por oito diodos e quatro chaves controladas, enquanto que as topologias que utilizam interruptores bidirecionais têm duas ou três chaves controladas conectadas entre os braços do conversor.

Para todas as topologias estudadas, são apresentados os modelos dinâmicos e/ou as análises dos estados topológicos, desenvolvidas as estratégias PWM e as estratégias de controle. No que diz respeito as estratégias PWM, para as topologias que usam IGBTs, aplica-se uma modulação seno-triângulo em função da polaridade das correntes de fase e, para as topologias que usam interruptores bidirecionais, emprega-se uma modulação vetorial com setores definidos em função dos sentidos das correntes. O sistema de controle atua regulando a tensão do barramento CC e utiliza um método de sincronização que tem o propósito de reduzir a distorção da corrente na passagem pelo zero, garantindo correntes da máquina senoidais com alto fator de potência.

São utilizados para comparação e avaliação do desempenho das topologias investigadas dois critérios principais: a análise das distorções harmônicas dos sinais de correntes e as perdas estimadas de condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores. Por fim, os resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos para a validação das topologias estudadas.

Palavras-chave: Retificadores Unidirecionais, Interruptores Bidirecionais, PWM, Controle.

Abstract

This work focuses on the study of AC-DC converters unidirectional with reduced number of switches controlled who use a two-phase machine functioning as generator for supplying power to a load. In this context, six rectifiers configurations are investigated, two topologies that employ switches of the type IGBT and four others who adopt bidirectional switches in current and voltage. The configurations that make use IGBTs have four legs consist of eight diodes and four controlled switches, while the topologies using bidirectional switches have two or three controlled switches connected between the converter's legs.

For all studied topologies, the dynamic models and/or analyzes of operating modes, developed the control and PWM strategies are presented. With regard the PWM strategies, for topologies using IGBTs, it applies once sine-triangle modulation in function of the polarity of the phase currents, topologies that use for bidirectional switches, it employs space vector modulation with sectors defined according to the direction of the currents. The control system operates regulating the DC-link voltage and it uses a synchronization method that has the purpose to reduce distortion in the current at the zero crossing, ensuring currents of sinusoidal machine with high power factor.

For comparison and performance evaluation of the topologies investigated are used two main criteria: harmonic distortions analysis in the current waveforms and semiconductor switching and conduction losses. Finally, simulation and experimental results are presented and discussed for the validation of the studied topologies.

Key-words: Rectifiers Unidirectional, Bidirectional Switches, PWM, Control.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Retificador trifásico a diodo em ponte completa proposto em [1].	2
Figura 1.2 – Retificador PWM trifásico proposto em [2].	3
Figura 1.3 – Retificador trifásico com uma das fases conectada ao ponto central do barramento CC proposto em [3].	4
Figura 1.4 – Retificador trifásico semicontrolado proposto em [4].	6
Figura 1.5 – Retificador trifásico obtido a partir de três conversores mistos proposto em [5].	7
Figura 1.6 – Retificador bifásico com neutro da máquina conectado a um braço de diodos proposto em [6].	7
Figura 1.7 – Retificadores monofásicos com um interruptor bidirecional propostos em [7]. (a) Um braço de diodos. (b) Dois braços de diodos.	7
Figura 1.8 – Retificador monofásico com dois interruptores bidirecionais proposto em [8].	8
Figura 1.9 – Retificador trifásico com três interruptores bidirecionais conectados em delta proposto em [9].	8
Figura 1.10 – Retificador trifásico com três interruptores bidirecionais conectados em estrela proposto em [10].	9
Figura 1.11 – Tipo de interruptor bidirecional adotado.	10
Figura 1.12 – Retificadores com quatro chaves do tipo IGBT. (a) Topologia B1. (b) Topologia B2.	12
Figura 1.13 – Retificadores com três interruptores bidirecionais. (a) Topologia B3. (b) Topologia B4.	12
Figura 1.14 – Retificadores com dois interruptores bidirecionais. (a) Topologia B5. (b) Topologia B6.	13
Figura 2.1 – Diagrama esquemático da topologia B1.	15
Figura 2.2 – Diagrama esquemático da topologia B2.	18
Figura 2.3 – Diagrama de controle para as topologias B1 e B2.	21
Figura 3.1 – Diagrama esquemático da topologia B3.	23
Figura 3.2 – Definição dos setores de corrente para a topologia B3.	24
Figura 3.3 – Estados topológicos da topologia B3 no setor d_+	25
Figura 3.4 – Vetores gerados pelo retificador da topologia B3 em cada setor de corrente.	27
Figura 3.5 – Mapa com todos vetores realizáveis para a topologia B3.	28
Figura 3.6 – Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsetores para a topologia B3.	28
Figura 3.7 – Projecção de vetores para o subsetor $6d_+$	31

Figura 3.8 – Pulsos de comando para o subsetor $6d_+$ da topologia B3.	33
Figura 3.9 – Pulsos de comando para o subsetor $6q_-$ da topologia 3.	34
Figura 3.10–Sinais de comando dos subsetores de B3 em um período da rede.	36
Figura 3.11–Diagrama esquemático da topologia B4.	37
Figura 3.12–Definição dos setores de corrente para a topologia B4.	37
Figura 3.13–Estados topológicos da configuração B4 no setor d_+	39
Figura 3.14–Vetores gerados pelo retificador da topologia B4 em cada setor de corrente.	41
Figura 3.15–Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsetores para a topologia B4.	42
Figura 3.16–Pulsos de comando para o subsetor $6d_+$ da topologia B4.	44
Figura 3.17–Pulsos de comando para o subsetor $6q_-$ da topologia B4.	45
Figura 3.18–Sinais de comando dos subsetores de B4 em um período da rede.	47
Figura 3.19–Diagrama de controle para as topologias B3 e B4.	48
Figura 4.1 – Diagrama esquemático da topologia B5.	50
Figura 4.2 – Definição dos setores de corrente para a topologia B5.	51
Figura 4.3 – Estados topológicos da configuração B5 no setor d_-q_+	52
Figura 4.4 – Disposição espacial dos vetores no setor d_-q_+ da topologia B5.	54
Figura 4.5 – Mapa com todos os vetores de tensão realizáveis da topologia B5.	55
Figura 4.6 – Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsetores para a topologia B5.	55
Figura 4.7 – Pulsos de comando para o subsetor $1_{q_+}^{d+}$ a topologia B5.	59
Figura 4.8 – Pulsos de comando para o subsetor $2_{q_+}^{d+}$ a topologia B5.	60
Figura 4.9 – Diagrama esquemático da topologia B6.	62
Figura 4.10–Definição dos setores de corrente para a topologia B6.	62
Figura 4.11–Estados topológicos da topologia B6 no setor d_-q_+	63
Figura 4.12–Disposição espacial dos vetores no setor d_-q_+ da topologia B6.	65
Figura 4.13–Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsetores para a topologia B6.	66
Figura 4.14–Diagrama de controle para as topologias B5 e B6.	70
Figura 5.1 – Topologias bifásicas. (a) B1. (b) B2. (c) B3. (d) B4. (e) B5. (f) B6.	71
Figura 5.2 – Topologias convencionais. (a) C1. (b) C2. (c) C3. (d) C4. (e) C5.	72
Figura 5.3 – Valores de THD para as topologias bifásicas e convencionais.	73
Figura 5.4 – Distorção na tensão e corrente próximo aos picos. (a) Em B3. (b) Em B4.	74
Figura 5.5 – Espectros harmônicos das topologias bifásicas. (a) B1. (b) B2. (c) B3. (d) B4. (e) B5. (f) B6.	75
Figura 5.6 – Características harmônicas da topologia C2. (a) Correntes de fase assimétricas. (b) Espectro harmônico.	76

Figura 5.7 – Vetores de tensão gerados pelo conversor da topologia C3.	76
Figura 5.8 – Distorções nas correntes próximo aos picos. (a) Em C4. (b) Em C5. . .	77
Figura 5.9 – Tensões de fase chaveadas geradas. (a) Em C4. (b) Em C5.	77
Figura 5.10–Tensões de fase chaveadas geradas. (a) Em B3. (b) Em B4	78
Figura 5.11–Perdas por condução, chaveamento e totais das topologias bifásicas e convencionais.	79
Figura 5.12–Perdas totais das topologias bifásicas e convencionais em porcentagem.	80
Figura 6.1 – Resultados de simulação da topologia B1. (a) Correntes de fase da máquina. (b) Tensão v_{sd} em fase com i_{sd} . (c) Tensão v_{sq} em fase com i_{sq} . (d) Tensão do barramento CC.	87
Figura 6.2 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B1. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq}	87
Figura 6.3 – Comportamento dinâmico da topologia B1 para um transitório de carga . (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina. . .	88
Figura 6.4 – Resultados de simulação da topologia B2. (a) Correntes de fase da máquina. (b) Tensão v_{sd} em fase com i_{sd} . (c) Tensão v_{sq} em fase com i_{sq} . (d) Tensão do barramento CC.	89
Figura 6.5 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B2. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq}	89
Figura 6.6 – Comportamento dinâmico da topologia B2 para um transitório de carga . (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina. . .	90
Figura 6.7 – Correntes da máquina na topologia B3. (a) Correntes de fase i_{sd} e i_{sq} . (b) Corrente do neutro i_n	91
Figura 6.8 – Sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor da topo- logia B3. (a) v_{sd} em fase com i_{sd} . (b) v_{sq} em fase com i_{sq}	91
Figura 6.9 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B3. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} . (c) Distorção próximo aos picos no semiciclo positivo das correntes. (d) Distorção próximo aos picos no semiciclo negativo das correntes.	92
Figura 6.10–Tensão do barramento CC na topologia B3.	92
Figura 6.11–Comportamento dinâmico da topologia B3 para um transitório de carga . (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina. . .	93
Figura 6.12–Correntes da máquina na topologia B4. (a) Correntes de fase i_{sd} e i_{sq} . (b) Corrente do neutro i_n	94
Figura 6.13–Sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor da topo- logia B4. (a) v_{sd} em fase com i_{sd} . (b) v_{sq} em fase com i_{sq}	94

Figura 6.14–Detalhe da distorção da corrente na topologia B4. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} . (c) Distorção próximo aos picos no semiciclo positivo das correntes. (d) Distorção próximo aos picos no semiciclo negativo das correntes.	95
Figura 6.15–Tensão do barramento CC na topologia B4.	95
Figura 6.16–Comportamento dinâmico da topologia B4 para um transitório de carga . (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina. . .	96
Figura 6.17–Correntes da máquina na topologia B5. (a) Correntes de fase i_{sd} e i_{sq} . (b) Corrente do neutro i_n	97
Figura 6.18–Sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor da topologia B5. (a) v_{sd} em fase com i_{sd} . (b) v_{sq} em fase com i_{sq}	97
Figura 6.19–Detalhe da distorção da corrente na topologia B5. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq}	97
Figura 6.20–Tensão do barramento CC na topologia B5.	98
Figura 6.21–Comportamento dinâmico da topologia B5 para um transitório de carga . (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina. . .	98
Figura 6.22–Resultados de simulação da topologia B6. (a) Correntes de fase da máquina. (b) Tensão v_{sd} em fase com i_{sd} . (c) Tensão v_{sq} em fase com i_{sq} . (d) Tensão do barramento CC.	99
Figura 6.23–Detalhe da distorção da corrente na topologia B6. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq}	99
Figura 6.24–Comportamento dinâmico da topologia B6 para um transitório de carga . (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina. . .	100
Figura 7.1 – Resultados experimentais da topologia B1. (a) Tensões de entrada da máquina, e_{sd} e e_{sq} , e correntes de fase, i_{sd} e i_{sq} . (b) Tensão do barramento CC e v_{sq} em fase com i_{sq}	102
Figura 7.2 – Resultados experimentais da topologia B5. (a) Tensões de entrada da máquina, e_{sd} e e_{sq} , e correntes de fase, i_{sd} e i_{sq} . (b) Tensão do barramento CC e v_{sq} em fase com i_{sq}	104
Figura 7.3 – Resultados experimentais da topologia B6. (a) Tensões de entrada da máquina, e_{sd} e e_{sq} , e correntes de fase, i_{sd} e i_{sq} . (b) Tensão do barramento CC e v_{sq} em fase com i_{sq}	106
Figura B.1 – Diagrama esquemático da fonte bifásica utilizada nos experimentos. . .	120

Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Representação polar dos vetores gerados pelo retificador da topologia B3.	29
Tabela 3.2 – Estados de comutação para subsetor $6d_+$ da topologia B3.	30
Tabela 3.3 – Estados de comutação para subsetor $6q_-$ da topologia B3.	30
Tabela 3.4 – Estados de comutação para todos os subsetores da topologia B3.	30
Tabela 3.5 – Definição dos tempos de aplicação dos vetores para topologia B3.	32
Tabela 3.6 – Sequência de vetores para todos subsetores de B3.	35
Tabela 3.7 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsetores de B3.	35
Tabela 3.8 – Representação polar dos vetores gerados pelo retificador da topologia B4.	40
Tabela 3.9 – Estados de comutação para subsetor $6d_+$ da topologia B4.	42
Tabela 3.10 – Estados de comutação para subsetor $6q_-$ da topologia B4.	42
Tabela 3.11 – Estados de comutação para todos os subsetores da topologia B4.	43
Tabela 3.12 – Sequência de vetores para todos subsetores da topologia B4.	46
Tabela 3.13 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsetores de B4.	46
Tabela 4.1 – Vetores de tensão para a topologia B5 no setor d_-q_+	53
Tabela 4.2 – Vetores para cada região de operação da topologia B5.	56
Tabela 4.3 – Estados de comutação para todos os subsetores da topologia B5.	57
Tabela 4.4 – Definição dos tempos de aplicação dos vetores para a topologia B5.	58
Tabela 4.5 – Sequência de vetores para todos subsetores da topologia B5.	60
Tabela 4.6 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsetores da topologia B5.	61
Tabela 4.7 – Vetores para cada região de operação da topologia B6.	66
Tabela 4.8 – Definição dos tempos de aplicação dos vetores para a topologia B6.	68
Tabela 4.9 – Sequência de vetores para todos subsetores da topologia B6.	68
Tabela 4.10 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsetores da topologia B6.	69
Tabela 6.1 – Parâmetros utilizados nas simulações.	85
Tabela 7.1 – Parâmetros usados nos resultados experimentais da topologia B1.	101
Tabela 7.2 – Parâmetros usados nos resultados experimentais da topologia B5.	103
Tabela 7.3 – Parâmetros usados nos resultados experimentais da topologia B6.	105
Tabela 8.1 – Parâmetros de comparação para todas as topologias estudadas.	109

Lista de abreviaturas e siglas

PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso).
DSP	Digital Signal Processor (Processador de Sinal Digital).
THD	Total Harmonic Distortion (Distorção Harmônica Total).
UPS	Uninterruptible Power Supply (Fonte de Tensão Ininterrupta).
PI	Proporcional e Integral.
PLL	Phase-Locked Loop (Malha de Captura de Fase).
WECS	Wind Energy Conversion System (Wind Energy Conversion System).
RMS	Root Mean Square (Raíz Média Quadrática).
CC	Corrente Contínua.
AC-CC	Corrente Alternada - Corrente Contínua.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Porta Isolada).
vs	Versus
PFC	Correção de Fator de Potência (Power Factor Correction)

Lista de símbolos

*	no sistema de controle, trata-se de uma variável de referência.
$B1$	topologia bifásica investigada 1.
$B2$	topologia bifásica investigada 2.
$B3$	topologia bifásica investigada 3.
$B4$	topologia bifásica investigada 4.
$B5$	topologia bifásica investigada 5.
$B6$	topologia bifásica investigada 6.
$C1$	topologia convencional 1.
$C2$	topologia convencional 2.
$C3$	topologia convencional 3.
$C4$	topologia convencional 4.
$C5$	topologia convencional 5.
E	tensão do barramento CC do sistema bifásico.
E^*	tensão do barramento de referência.
V_s	amplitude de fase.
v_{sd}, v_{sq}	tensões nos enrolamentos da máquina bifásica geradas pelo conversor.
v_{sd}^*, v_{sq}^*	tensões de fase de referência.
e_{sd}, e_{sq}	tensão da fonte de alimentação bifásica.
v_{sda0}, v_{sqa0}	tensões de polo dos retificadores das topologias B1 e B2 para $a = 1, 2$.
v_{sda0}^*, v_{sqa0}^*	tensões de polo de referência dos retificadores das topologias B1 e B2 para $a = 1, 2$.
q_{sda}, q_{sqa}	chaves de potência superiores das topologias B1 e B2 para $a = 1, 2$.
$\bar{q}_{sda}, \bar{q}_{sqa}$	chaves de potência inferiores das topologias B1 e B2 para $a = 1, 2$.
i_{sd}, i_{sq}	correntes de fase da máquina bifásicas.

i_{sd}^*, i_{sq}^*	correntes de fase de de referência.
$P_{3\phi}$	potência do sistema bifásico.
$P_{2\phi}$	potência do sistema trifásico.
V_{123}	amplitude da tensão gerada nas fases da máquina trifásica.
I_{123}	amplitude da corrente gerada nas fases da máquina trifásica.
V_{dq}	amplitude da tensão gerada nas fases da máquina bifásica.
I_{dq}	amplitude da corrente gerada nas fases da máquina bifásica.
E_{123}	tensão do barramento CC do sistema trifásico.
I_s^*	referência da amplitude da corrente na máquina.
R_C	bloco controlador da tensão no barramento.
R_d, R_q	bloco controladores de corrente da máquina.
S_{in}	bloco de sincronização entre a corrente e a tensão no enrolamento da máquina.
θ_d, θ_q	fases obtidas das tensões nos enrolamentos da máquina.
k_i	ganho integral.
k_p	ganho proporcional.
x_a, x_b	variáveis de estado do controlador de corrente.
v_m^*	saída do controlador para $m = d, q$.
ϵ_j	erro de corrente para para $j = d, q$.
S_d, S_q, S_n	interruptores bidirecionais.
i_n	corrente do neutro.
v_d, v_n, v_q	tensões nos braços dos retificadores das topologias B3 e B4.
\vec{V}_n	vetores de tensão realizáveis com $n = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$.
\vec{V}^*	vetor de tensão de referência.
T_s	período de chaveamento.
t_n	tempos de aplicação dos vetores com $n = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$.

τ_d, τ_q, τ_n larguras de pulso dos interruptores bidirecionais.

R_L resistência da carga.

C capacitor de saída.

$n_+, q_+, d_-, n_-, q_-, d_+$ setores de corrente para as topologias B3 e B4.

$1n_+, 2n_+, 3q_+, 3d_-, 4n_-, 5n_-, 6q_-, 6d_+$ subsectores de corrente para as topologias B3 e B4.

$d_+q_+, d_-q_+, d_-q_-, d_+q_-$ setores de corrente para as topologias B5 e B6.

$1_{q_+}^{d_+}, 2_{q_+}^{d_+}, 1_{q_+}^{d_-}, 2_{q_+}^{d_-}, 1_{q_-}^{d_-}, 2_{q_-}^{d_-}, 1_{q_-}^{d_+}, 2_{q_-}^{d_+}$ subsectores de corrente para as topologias B5 e B6.

Sumário

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1	Apresentação do Tema	1
1.2	Objetivos e Motivação	4
1.3	Revisão Bibliográfica	4
1.4	Contribuições do Trabalho	10
1.5	Organização do Trabalho	13
1.6	Publicações	14
2	RETIFICADORES COM QUATRO CHAVES DO TIPO IGBT	15
2.1	Introdução	15
2.2	Retificador com Dois Braços de Diodos e Dois Braços de IGBTs – Topologia B1	15
2.2.1	Modelo do Sistema	15
2.2.2	Estratégia PWM	17
2.3	Retificador com Cada Braço Composto por Um Diodo e Um IGBT – Topologia B2	18
2.3.1	Modelo do Sistema	18
2.3.2	Estratégia PWM	19
2.4	Estratégia de Controle	20
2.5	Conclusões	22
3	RETIFICADOR COM TRÊS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS	23
3.1	Introdução	23
3.2	Retificador com Três Interruptores Bidirecionais Conectados em Y – Topologia B3	23
3.2.1	Estados Topológicos	24
3.2.2	PWM Vetorial	26
3.2.2.1	Análise Vetorial	26
3.2.2.2	Implementação dos Vetores	30
3.2.2.3	Sequência de Vetores	32
3.3	Retificador com Três Interruptores Bidirecionais Conectados em Δ – Topologia B4	37
3.3.1	Estados Topológicos	37
3.3.2	PWM Vetorial	38
3.3.2.1	Análise Vetorial	38
3.3.2.2	Implementação dos Vetores	43

3.3.2.3	Sequência de Vetores	43
3.4	Estratégia de Controle	48
3.5	Conclusões	49
4	RETIFICADORES COM DOIS INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS	50
4.1	Introdução	50
4.2	Retificador com Dois Interruptores Bidirecionais Conectados ao Neutro – Topologia B5	50
4.2.1	Estados Topológicos	51
4.2.2	PWM Vetorial	53
4.2.2.1	Análise Vetorial	53
4.2.2.2	Implementação dos Vetores	57
4.2.2.3	Sequência de Vetores	58
4.3	Retificador com Dois Interruptores Bidirecionais Conectados Entre os Terminais de Fase – Topologia B6	62
4.3.1	Estados Topológicos	62
4.3.2	PWM Vetorial	64
4.3.2.1	Análise Vetorial	64
4.3.2.2	Implementação dos Vetores	67
4.3.2.3	Sequência de Vetores	67
4.4	Estratégia de Controle	69
4.5	Conclusões	70
5	ANÁLISE DE THD E PERDAS	71
5.1	Introdução	71
5.2	Distorção Harmônica Total	72
5.2.1	Topologias Bifásicas	73
5.2.2	Topologias Bifásicas vs Topologia C1	74
5.2.3	Topologias Bifásicas vs Topologia C2	74
5.2.4	Topologias Bifásicas vs Topologia C3	76
5.2.5	Topologias Bifásicas vs Topologia C4 e C5	77
5.3	Perdas	78
5.3.1	Topologias Bifásicas	78
5.3.2	Topologias Bifásicas vs Topologia C1	81
5.3.3	Topologias Bifásicas vs Topologia C2	82
5.3.4	Topologias Bifásicas vs Topologia C3	82
5.3.5	Topologias Bifásicas vs Topologia C4 e C5	83
5.4	Conclusões	83
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	85

6.1	Introdução	85
6.2	Topologia B1	86
6.3	Topologia B2	88
6.4	Topologia B3	90
6.5	Topologia B4	93
6.6	Topologia B5	96
6.7	Topologia B6	98
6.8	Conclusões	100
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
7.1	Introdução	101
7.2	Topologia B1	101
7.3	Topologia B5	103
7.4	Topologia B6	105
7.5	Conclusões	107
8	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	108
8.1	Conclusões Gerais	108
8.2	Trabalhos Futuros	110
	Referências	111
	ANEXOS	117
	ANEXO A – EQUIVALÊNCIA DE POTÊNCIA ENTRE OS SISTEMAS BIFÁSICO E TRIFÁSICO	118
	ANEXO B – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA FONTE BIFÁSICA MONTADA	120

1 Introdução Geral

1.1 Apresentação do Tema

O rápido aumento do consumo global de energia elétrica tornou-se um assunto de grande preocupação para os governos e pesquisadores, que têm buscado cada vez mais por fontes alternativas de energia com o propósito de atender às necessidades da vida moderna e reduzir a dependência dos combustíveis fósseis [11]. Cerca de 84% do total de energia no mundo é gerada por combustíveis fósseis (carvão, petróleo e gás natural), cujos gases poluentes causam graves problemas ambientais, como as chuvas ácidas e o aquecimento global. As usinas nucleares são responsáveis por apenas 3% desta energia e os 13% restantes vem de fontes renováveis, tais como hídrica, eólica, solar, biocombustíveis, geotérmica, das ondas e energia das marés [12].

Se por um lado, o aumento de demanda de energia tem expandido significativamente o papel de fontes de energia renováveis, por outro, tem exigido que os sistemas de energia sejam mais eficientes e o consumo se torne mais inteligente, ajudando a reduzir a demanda instantânea. Soluções de casas inteligentes são indispensáveis para a questão de um consumo mais eficiente, dado que o consumo de energia residencial representa uma parte importante da demanda total de energia elétrica [13]. Outra solução inovadora para sistemas de energia mais eficientes é a geração distribuída próximo ao local da demanda. Com a geração distribuída (também chamado de micro geração), a energia para a construção individual ou conjunto de edifícios pode ser produzido ao lado da demanda utilizando fontes de energia renováveis, tornando-se uma tecnologia essencial para compensar parcialmente a demanda do cliente [14].

Neste contexto, a geração de energia elétrica através de sistemas de conversão de energia eólica (WECSs—*wind energy conversion systems*) de pequena escala oferece um enorme potencial para ser utilizada nas áreas urbanas, tanto em aplicações conectadas à rede, de modo autônoma ou formando uma micro geração [15]. Os grandes sistemas de energia eólica, com saídas em megawatts, têm vantagens claras sobre os pequenos sistemas de energia eólica por causa da economia de escala. No entanto, grandes turbinas eólicas são normalmente utilizadas em áreas muito específicas e geralmente remotas que satisfazem critérios de licenciamento e, comumente, dependem da disponibilidade e capacidade de linhas de transmissão existentes. Contrariamente, os pequenos sistemas de energia eólica são muito atraentes para suportar a demanda de energia de locais residenciais e pequenas empresas, especialmente nos países em desenvolvimento, onde a infraestrutura da rede elétrica é limitada [16].

As turbinas eólicas têm a função de converter a energia cinética do vento em energia mecânica, a qual é convertida em energia elétrica por meio de um gerador. Em áreas urbanas, onde a velocidade do vento normalmente é baixa, uma turbina eólica cuidadosamente projetada e bem integrada com o ambiente circundante pode produzir quantidade significativa de energia [14]. Neste caso, utilizam-se turbinas eólicas de pequeno porte em razão do volume da demanda, menor ruído e potência de saída [17]. Estas turbinas podem variar em tamanho de 400 W a 100 kW, dependendo da quantidade de eletricidade que se pretende gerar [18]. Geralmente, são utilizados como geradores, principalmente, máquinas de indução em gaiola, máquinas de indução duplamente alimentadas ou máquinas síncronas à ímãs permanentes [19]. No entanto, esta faixa de potência permite que uma máquina de duas fases se torne uma alternativa interessante no WECS de pequena escala, devido sua natureza de baixa potência [20, 21]. Além disso, em virtude da presença de somente duas fases, existe a vantagem de adotar conversores com número reduzido de componentes.

Um dos desafios mais importantes do sistema eólico é alcançar a máxima transferência de energia do vento, sob diferentes condições de velocidade. Isso pode ser realizado com a inserção de um conversor estático entre a turbina e a rede elétrica, permitindo, portanto, que as flutuações na potência de saída, causadas pela variação do vento, possam ser parcialmente absorvidas na mudança de velocidade [22]. Neste sentido, duas topologias vêm sendo amplamente utilizadas em WECS como conversor no lado do gerador, são elas: o retificador trifásico a diodo em ponte completa [1], ilustrado na Figura 1.1, e o retificador PWM trifásico [2], ilustrado na Figura 1.2. O uso do retificador trifásico a diodo possui a desvantagem de causar uma alta distorção harmônica nas correntes do gerador, produzindo oscilação no conjugado e impossibilitando o controle do fator de potência do gerador. O controle das correntes do gerador é obtido utilizando o retificador PWM trifásico. Entretanto, seu uso aumenta consideravelmente o custo do sistema, devido ao emprego das seis chaves controladas semicondutoras de potência [23].

Assim sendo, o emprego de conversores estáticos com reduzido número de chaves de potência pode ser uma alternativa para este dilema. Uma menor quantidade de chaves

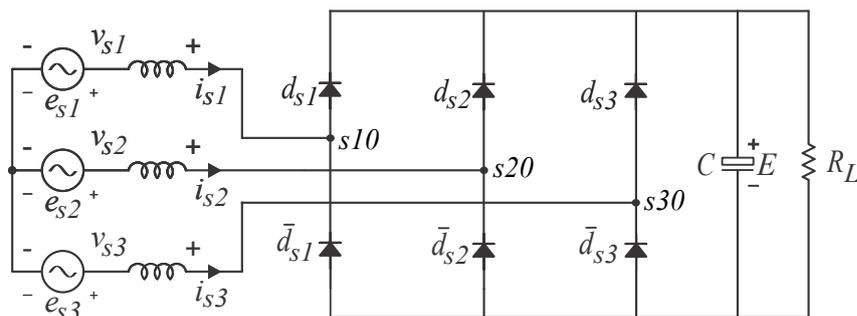


Figura 1.1 – Retificador trifásico a diodo em ponte completa proposto em [1].

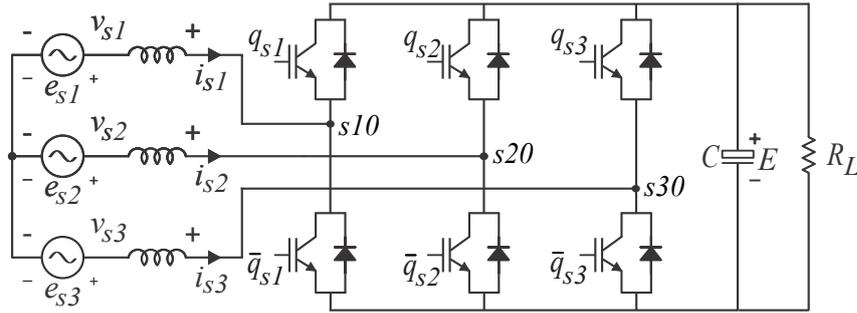


Figura 1.2 – Retificador PWM trifásico proposto em [2].

permite obter mais viabilidade sob o ponto de vista financeiro, reduzindo o custo final do sistema, e, ao mesmo tempo, alcançar uma boa qualidade de energia, garantindo baixas taxas de conteúdo harmônico nas correntes de entrada. Além disso, topologias com reduzido número de chaves semicondutoras podem apresentar ainda as seguintes vantagens: aumento da confiabilidade do sistema (ou seja, diminuição da possibilidade de curto), redução das perdas de operação e diminuição do tamanho do sistema [24].

Uma alternativa interessante para diminuir a quantidade de chaves de um conversor é utilizar o ponto central do barramento CC. Esta solução foi adotada na configuração apresentada em [3]. Tal estrutura possui um conversor composto por dois braços de IGBTs e uma máquina trifásica, onde uma das fases é conectada ao ponto central do barramento CC, conforme ilustrada na Figura 1.3. Além de apresentar baixa distorção harmônica e elevado fator de potência, este arranjo permitiu reduzir em duas unidades o número de IGBTs quando comparado com o retificador PWM trifásico, mostrado na Figura 1.2. Porém, o acesso ao ponto central do barramento CC traz como principal consequência um aumento considerável da tensão total do barramento CC, sendo em muitos casos o dobro da tensão da topologia convencional. Outra solução atrativa é utilizar topologias com fluxo unidirecional de potência. Neste caso, a redução do número de chaves controladas empregadas em um conversor pode ser realizada pela substituição ou aumento do número de chaves não-controladas (diodos). O emprego de diodos em uma estrutura permite a redução de peso, volume e custo, sem excluir a possibilidade de obter uma baixa distorção harmônica.

Os conversores de potência, em geral, utilizam semicondutores de potência, como diodos, tiristores, BJTs, MOSFETs e IGBTs, que funcionam como chaves de dois estados (fechado ou aberto) permitindo ou não o fluxo de potência, com o propósito de suprir as necessidades de determinados tipos de cargas. O processo de fechar e abrir das chaves pode ter como consequência a inserção de sinais harmônicos que interferem na qualidade da energia elétrica [25]. Desta forma, além do fator do custo dos componentes utilizados, outro fator importante na investigação de conversores estáticos é a análise da distorção harmônica total, ou THD (*Total Harmonic Distortion*), dos sinais de corrente e a distorção

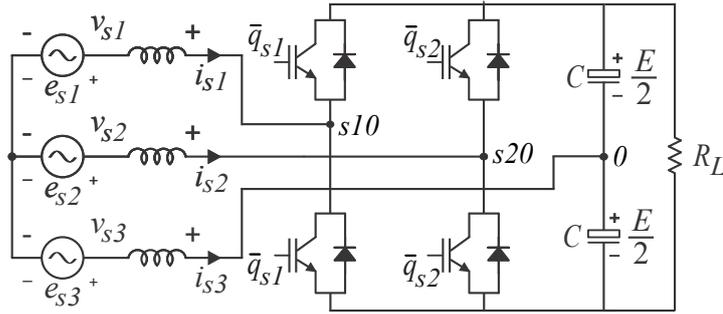


Figura 1.3 – Retificador trifásico com uma das fases conectada ao ponto central do barramento CC proposto em [3].

harmônica total ponderada, ou WTHD (*Weight Total Harmonic Distortion*), dos sinais de tensão de entrada e de saída dos conversores. Outros critérios também úteis no projeto de conversores estáticos são as perdas nos capacitores dos barramentos CC e as perdas nos semicondutores (perdas por condução e perdas por chaveamento).

1.2 Objetivos e Motivação

Este trabalho tem por objetivo apresentar contribuições ao estudo dos conversores CA-CC com fluxo unidirecional de potência, investigando topologias que fazem uso de reduzido número de chaves de potência controladas. Objetivo este que é motivado pela busca de alternativas que permitam a diminuição do tamanho e, principalmente, de custos de sistemas de geração eólica de pequeno porte (baixa potência) que possam ser empregados em áreas urbanas.

Dentro desta abordagem, as topologias unidirecionais apresentadas no trabalho são construídas empregando diodos em sua estrutura devido seu baixo custo, em decremento do uso de chaves controladas que possuem um custo mais alto, possibilitando, portanto, tornar estes sistemas mais vantajosos financeiramente. Para tanto, estas topologias utilizam uma máquina bifásica funcionando como gerador para realização do fornecimento de energia a uma carga, no sentido de diminuir o número de componentes e, conseqüentemente, o peso e volume do sistema. Todas as topologias são exploradas com o propósito de apresentar fator de potência próximo da unidade, baixa distorção harmônica das correntes de entrada, regulação da tensão de saída, simplicidade de controle e viabilidade para aplicações.

1.3 Revisão Bibliográfica

Os retificadores unidirecionais oferecem vantagens como a diminuição do número de interruptores, proteção natural contra curto circuito no barramento CC, reduzido processamento de energia, além de baixo peso, volume e custo. Diversas topologias unidireci-

onais têm sido estudadas na literatura tanto em aplicações de elevada potência, como fontes de alimentação para telecomunicações e UPSs (*Uninterrupted Power Systems*), quanto para o uso em WECS e em equipamentos eletrônicos conectados à rede elétrica [26, 27].

A configuração mais simples entre essas topologias é o retificador monofásico a diodos, composto por quatro diodos divididos em dois braços e seguido por um grande banco capacitivo para filtrar as oscilações da tensão de saída. Robustez e baixo custo são as características mais atrativas, as quais permitem que esta estrutura seja empregada em aplicações de potência bastante elevada. Entretanto, essa topologia apresenta diversas desvantagens como a baixa qualidade da corrente de entrada, reduzido fator de potência, não permitir o controle da tensão de saída e baixa eficiência [28].

Para compensar essas deficiências, outras topologias foram estudadas para obter um alto fator de potência e reduzir a distorção harmônica da corrente. Uma dessas topologias associa em cascata o retificador monofásico a diodos a um conversor boost convencional, para correção do fator de potência, como mostrado em [29, 30]. No entanto, esta solução traz consigo perdas de condução relativamente altas, uma vez que corrente sempre circula através de três dispositivos semicondutores. Visando aumentar o rendimento dessa topologia, dois retificadores mistos monofásicos (também conhecidos como conversores dual boost) foram introduzidos em [31, 32]. Estes retificadores são compostos por dois diodos e dois IGBTs arranjados de forma simétrica e assimétrica em dois braços. Estes arranjos permitem que as perdas de condução sejam minimizadas, já que o número de semicondutores no percurso da corrente é reduzido em uma unidade.

A estratégia de controle típica utilizada nesses retificadores é o controle de corrente por histerese. Este controle mantém a corrente e a tensão de entrada em fase, porém apresenta a frequência de chaveamento variável que é indesejável em algumas aplicações [31]. Além disso, desvantagens como altas perdas nos semicondutores devido ao alto estresse das chaves e distorção na corrente pela passagem por zero podem ser destacadas [33]. Com o propósito de reduzir o conteúdo harmônico da corrente, diversas estratégias como o controle baseado em linearização por realimentação [34], o *One Cycle Control* (OCC) [35], o *Self-Control* (SC) [36] têm sido empregados. Em [37], como forma de diminuir a distorção, foi utilizado um método de sincronização, no qual a corrente é sincronizada com a tensão gerada pelo conversor.

Existem diversas topologias unidirecionais discutidas na literatura para o uso em WECS. Uma simples e robusta configuração é o retificador trifásico a diodos como mostrado em [38–40]. No entanto, sérios problemas estão associados a essa configuração, como a taxa de distorção harmônica muito elevada e a impossibilidade de extrair a potência máxima disponível pelo vento, já que a tensão gerada é insuficiente para manter a tensão do barramento. O baixo desempenho da ponte trifásica, pode ser melhorado quando associado a um conversor estático CC/CC. Neste cenário, associações em paralelo com

um conversor boost ou em série com conversor boost, buck e buck-boost foram abordadas em [41] com a finalidade de regular a tensão do barramento CC.

Em [42], três pontes trifásicas associadas ao conversor boost foram conectados em paralelo. Essa configuração usa o método de modulação com portadora de fase deslocada, que combinada a mesma, permite corrigir o fator de potência da máquina e diminuir as harmônicas das correntes, com reduzido custo do sistema.

Duas topologias unidirecionais bastante interessantes empregadas em WECS servirão como base para a definição das topologias investigadas neste trabalho, já que cada braço de ambas as configurações é composto por um diodo e um IGBT. Uma dessas topologia é um retificador trifásico semicontrolado que foi proposto em [4], ilustrada na Figura 1.4. Esta topologia utiliza três IGBTs e três diodos, o que permite, quando comparado com o retificador trifásico convencional, reduzir as perdas e os custos de projeto. Entretanto, a correção do fator de potência é feita por meio do controle por histerese, que apesar de ter um controle robusto e boa dinâmica, tem a desvantagem de operar com uma frequência de chaveamento variável. Além disso, mais uma desvantagem se deve ao fato de o conversor gerar uma forma de onda de corrente com fase assimétrica, proporcionando elevada distorção harmônica. A outra topologia foi apresentada em [5]. Esta configuração é composta por três conversores mistos monofásicos que compõem um retificador trifásico, conforme ilustrada na Figura 1.5. A corrente em fase com a tensão de entrada e o elevado fator de potência desse retificador são obtidos utilizando a técnica de controle *One Cycle Control*, no qual dispensa o uso de sincronismo.

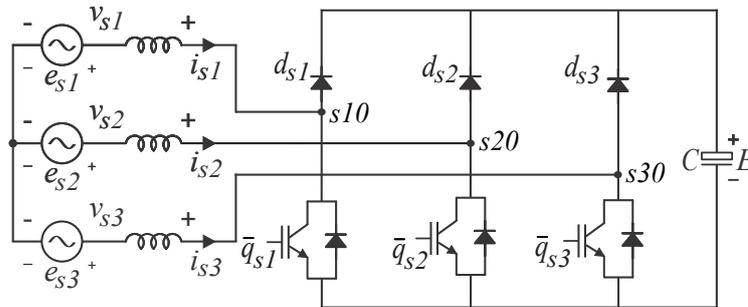


Figura 1.4 – Retificador trifásico semicontrolado proposto em [4].

Este trabalho propõe utilizar uma máquina bifásica funcionando como gerador com a intenção de reduzir o número de chaves controladas do conversor. Neste contexto, um retificador para WECS que usa um gerador síncrono à imã permanente bifásico foi proposto em [6]. A topologia apresentada, ilustrada na Figura 1.6, possui dois braços de IGBTs, cada um conectado a uma fase da máquina bifásica, e um braço de diodos, conectado ao neutro da mesma. Embora apresente reduzido processamento de energia nos semicondutores, graves problemas estão associados a essa topologia, como um fator de potência muito baixo e uma taxa de distorção harmônica excessivamente elevada.

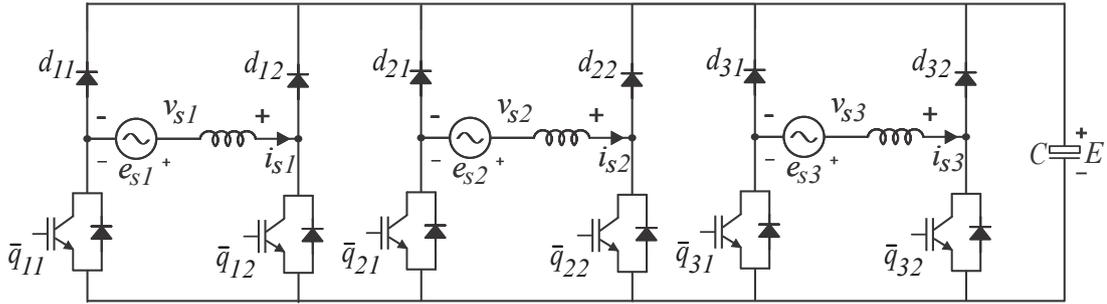


Figura 1.5 – Retificador trifásico obtido a partir de três conversores mistos proposto em [5].

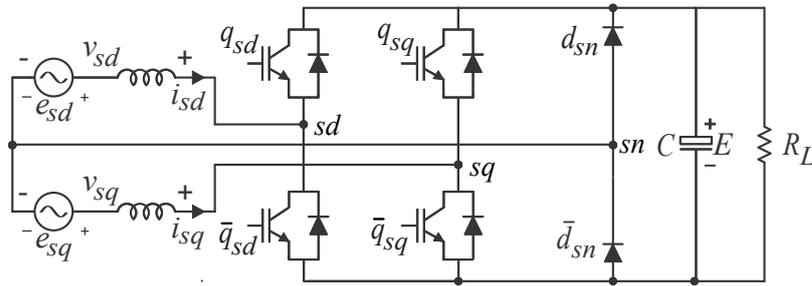


Figura 1.6 – Retificador bifásico com neutro da máquina conectado a um braço de diodos proposto em [6].

Seguindo a linha de buscar alternativas que empregam um pequeno número de chaves controladas, interruptores bidirecionais serão utilizados em algumas das topologias apresentadas neste trabalho. Diversas topologias de retificadores unidirecionais que utilizam interruptores bidirecionais foram discutidas na literatura [7]. Entre essas topologias estão dois retificadores monofásicos que usam somente um interruptor bidirecional, sendo que um deles tem apenas um braço de diodos e o outro possui dois braços, conforme ilustrados na Figura 1.7. Um retificador monofásico que gera uma tensão de três níveis foi apresentado em [8]. No entanto, esta topologia utiliza duas chaves bidirecionais, conforme ilustrado na Figura 1.8.

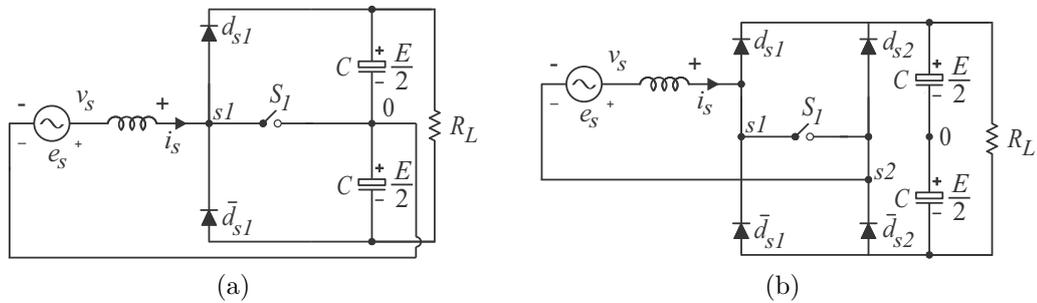


Figura 1.7 – Retificadores monofásicos com um interruptor bidirecional propostos em [7].
 (a) Um braço de diodos. (b) Dois braços de diodos.

Em [9], foi proposto um retificador que tem interruptores bidirecionais conecta-

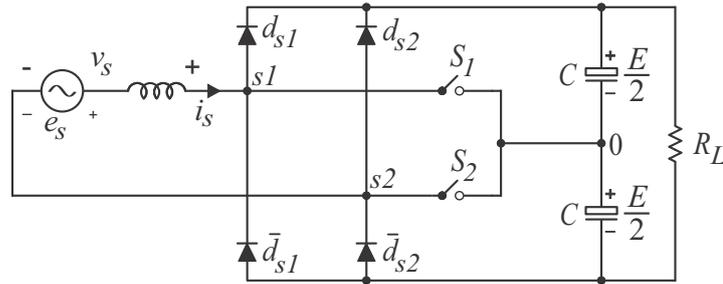


Figura 1.8 – Retificador monofásico com dois interruptores bidirecionais proposto em [8].

dos em delta. Na estrutura proposta, três interruptores bidirecionais ligados em delta, como ilustrados na Figura 1.9, são colocados entre os braços da ponte trifásica, para corrigir o fator de potência e reduzir as perdas por chaveamento. Essa topologia utiliza um esquema de controle que combina a modulação vetorial e o controle de corrente por histerese, fazendo com que as correntes de entrada fiquem em fase com a tensão de entrada correspondente. Uma interessante estratégia de controle foi usada na mesma estrutura em [43]. Nesse trabalho, três controladores de corrente independentes, um para cada fase, são utilizados para controlar o sistema, eliminando a necessidade de fazer uma transformação de coordenadas das correntes trifásicas para dq. Em [44], foi proposto um retificador semelhante. Entretanto, seu retificador tem um braço a diodos a menos e uma das fases da alimentação trifásica é conectada ao neutro do banco dos capacitores.

Outra forma de dispor os interruptores bidirecionais é conexão em estrela como mostrado em [10] (ver Figura 1.10). Embora essa configuração apresente baixa distorção harmônica, diversas topologias derivadas da conexão em estrela foram estudadas em [45, 46], como forma de satisfazer a dependência da amplitude da tensão de barramento CC requerida.

Esses dois tipos de associações com interruptores bidirecionais serão objeto de estudo deste trabalho. No entanto, ambos retificadores utilizarão uma máquina bifásica ao invés da trifásica.

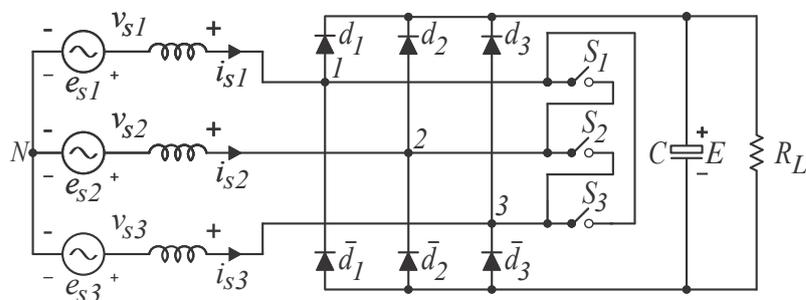


Figura 1.9 – Retificador trifásico com três interruptores bidirecionais conectados em delta proposto em [9].

Em [47], foi proposto um retificador trifásico de meia ponte composto por três diodos e três interruptores bidirecionais. Nessa topologia, cada corrente de fase segue sua

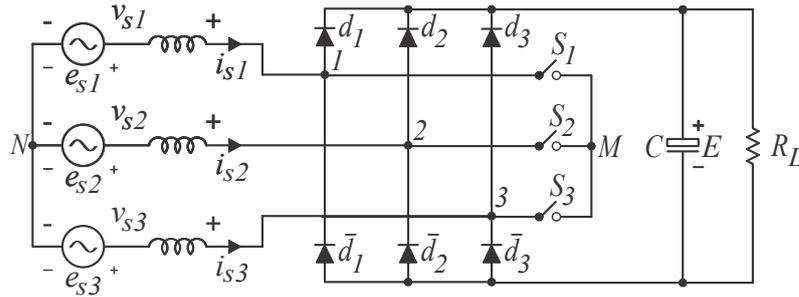


Figura 1.10 – Retificador trifásico com três interruptores bidirecionais conectados em estrela proposto em [10].

tensão de fase correspondente, proporcionando reduzido conteúdo harmônico e elevado fator de potência. Além disso, apresenta vantagens como baixo custo, operação em alta potência e alta eficiência.

Uma metodologia simples para aplicar a técnica de modulação vetorial foi desenvolvida em [48]. Dois retificadores trifásicos unidirecionais, um conectado em estrela e outro em delta, foram estudados. Estes retificadores possuem os interruptores bidirecionais internos aos braços de diodos e utiliza apenas três interruptores ativos. Neste artigo, também foi proposto um retificador derivado do conversor trifásico PWM bidirecional. Baixa distorção harmônica de corrente, alto fator de potência, regularidade da tensão de saída e alta eficiência, foram algumas das vantagens apresentadas por essas topologias. Em [49], foi proposta uma topologia ligada em estrela, mas com uma conexão ao neutro do barramento CC.

A partir dos circuitos básicos de cargas trifásicas simétricas, retificadores trifásicos PFC (*Power Factor Correction*) podem ser implementado através de uma combinação de sistemas de conversores monofásicos conectados em estrela ou delta, como proposto em [50–52]. No entanto, estas configurações levam a três tensões de saída CC individuais, ou seja, uma única tensão de saída só pode ser formada através de conversores CC-CC isolados conectados às saídas de retificadores. Uma vantagem das configurações é a possibilidade de realizar um sistema de três fases a partir de sistemas de fase única já desenvolvidos.

Na literatura, também podem ser encontrados outros tipos de conexões usando topologias unidirecionais. Em [53], uma nova abordagem de controle para o balanceamento das tensões de barramentos CC, para N conversores mistos monofásicos conectados em série foi introduzida. Já em [25], quatro topologias associadas em paralelo de conversores mistos monofásicos, com um e dois barramentos CC foram desenvolvidas. Em [54, 55], foi proposta uma configuração *open-end* com dois barramentos distintos e isolados, mas de tensões idênticas. Esta configuração é obtida a partir da combinação de um retificador trifásico controlado (composto por IGBTs), um retificador não-controlado (composto apenas de diodos) e uma máquina com os enrolamentos em aberto. Em [56], Um retificador

monofásico unidirecional de três níveis é apresentado para garantir alto fator de potência e regular a tensão de barramento CC. Quatro interruptores ativos e dois diodos de potência são utilizados na topologia do circuito para gerar uma onda de tensão PWM de três níveis no terminal CA do retificador proposto.

1.4 Contribuições do Trabalho

O foco deste trabalho está no estudo e caracterização de conversores CA-CC unidirecionais com número reduzido de chaves controladas que utilizam uma máquina bifásica funcionando como gerador. Neste contexto, são investigadas seis topologias bifásicas, duas estruturas que usam chaves do tipo IGBT, nomeadas de B1 e B2, e outras quatro que usam interruptores bidirecionais em corrente e tensão, nomeadas de B3, B4, B5 e B6.

Os interruptores bidirecionais empregados são compostos por quatro diodos, arranjados em forma de ponte, e por apenas uma chave controlada. Este tipo de interruptor pode conduzir corrente nos dois sentidos quando a chave estiver fechada ou bloquear tensão nos dois sentidos quando a chave estiver aberta. Na Figura 1.11 está ilustrado esse interruptor, bem como a simbologia adotada para fins de simplificação de representação. Existem outros tipos de interruptores bidirecionais, entretanto requerem duas chaves controladas para controlar o fluxo da corrente nos dois sentidos. Logo, o uso do interruptor da Figura 1.11 pode ser justificado pelo fato dele permitir o barateamento do sistema, já que utiliza apenas uma chave controlada.

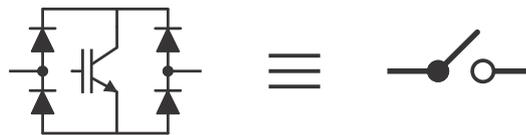


Figura 1.11 – Tipo de interruptor bidirecional adotado.

As topologias trifásicas convencionais mostradas na Figuras 1.2, 1.4, 1.3, 1.10 e 1.9, conhecidas na literatura e aqui chamadas, respectivamente, de topologia C1, C2, C3, C4 e C5, serão utilizadas como base na realização de comparações com a finalidade de avaliar ganhos e perdas no desempenho de cada topologia bifásica apresentada. Os parâmetros de desempenho avaliados nessas comparações são a distorção harmônica dos sinais de corrente e as perdas por condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores dos conversores.

Sendo assim, para cada uma das topologias bifásicas estudadas, será apresentada a análise dos estados topológicos, definido o modelo dinâmico, desenvolvida uma estratégia PWM em função do sentido das correntes, bem como uma estratégia de controle para correção do fator de potência.

As topologias bifásicas que serão analisadas nesse trabalho são:

Topologia B1

Topologia composta por dois braços de diodos e dois braços de IGBTs. A máquina é conectada ao conversor em *open-end*, onde um terminal de fase está conectado a um braço controlado e o outro terminal está ligado a um braço não-controlado [conforme mostrada na Figura 1.12(a)].

Topologia B2

Topologia também configurada em *open-end*. Possui quatro braços idênticos, sendo cada braço constituído por um diodo e um IGBT [como mostrada na Figura 1.12(b)].

Topologia B3

Topologia composta por uma ponte trifásica de diodos, no qual são conectadas as fases e o neutro da máquina, e por três interruptores bidirecionais posicionados entre os braços do retificador, formando uma conexão em Y [veja a Figura 1.13(a)].

Topologia B4

Topologia com estrutura bastante semelhante ao retificador B3. Entretanto, os três interruptores bidirecionais desta topologia são conectados em delta [veja a Figura 1.13(b)].

Topologia B5

Topologia constituída por dois braços de diodos e por dois interruptores bidirecionais. Os interruptores são conectados entre as fases e o ponto centro do barramento dos capacitores. As fases da máquina são conectadas em cada braço, enquanto o neutro é ligado ao ponto central do barramento CC [conforme mostrada na Figura 1.14(a)].

Topologia B6

Topologia composta por quatro braços de diodos e por dois interruptores bidirecionais. A máquina bifásica é configurada com o neutro em aberto, ou seja, é conectada ao conversor em *open-end*. Os interruptores bidirecionais são conectados entre os terminais de cada fase [veja a Figura 1.14(b)].

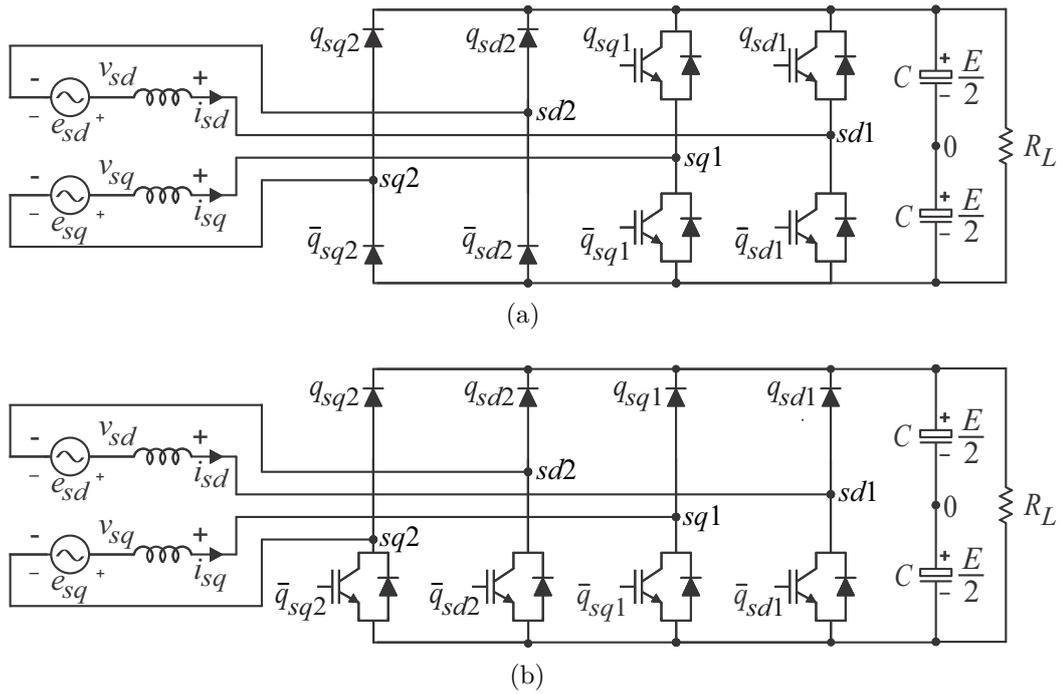


Figura 1.12 – Retificadores com quatro chaves do tipo IGBT. (a) Topologia B1. (b) Topologia B2.

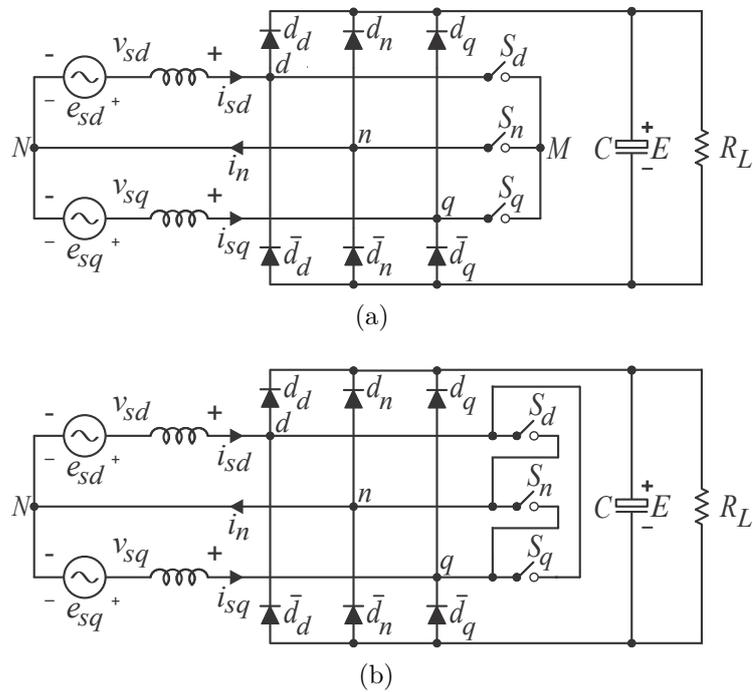


Figura 1.13 – Retificadores com três interruptores bidirecionais. (a) Topologia B3. (b) Topologia B4.

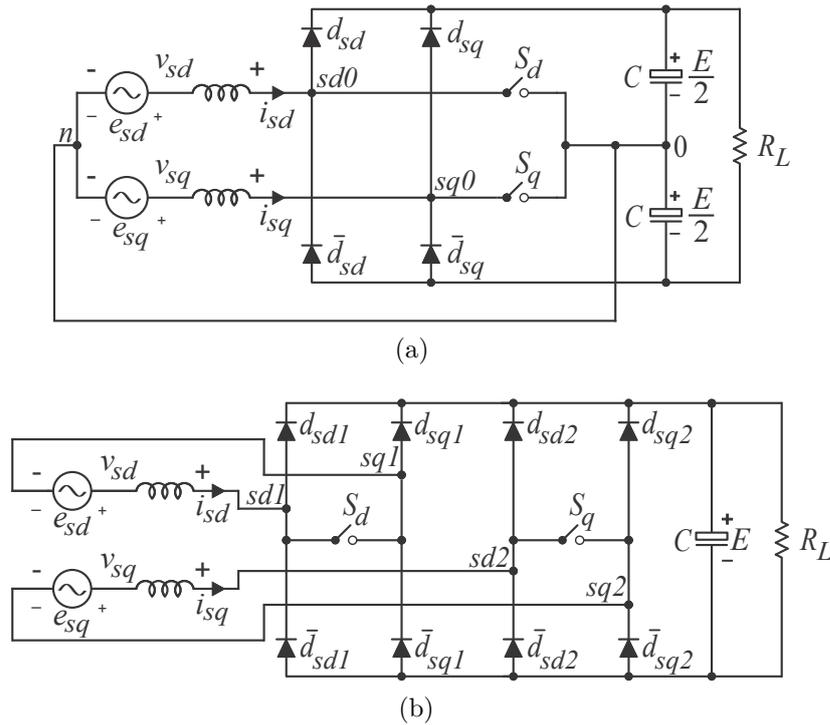


Figura 1.14 – Retificadores com dois interruptores bidirecionais. (a) Topologia B5. (b) Topologia B6.

1.5 Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado da seguinte maneira:

- No Capítulo 2 são estudados os retificadores que utilizam quatro chaves do tipo IGBT (topologias B1 e B2), apresentando os modelos matemáticos e definindo as estratégias de controle e PWM;
- No Capítulo 3 são investigados os retificadores que fazem uso de três interruptores bidirecionais (topologias B3 e B4), apresentando a análise dos estados topológicos e desenvolvendo as estratégias de controle e PWM;
- No Capítulo 4 são estudados os retificadores que empregam dois interruptores bidirecionais (topologias B5 e B6), trazendo uma discussão sobre a análise dos estados topológicos e definindo as estratégias de controle e PWM;
- No Capítulo 5 é feito um estudo comparativo entre as topologias propostas e topologias convencionais. Os principais parâmetros de desempenho observados são: THD dos sinais de corrente e as perdas de potência nos dispositivos semicondutores (perdas por condução e por chaveamento);
- No Capítulo 6 são mostrados os resultados de simulação dinâmica para as topologias propostas, mostrando a ação dos sistemas de controle;

- O Capítulo 7 apresenta os resultados experimentais, validando as estratégias de controle e PWM para as topologias estudadas;
- No Capítulo 8 são apresentadas as conclusões e os trabalhos futuros.

1.6 Publicações

Durante o desenvolvimento do trabalho, foram publicados dois artigos em congressos internacionais.

Os retificadores que usam quatro IGBTs, mostrados na Figura 1.12, foram abordados no artigo publicado para o IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE 2014), [57].

Os retificadores que empregam dois interruptores bidirecionais, mostrados na Figura 1.14, foram discutidos no artigo aceito para o IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE 2015), que será realizado em setembro de 2015.

2 Retificadores com Quatro Chaves do Tipo IGBT

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas duas topologias bifásicas, cada uma com quatro braços constituídos por diodos e IGBTs. Para cada uma das topologias é descrito seu modelo dinâmico, sendo por meio deste, estabelecido uma estratégia de modulação seno-triângulo em função da polaridade das correntes de fase com a finalidade de determinar os sinais de gatilhamento das chaves controladas. Por fim, será definida uma estratégia de controle que atua regulando a tensão do barramento CC e emprega um método de sincronização que tem o propósito de reduzir a distorção da corrente na passagem pelo zero, garantindo correntes da máquina senoidais com alto fator de potência.

2.2 Retificador com Dois Braços de Diodos e Dois Braços de IGBTs — Topologia B1

2.2.1 Modelo do Sistema

Na Figura 2.1 é ilustrado o diagrama esquemático da topologia B1. Esta configuração possui dois braços não-controlados, compostos por diodos, e dois braços controlados, constituídos por IGBTs. A máquina é conectada ao conversor em *open-end*, onde um terminal de fase está conectado a um braço controlado e o outro terminal está ligado a um braço não-controlado.

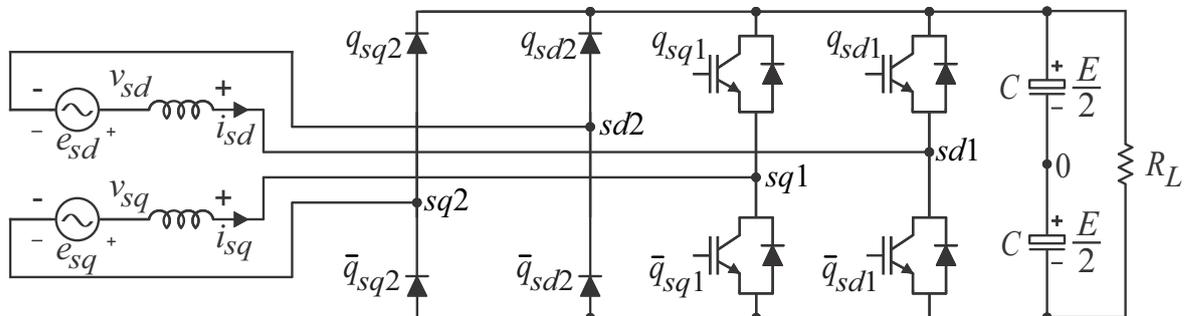


Figura 2.1 – Diagrama esquemático da topologia B1.

As tensões nos enrolamentos da máquina v_{sd} e v_{sq} geradas pelo conversor podem ser calculadas conforme as seguintes expressões:

$$v_{sd} = v_{sd10} - v_{sd20} \quad (2.1)$$

$$v_{sq} = v_{sq10} - v_{sq20} \quad (2.2)$$

onde v_{sd10} , v_{sd20} , v_{sq10} e v_{sq20} são as tensões de polo do retificador que representam o valor entre o centro de um braço e o ponto central do barramento CC.

Considerando as chaves de potências dos braços controlados, mostradas na Figura 2.1, suponha que o estado de condução da chave superior está associado a variável binária q_{sj1} , onde $q_{sj1} = 1$ indica chave fechada e $q_{sj1} = 0$ indica chave aberta, e que em cada, braço o estado da chave inferior é complementar ao da chave superior. Assim, as tensões de polo dos braços controlados podem ser definidas como:

$$v_{sj10} = (2q_{sj1} - 1) \frac{E}{2} \quad (2.3)$$

onde $j = d, q$ e E é a tensão do barramento CC.

Devido à presença dos braços de diodos, as condições de operações dessa configuração não dependem só dos estados de comutação das chaves controladas, mas também do sentido das correntes. As tensões de polo v_{sd10} e v_{sq10} dos braços controlados são determinadas, respectivamente, pelo estados das chaves q_{sd1} e q_{sq1} , enquanto que as tensões de polo v_{sd20} e v_{sq20} dos braços não-controlados dependem, respectivamente, dos sentidos das correntes i_{sd} e i_{sq} . Neste sentido, as tensões de polo dos braços não-controlados podem ser escritas da seguinte maneira:

$$v_{sj20} = \begin{cases} -\frac{E}{2}, & \text{quando } i_{sj} \geq 0 \\ \frac{E}{2}, & \text{quando } i_{sj} < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

onde i_{sj} é corrente de fase da máquina.

A partir das equações (2.1)-(2.4), as tensões v_{sd} e v_{sq} podem ser expressas em função somente da variável binária q_{sj1} e do sinal das correntes da seguinte forma:

$$v_{sj} = \begin{cases} q_{sj1}E & , \text{ quando } i_{sj} \geq 0 \\ (q_{sj1} - 1)E & , \text{ quando } i_{sj} < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

2.2.2 Estratégia PWM

A estratégia PWM é realizada a fim de determinar as tensões pólo de referência do retificador. Dessa forma, os estados de condução dos braços controladas podem ser obtidos comparando estas tensões com portadores triangulares. No entanto, os estados de condução dos braços não-controladas são exclusivamente dependentes do sentido das correntes, ou seja, suas tensões de polo são fixadas em $-E^*/2$, quando a corrente é positiva, e $E^*/2$, quando a corrente é negativa.

Portanto, a partir das relações (2.1) e (2.2), as tensões pólo de referência podem ser calculadas do seguinte modo:

- Quando $i_{sj}^* \geq 0$

$$v_{sj20}^* = -\frac{E^*}{2} \quad (2.6)$$

$$v_{sj10}^* = v_{sj}^* - \frac{E^*}{2} \quad (2.7)$$

- Quando $i_{sj}^* < 0$

$$v_{sj20}^* = \frac{E^*}{2} \quad (2.8)$$

$$v_{sj10}^* = v_{sj}^* + \frac{E^*}{2} \quad (2.9)$$

onde i_{sj}^* , v_{sj}^* e E^* são os valores de referência das correntes de fase, das tensões de fase e da tensão do barramento CC, respectivamente.

Para garantir correntes senoidais sem a distorção no cruzamento pelo zero, v_{sj10}^* deve ser menor ou igual a $E^*/2$ e maior ou igual a $-E^*/2$ (isto é, $-E^*/2 \leq v_{sj10}^* \leq E^*/2$), enquanto que a tensão de referência v_{sj}^* deve ser menor ou igual a E^* e maior ou igual a $-E^*$ (isto é, $-E^* \leq v_{sj}^* \leq E^*$). Essas condições são respeitadas quando i_{sj}^* está sincronizado com v_{sj}^* . Conseqüentemente:

$$i_{sj}^* \geq 0 \Leftrightarrow v_{sj}^* \geq 0 \quad (2.10)$$

$$i_{sj}^* < 0 \Leftrightarrow v_{sj}^* < 0 \quad (2.11)$$

2.3 Retificador com Cada Braço Composto por Um Diodo e Um IGBT – Topologia B2

2.3.1 Modelo do Sistema

Na Figura 2.2 está ilustrado o diagrama esquemático da topologia B2. Esta configuração possui quatro braços semi-controlados idênticos, sendo cada braço constituído por um diodo (dispositivo semicondutor superior) e um IGBT (dispositivo semicondutor inferior). A máquina desta estrutura também está configurada em open-end. Porém, neste caso, cada extremidade do enrolamento da máquina está conecta igualmente a um braço semi-controlado.

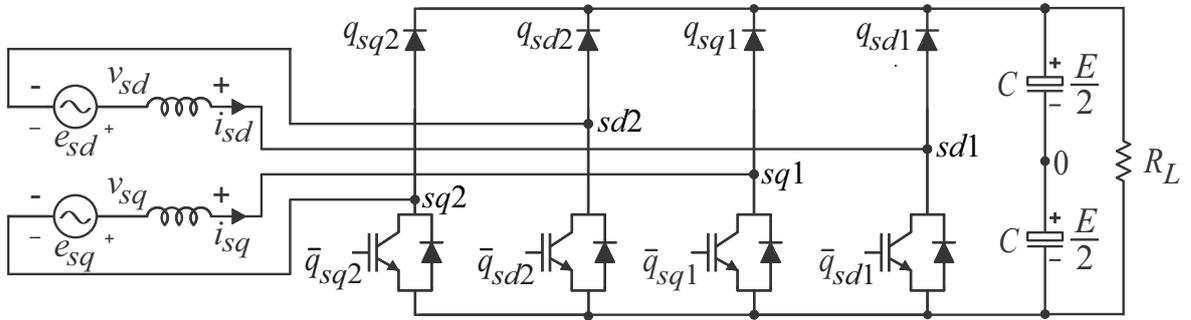


Figura 2.2 – Diagrama esquemático da topologia B2.

As tensões de fase v_{sd} e v_{sq} geradas pelo retificador são calculadas de acordo com as seguintes expressões:

$$v_{sd} = v_{sd10} - v_{sd20} \quad (2.12)$$

$$v_{sq} = v_{sq10} - v_{sq20} \quad (2.13)$$

onde v_{sd10} , v_{sd20} , v_{sq10} e v_{sq20} são as tensões de polo do retificador que representam o valor entre o centro de um braço e o ponto central do barramento CC.

Considerando o esquema da Figura 2.2 e sabendo que cada braço apresenta uma chave controlada, suponha que o estado de condução das chaves superiores (diodos) estão associados as variáveis binárias q_{sj1} e q_{sj2} . Diante disso, quando $q_{sj1} = 0$ ou $q_{sj2} = 0$ significará que a chave está aberta, contrariamente, quando $q_{sj1} = 1$ ou $q_{sj2} = 1$ significará que a chave está fechada. Considere ainda que em cada braço o estado da chave inferior é complementar ao da chave superior. Deste modo, as tensões de polo dos braços semi-controlados podem ser escritas conforme as seguintes expressões:

$$v_{sj10} = (2q_{sj1} - 1) \frac{E}{2} \quad (2.14)$$

$$v_{sj20} = (2q_{sj2} - 1) \frac{E}{2} \quad (2.15)$$

onde $j = d, q$ e E é a tensão do barramento CC.

Igualmente a topologia B1, o modo de funcionamento dessa topologia não dependem só dos estados de comutação das chaves controladas, mas também do sentido das correntes. As tensões de polo v_{sd10} e v_{sq10} dos braços semi-controlados são determinadas, respectivamente, pelo estados das chaves q_{sd1} e q_{sq1} , quando a corrente é positiva, e pelo sentidos das correntes i_{sd} e i_{sq} , respectivamente, quando a corrente é negativa. Enquanto, as tensões v_{sd20} e v_{sq20} são determinadas, respectivamente, pelo estados das chaves q_{sd2} e q_{sq2} , quando a corrente é negativa, e pelo sentidos das correntes, quando a corrente é positiva. Assim sendo, as tensões de polo dos braços semi-controlados podem ser reescritas da seguinte maneira:

$$v_{sj10} = \begin{cases} (2q_{sj1} - 1) \frac{E}{2} & , \text{ quando } i_{sj} \geq 0 \\ -\frac{E}{2} & , \text{ quando } i_{sj} < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

$$v_{sj20} = \begin{cases} -\frac{E}{2} & , \text{ quando } i_{sj} \geq 0 \\ (2q_{sj2} - 1) \frac{E}{2} & , \text{ quando } i_{sj} < 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

onde i_{sj} é corrente de fase da máquina.

Dessa forma, utilizando as equações (2.12), (2.13), (2.16) e (2.17), as tensões v_{sd} e v_{sq} podem ser expressas em função do sinal das correntes e das variáveis binárias q_{sj1} e q_{sj2} do seguinte modo:

$$v_{sj} = \begin{cases} q_{sj1}E & , \text{ quando } i_{sj} \geq 0 \\ -q_{sj2}E & , \text{ quando } i_{sj} < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

2.3.2 Estratégia PWM

Observa-se que, neste caso, todos os braços são parcialmente controlados. Isso significa que, durante meio ciclo da corrente, as tensões de polo são fixadas por causa do diodo

e, durante o outro meio ciclo, as tensões de polo podem ser determinadas comparando as tensões de polo de referência com portadores triangulares.

Assim, a partir das relações (2.12) e (2.13), as tensões polo de referência podem ser calculadas do seguinte modo:

- Quando $i_{sj}^* \geq 0$

$$v_{sj20}^* = -\frac{E^*}{2} \quad (2.19)$$

$$v_{sj10}^* = v_{sj}^* - \frac{E^*}{2} \quad (2.20)$$

- Quando $i_{sj}^* < 0$

$$v_{sj10}^* = -\frac{E^*}{2} \quad (2.21)$$

$$v_{sj20}^* = -v_{sj}^* - \frac{E^*}{2} \quad (2.22)$$

onde i_{sj}^* , v_{sj}^* e E^* são os valores de referência das correntes de fase, das tensões de fase e da tensão do barramento CC, respectivamente.

Para garantir correntes senoidais sem a distorção no cruzamento pelo zero, v_{sj10} e v_{sj20} devem apresentar os seguintes limites de operação: $-E^*/2 \leq v_{sj10}^* \leq E^*/2$, $-E^*/2 \leq v_{sj20}^* \leq E^*/2$, $-E^* \leq v_{sj}^* \leq E^*$. Essas condições são respeitadas quando i_{sj}^* está sincronizada com v_{sj}^* . Consequentemente:

$$i_{sj}^* \geq 0 \Leftrightarrow v_{sj}^* \geq 0 \quad (2.23)$$

$$i_{sj}^* < 0 \Leftrightarrow v_{sj}^* < 0 \quad (2.24)$$

2.4 Estratégia de Controle

Na Figura 2.3 é ilustrado o diagrama de controle válido para as duas topologias investigadas neste capítulo. A estratégia de controle empregada permite a obtenção de correntes de entrada senoidais em fase com as respectivas tensões de entrada, garantindo, consequentemente, a maximização do fator de potência na entrada. Além disso, o sistema opera regulando a tensão do barramento CC.

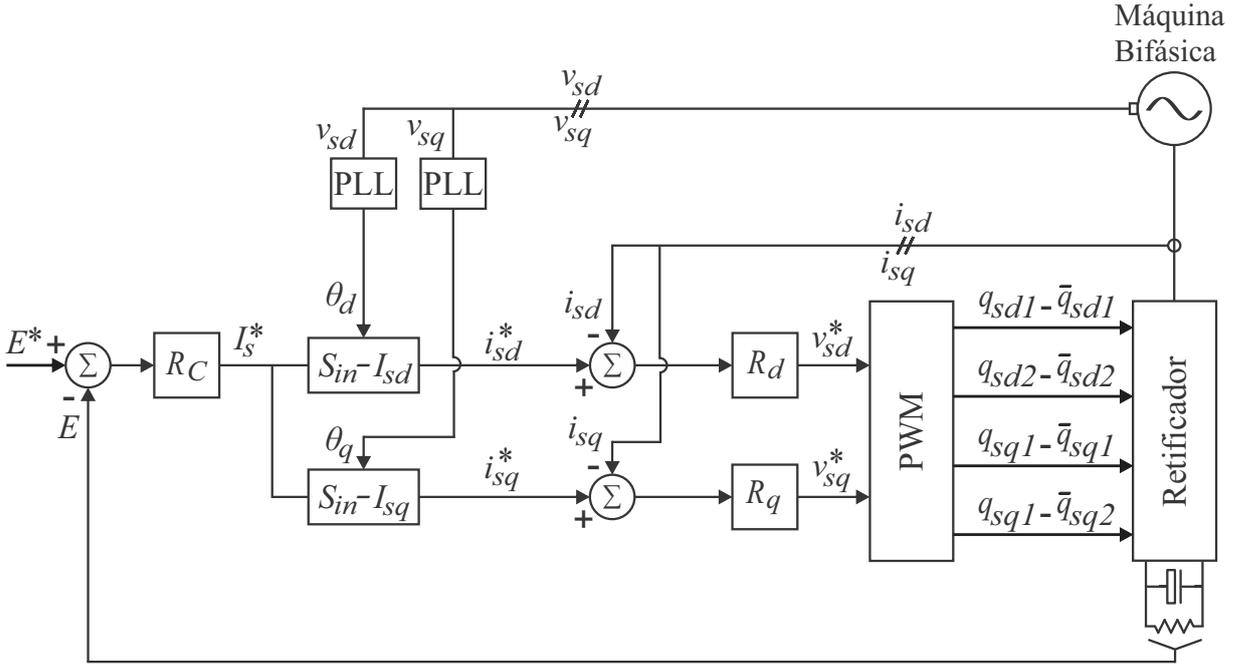


Figura 2.3 – Diagrama de controle para as topologias B1 e B2.

Pode-se observar, a partir do diagrama de controle, que o valor da tensão do barramento CC E é regulado para seu valor de referência, E^* , por meio de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_C . Esse controlador determina o valor da amplitude, I_s^* , das correntes de fase da máquina.

O controle do fator de potência, para a obtenção de correntes com baixa distorção harmônica, é realizado a partir da sincronização das correntes instantâneas de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* com as tensões v_{sd} e v_{sq} geradas pelo retificador, respectivamente. Essa sincronização é representada pelo bloco S_{in} , que utiliza a amplitude fornecida pelo controlador de tensão do barramento CC, I_s^* , e as fases θ_d e θ_q obtidas pelo esquema de PLL (*Phase-Locked Loop*), proposto em [37], para gerar as correntes de referência na entrada.

As correntes de entrada são reguladas por controladores de dupla sequência (controlador de sequência positiva e negativa) definidos em [58, 59], representados na Figura 2.3 pelos blocos R_d e R_q . Quando a variável que se almeja controlar é senoidal, o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente, já o controlador de dupla sequência garante o erro nulo para uma variável de natureza alternada que possua frequência igual a ω_e , pois o controlador fornece ganho infinito para sinais de entrada com frequência ω_e . Esse controlador pode ser modelado no tempo pelas seguintes equações:

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2k_i \epsilon_j \quad (2.25)$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -\omega_e x_a \quad (2.26)$$

$$v_m^* = x_a + k_p \epsilon_j \quad (2.27)$$

onde x_a e x_b são as variáveis de estado do controlador, k_p e k_i são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador, v_m^* é a saída do controlador e $\epsilon_j = i_j - i_j^*$ é o erro de corrente. Com $j = d, q$ e $m = d, q$, esse controlador define as tensões de referência de entrada do conversor, v_{sd}^* e v_{sq}^* .

As tensões de referência fornecidas por esses controladores, são processadas pelo bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.6)-(2.9), para a configuração B1, e pelas equações (2.19)-(2.22), para a configuração B2. Essas tensões de polo de referência são comparadas com portadoras PWM triangulares de alta frequência a fim de determinar os estados das chaves do conversor. Para a configuração B1, são gerados os sinais de gatilhamento das chaves q_{sd1} e q_{sq1} e para a configuração B2, são gerados os sinais de gatilhamento das chaves q_{sd1} , q_{sq1} , q_{sd2} e q_{sq2} .

2.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas duas topologias de retificadores unidirecionais que utilizam quatro chaves do tipo IGBT. O modelo dinâmico, a estratégia PWM e a estratégia de controle para cada topologia foram discutidos. Nota-se que, devido a utilização de pontes mistas, para evitar a distorção das correntes na passagem por zero, deve-se fazer com que a potência reativa fornecida pela máquina seja nula. Para tanto, a estratégia de controle é feita de tal modo que a corrente fique em fase com a tensão gerada pelo conversor a fim de reduzir a distorção harmônica causada pelo diodo na passagem pelo zero da corrente. Estas topologias oferecem vantagens como simplicidade de implementação de PWM e controle, proteção natural contra curto circuito (somente na configuração B2) e baixo custo de construção.

3 Retificador com Três Interruptores Bidirecionais

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas duas topologias compostas cada uma por três interruptores bidirecionais e por três braços de diodos. Para cada uma das topologias é realizada uma análise dos seus estados topológicos, sendo a partir destes, estabelecida uma estratégia de modulação vetorial com a finalidade de determinar pulsos de comando dos interruptores. Como estas topologias possuem um fluxo de potência unidirecional, a modulação vetorial torna-se dependente das correntes e, deste modo, são definidos setores de operação para os retificadores conforme os sentidos das correntes. Também é apresentada uma estratégia de controle cujos objetivos são: controlar a tensão no barramento CC e obter uma corrente de entrada senoidal com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência.

3.2 Retificador com Três Interruptores Bidirecionais Conectados em Y – Topologia B3

Na Figura 3.1 é ilustrado o diagrama esquemático da topologia B3. Esta estrutura é composta por uma ponte trifásica de diodos e por três interruptores bidirecionais. A máquina bifásica é configurada com o neutro conectado em um dos braços do conversor, assim como as fases da própria. Os interruptores bidirecionais são posicionados entre as fases e o neutro, formando uma conexão em Y, no sentido de criar um caminho alternativo para circulação de corrente.

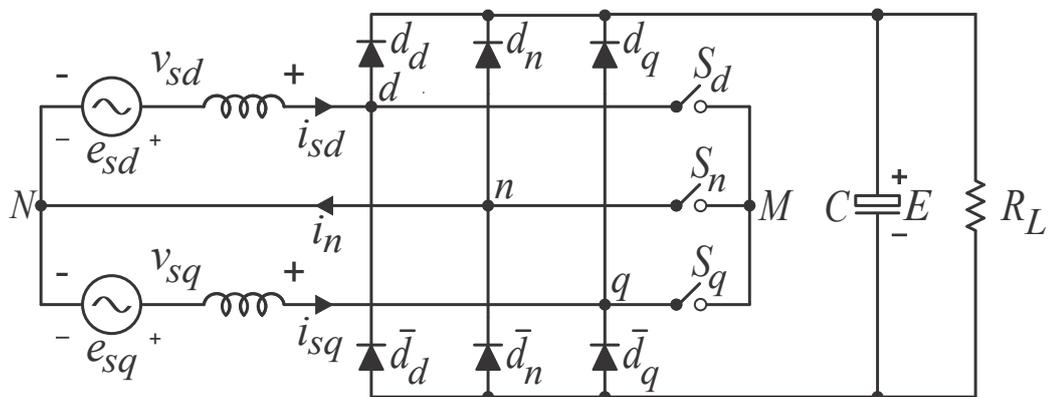


Figura 3.1 – Diagrama esquemático da topologia B3.

3.2.1 Estados Topológicos

Devido a presença da ponte de diodos, a configuração B3 apresenta estados topológicos que não dependem somente das posições dos interruptores, mas também do sentido das correntes. Esta dependência dos estados topológicos impõe que a análise de operação de B3 seja dividida em setores, em que cada setor se caracteriza por uma combinação diferente das correntes. Como esta configuração é alimentada por um sistema bifásico com neutro, existem seis combinações possíveis entre os sentidos das correntes. Neste caso, considerando-se as correntes de entrada em fase com as tensões dos enrolamentos da máquina, definem-se seis setores de corrente em um período de rede, conforme ilustrado na Figura 3.2.

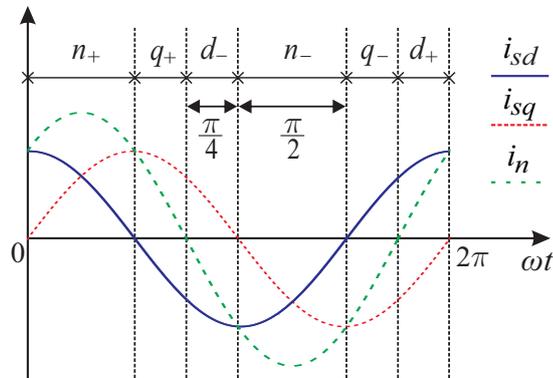


Figura 3.2 – Definição dos setores de corrente para a topologia B3.

Percebe-se que existem dois setores com intervalos de duração de $\pi/2$ e quatro setores com intervalos de duração de $\pi/4$ que delimitam a operação desta configuração. Estes setores são denominados de n_+ , q_+ , d_- , n_- , q_- e d_+ conforme a corrente de maior amplitude. Como o estado de comutação dos interruptores está associado a variável binária S_i ($i = d, n, q$), onde $S_i = 1$ indica interruptor fechado e $S_i = 0$ indica interruptor aberto, tem-se oito estados topológicos possíveis em cada um desses setores.

Nestes estados topológicos, os sentidos das correntes de entrada e os possíveis caminhos de circulação de corrente pelo conversor da configuração B3 determinam se o interruptor comandado estará ou não conduzindo. Pode ocorrer a situação em que o interruptor está fechado, mas não existe caminho para a circulação de corrente pelo mesmo.

Quando os três interruptores estão abertos, o potencial dos pontos d , n e q depende do sentido das correntes. Para que haja circulação direta de corrente de uma fase para outra ou entre uma fase e o neutro, sem circular corrente pela carga, pelo menos dois dos três interruptores devem estar fechados.

Na Figura 3.3 são ilustrados os estados topológicos para o setor d_+ . Pode-se observar que existem apenas quatro estados topológicos distintos, apesar de haver oito possíveis

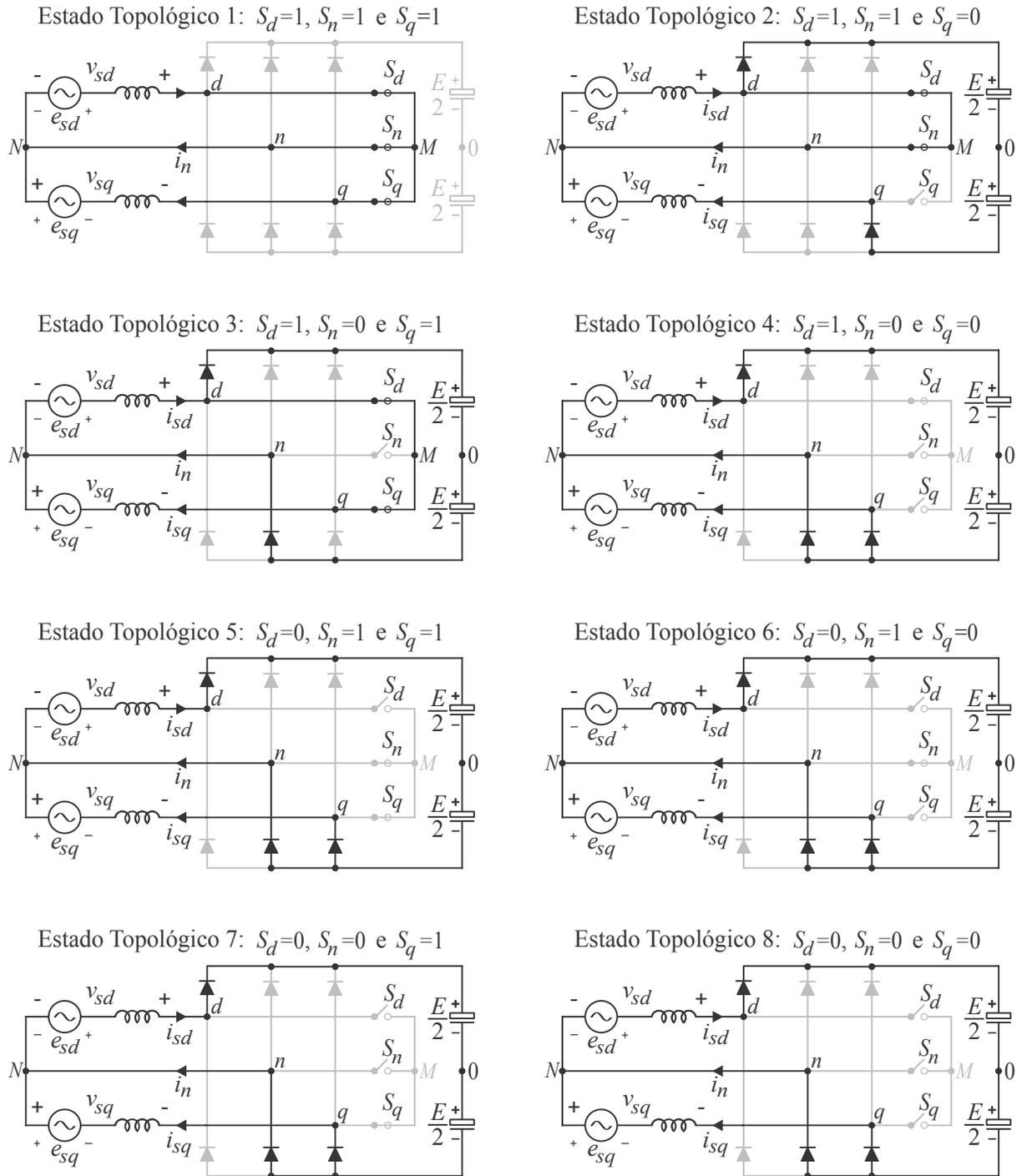


Figura 3.3 – Estados topológicos da topologia B3 no setor d_+ .

combinações para os estados dos interruptores. Esta conjuntura se repete para os outros setores de correntes, sendo possível estender a análise realizada neste setor para outros setores, considerando-se os sentidos das correntes de cada braço.

Neste setor, tem-se $i_{sd} > 0$, $i_n > 0$, $i_{sq} < 0$ e, convencionalmente, considera-se o sinal positivo para as correntes entrado no conversor e negativo para as correntes saindo do conversor. Entretanto, como a corrente de neutro é a soma das duas outras correntes ($i_n = i_{sd} + i_{sq}$), convencionam-se o sinal positivo para a corrente de neutro saindo do

conversor e negativo para a corrente de neutro entrando no conversor. Deste modo, i_{sd} está entrando no conversor, enquanto i_n e i_{sq} estão saindo do conversor. Mesmo para os setores d_+ e d_- , em que as correntes têm o mesmo sinal, não é possível que três correntes apresentem o mesmo sentido.

3.2.2 PWM Vetorial

3.2.2.1 Análise Vetorial

As tensões nos enrolamentos da máquina v_{sd} e v_{sq} (ver Figura 3.1) geradas pelo retificador da topologia B3 podem ser calculadas da seguinte forma:

$$v_{sd} = v_d - v_n \quad (3.1)$$

$$v_{sd} = v_q - v_n \quad (3.2)$$

onde v_d , v_n e v_q representam, respectivamente, as tensões nos pontos d , n e q dos braços do conversor da Figura 3.1.

As tensões v_d , v_n e v_q são obtidas, em cada braço de B3, não apenas variando o estado dos interruptores, mas também em função do sentido das correntes. Sendo assim, pela análise dos estados topológicos da Figura 3.3, nota-se que quando um dos três interruptores está aberto ou quando os três interruptores estão abertos, as tensões v_d , v_n e v_q dependem somente do sentido da corrente no respectivo braço e são, respectivamente, $E/2$, $-E/2$ e $-E/2$ (E é tensão de barramento CC). Por outro lado, quando os três interruptores estão fechados, as correntes de entrada circulam em roda livre. Neste caso, os pontos d , n e q estão conectados ao ponto M da Figura 3.1 e, conseqüentemente, as tensões v_d , v_n e v_q apresentam o mesmo potencial elétrico.

Considerando ainda os estados topológicos da Figura 3.3, nota-se que pode haver estados em que ocorre circulação direta de corrente de uma fase para outra ou entre uma fase e o neutro, obrigando que a tensão de determinado braço seja correspondente a tensão de outro braço. Estas situações ocorrem quando dois dos três interruptores estão fechados, ou seja, nos estados topológicos 2 e 3. No estado topológico 2, como i_n circula diretamente da fase d para o neutro, sem circular corrente pela carga, $v_n = v_d$. Já no estado topológico 3, como i_{sq} circula diretamente da fase d para fase q , $v_q = v_d$. Logo, as tensões v_d , v_n e v_q são, respectivamente, para o estado topológico 2, $E/2$, $E/2$ e $-E/2$ e para o estado topológico 3, $E/2$, $-E/2$ e $E/2$. O estado topológico 5 também apresenta dois dos três interruptores fechados, porém a combinação entre a posição dos interruptores e o sentido das correntes impede a circulação direta de corrente.

A determinação de todos os vetores de tensão disponíveis ocorre por meio da análise dos estados topológicos para a configuração B3 operando em cada setor de corrente. O

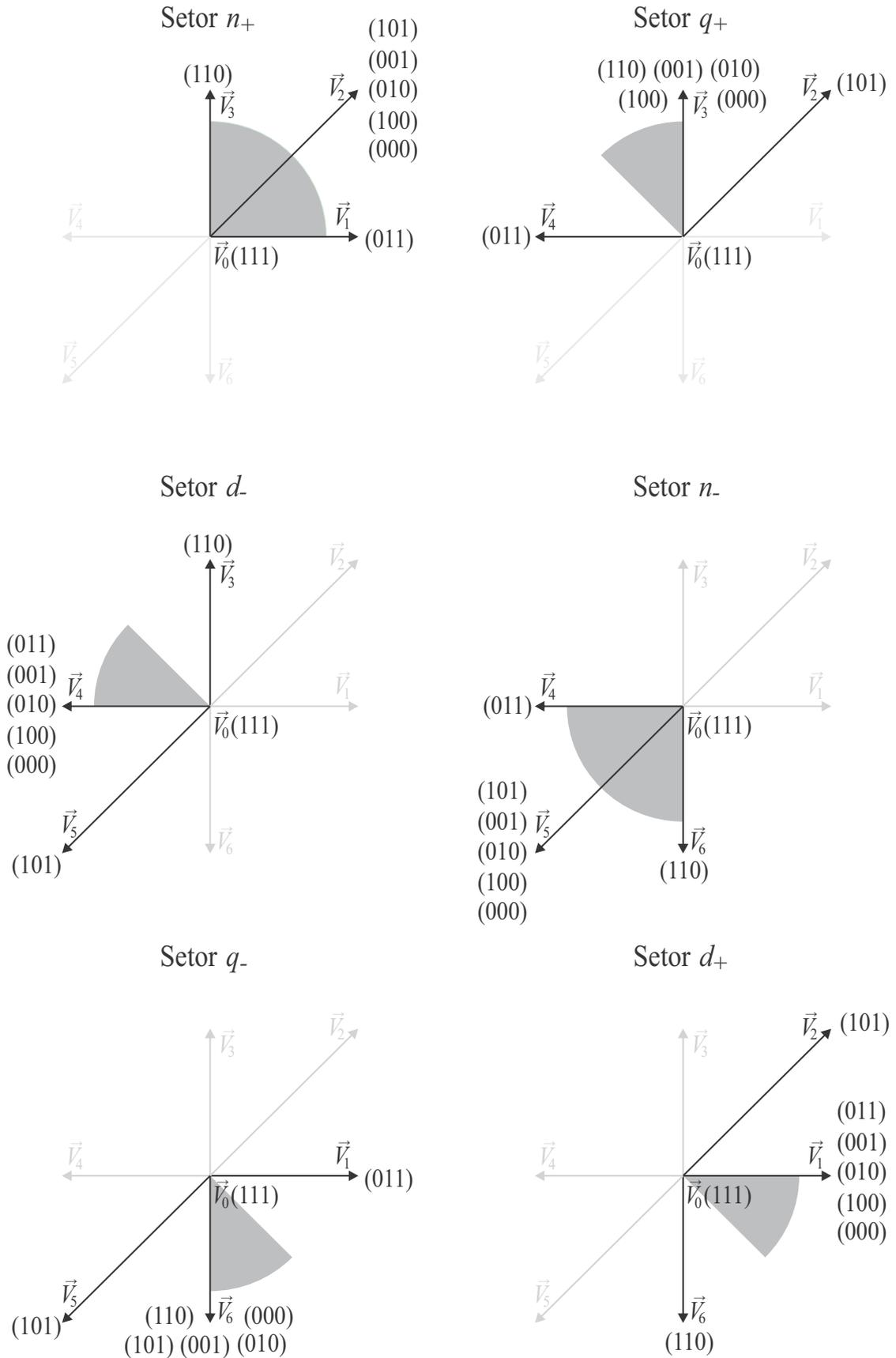


Figura 3.4 – Vetores gerados pelo retificador da topologia B3 em cada setor de corrente.

limite da região de modulação linear para cada um desses mapas de vetores tem valor igual a $E/\sqrt{2}$ para tensões de fase. Na Figura 3.4 são ilustrados os vetores gerados pelo conversor em cada setor corrente, cuja localização no plano dq está destacada em cinza. O mapa com todos os vetores realizáveis para a topologia B3 é ilustrado na Figura 3.5. Na Tabela 3.1 é mostrada a representação polar desses vetores.

Como o sentido das correntes influencia nos vetores de tensão gerados pelo retificador da configuração B3, são definidos oito subsetores (SS), delimitados pela intersecção dos seis setores de tensão (região entre vetores adjacentes) com os seis setores de corrente. A representação espacial dos vetores realizáveis e a definição dos subsetores estão ilustrados na Figura 3.6.

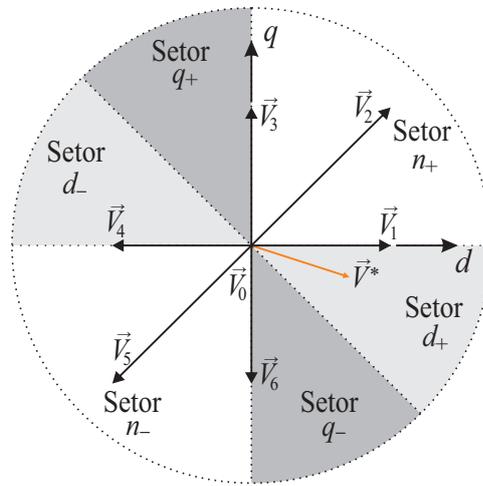


Figura 3.5 – Mapa com todos vetores realizáveis para a topologia B3.

Analisando o subsetor $6d_+$, observa-se que nesta região i_{sd} é positiva e possui maior módulo de corrente, i_n é positiva e i_{sq} é negativa e verifica-se, também, neste subsetor que o vetor referência \vec{V}^* pode ser sintetizado pelos vetores $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_6$.

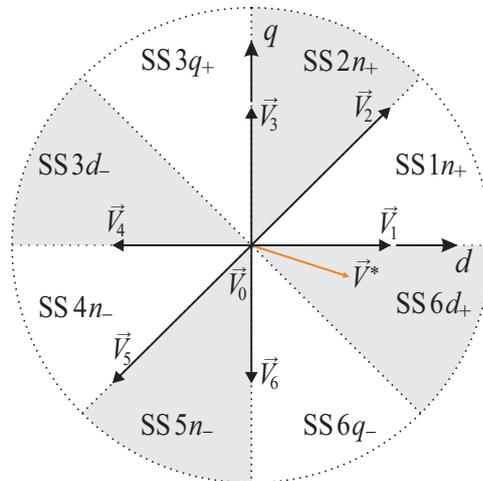


Figura 3.6 – Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsetores para a topologia B3.

Tabela 3.1 – Representação polar dos vetores gerados pelo retificador da topologia B3.

Vetor	v_d	v_n	v_q	v_{sd}	v_{sq}	Rep. Vetorial
\vec{V}_0	M	M	M	0	0	0
\vec{V}_1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+E$	0	E
\vec{V}_2	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	E	E	$\sqrt{2}Ee^{j\pi/4}$
\vec{V}_3	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	E	$Ee^{j\pi/2}$
\vec{V}_4	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-E$	0	$Ee^{j\pi}$
\vec{V}_5	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-E$	$-E$	$\sqrt{2}Ee^{j5\pi/4}$
\vec{V}_6	$+\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$-E$	$Ee^{j3\pi/2}$

Para estes sentidos de corrente, o vetor \vec{V}_6 pode ser realizado no estado topológico 2 e o vetor \vec{V}_1 pode ser realizado nos estados topológicos 4, 5, 6, 7 e 8, conforme mostrados na Figura 3.3. O vetor nulo \vec{V}_0 é obtido quando os três interruptores estão conduzindo ao mesmo tempo e é realizado no estado topológico 1 da Figura 3.3.

A redundância dos estados topológicos 4, 5, 6, 7 e 8 caracterizam-se por não alterar o modo de funcionamento da estrutura quando o interruptor referente a fase d (que apresenta a corrente de maior intensidade) está aberto, independentemente de qual seja o estado de comutação dos dois outros interruptores. Diante disso, para determinação dos estados de comutação associados aos vetores de tensão da topologia B3, adotou-se a metodologia proposta em [60]. Esta abordagem consiste em manter fechado o interruptor conectado ao braço ligado a fase (ou ao neutro) que possui a corrente de maior intensidade, permitindo reduzir o número comutações dos interruptores.

Assim sendo, os estados de comutação utilizados para a geração dos vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_6 são definidos de modo que o interruptor S_d permaneça fechado durante todo intervalo de duração do subsetor $6d_+$, conforme mostrados na Tabela 3.2.

Para o subsetor $6q_-$, verifica-se que i_{sq} é negativa e apresenta maior módulo de corrente, i_n é negativa e i_{sd} é positiva e tem-se que vetores a serem sintetizados são os mesmos do caso anterior, isto é, \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_6 . Como neste subsetor a corrente de maior intensidade é a i_{sq} , o interruptor S_q deve permanecer fechado durante todo intervalo de duração deste subsetor, conforme mostrados na Tabela 3.3.

Tabela 3.2 – Estados de comutação para subsetor $6d_+$ da topologia B3.

Vetor	S_d	S_n	S_q
\vec{V}_6	1	1	0
\vec{V}_1	1	0	0
\vec{V}_0	1	1	1

Tabela 3.3 – Estados de comutação para subsetor $6q_-$ da topologia B3.

Vetor	S_d	S_n	S_q
\vec{V}_6	0	0	1
\vec{V}_1	0	1	1
\vec{V}_0	1	1	1

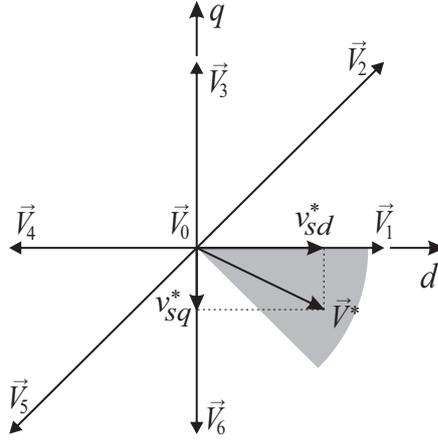
Estendendo esta lógica para os outros subsetores têm-se os estados de comutação da Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Estados de comutação para todos os subsetores da topologia B3.

Subsetor	Vetor	S_d	S_n	S_q	Subsetor	Vetor	S_d	S_n	S_q
$1n_+$	\vec{V}_1	0	1	1	$2n_+$	\vec{V}_2	0	1	0
	\vec{V}_2	0	1	0		\vec{V}_3	1	1	0
	\vec{V}_0	1	1	1		\vec{V}_0	1	1	1
$3q_+$	\vec{V}_3	0	0	1	$3d_-$	\vec{V}_3	1	1	0
	\vec{V}_4	0	1	1		\vec{V}_4	1	0	0
	\vec{V}_0	1	1	1		\vec{V}_0	1	1	1
$4n_-$	\vec{V}_4	0	1	1	$5n_-$	\vec{V}_6	0	1	0
	\vec{V}_5	0	1	0		\vec{V}_7	1	1	0
	\vec{V}_0	1	1	1		\vec{V}_0	1	1	1
$6q_-$	\vec{V}_6	0	0	1	$6d_+$	\vec{V}_6	1	1	0
	\vec{V}_1	0	1	1		\vec{V}_1	1	0	0
	\vec{V}_0	1	1	1		\vec{V}_0	1	1	1

3.2.2.2 Implementação dos Vetores

A síntese do vetor de tensão de referência será feita seguindo os conceitos básicos da modulação vetorial adotados em [61]. Para os subsetores $1n_+$, $2n_+$, $4n_-$ e $5n_-$, o procedimento consiste em utilizar o vetor nulo e os dois vetores adjacentes ao subsetor


 Figura 3.7 – Projeção de vetores para o subsetor $6d_+$.

em que este vetor se encontra. Para os subsetores $3q_+$, $3d_-$, $6q_-$ e $6d_+$, o procedimento consiste em utilizar o vetor nulo e mais dois vetores, um adjacente ao subsetor e outro atrasado ou adiantado de $\pi/4$, pertencente ao mesmo setor de tensão.

Logo, para o subsetor $6d_+$ o vetor de referência, $\vec{V}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$, será uma composição dos vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 (adjacente) e \vec{V}_6 (atrasado de $\pi/4$), conforme mostrado na Figura 3.7, cuja relação matemática é obtida pela média ponderada dos intervalos de aplicação dos vetores. Tem-se, então:

$$\vec{V}^* T_s = \vec{V}_0 t_0 + \vec{V}_6 t_6 + \vec{V}_1 t_1 \quad (3.3)$$

Onde t_0 , t_6 e t_1 representam os intervalos de aplicação, respectivamente, dos vetores \vec{V}_0 (nulo), \vec{V}_6 e \vec{V}_1 , restritos ao período de comutação dado por:

$$T_s = t_0 + t_6 + t_1 \quad (3.4)$$

A partir da Tabela 3.1, sabe-se que $\vec{V}_0 = 0$, $\vec{V}_6 = -jE$ e $\vec{V}_1 = E + j0$. Aplicando estes resultados na equação (3.3) obtém-se as seguintes relações:

$$\vec{V}^* T_s = -jEt_6 + (E + j0)t_1 = (v_{sd}^* + jv_{sq}^*) T_s \quad (3.5)$$

Explicitando-se a equação vetorial em termo dos componentes dq , os intervalos de aplicação t_1 e t_6 para o subsetor $6d_+$ podem ser calculados pelas seguintes expressões:

$$t_6 = -v_{sq}^{s*} \frac{T_s}{E} \quad (3.6)$$

$$t_1 = v_{sd}^{s*} \frac{T_s}{E} \quad (3.7)$$

O intervalo de aplicação do vetor nulo é expresso por:

$$t_0 = T_s - t_6 - t_1 \quad (3.8)$$

As relações dos tempos de aplicação dos vetores para todos os subsetores são mostradas na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Definição dos tempos de aplicação dos vetores para topologia B3.

Subsetor	Tempos de Aplicação dos Vetores		
$1n_+$	$t_1 = (v_{sd}^{s*} - v_{sq}^{s*}) \frac{T_s}{E}$	$t_2 = v_{sq}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_1 - t_2$
$2n_+$	$t_2 = v_{sd}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_3 = (v_{sq}^{s*} - v_{sd}^{s*}) \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_2 - t_3$
$3q_+$ e $3d_-$	$t_3 = v_{sq}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_4 = -v_{sd}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_3 - t_4$
$4n_-$	$t_4 = (v_{sq}^{s*} - v_{sd}^{s*}) \frac{T_s}{E}$	$t_5 = -v_{sq}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_4 - t_5$
$5n_-$	$t_5 = -v_{sd}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_6 = (v_{sd}^{s*} - v_{sq}^{s*}) \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_5 - t_6$
$6q_-$ e $6d_+$	$t_6 = -v_{sq}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_1 = v_{sd}^{s*} \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_6 - t_1$

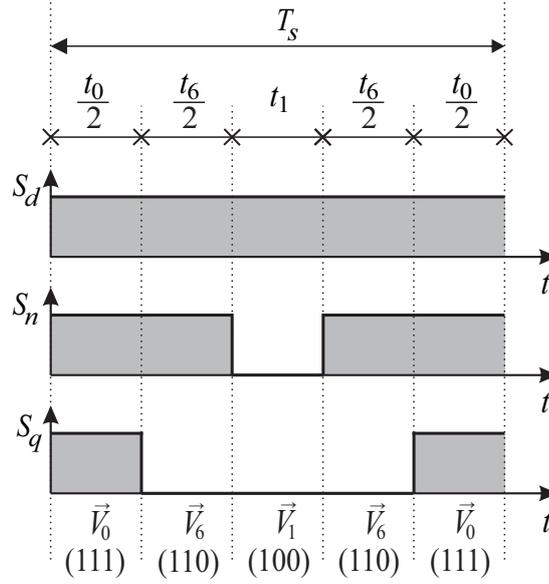
3.2.2.3 Sequência de Vetores

A partir dos resultados da Tabela 3.4 podem ser determinadas as sequências de vetores e as respectivas larguras de pulso dos interruptores para cada um dos subsetores.

Visando reduzir o número de comutações dos interruptores, as sequências das distribuições dos vetores foram definidas de modo que o nível do sinal de comando, nos três interruptores, esteja igual no início e no fim do período de comutação, tornando-as simétricas em relação à metade do período de comutação. Neste caso, visto que um interruptor sempre precisa estar comandado, todas as sequências devem iniciar e terminar com os interruptores fechados, garantido que comutações desnecessárias sejam evitadas.

Para exemplificar a metodologia aplicada, a sequência de distribuição dos vetores serão detalhadas para os subsetores $6d_+$ e $6q_-$.

No subsetor $6d_+$, a sequência usada para minimizar as comutações foi dividida em cinco segmentos e na seguinte ordem: $\vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0$. Esta sequência resulta nos pulsos de comando apresentados na Figura 3.8.


 Figura 3.8 – Pulsos de comando para o subsetor $6d_+$ da topologia B3.

As larguras de pulso de comando em cada interruptor podem ser calculadas a partir da soma dos tempos de aplicação dos vetores em um período de comutação. Então, tem-se as seguintes larguras de pulso:

$$\tau_d = T_s = t_0 + t_6 + t_1 \quad (3.9)$$

$$\tau_n = t_0 + t_6 = T_s - t_1 \quad (3.10)$$

$$\tau_q = t_0 = T_s - t_1 - t_6 \quad (3.11)$$

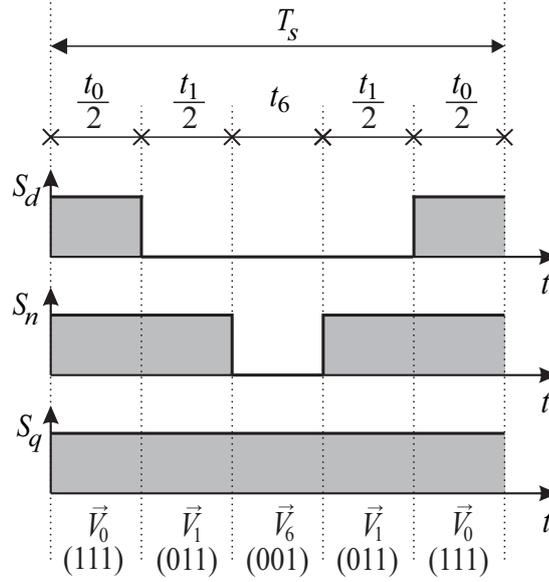
A partir dos tempos de aplicação do subsetor $6d_+$, mostrados na Tabela 3.5, determinam-se as larguras de pulso em função das grandezas dq :

$$\tau_d = T_s \quad (3.12)$$

$$\tau_n = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s \quad (3.13)$$

$$\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s \quad (3.14)$$

No subsetor $6q_-$, a seqüência de vetores apresenta a seguinte ordem: $\vec{V}_0\vec{V}_1\vec{V}_6\vec{V}_1\vec{V}_0$. Os pulsos de comando para esta seqüência são ilustrados na Figura 3.9.


 Figura 3.9 – Pulsos de comando para o subsetor $6q_-$ da topologia 3.

Logo, as larguras de pulso para os comandos dos interruptores neste subsetor podem ser calculadas da seguinte forma:

$$\tau_d = t_0 = T_s - t_1 - t_6 \quad (3.15)$$

$$\tau_n = t_0 + t_1 = T_s - t_6 \quad (3.16)$$

$$\tau_q = T_s = t_0 + t_6 + t_1 \quad (3.17)$$

As larguras de pulso de comando em cada interruptor em função dos componentes dq são dadas pelas seguintes expressões:

$$\tau_d = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E} \right) T_s \quad (3.18)$$

$$\tau_n = \left(1 + \frac{v_{sq}^*}{E} \right) T_s \quad (3.19)$$

$$\tau_q = T_s \quad (3.20)$$

As seqüências de vetores para os outros subsetores são definidas empregando-se as mesmas considerações utilizadas para os subsetores $6d_+$ e $6q_-$, conforme apresentadas na Tabela 3.6.

Tabela 3.6 – Sequência de vetores para todos subsetores de B3.

Subsetor	Sequência	Subsetor	Sequência
$1n_+$	$\vec{V}_0\vec{V}_1\vec{V}_2\vec{V}_1\vec{V}_0$	$2n_+$	$\vec{V}_0\vec{V}_3\vec{V}_2\vec{V}_3\vec{V}_0$
$3q_+$	$\vec{V}_0\vec{V}_4\vec{V}_3\vec{V}_4\vec{V}_0$	$3d_-$	$\vec{V}_0\vec{V}_3\vec{V}_4\vec{V}_3\vec{V}_0$
$4n_-$	$\vec{V}_0\vec{V}_4\vec{V}_5\vec{V}_4\vec{V}_0$	$5n_-$	$\vec{V}_0\vec{V}_6\vec{V}_5\vec{V}_6\vec{V}_0$
$6q_-$	$\vec{V}_0\vec{V}_1\vec{V}_6\vec{V}_1\vec{V}_0$	$6d_+$	$\vec{V}_0\vec{V}_6\vec{V}_1\vec{V}_6\vec{V}_0$

 Tabela 3.7 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsetores de B3.

Setor	Larguras de pulso	Setor	Larguras de pulso
n_+	$\tau_d = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$	q_+	$\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E} - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = \left(1 - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = T_s$
d_-	$\tau_d = T_s$ $\tau_n = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E} - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$	n_-	$\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = T_s$ $\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
q_-	$\tau_d = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = \left(1 + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = T_s$	d_+	$\tau_d = T_s$ $\tau_n = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$

As larguras de pulso dos interruptores S_d , S_n e S_q em termos das variáveis dq para todos os subsetores são mostradas na Tabela 3.7. Observa-se que as expressões que caracterizam as larguras de pulso para o subsetor $1n_+$ são as mesmas para subsetor $2n_+$, ou seja, as expressões que caracterizam ambos subsetores são as mesmas para o setor de corrente n_+ . Esta condição também se repete para setor de corrente n_- . Logo, não existe necessidade de se identificar os subsetores, pode-se somente impor os setores de corrente

a partir das tensões de fase referência, visto que estão em fase com a corrente de entrada.

Na Figura 3.10 é apresentada a evolução dos sinais de comando dos subsetores em um período da rede. Nota-se que o interruptor conectado ao braço vinculado a corrente de maior módulo está sempre fechado e que cada um dos outros dois interruptores é comandado a conduzir e bloquear apenas uma vez em cada período de comutação. Consequentemente, o número de comutações dos interruptores para a implementação dos vetores é mínimo. Além disso, constata-se que a distribuição dos sinais de comando e dos vetores é simétrica em relação à metade do período de comutação e que no início e no fim de cada período os interruptores estão fechados.

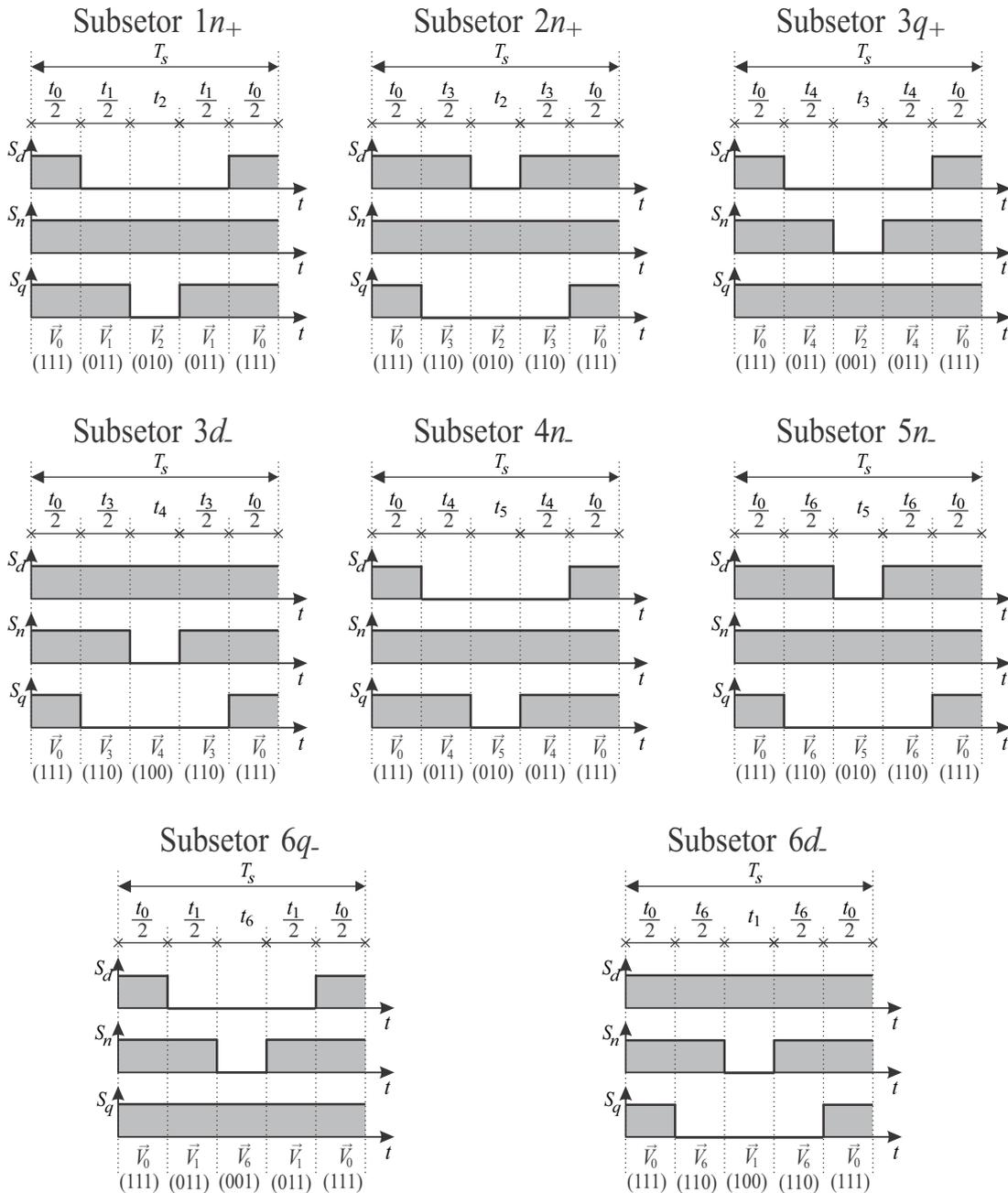


Figura 3.10 – Sinais de comando dos subsetores de B3 em um período da rede.

3.3 Retificador com Três Interruptores Bidirecionais Conectados em Δ – Topologia B4

Na Figura 3.11 é ilustrado o diagrama esquemático da topologia B4. Esta configuração também é composta por uma ponte trifásica de diodos, na qual são conectadas as fases e o neutro da máquina, e por três interruptores bidirecionais. No entanto, os interruptores bidirecionais desta estrutura são posicionados entre os braços do retificador, formando uma conexão em delta.

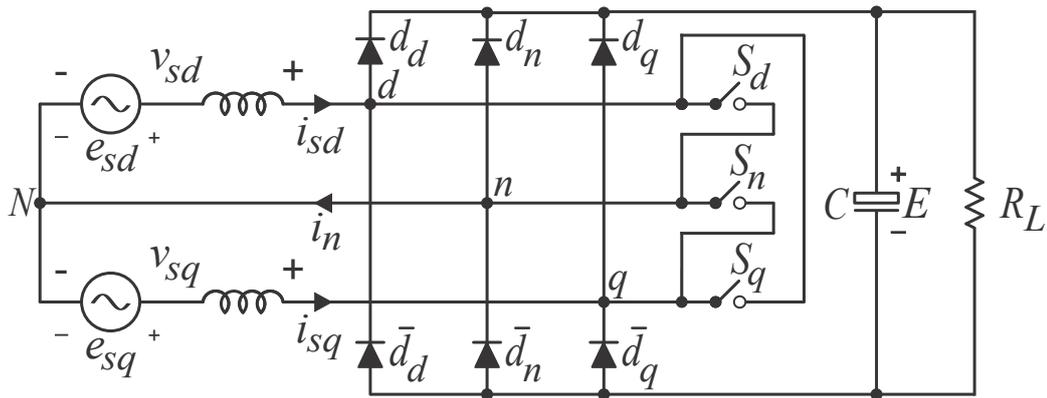


Figura 3.11 – Diagrama esquemático da topologia B4.

3.3.1 Estados Topológicos

Os sentidos das correntes são fundamentais para determinação do modo de funcionamento de B4, já que esta estrutura é formada por braços de diodos. Neste contexto, a análise dos modos de operação desta configuração pode ser dividida pelos mesmos seis setores de corrente, n_+ , q_+ , d_- , n_- , q_- e d_+ , definidos para a topologia B3, conforme mostrado na Figura 3.12.

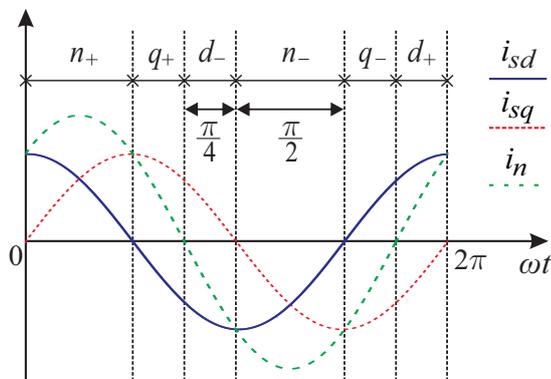


Figura 3.12 – Definição dos setores de corrente para a topologia B4.

As variações topológicas de cada um desses setores são alcançadas mediante a mudança de posição de três interruptores. Uma vez que o estado de comutação de cada

interruptor está associado a variável binária S_i ($i = d, n, q$), onde $S_i = 1$ indica interruptor fechado e $S_i = 0$ indica interruptor aberto, tem-se oito estados topológicos possíveis em cada um desses setores.

Identicamente a configuração B3, sempre que os três interruptores estão abertos na topologia B4, o potencial dos pontos d , n e q depende exclusivamente do sentido das correntes na respectiva fase ou neutro. Em contrapartida, para que haja circulação direta de corrente de uma fase para outra ou entre uma fase e o neutro, sem circular corrente pela carga, somente um dos três interruptores precisa estar fechado em B4, enquanto que em B3 são necessários que dois interruptores estejam fechados. Conseqüentemente, em B4 as perdas por condução são menores, já que na etapa de acumulação de energia há apenas um interruptor bidirecional no caminho da corrente, ao invés de dois.

Os estados topológicos para o setor d_+ são mostrados na Figura 3.13, em que se observa a existência de quatro etapas equivalentes (estados topológicos 1, 2, 3 e 5). Também é notado a equivalência entre os estados topológicos 6 e 8.

3.3.2 PWM Vetorial

3.3.2.1 Análise Vetorial

As tensões nos enrolamentos da máquina v_{sd} e v_{sq} (ver Figura 3.11) geradas pelo retificador da topologia B4 são calculadas conforme as seguintes expressões:

$$v_{sd} = v_d - v_n \quad (3.21)$$

$$v_{sq} = v_q - v_n \quad (3.22)$$

onde v_d , v_n e v_q representam, respectivamente, as tensões nos pontos d , n e q da Figura 3.11.

A determinação das tensões v_d , v_n e v_q dependem da posição dos interruptores, bem como do sentido das correntes. Assim, pela análise dos estados topológicos da Figura 3.13, percebe-se que quando os três interruptores estão abertos, as tensões v_d , v_n e v_q dependem apenas do sentido da corrente no respectivo braço e são, respectivamente, $E/2$, $-E/2$ e $-E/2$ (E é tensão de barramento CC). No entanto, quando dois ou os três interruptores estão fechados, as correntes de entrada circulam em roda livre. Diante disso, os pontos d , n e q são iguais e as tensões v_d , v_n e v_q apresentam o mesmo potencial.

Avaliando ainda os estados topológicos da Figura 3.13, nota-se que ocorre circulação direta de corrente em alguns estados, fazendo com que a tensão de determinado braço seja correspondente a de outro. Estes casos acontecem quando apenas um dos três interruptores está fechado, ou seja, nos estados topológicos 4 e 7. No estado topológico

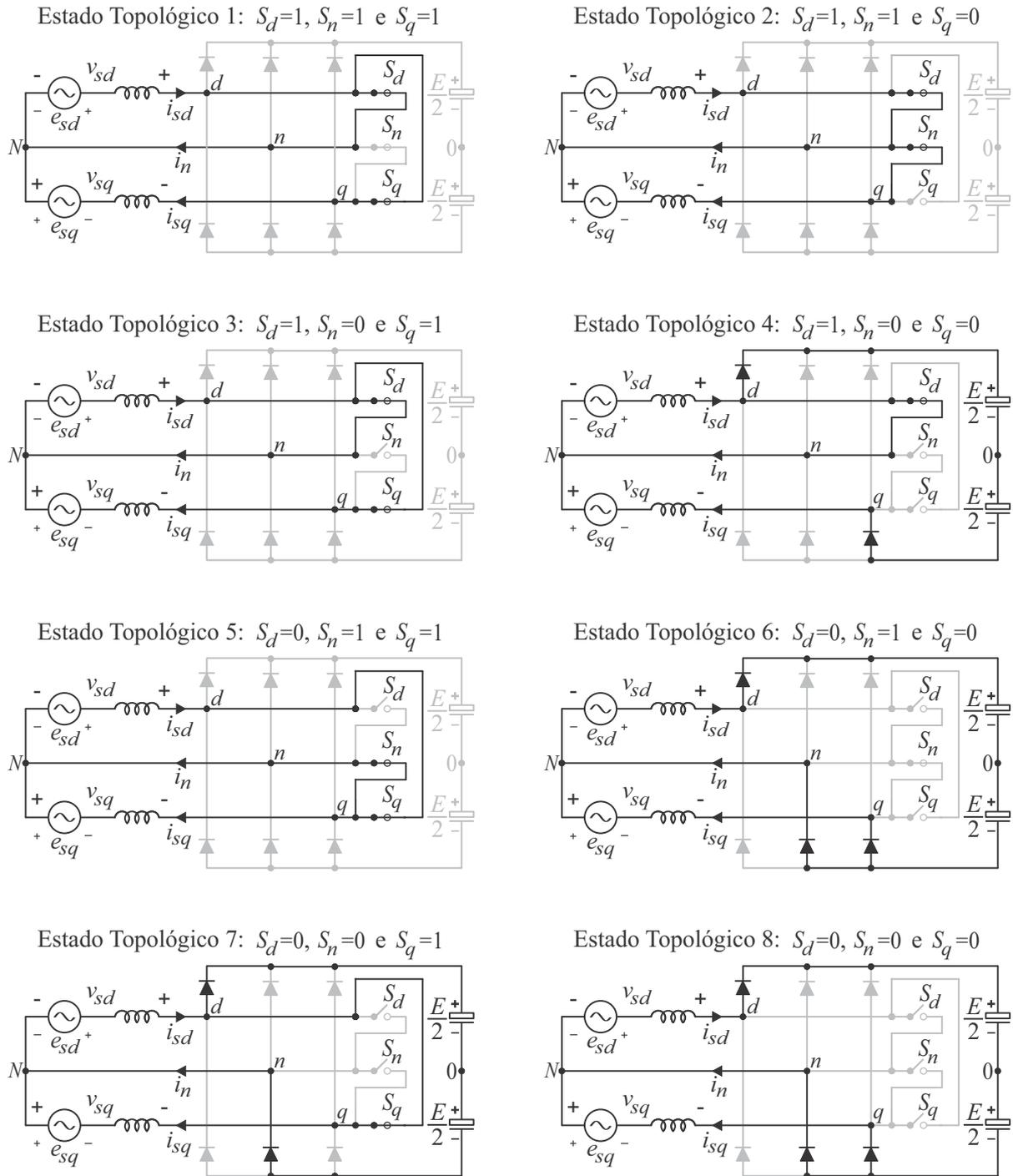


Figura 3.13 – Estados topológicos da configuração B4 no setor d_+ .

4, como i_n circula diretamente da fase d para o neutro, $v_n = v_d$. Já no estado topológico 5, como i_{sq} circula diretamente da fase d para fase q , $v_q = v_d$. Assim, as tensões v_d , v_n e v_q são, respectivamente, para o estado topológico 4, $E/2$, $E/2$ e $-E/2$ e para o estado topológico 7, $E/2$, $-E/2$ e $E/2$. O estado topológico 6 também apresenta apenas um interruptor fechado, no entanto a combinação entre a posição dos interruptores e o sentido das correntes impossibilita a circulação direta de corrente.

A obtenção de todos os vetores de tensão disponíveis ocorre mediante a análise dos

estados topológicos para a configuração B4 operando em cada setor de corrente. Na Figura 3.14 são ilustrados os vetores gerados pelo conversor em cada setor corrente, enquanto na Tabela 3.8 são mostrados a representação polar desses vetores.

Tabela 3.8 – Representação polar dos vetores gerados pelo retificador da topologia B4.

Vetor	v_d	v_n	v_q	v_{sd}	v_{sq}	Rep. Vetorial
\vec{V}_0	Pontos d , n e q iguais			0	0	0
\vec{V}_1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+E$	0	E
\vec{V}_2	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	E	E	$\sqrt{2}Ee^{j\pi/4}$
\vec{V}_3	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	E	$Ee^{j\pi/2}$
\vec{V}_4	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-E$	0	$Ee^{j\pi}$
\vec{V}_5	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-E$	$-E$	$\sqrt{2}Ee^{j5\pi/4}$
\vec{V}_6	$+\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$-E$	$Ee^{j3\pi/2}$

Igualmente a topologia B3, são definidos os mesmos oito subsetores (SS), delimitados pela intersecção dos seis setores de tensão (região entre vetores adjacentes) com os seis setores de corrente. A representação espacial dos vetores realizáveis e a definição dos subsetores estão ilustrado Figura 3.15.

Considerando o subsetor $6d_+$, nota-se que nesta região i_{sd} é positiva e possui maior módulo de corrente, i_n é positiva e i_{sq} é negativa e observa-se, também, neste subsetor que o vetor referência \vec{V}^* pode ser sintetizado pelos vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_6 . Neste âmbito, para estes sentidos de correntes, o vetor \vec{V}_6 pode ser realizado no estado topológico 4 e o vetor \vec{V}_1 pode ser realizado nos estados topológicos 6 e 8, conforme mostrados na Figura 3.13. O vetor nulo \vec{V}_0 é obtido quando dois dos três interruptores estão conduzindo ao mesmo tempo e é realizado nos estados topológicos 1, 2, 3 e 5, conforme mostrada na 3.13.

A equivalência dos estados topológicos 1, 2, 3 e 5 é caracterizada por manter sempre um interruptor sem condução (isto é, dois interruptores sempre conduzido), enquanto que os outros estados topológicos são realizados no máximo com um interruptor conduzindo. Conseqüentemente, o procedimento empregado para determinação dos estados de comutação associados aos vetores de B4 consiste em manter um dos interruptores sempre bloqueado em cada subsetor. Ou seja, aplicou-se uma lógica que considera um dos interruptores aberto durante todo o intervalo de duração do subsetor.

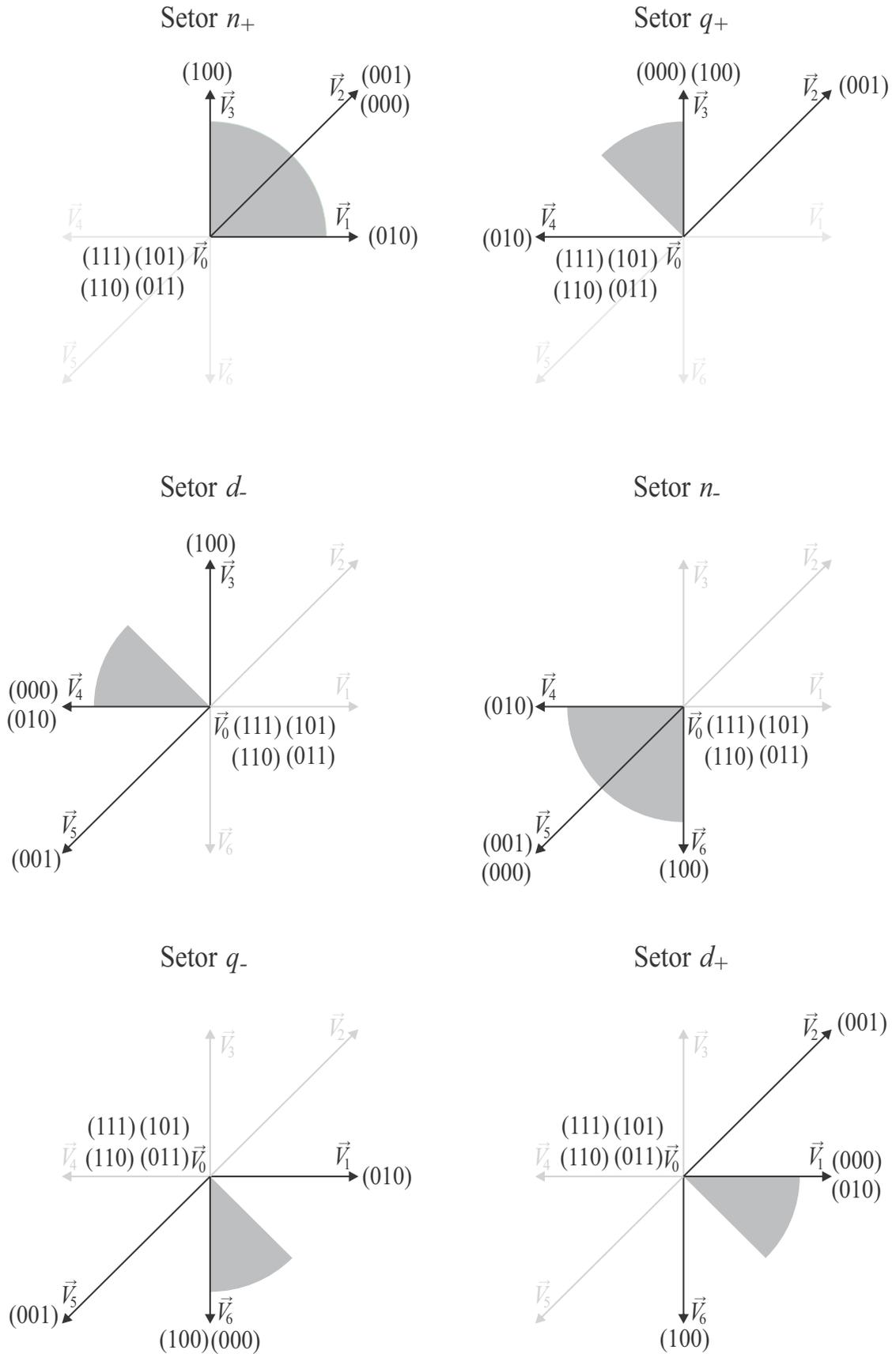


Figura 3.14 – Vetores gerados pelo retificador da topologia B4 em cada setor de corrente.

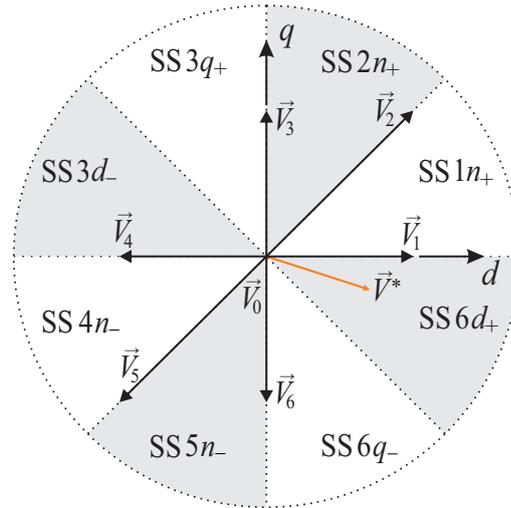


Figura 3.15 – Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsetores para a topologia B4.

Assim, os estados de comutação usados para a geração dos vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_6 são determinados de forma que o interruptor S_n permaneça aberto durante todo subsetor $6d_+$, conforme mostrados na Tabela 3.9.

 Tabela 3.9 – Estados de comutação para subsetor $6d_+$ da topologia B4.

Vetor	S_d	S_n	S_q
\vec{V}_6	1	0	0
\vec{V}_1	0	0	0
\vec{V}_0	1	0	1

Já para o subsetor $6q_-$, verifica-se que i_{sq} é negativa e apresenta maior módulo de corrente, i_n é negativa e i_{sd} é positiva e tem-se que vetores a serem sintetizados são os mesmos do caso anterior, isto é, \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_6 . Logo, os estados de comutação utilizados para geração desses vetores são definidos de maneira que o interruptor S_d permaneça aberto durante todo subsetor $6q_-$, conforme apresentado na Tabela 3.10.

 Tabela 3.10 – Estados de comutação para subsetor $6q_-$ da topologia B4.

Vetor	S_d	S_n	S_q
\vec{V}_6	0	0	0
\vec{V}_1	0	1	0
\vec{V}_0	0	1	1

Estendendo esta lógica para os outros subsetores têm-se os estados de comutação da Tabela 3.11.

Tabela 3.11 – Estados de comutação para todos os subsetores da topologia B4.

Subsetor	Vetor	S_d	S_n	S_q	Subsetor	Vetor	S_d	S_n	S_q
$1n_+$	\vec{V}_1	0	1	0	$2n_+$	\vec{V}_2	0	0	0
	\vec{V}_2	0	0	0		\vec{V}_3	1	0	0
	\vec{V}_0	1	1	0		\vec{V}_0	1	1	0
$3q_+$	\vec{V}_3	0	0	0	$3d_-$	\vec{V}_3	1	0	0
	\vec{V}_4	0	1	0		\vec{V}_4	0	0	0
	\vec{V}_0	0	1	1		\vec{V}_0	1	0	1
$4n_-$	\vec{V}_4	0	1	0	$5n_-$	\vec{V}_6	0	0	0
	\vec{V}_5	0	0	0		\vec{V}_7	1	0	0
	\vec{V}_0	1	1	0		\vec{V}_0	1	1	0
$6q_-$	\vec{V}_6	0	0	0	$6d_+$	\vec{V}_6	1	0	0
	\vec{V}_1	0	1	0		\vec{V}_1	0	0	0
	\vec{V}_0	0	1	1		\vec{V}_0	1	0	1

3.3.2.2 Implementação dos Vetores

A síntese do vetor de tensão de referência para esta topologia é realizada conforme a metodologia empregada na *subseção* 3.2.2.2. Visto que os vetores de tensão realizáveis são idênticos ao de B3, as relações dos tempos de aplicação dos vetores para configuração B4 são as mesmas apresentadas na Tabela 3.5.

3.3.2.3 Sequência de Vetores

A partir dos resultados da Tabela 3.11 podem ser determinadas as sequências de vetores e as respectivas larguras de pulso dos interruptores para cada um dos subsetores.

As sequências das distribuições dos vetores foram determinadas com o objetivo de minimizar o número de comutações. Neste sentido, sabendo que um interruptor não precisa ser comandado, o nível do sinal de comando, nos três interruptores, deve ser o mesmo no início e no fim do período de comutação, ou seja, todas as sequências devem iniciar e terminar com os interruptores abertos, de forma que sejam evitadas comutações desnecessárias.

Mais uma vez, utilizam-se os subsetores $6d_+$ e $6q_-$ para exemplificar a metodologia aplicada.

Para o subsetor $6d_+$, a sequência que minimizar as comutações foi dividida em cinco segmentos e na seguinte ordem: $\vec{V}_1\vec{V}_6\vec{V}_0\vec{V}_6\vec{V}_1$. Esta sequência gera os pulsos de comando

apresentados na Figura 3.16.

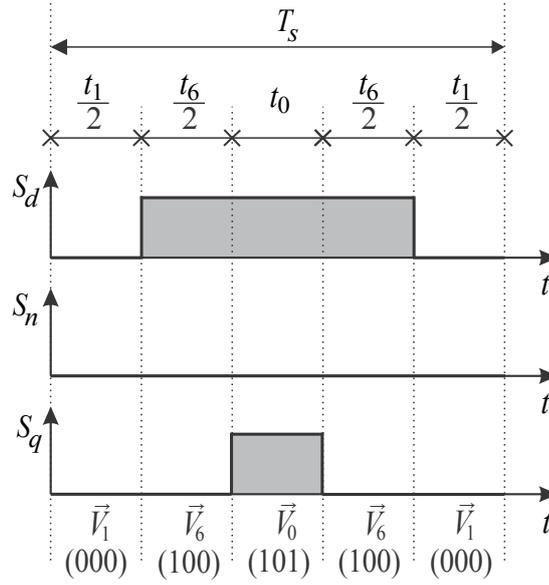


Figura 3.16 – Pulsos de comando para o subsetor $6d_+$ da topologia B4.

As larguras de pulso de comando em cada interruptor são calculadas pelo somatório dos tempos de aplicação dos vetores em um período de comutação. Neste caso, tem-se as seguintes larguras de pulso:

$$\tau_d = t_0 + t_6 = T_s - t_1 \quad (3.23)$$

$$\tau_n = 0 \quad (3.24)$$

$$\tau_q = t_0 = T_s - t_1 - t_6 \quad (3.25)$$

Utilizando os tempos de aplicação do subsetor $6d_+$, mostrados na Tabela 3.5, determinam-se as larguras de pulso em função das grandezas dq :

$$\tau_d = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s \quad (3.26)$$

$$\tau_n = 0 \quad (3.27)$$

$$\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s \quad (3.28)$$

Para o subsetor $6q_-$, a seqüência de vetores apresenta a seguinte ordem: $\vec{V}_6\vec{V}_1\vec{V}_0\vec{V}_1\vec{V}_6$. Os pulsos de comando para esta seqüência são ilustrados na Figura 3.17.

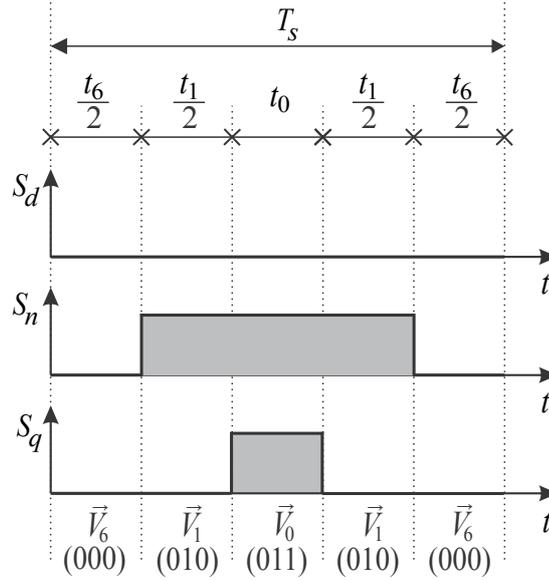


Figura 3.17 – Pulsos de comando para o subsetor $6q_-$ da topologia B4.

Então, as larguras de pulso para os comandos dos interruptores neste subsetor são expressas do seguinte modo:

$$\tau_d = 0 \quad (3.29)$$

$$\tau_n = t_0 + t_1 = T_s - t_6 \quad (3.30)$$

$$\tau_q = t_0 = T_s - t_1 - t_6 \quad (3.31)$$

As larguras de pulso de comando em cada interruptor em função dos componentes dq são dadas por:

$$\tau_d = 0 \quad (3.32)$$

$$\tau_n = \left(1 + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s \quad (3.33)$$

$$\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s \quad (3.34)$$

As sequências de vetores para os outros subsectores são definidas empregando-se as mesmas considerações utilizadas para os subsectores $6d_+$ e $6q_-$, conforme apresentadas na Tabela 3.12.

Tabela 3.12 – Sequência de vetores para todos subsetores da topologia B4.

Subsetor	Sequência	Subsetor	Sequência
$1n_+$	$\vec{V}_2\vec{V}_1\vec{V}_0\vec{V}_1\vec{V}_2$	$2n_+$	$\vec{V}_2\vec{V}_3\vec{V}_0\vec{V}_3\vec{V}_2$
$3q_+$	$\vec{V}_3\vec{V}_4\vec{V}_0\vec{V}_4\vec{V}_3$	$3d_-$	$\vec{V}_4\vec{V}_3\vec{V}_0\vec{V}_3\vec{V}_4$
$4n_-$	$\vec{V}_5\vec{V}_4\vec{V}_0\vec{V}_4\vec{V}_5$	$5n_-$	$\vec{V}_5\vec{V}_6\vec{V}_0\vec{V}_6\vec{V}_5$
$6q_-$	$\vec{V}_6\vec{V}_1\vec{V}_0\vec{V}_1\vec{V}_6$	$6d_+$	$\vec{V}_1\vec{V}_6\vec{V}_0\vec{V}_6\vec{V}_1$

As larguras de pulso dos interruptores S_d , S_n e S_q em termos das variáveis dq para todos os subsectores são mostradas na Tabela 3.13. Observa-se que, semelhantemente a topologia B3, não existe necessidade de se identificar os subsectores, pode-se apenas identificar setores de correntes a partir das tensões de fase referência, uma vez que estão sincronizadas com a corrente de entrada.

 Tabela 3.13 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsectores de B4.

Setor	Larguras de pulso	Setor	Larguras de pulso
n_+	$\tau_d = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = \left(1 - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = 0$	q_+	$\tau_d = 0$ $\tau_n = \left(1 - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E} - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
d_-	$\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = 0$ $\tau_q = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E} - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$	n_-	$\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = \left(1 + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_d = 0$
q_-	$\tau_d = 0$ $\tau_n = \left(1 + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$	d_+	$\tau_d = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_n = 0$ $\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E} + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$

Na Figura 3.18 é apresentada a evolução dos sinais de comando dos subsectores em

um período da rede. Verifica-se que um dos interruptores está sempre aberto e que cada um dos outros dois interruptores é comandado a conduzir e bloquear apenas uma vez em cada período de comutação. Como resultado, o número de comutações dos interruptores para a implementação dos vetores é mínimo. Além disso, constata-se que a distribuição dos sinais de comando e dos vetores é simétrica em relação à metade do período de comutação e que no início e no fim de cada período os interruptores estão abertos.

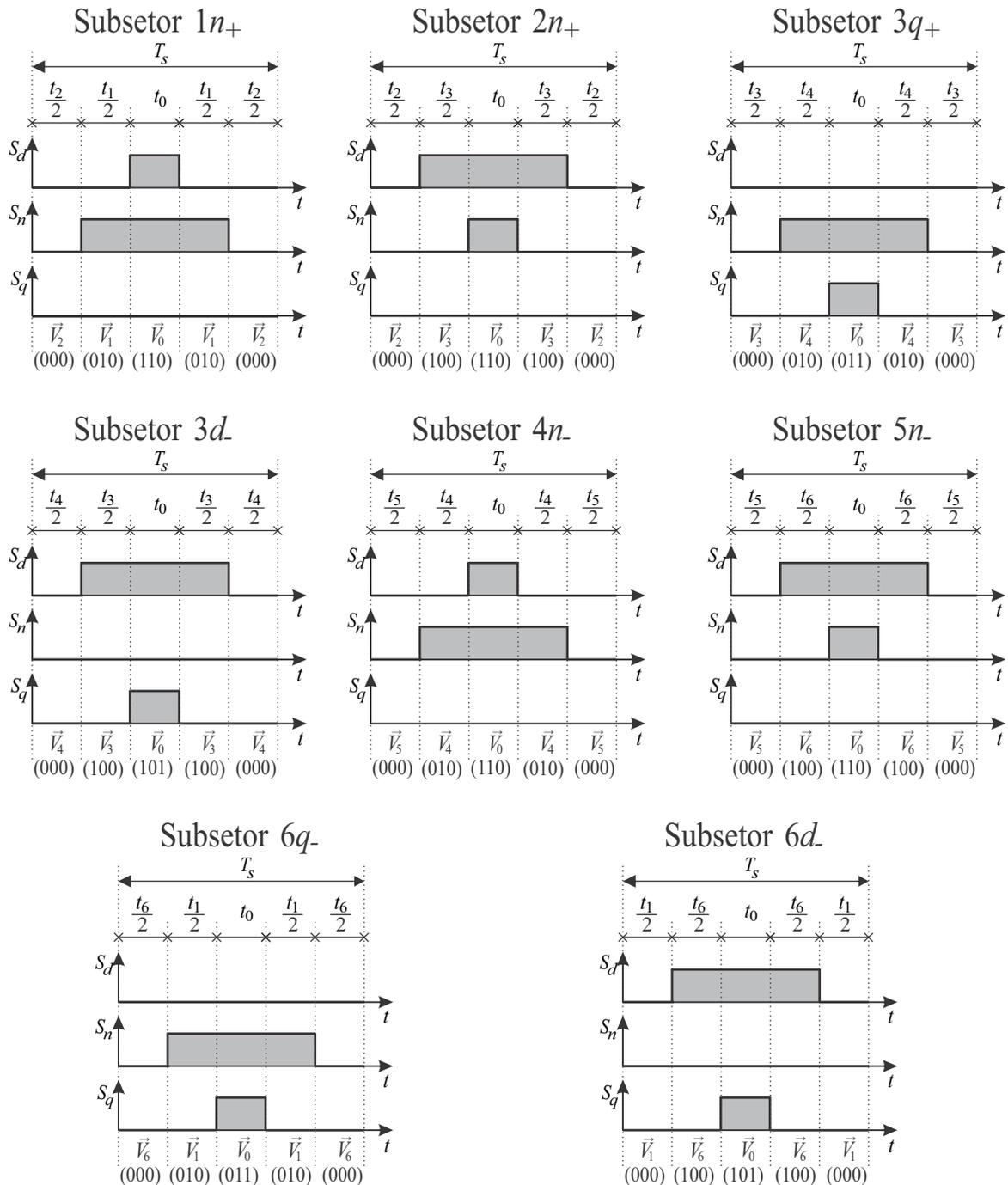


Figura 3.18 – Sinais de comando dos subsetores de B4 em um período da rede.

3.4 Estratégia de Controle

Na Figura 3.19 é ilustrado o diagrama de controle válido para as duas topologias investigadas neste capítulo. A estratégia de controle adotada garante a obtenção de correntes de entrada senoidais com baixa distorção harmônica, bem como o controle da tensão do barramento CC.

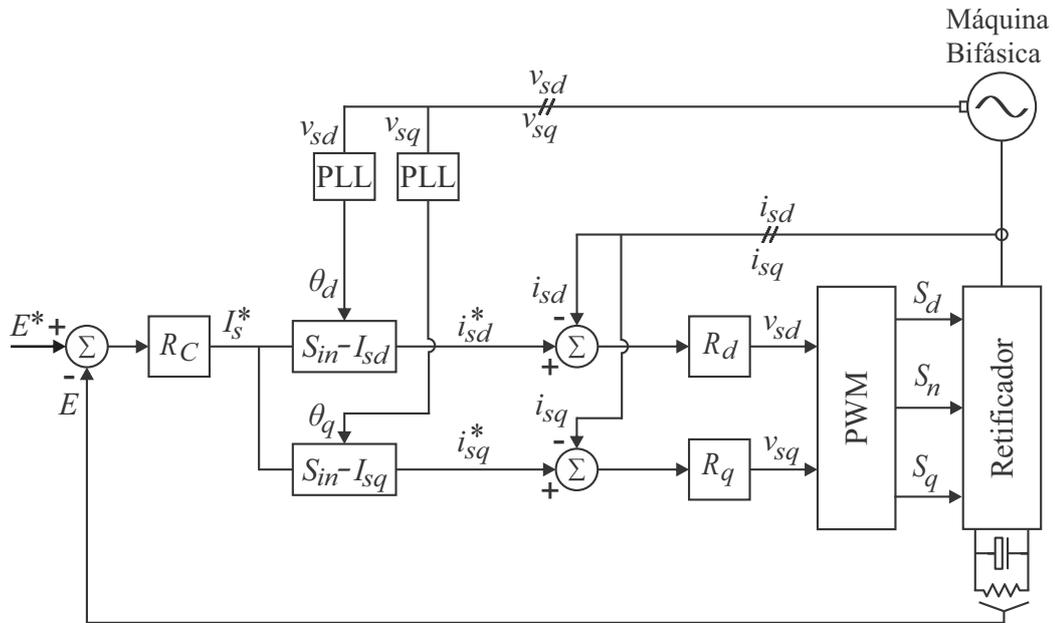


Figura 3.19 – Diagrama de controle para as topologias B3 e B4.

Nota-se, a partir do diagrama de controle, que o valor da tensão do barramento CC, E , é regulado para seu valor de referência E^* por meio de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_C . Esse controlador determina o valor da amplitude, I_s^* , das correntes de fase da máquina.

O controle do fator de potência, para a obtenção de correntes com baixo conteúdo harmônico, é feito através da sincronização das correntes instantâneas de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* com as tensões v_{sd} e v_{sq} geradas pelo retificador, respectivamente. Essa sincronização é desempenhada pelo bloco S_{in} , que usa a amplitude fornecida pelo controlador de tensão do barramento CC, I_s^* , e as fases θ_d e θ_q obtidas pelo esquema de PLL para gerar as correntes de referência na entrada.

Em seguida, os valores das correntes de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* são comparados, respectivamente, com os valores medidos i_{sd} e i_{sq} . Os erros gerados vão para os controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_d e R_q . As tensões de referência fornecidas por estes controladores, v_{sd}^* e v_{sq}^* , são processadas pelo bloco PWM que, por sua vez, gera os sinais de gatilhamento dos interruptores S_d , S_n e S_q .

3.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas duas topologias de conversores CA-CC que fazem uso de três interruptores bidirecionais. O modo de funcionamento, a estratégia de modulação vetorial e a estratégia de controle para cada topologia foram descritos. No que diz respeito a estratégia PWM, destaca-se o fato de que para a análise dos vetores disponíveis é necessário considerar o sentido das correntes de entrada, visto que as topologias investigadas têm um fluxo de potência unidirecional. Como principal diferença entre a aplicação da modulação vetorial para as topologias B4 e B3, pode-se evidenciar que no primeiro caso, é possível escolher uma sequência de vetores de forma que um dos interruptores fique aberto durante o intervalo de duração de um setor, permitindo, portanto, reduzir as perdas por condução.

4 Retificadores com Dois Interruptores Bidirecionais

4.1 Introdução

Neste capítulo são propostas duas topologias constituídas cada uma por dois interruptores bidirecionais, sendo que uma apresenta dois braços de diodos e outra utiliza quadro braços de diodos. Para ambas topologias é apresentada uma análise dos seus estados topológicos com a finalidade de conhecer o comportamento das tensões gerados pelo conversor. Também são definidas as estratégias de modulação vetorial com o propósito de determinar pulsos de comando dos interruptores. Para isso, são estabelecidos setores de operação para os retificadores conforme os sentidos das correntes, uma vez que ambas topologias apresentam fluxo unidirecional de potência. Por fim, apresenta-se uma estratégia de controle para obtenção de uma corrente de entrada senoidal com reduzido conteúdo harmônico e elevado fator de potência.

4.2 Retificador com Dois Interruptores Bidirecionais Conectados ao Neutro – Topologia B5

Na Figura 4.1 é ilustrado o diagrama esquemático da topologia B5. Esta configuração é composta por dois braços de diodos e por dois interruptores bidirecionais. Cada braço do conversor está conectado a uma fase da máquina, cujo neutro está ligado ao ponto central 0 do barramento de capacitores. Os interruptores bidirecionais estão posicionados de modo que cada fase da máquina esteja conectada diretamente ao ponto 0. A carga do retificador é formada por um a resistência R_L conectada em paralelo ao barramento CC.

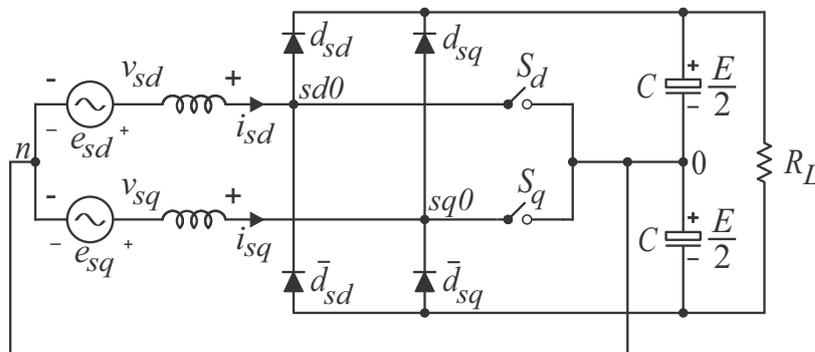


Figura 4.1 – Diagrama esquemático da topologia B5.

4.2.1 Estados Topológicos

O modo de funcionamento da configuração B5 não depende só dos estados de comutação dos interruptores, mas também do sentido das correntes, visto que esta estrutura é formada por braços de diodos. Diante disso, a análise dos estados topológicos pode ser dividida em setores, onde cada setor representa uma combinação diferente dos sentidos das correntes. Na Figura 4.2 estão ilustrados todos os setores de corrente possíveis em um período de rede, assumindo que as correntes de entrada estão em fase com as respectivas tensões.

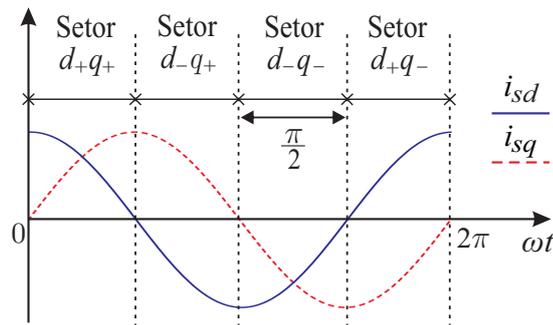


Figura 4.2 – Definição dos setores de corrente para a topologia B5.

Nota-se que existem quatro setores que delimitam a operação da topologia B5 em intervalos de duração de $\pi/2$. Estes setores são denominados de d_+q_+ , d_-q_+ , d_-q_- e d_+q_- conforme a polaridade das correntes de fase. Como o estado de comutação dos interruptores está associado a variável binária S_i ($i = d, q$), onde $S_i = 1$ indica interruptor fechado e $S_i = 0$ indica interruptor aberto, tem-se um total de 16 estados topológicos, quatro em cada um desses setores.

A partir da análise dos estados topológicos para um determinado setor de corrente é possível conhecer o comportamento das tensões de fase v_{sd} e v_{sq} , geradas diretamente em cada braço do retificador da topologia B5, conforme mostradas na Figura 4.1, e generalizar este comportamento para os outros setores. Na Figura 4.3 são ilustrados os estados topológicos da configuração B5 operando no setor d_-q_+ como exemplificação.

Neste setor tem-se $i_{sd} < 0$ e $i_{sq} > 0$ e verifica-se que não existem estados topológicos redundantes. Nota-se que quando o interruptor S_d está aberto, a tensão v_{sd} depende do sentido da corrente, ou seja, como a corrente $i_{sd} < 0$, a mesma circula pelo capacitor inferior e, conseqüentemente, a tensão v_{sd} é $-E/2$ (E é tensão de barramento CC). De forma análoga, quando o interruptor S_q está aberto, já que a corrente $i_{sq} > 0$, a mesma circula pelo capacitor superior e, conseqüentemente, a tensão v_{sq} é $E/2$. Por outro lado, quando um dos interruptores está fechado, cria-se um caminho alternativo para circulação de corrente de fase ao ponto central do barramento CC. Neste caso, a respectiva tensão de fase é 0.

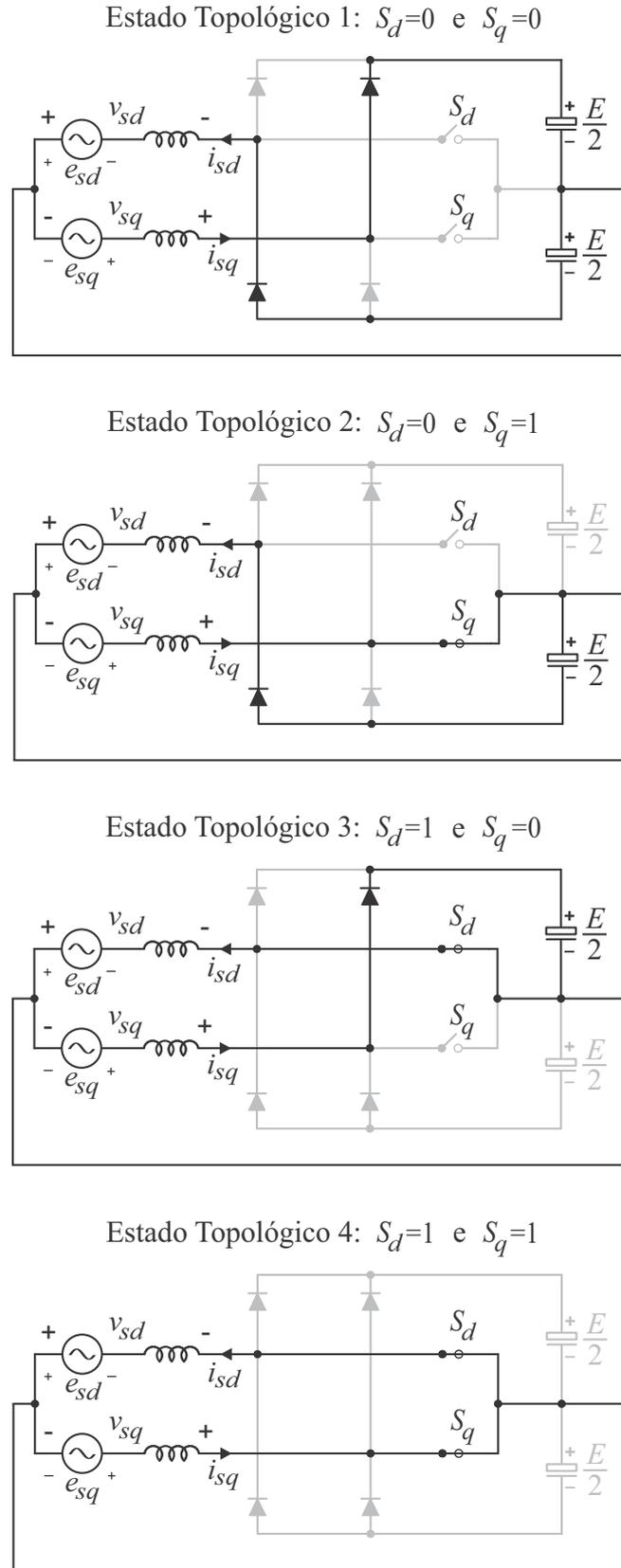


Figura 4.3 – Estados topológicos da configuração B5 no setor $d-q_+$.

4.2.2 PWM Vetorial

4.2.2.1 Análise Vetorial

Pela análise dos estados topológicos, sabe-se que as tensões de fase v_{sd} e v_{sq} geradas pelo retificador da configuração B5 dependem dos estados de comutação dos interruptores e do sentido das correntes de fase. Quando o interruptor está aberto, o valor da tensão de fase é determinado pelo sentido da corrente na respectiva fase e quando o interruptor está fechado, este valor é nulo. Isto limita cada uma destas tensões a assumir apenas três valores distintos: $E/2$, 0 ou $-E/2$. Logo, as tensões de fase podem ser escritas em função do sinal das correntes i_{sd} e i_{sq} e dos estados dos interruptores S_d e S_q da seguinte maneira:

$$v_{sd} = \begin{cases} (1 - S_d) \frac{E}{2}, & \text{quando } i_{sd} \geq 0 \\ -(1 - S_d) \frac{E}{2}, & \text{quando } i_{sd} < 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

$$v_{sq} = \begin{cases} (1 - S_q) \frac{E}{2}, & \text{quando } i_{sq} \geq 0 \\ -(1 - S_q) \frac{E}{2}, & \text{quando } i_{sq} < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

A determinação de todos os vetores de tensão disponíveis ocorre por meio da variação dos estados de comutação dos interruptores S_d e S_q para todas as regiões de operação da configuração B5. Como resultado, obtêm-se diferentes conjuntos de vetores para cada setor de corrente, ou seja, um total de 16 vetores de tensão possíveis, quatro em cada um dos setores.

Os vetores de tensão disponíveis para a topologia B5 operando no setor de corrente d_{-q_+} são mostrados na Tabela 4.1. Na Figura 4.4 são ilustrados a disposição espacial desses vetores e a região onde se localiza o setor d_{-q_+} no plano dq .

Tabela 4.1 – Vetores de tensão para a topologia B5 no setor d_{-q_+} .

S_d	S_q	v_{sd}	v_{sq}	Rep. Vetorial
0	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{j3\pi/4}$
0	1	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}e^{j\pi}$
1	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}e^{j\pi/2}$
1	1	0	0	0

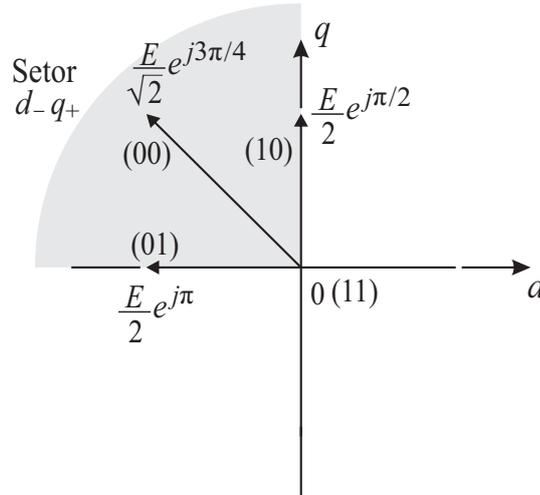


Figura 4.4 – Disposição espacial dos vetores no setor $d-q_+$ da topologia B5.

Nota-se que nesta região existem quatro vetores distintos: um vetor nulo, um vetor grande (com amplitude $E/\sqrt{2}$) e dois vetores pequenos (com amplitude $E/2$). Cada um desses vetores é reflexo de um estado topológico que ocorre neste setor. Neste contexto, o vetor nulo pode ser realizado no estado topológico 4, quando ambos interruptores estão fechados, o vetor grande pode ser realizado no estado topológico 1, quando ambos interruptores então abertos, e os dois vetores pequenos são realizados pelos estados topológicos 2 e 3, quando um dos interruptores está aberto e outro está fechado, conforme mostrados na Figura 4.3.

Variando-se os estados dos interruptores para outros setores de corrente, pode-se construir um mapa com todos os vetores de tensão realizáveis, sobrepostos aos setores de corrente, para a topologia B5, conforme ilustrado na Figura 4.5. Na Tabela 4.2 são mostrados todos esses vetores para cada região de operação.

A partir da Figura 4.5 e da Tabela 4.2, pode-se destacar que as amplitudes dos vetores gerados se repetem a cada setor, isto é, um vetor nulo, um vetor grande e dois vetores pequenos sempre são encontrados em um intervalo de duração de $\pi/2$. Sendo assim, é possível observar que existe uma restrição quanto ao defasamento entre a tensão e a corrente de entrada, uma vez que o vetor tensão equivalente, $\vec{V}^* = v_{sd}^* + jv_{sq}^*$, é limitado exatamente pela região onde se encontra cada setor de corrente.

Conseqüentemente, o vetor de tensão equivalente gerado pelo retificador em cada setor de corrente será uma composição de quatro vetores. Deste modo, para simplificar a implantação desses vetores, divide-se cada setor de operação em dois subsetores (SS), delimitados pela intersecção das oito regiões definidas pelos vetores realizáveis com os quatro setores de corrente. Como resultado, obtém-se um total de oito subsetores restritos a intervalos de duração de $\pi/4$. Na Figura 4.6 está ilustrado o mapa de vetores realizáveis

e os respectivos subsetores.

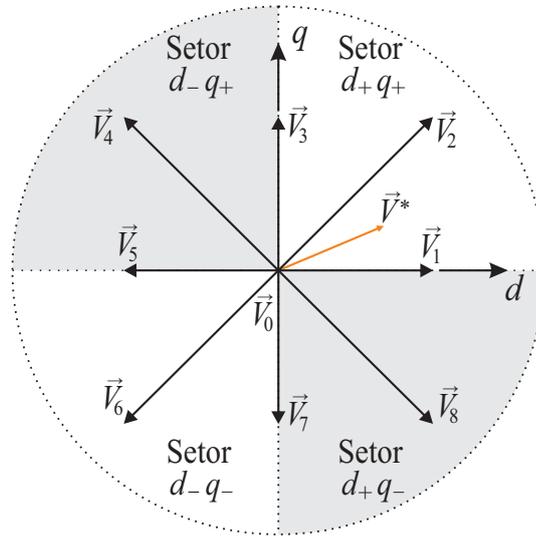


Figura 4.5 – Mapa com todos os vetores de tensão realizáveis da topologia B5.

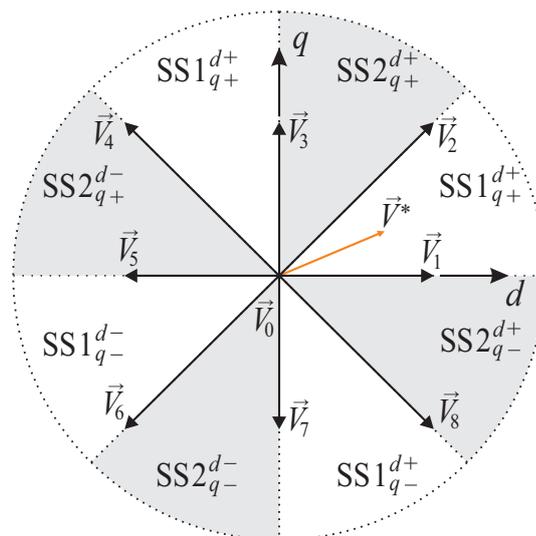


Figura 4.6 – Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsectores para a topologia B5.

Os estados de comutação utilizados para implantação dos vetores de cada subsetor são mostrados na Tabela 4.3.

Tabela 4.2 – Vetores para cada região de operação da topologia B5.

Setor	Vetor	S_d	S_q	v_{sd}	v_{sq}	Rep. Vetorial
d_+q_+	\vec{V}_1	0	1	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$
	\vec{V}_2	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{j\pi/4}$
	\vec{V}_3	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}e^{j\pi/2}$
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0
d_-q_+	\vec{V}_3	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}e^{j\pi/2}$
	\vec{V}_4	0	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{j3\pi/4}$
	\vec{V}_5	0	1	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}e^{j\pi}$
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0
d_-q_-	\vec{V}_5	0	1	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}e^{j\pi}$
	\vec{V}_6	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{j5\pi/4}$
	\vec{V}_7	1	0	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}e^{j3\pi/2}$
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0
d_+q_-	\vec{V}_7	1	0	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}e^{j3\pi/2}$
	\vec{V}_8	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}e^{j7\pi/4}$
	\vec{V}_1	0	1	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0

Tabela 4.3 – Estados de comutação para todos os subsetores da topologia B5.

Subsetor	Vetor	S_d	S_q	Subsetor	Vetor	S_d	S_q
1_{q+}^{d+}	\vec{V}_1	0	1	2_{q+}^{d+}	\vec{V}_2	0	0
	\vec{V}_2	0	0		\vec{V}_3	1	0
	\vec{V}_0	1	1		\vec{V}_0	1	1
1_{q+}^{d-}	\vec{V}_3	1	0	2_{q+}^{d-}	\vec{V}_4	0	0
	\vec{V}_4	0	0		\vec{V}_5	0	1
	\vec{V}_0	1	1		\vec{V}_0	1	1
1_{q-}^{d-}	\vec{V}_5	0	1	2_{q-}^{d-}	\vec{V}_6	0	0
	\vec{V}_6	0	0		\vec{V}_7	1	0
	\vec{V}_0	1	1		\vec{V}_0	1	1
1_{q-}^{d+}	\vec{V}_7	1	0	2_{q-}^{d+}	\vec{V}_8	0	0
	\vec{V}_8	0	0		\vec{V}_1	0	1
	\vec{V}_0	1	1		\vec{V}_0	1	1

4.2.2.2 Implementação dos Vetores

A metodologia para determinação do vetor de referência \vec{V}^* consiste em utilizar o vetor nulo e os dois vetores adjacentes ao subsetor em que este vetor se encontra. Logo, para o subsetor 1_{q+}^{d+} o vetor de referência \vec{V}^* será uma composição dos vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 e \vec{V}_2 , conforme mostrado na Figura 4.6, cuja relação matemática é obtida pela soma ponderada dos intervalos de aplicação dos vetores. Tem-se, então:

$$\vec{V}^*T_s = \vec{V}_0t_0 + \vec{V}_1t_1 + \vec{V}_2t_2 \quad (4.3)$$

Onde t_0 , t_1 e t_2 representam os intervalos de aplicação, respectivamente, dos vetores \vec{V}_0 (nulo), \vec{V}_1 e \vec{V}_2 , restritos ao período de comutação dado por:

$$T_s = t_0 + t_1 + t_2 \quad (4.4)$$

A partir da Tabela 4.2, sabe-se que $\vec{V}_0 = 0$, $\vec{V}_1 = \frac{E}{2} + j0$ e $\vec{V}_2 = \frac{E}{2} + j\frac{E}{2}$. Aplicando estes resultados na equação (4.3) obtém-se as seguintes relações:

$$\vec{V}^*T_s = \left(\frac{E}{2} + j0\right)t_1 + \left(\frac{E}{2} + j\frac{E}{2}\right)t_2 = (v_{sd}^* + jv_{sq}^*)T_s \quad (4.5)$$

Explicitando-se a equação vetorial em termo dos componentes dq , os intervalos de aplicação t_1 e t_2 para o subsetor 1_{q+}^{d+} podem ser calculados pelas seguintes expressões:

$$t_1 = (v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{2T_s}{E} \quad (4.6)$$

$$t_2 = v_{sq}^* \frac{2T_s}{E} \quad (4.7)$$

O intervalo de aplicação do vetor nulo é expresso por:

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (4.8)$$

Adotando-se a mesma metodologia, encontram-se as relações dos tempos de aplicação dos vetores para outros setores conforme mostradas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Definição dos tempos de aplicação dos vetores para a topologia B5.

Subsetor	Tempos de Aplicação dos Vetores		
1_{q+}^{d+}	$t_1 = (v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_2 = v_{sq}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_1 - t_2$
2_{q+}^{d+}	$t_2 = v_{sd}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_3 = (v_{sq}^* - v_{sd}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_2 - t_3$
1_{q+}^{d-}	$t_3 = (v_{sd}^* + v_{sq}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_4 = -v_{sd}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_3 - t_4$
2_{q+}^{d-}	$t_4 = v_{sq}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_5 = (-v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_4 - t_5$
1_{q-}^{d-}	$t_5 = (-v_{sd}^* + v_{sq}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_6 = -v_{sq}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_5 - t_6$
2_{q-}^{d-}	$t_6 = -v_{sd}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_7 = (-v_{sq}^* + v_{sd}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_6 - t_7$
1_{q+}^{d-}	$t_7 = (-v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_8 = v_{sd}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_7 - t_8$
2_{q+}^{d-}	$t_8 = -v_{sq}^* \frac{2T_s}{E}$	$t_1 = (v_{sd}^* + v_{sq}^*) \frac{2T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_8 - t_1$

4.2.2.3 Sequência de Vetores

A partir dos resultados da Tabela 4.3 podem ser determinadas as seqüências de vetores e as respectivas larguras de pulso dos interruptores para cada um dos subsectores.

As seqüências de distribuição dos vetores foram escolhidas de forma que o nível do sinal de comando, nos dois interruptores, seja o mesmo no início e no fim do período

de comutação, tornando-as simétricas em relação à metade do período de comutação e, conseqüentemente, reduzindo o número de comutações dos interruptores.

A metodologia aplicada será exemplificada utilizando os subsetores 1_{q+}^{d+} e 2_{q+}^{d+} .

Para o subsetor 1_{q+}^{d+} , a seqüência que minimiza as comutações foi dividida em cinco segmentos e na seguinte ordem: $\vec{V}_0\vec{V}_1\vec{V}_2\vec{V}_1\vec{V}_0$. Esta seqüência resulta nos pulsos de comando apresentados na Figura 4.7.

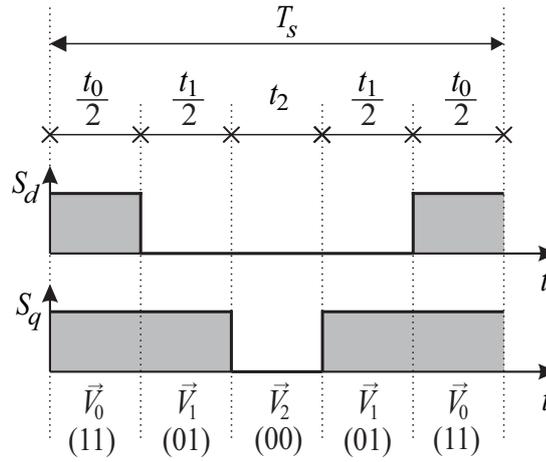


Figura 4.7 – Pulsos de comando para o subsetor 1_{q+}^{d+} a topologia B5.

As larguras de pulso de comando em cada interruptor podem ser calculadas a partir da soma dos tempos de aplicação dos vetores em um período de comutação. Neste caso, obtêm-se as seguintes larguras de pulso:

$$\tau_d = t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (4.9)$$

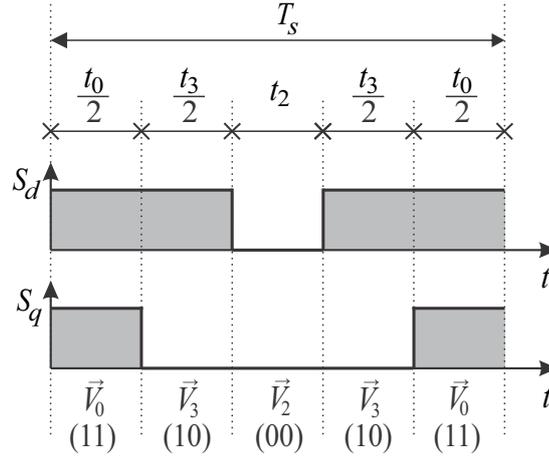
$$\tau_q = t_1 + t_0 = T_s - t_2 \quad (4.10)$$

A partir dos tempos de aplicação do subsetor 1_{q+}^{d+} , mostrados na Tabela 4.4, determinam-se as larguras de pulso em função das grandezas dq :

$$\tau_d = \left(1 - \frac{2v_{sd}^*}{E}\right) T_s \quad (4.11)$$

$$\tau_q = \left(1 - \frac{2v_{sq}^*}{E}\right) T_s \quad (4.12)$$

Para o subsetor 2_{q+}^{d+} , a seqüência de vetores apresenta a seguinte ordem: $\vec{V}_0\vec{V}_3\vec{V}_2\vec{V}_3\vec{V}_0$. Os pulsos de comando para esta seqüência são ilustrados na Figura 4.8.


 Figura 4.8 – Pulsos de comando para o subsetor 2_{q+}^{d+} a topologia B5.

Assim, as larguras de pulso para os comandos dos interruptores neste subsetor são expressas do seguinte modo:

$$\tau_d = t_3 + t_0 = T_s - t_2 \quad (4.13)$$

$$\tau_q = t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (4.14)$$

As larguras de pulso de comando em cada interruptor em função dos componentes dq são dadas por:

$$\tau_d = \left(1 + \frac{2v_{sd}^*}{E}\right) T_s \quad (4.15)$$

$$\tau_q = \left(1 - \frac{2v_{sq}^*}{E}\right) T_s \quad (4.16)$$

As seqüências de vetores para os outros subsetores são definidas empregando-se as mesmas considerações utilizadas para os subsetores 1_{q+}^{d+} e 2_{q+}^{d+} , conforme apresentadas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Sequência de vetores para todos subsetores da topologia B5.

Subsetor	Sequência	Subsetor	Sequência
1_{q+}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_1 \vec{V}_0$	2_{q+}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
1_{q+}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_3 \vec{V}_0$	2_{q+}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_5 \vec{V}_0$
1_{q-}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_5 \vec{V}_0$	2_{q-}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_0$
1_{q-}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_7 \vec{V}_8 \vec{V}_7 \vec{V}_0$	2_{q-}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_8 \vec{V}_1 \vec{V}_0$

As larguras de pulso dos interruptores S_d e S_q em termos das variáveis dq para todos os subsetores são mostradas na Tabela 4.6. Nota-se que as expressões que caracterizam as larguras de pulso para o subsetor 1_{q+}^{d+} são iguais para o subsetor 2_{q+}^{d+} , ou seja, as expressões que definem ambos subsetores são as mesmas para o setor d_+q_+ . Os outros setores de corrente apresentam esta mesma característica. Portanto, não é preciso identificar os subsetores, pode-se apenas identificar setores de corrente a partir das tensões de entrada.

Tabela 4.6 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsetores da topologia B5.

S. Corrente	Subsetor	Larguras de pulso
d_+q_+	1_{q+}^{d+} e 2_{q+}^{d+}	$\tau_d = \left(1 - \frac{2v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{2v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
d_-q_+	1_{q+}^{d-} e 2_{q+}^{d-}	$\tau_d = \left(1 + \frac{2v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{2v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
d_-q_-	1_{q-}^{d-} e 2_{q-}^{d-}	$\tau_d = \left(1 + \frac{2v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 + \frac{2v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
d_+q_-	1_{q-}^{d+} e 2_{q-}^{d+}	$\tau_d = \left(1 + \frac{2v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{2v_{sq}^*}{E}\right) T_s$

4.3 Retificador com Dois Interruptores Bidirecionais Conectados Entre os Terminas de Fase – Topologia B6

Na Figura 4.9 é ilustrado o diagrama esquemático da topologia B6. Esta configuração é composta por quatro braços de diodos e por dois interruptores bidirecionais. Diferentemente da topologia B5, a máquina bifásica desta estrutura é configurada com o neutro em aberto, ou seja, está conectada ao conversor em *open – end*. Neste caso, cada braço de diodo está conectado a uma extremidade do enrolamento da máquina, formando duas pontes H. Os interruptores bidirecionais estão posicionados paralelo aos enrolamentos de modo que realize a conexão entre os terminais de cada fase.

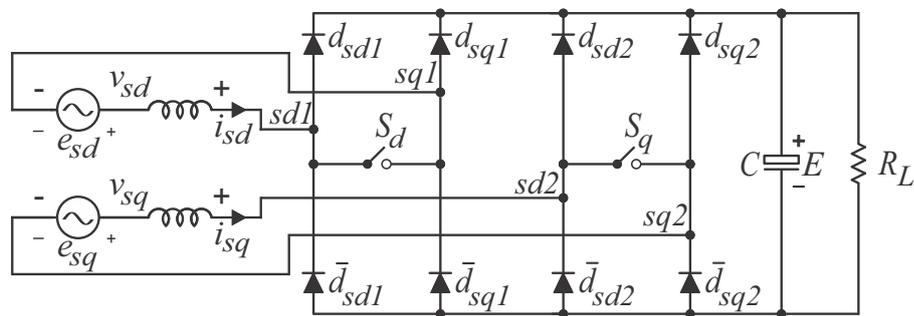


Figura 4.9 – Diagrama esquemático da topologia B6.

4.3.1 Estados Topológicos

Devido à presença dos braços de diodos, os sentidos das correntes são essenciais para determinação do modo de operação da configuração B6. Neste contexto, a análise dos estados topológicos dessa topologia pode ser dividida pelos mesmos quatro setores de corrente, d_+q_+ , d_-q_+ , d_-q_- e d_+q_- , definidos para a configuração B5, conforme mostrado na Figura 4.10.

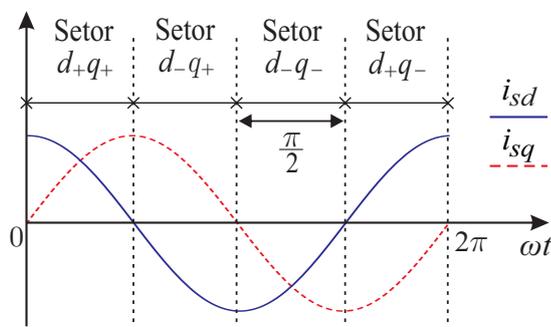
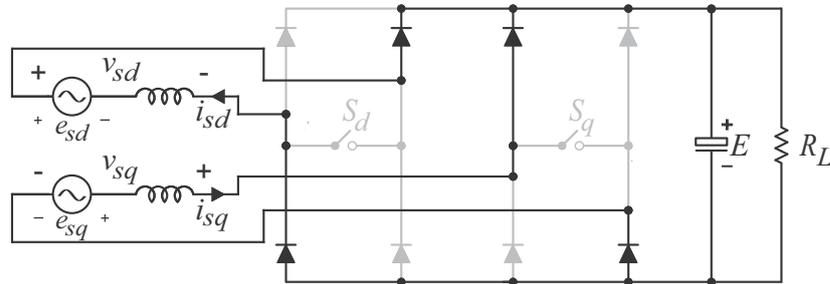
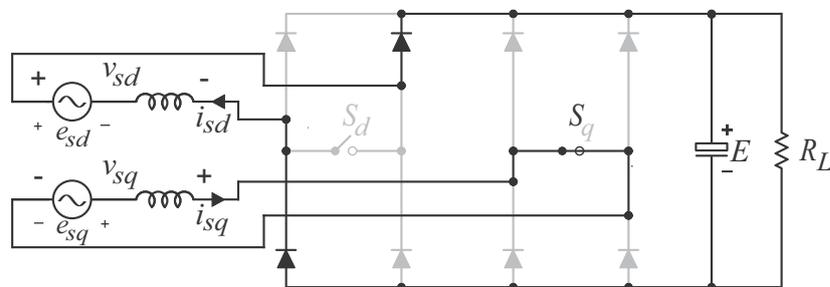


Figura 4.10 – Definição dos setores de corrente para a topologia B6.

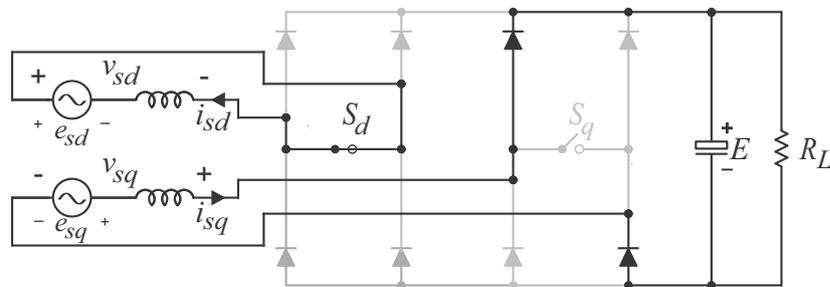
Estado Topológico 1: $S_d=0$ e $S_q=0$



Estado Topológico 2: $S_d=0$ e $S_q=1$



Estado Topológico 3: $S_d=1$ e $S_q=0$



Estado Topológico 4: $S_d=1$ e $S_q=1$

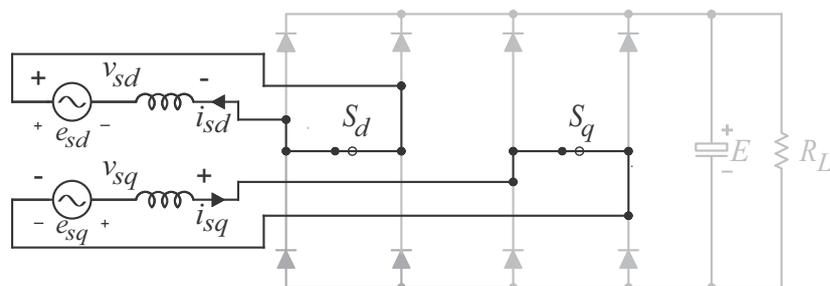


Figura 4.11 – Estados topológicos da topologia B6 no setor d_-q_+ .

As variações topológicas de cada um desses setores são obtidas por meio do comando de dois interruptores. Uma vez que o estado de comutação de cada interruptor está associado a variável binária S_i ($i = d, q$), onde $S_i = 1$ indica interruptor fechado e $S_i = 0$ indica interruptor aberto, tem-se quatro estados topológicos distintos em um setor de corrente.

Para entender o comportamento das tensões de fase v_{sd} e v_{sq} geradas pelo retificador da configuração B6, mostradas na Figura 4.9, são ilustrados na Figura 4.11 os estados topológicos para o setor de corrente $d-q_+$.

Neste setor tem-se $i_{sd} < 0$ e $i_{sq} > 0$ e verifica-se que não existem estados topológicos redundantes. Quando o interruptor está aberto, o valor da tensão de fase é determinado pelo sentido da corrente na respectiva fase. Dessa forma, se interruptor S_d estiver aberto, como a corrente $i_{sd} < 0$, a tensão v_{sd} é $-E$. De forma análoga, se interruptor S_q estiver aberto, como a corrente $i_{sq} > 0$, a tensão v_{sq} é E . Com isso, percebe-se que polaridade das tensões v_{sd} e v_{sq} é idêntica a polaridade das respectivas correntes.

Por outro lado, quando um dos interruptores está fechado, a corrente de fase flui diretamente através do interruptor, sem circular através do capacitor e da carga. Nesta situação, a respectiva tensão de fase é 0.

4.3.2 PWM Vetorial

4.3.2.1 Análise Vetorial

Sabe-se que as tensões de fase v_{sd} e v_{sq} geradas pelo retificador da configuração B6 dependem dos estados de comutação dos interruptores e do sentido das correntes de fase i_{sd} e i_{sq} , podendo cada uma assumir somente três valores distintos: E , 0 ou $-E$. Assim sendo, estas tensões podem ser representadas em função do sinal de corrente de fase e dos estados dos interruptores S_d e S_q da seguinte forma:

$$v_{sd} = \begin{cases} (1 - S_d) E, & \text{quando } i_{sd} \geq 0 \\ -(1 - S_d) E, & \text{quando } i_{sd} < 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

$$v_{sq} = \begin{cases} (1 - S_q) E, & \text{quando } i_{sq} \geq 0 \\ -(1 - S_q) E, & \text{quando } i_{sq} < 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

A obtenção de todos os vetores de tensão realizáveis ocorre por meio da variação dos estados de comutação dos interruptores S_d e S_q para todas as regiões de operação da

configuração B6. Como resultado, quatro diferentes conjuntos de vetores de tensão são gerados em cada setor de corrente, sendo um reflexo direto dos estados topológicos.

Os vetores de tensão disponíveis para a topologia B6 operando no setor de corrente d_+q_- são ilustrados na Figura 4.12.

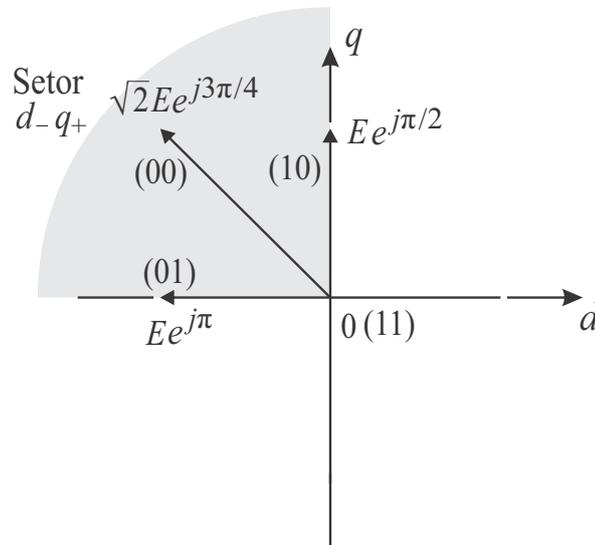


Figura 4.12 – Disposição espacial dos vetores no setor d_+q_- da topologia B6.

Verifica-se, para a configuração B6, que nesta região também existem quatro vetores distintos: um vetor nulo, um vetor grande (com amplitude $\sqrt{2}E$) e dois vetores pequenos (com amplitude E). Sendo assim, o vetor nulo pode ser executado no estado topológico 4, quando os dois interruptores estão fechados, o vetor grande pode ser executado no estado topológico 1, quando os dois interruptores então abertos, e os dois vetores pequenos pode ser executados pelos estados topológicos 2 e 3, quando um dos interruptores está aberto e outro está fechado, conforme mostrados na Figura 4.3.

Variando-se os estados dos interruptores para outros setores de corrente, obtêm-se todos vetores de tensão para cada setor de corrente mostrados na Tabela 4.7.

Observa-se que em cada setor de corrente existem quatro vetores de tensão distintos que apresentam as mesmas posições angulares (fases) encontradas na configuração B5. Entretanto, os vetores de cada topologia diferem na amplitude, onde cada vetor gerado pelo retificador da estrutura B6 possui o dobro da amplitude do vetor correspondente gerado pela configuração B5.

Igualmente a topologia B5, a implementação dos vetores para síntese do vetor de referência pode ser simplificada pela divisão de cada setor de corrente em dois subsetores, delimitados pela intersecção das oito regiões definidas pelos vetores realizáveis com as quatro regiões de operação da configuração B6, conforme mostrado novamente na Figura 4.13.

Os estados de comutação utilizados para implantação dos vetores de cada subsetor são os mesmos apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.7 – Vetores para cada região de operação da topologia B6.

Setor	Vetor	S_d	S_q	v_{sd}	v_{sq}	Rep. Vetorial
d_+q_+	\vec{V}_1	0	1	E	0	E
	\vec{V}_2	0	0	E	E	$\sqrt{2}Ee^{j\pi/4}$
	\vec{V}_3	1	0	0	E	$Ee^{j\pi/2}$
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0
d_-q_+	\vec{V}_3	1	0	0	E	$Ee^{j\pi/2}$
	\vec{V}_4	0	0	$-E$	E	$\sqrt{2}Ee^{j3\pi/4}$
	\vec{V}_5	0	1	$-E$	0	$Ee^{j\pi}$
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0
d_-q_-	\vec{V}_5	0	1	$-E$	0	$Ee^{j\pi}$
	\vec{V}_6	0	0	$-E$	$-E$	$\sqrt{2}Ee^{j5\pi/4}$
	\vec{V}_7	1	0	0	$-E$	$Ee^{j3\pi/2}$
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0
d_+q_-	\vec{V}_7	1	0	0	$-E$	$Ee^{j3\pi/2}$
	\vec{V}_8	0	0	E	$-E$	$\sqrt{2}Ee^{j7\pi/4}$
	\vec{V}_1	0	1	E	0	E
	\vec{V}_0	1	1	0	0	0

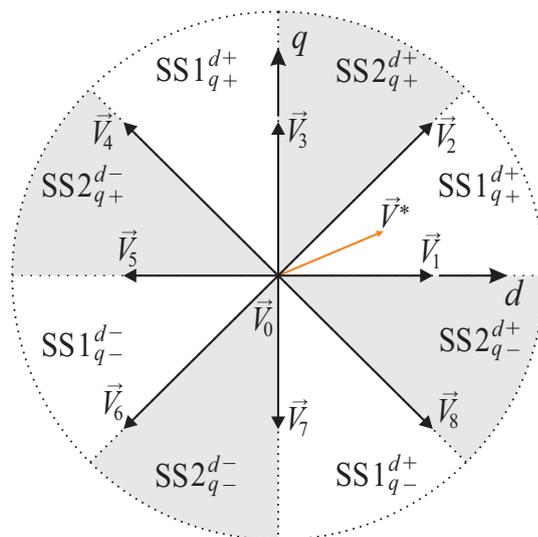


Figura 4.13 – Mapa de vetores realizáveis e definição dos subsetores para a topologia B6.

4.3.2.2 Implementação dos Vetores

O procedimento para síntese do vetor de referência \vec{V}^* é realizado de forma análoga ao da configuração B5. Neste caso, para o subsetor 1_{q+}^{d+} o vetor de referência \vec{V}^* também será uma composição dos vetores \vec{V}_0 , \vec{V}_1 e \vec{V}_2 , conforme mostrado na Figura 4.13, cuja relação matemática é obtida pela média ponderada dos intervalos de aplicação dos vetores. Tem-se, então:

$$\vec{V}^* T_s = \vec{V}_0 t_0 + \vec{V}_1 t_1 + \vec{V}_2 t_2 \quad (4.19)$$

Onde t_0 , t_1 e t_2 representam os intervalos de aplicação, respectivamente, dos vetores \vec{V}_0 (nulo), \vec{V}_1 e \vec{V}_2 , restritos ao período de comutação dado por:

$$T_s = t_0 + t_1 + t_2 \quad (4.20)$$

Entretanto, as tensões de fase geradas pelo retificador da configuração B6 apresentam o dobro do valor das tensões geradas pela outra topologia e, agora, $\vec{V}_0 = 0$, $\vec{V}_1 = E + j0$ e $\vec{V}_2 = E + jE$, como mostrados na Tabela 4.7. Aplicando estes resultados na equação (4.19) obtém-se as seguintes relações:

$$\vec{V}^* T_s = (E + j0) t_1 + (E + jE) t_2 = (v_{sd}^* + jv_{sq}^*) T_s \quad (4.21)$$

Igualando-se os componentes dq para os dois lados da equação, os intervalos de aplicação t_1 e t_2 para o subsetor 1_{q+}^{d+} podem ser calculados pelas seguintes expressões:

$$t_1 = (v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{T_s}{E} \quad (4.22)$$

$$t_2 = v_{sq}^* \frac{T_s}{E} \quad (4.23)$$

O intervalo de aplicação do vetor nulo é expresso por:

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (4.24)$$

Aplicando-se o mesmo procedimento, obtém-se as relações dos tempos de aplicação dos vetores para outros subconjuntos conforme mostradas na Tabela 4.8.

4.3.2.3 Sequência de Vetores

As sequências das distribuições dos vetores adotadas para esta topologia são as mesmas utilizadas na topologia B5, cujas sequências foram definidas de forma que o nível do sinal de comando, nos dois interruptores, seja o mesmo no início e no fim do período de comutação, conforme apresentadas na Tabela 4.9.

Tabela 4.8 – Definição dos tempos de aplicação dos vetores para a topologia B6.

Subsetor	Tempos de Aplicação dos Vetores		
1_{q+}^{d+}	$t_1 = (v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_2 = v_{sq}^* \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_1 - t_2$
2_{q+}^{d+}	$t_2 = v_{sd}^* \frac{T_s}{E}$	$t_3 = (v_{sq}^* - v_{sd}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_2 - t_3$
1_{q+}^{d-}	$t_3 = (v_{sd}^* + v_{sq}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_4 = -v_{sd}^* \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_3 - t_4$
2_{q+}^{d-}	$t_4 = v_{sq}^* \frac{T_s}{E}$	$t_5 = (-v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_4 - t_5$
1_{q-}^{d-}	$t_5 = (-v_{sd}^* + v_{sq}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_6 = -v_{sq}^* \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_5 - t_6$
2_{q-}^{d-}	$t_6 = -v_{sd}^* \frac{T_s}{E}$	$t_7 = (-v_{sq}^* + v_{sd}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_6 - t_7$
1_{q+}^{d-}	$t_7 = (-v_{sd}^* - v_{sq}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_8 = v_{sd}^* \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_7 - t_8$
2_{q+}^{d-}	$t_8 = -v_{sq}^* \frac{T_s}{E}$	$t_1 = (v_{sd}^* + v_{sq}^*) \frac{T_s}{E}$	$t_0 = T_s - t_8 - t_1$

As larguras de pulso dos interruptores da topologia B6 para cada um dos subconjuntos foram determinadas seguindo a mesma metodologia empregada na subseção 4.2.2.3. Na Tabela 4.10 estão mostradas as larguras de pulso dos interruptores S_d e S_q em função das grandezas dq para todos os subconjuntos.

Tabela 4.9 – Sequência de vetores para todos subconjuntos da topologia B6.

Subsetor	Sequência	Subsetor	Sequência
1_{q+}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_1 \vec{V}_0$	2_{q+}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
1_{q+}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_3 \vec{V}_0$	2_{q+}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_5 \vec{V}_0$
1_{q-}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_5 \vec{V}_0$	2_{q-}^{d-}	$\vec{V}_0 \vec{V}_7 \vec{V}_6 \vec{V}_7 \vec{V}_0$
1_{q-}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_7 \vec{V}_8 \vec{V}_7 \vec{V}_0$	2_{q-}^{d+}	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_8 \vec{V}_1 \vec{V}_0$

Tabela 4.10 – Larguras de pulso dos interruptores em função das variáveis dq para todos os subsetores da topologia B6.

S. Corrente	Subsetor	Larguras de pulso
d_+q_+	$1_{q_+}^{d_+}$ e $2_{q_+}^{d_+}$	$\tau_d = \left(1 - \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
d_-q_+	$1_{q_+}^{d_-}$ e $2_{q_+}^{d_-}$	$\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
d_-q_-	$1_{q_-}^{d_-}$ e $2_{q_-}^{d_-}$	$\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 + \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$
d_+q_-	$1_{q_-}^{d_+}$ e $2_{q_-}^{d_+}$	$\tau_d = \left(1 + \frac{v_{sd}^*}{E}\right) T_s$ $\tau_q = \left(1 - \frac{v_{sq}^*}{E}\right) T_s$

4.4 Estratégia de Controle

Na Figura 4.14 é ilustrado o diagrama de controle para as duas topologias estudadas neste capítulo. O controle do fator de potência permite a obtenção de correntes com alta qualidade, isto é, com baixa distorção harmônica, além de garantir um elevado fator de potência. O sistema funciona regulando a tensão do barramento CC.

Pode-se verificar, a partir do diagrama de controle, que o valor da tensão do barramento CC, E , é regulado para seu valor de referência E^* por meio de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_C . Esse controlador determina o valor da amplitude, I_s^* , das correntes de fase da máquina.

O controle do fator de potência, para a obtenção de correntes com baixa conteúdo harmônico, é realizada por meio da sincronização das correntes instantâneas de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* com as tensões v_{sd} e v_{sq} geradas pelo retificador, respectivamente. Essa sincronização é exercida pelo bloco S_{in} , que usa a amplitude fornecida pelo controlador de tensão do barramento CC, I_s^* , e as fases θ_d e θ_q obtidas pelo esquema de PLL para gerar as correntes de referência na entrada.

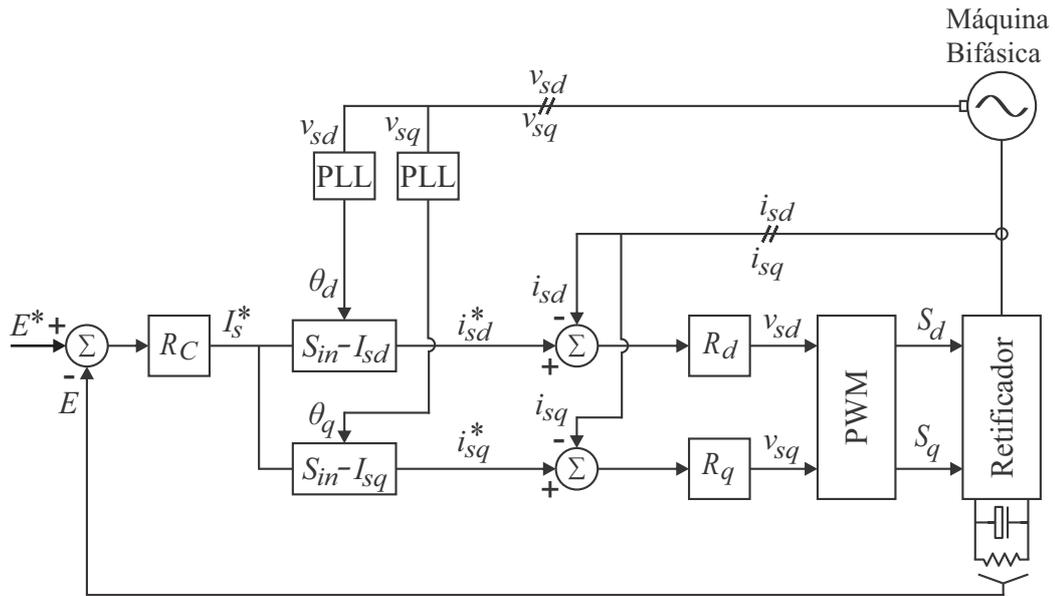


Figura 4.14 – Diagrama de controle para as topologias B5 e B6.

Seguidamente, os valores das correntes de referência i_{sd}^* e i_{sq}^* são comparados com os valores medidos i_{sd} e i_{sq} , respectivamente. Os erros gerados vão para os controladores de dupla sequência, representados pelos blocos R_d e R_q . As tensões de referência fornecidas por estes controladores, v_{sd}^* e v_{sq}^* , são processadas pelo bloco PWM que, por sua vez, gera os sinais de comandos dos interruptores S_d e S_q .

4.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas duas topologias de conversores CA-CC que possuem dois interruptores bidirecionais. O modo de funcionamento, a estratégia de modulação vetorial e a estratégia de controle para cada topologia foram descritos. Pode-se destacar que ambas as topologias geram um maior número de vetores realizáveis do que as configurações B3 e B4. Dessa forma, é possível realizar síntese do vetor de referência utilizando vetores de tensão mais próximos, permitindo reduzir o ripple da corrente da entrada e, conseqüentemente, a distorção harmônica. Quando comparada com B6, a topologia B5 tem como principal desvantagem a necessidade de possuir o dobro da tensão do barramento CC. No entanto, oferece a vantagem de possuir dois braços de diodos a menos.

5 Análise de THD e Perdas

5.1 Introdução

Neste capítulo será feita uma análise comparativa entre as topologias bifásicas apresentadas (B1, B2, B3, B4, B5 e B6), mostradas na Figura 5.1, e as topologias convencionais (C1, C2, C3, C4 e C5), mostradas na Figura 5.2, com o propósito de avaliar as vantagens e desvantagens de uma configuração frente a outra. Neste sentido, os parâmetros de desempenho para realizações dessas comparações serão a THD (Distorção Harmônica Total) dos sinais de corrente e as perdas de potência nos dispositivos semicondutores (perdas por condução e chaveamento).

Para determinação dos índices de THD e das perdas, tanto nas topologias bifásicas como nas convencionais, foram utilizados os seguintes parâmetros: chaveamento igual a 10 kHz, potência de máquina igual a 1640 W e tensão de fase igual a 120 V_{RMS}.

As expressões que definem a equivalência de potência entre os sistemas bifásicos e trifásicos (convencionais) são apresentadas no Anexo A.

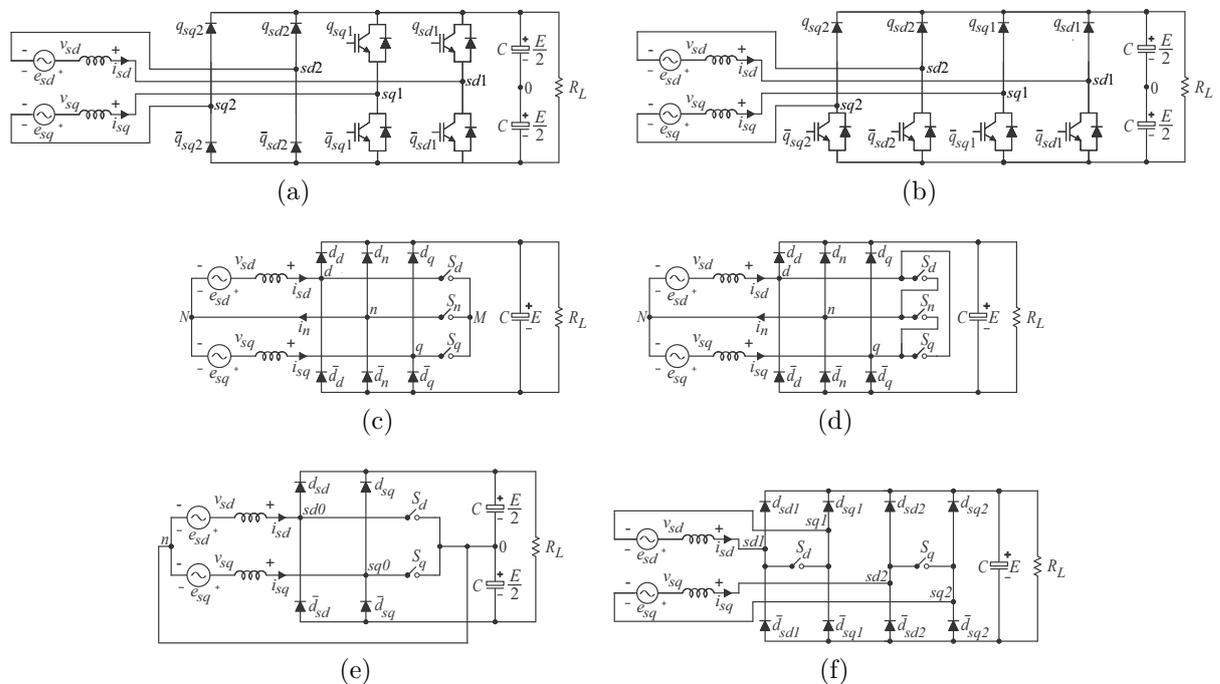


Figura 5.1 – Topologias bifásicas. (a) B1. (b) B2. (c) B3. (d) B4. (e) B5. (f) B6.

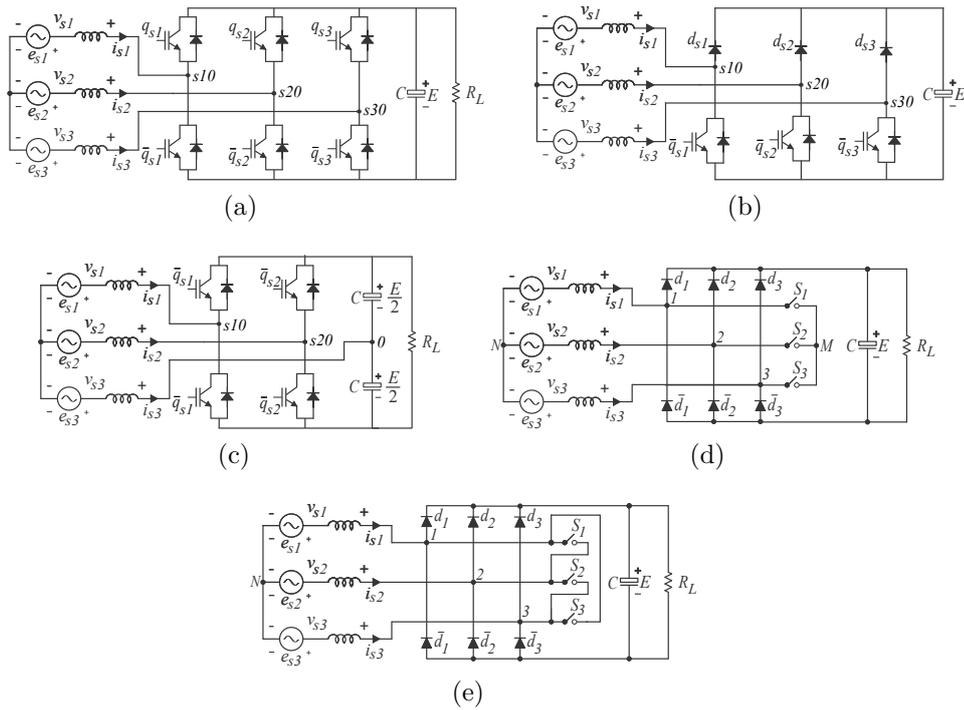


Figura 5.2 – Topologias convencionais. (a) C1. (b) C2. (c) C3. (d) C4. (e) C5.

5.2 Distorção Harmônica Total

A taxa de distorção harmônica total (*THD*) é definida em [62, 63] da seguinte forma:

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

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

Esta taxa reflete o nível de componetes harmônicos com relação a componente fundamental. A presença desses harmônicos é responsável pela distorção da forma de onda da corrente e por causar a redução o fator de potência. Para que haja um bom funcionamento do sistema elétrico é necessário que esta taxa tenha valores baixos, garantindo, dessa forma, bons índices de qualidade na energia (corrente e tensão de entrada).

Na Figura 5.3 são mostrados os valores de THD para as estruturas bifásicas investigadas e para configurações convencionais.

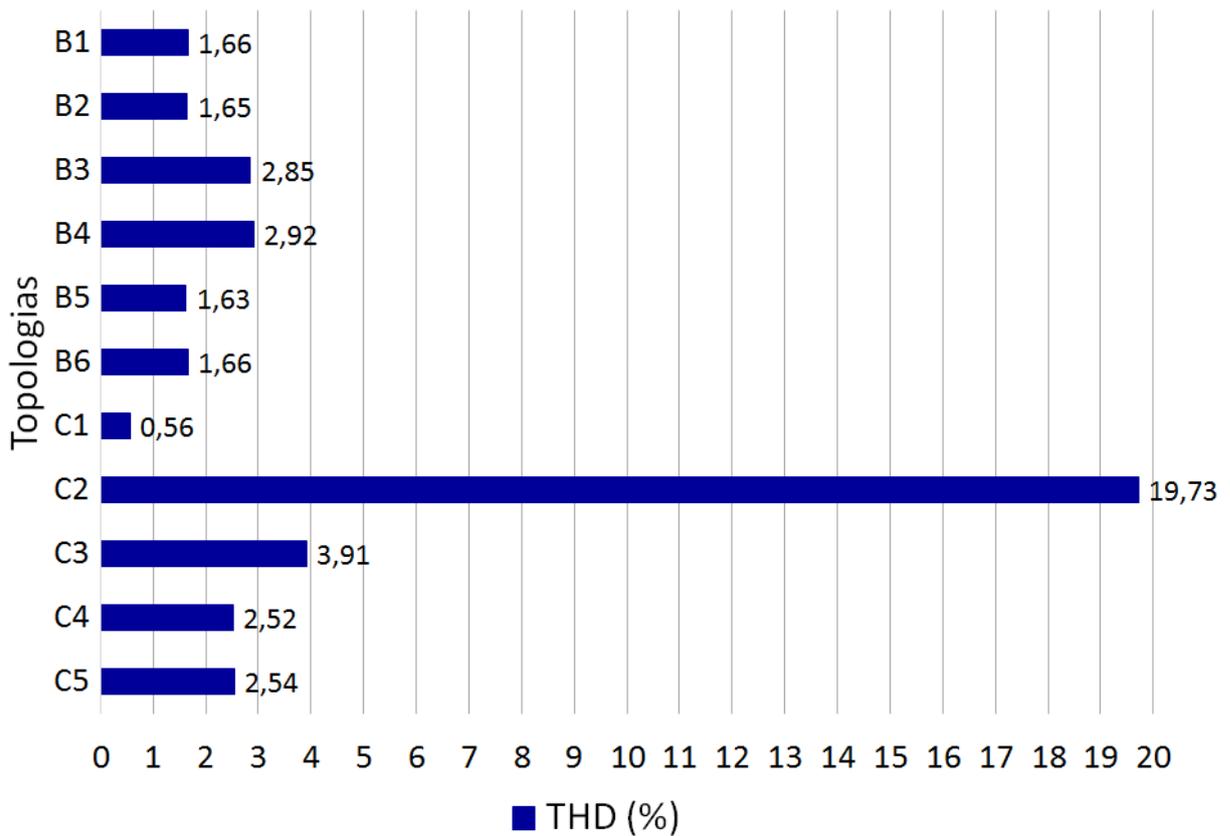


Figura 5.3 – Valores de THD para as topologias bifásicas e convencionais.

5.2.1 Topologias Bifásicas

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada para as topologias B1, B2, B3, B4, B5 e B6 são aproximadamente iguais a 1,66%, 1,65%, 2,85%, 2,92%, 1,63% e 1,66%, respectivamente. Embora todas as configurações tenham obtido baixos índices de distorção harmônica, pode-se observar que as THDs de B1, B2, B5 e B6, que são praticamente idênticas, apresentam valores bem mais reduzidos quando comparados com as topologias B3 e B4. Neste caso, percebe-se aproximadamente um aumento (piora) de 75% nos índices de THD das configurações B3 e B4 em relação as outras.

A piora nos índices de THD das topologias B3 e B4 é causada pela influência da corrente do neutro. Durante as trocas entre os setores de corrente q_+ e d_- e entre os setores de corrente q_- e d_+ , ilustrados na Figura 3.5, a corrente do neutro cruza pelo valor zero, provocando distorções nas tensões de fase próximo aos picos, que se refletem diretamente na qualidade das correntes de entrada. Estas distorções somente ocorrem em B3 e B4, visto que são as únicas configurações em que a corrente do neutro participa do sistema, o que justifica as THDs mais baixas de B1, B2, B5 e B6. As distorções próximo aos picos, causadas nas passagens por zero da corrente do neutro, podem ser observadas nas tensões de fases filtradas das Topologias B3 e B4, conforme ilustradas na Figura 5.4.

O reduzido conteúdo harmônico dessas estruturas também pode ser verificado atra-

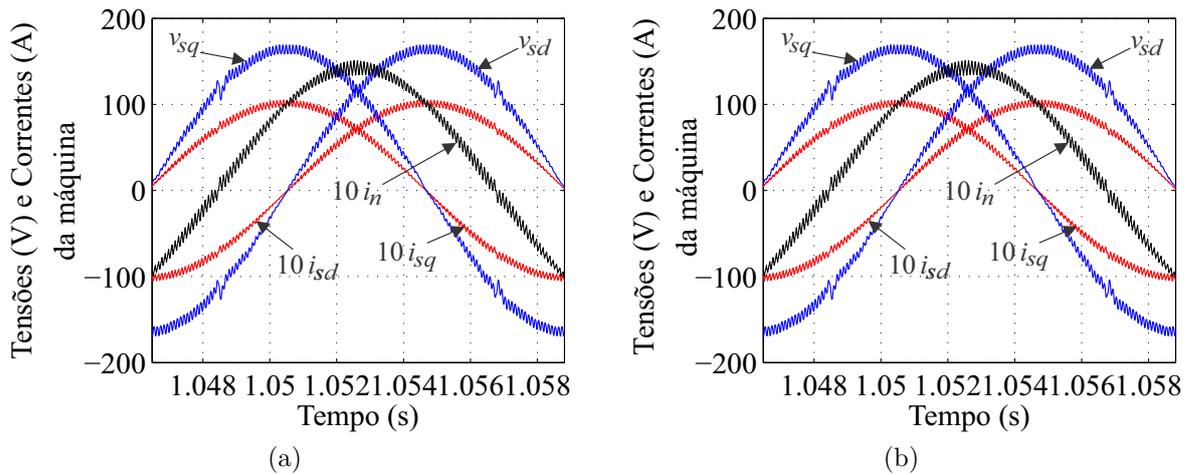


Figura 5.4 – Distorção na tensão e corrente próximo aos picos. (a) Em B3. (b) Em B4.

vés dos seus espectros harmônicos, conforme ilustrado na Figura 5.5. Percebe-se que, para todas topologias, as amplitudes das harmônicas de corrente, sobretudo as de ordem mais baixa, apresentam valores extremamente reduzidos, que asseguram correntes senoidais de boa qualidade.

5.2.2 Topologias Bifásicas vs Topologia C1

Todas as topologias bifásicas apresentam crescimento do conteúdo harmônico quando comparadas com C1. Esse aumento é equivalente à 194%, em B1, B2, B5 e B6, e 416%, em B3 e B4. Tal crescimento se deve ao fato de todas as estruturas bifásicas usarem braços compostos por diodos que somente mudam de estado quando ocorre inversão do sentido da corrente. Como resultado, essas estruturas não conseguem operar quando tensões e correntes possuem sinais opostos, causando distorções nas passagens por zero. Em contrapartida, a distorção no cruzamento por zero não ocorre na topologia C1, visto que esta estrutura não depende do sentido das correntes.

No entanto, apesar de apresentar baixa distorção harmônica, C1 tem como principal desvantagem em relação as outras configurações, além da possibilidade de curto de braço, a necessidade de um número maior de chaves controladas, o que aumenta bastante o custo do sistema.

5.2.3 Topologias Bifásicas vs Topologia C2

Quando confrontadas com C2, todas as topologias bifásicas oferecem uma redução bastante grande da distorção harmônica. Em geral, nota-se uma diminuição de aproximadamente 8,5 vezes do valor da topologia C2. A razão para isto é que as correntes das configurações bifásicas possuem um formato senoidal, enquanto o conversor C2 gera uma forma de onda de corrente com fase assimétrica, conforme ilustrada na Figura 5.6(a).

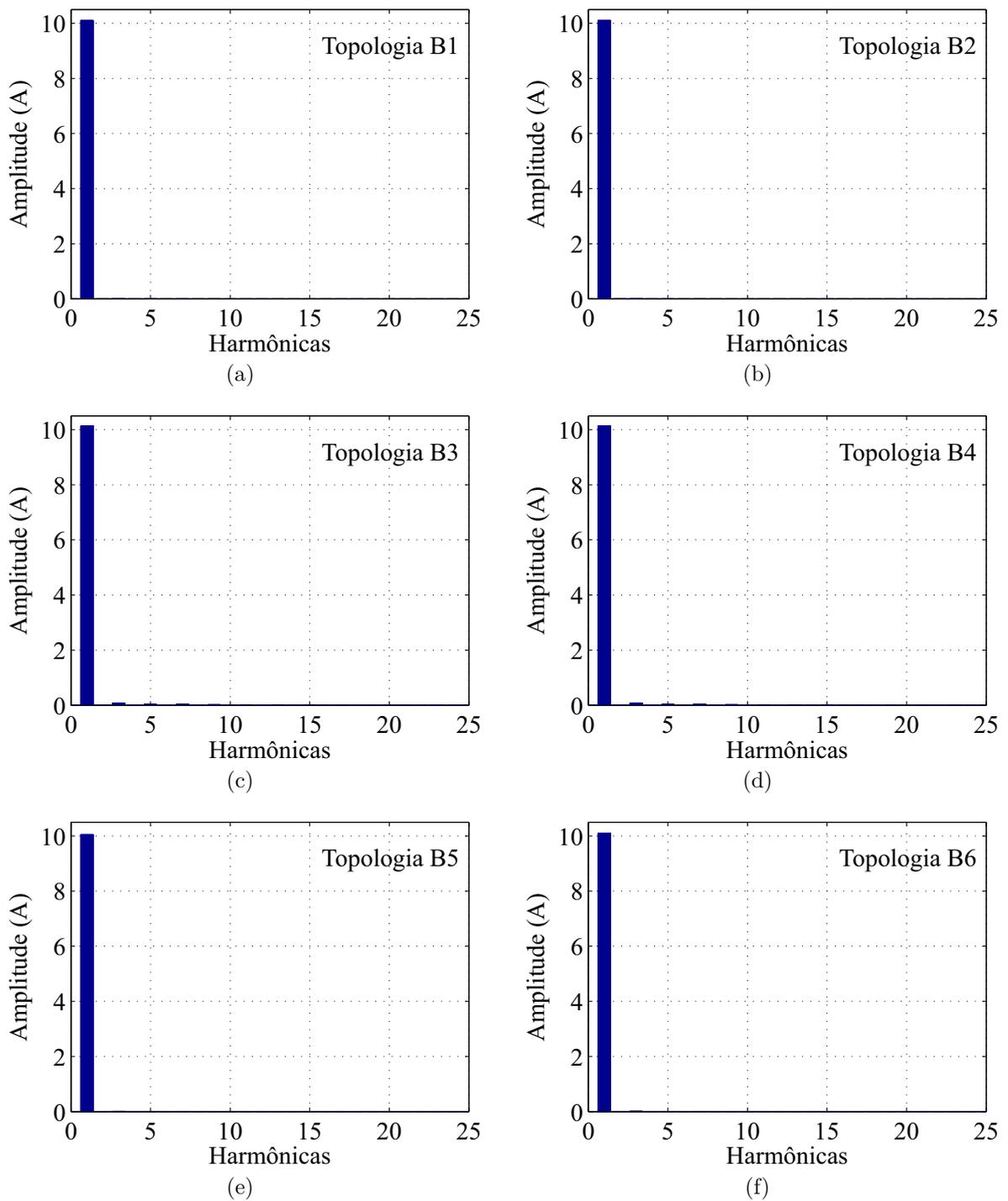


Figura 5.5 – Espectros harmônicos das topologias bifásicas. (a) B1. (b) B2. (c) B3. (d) B4. (e) B5. (f) B6.

Este excessivo conteúdo harmônico pode ser verificado no espectro harmônico de corrente, conforme ilustrado na Figura 5.6(b). Observa-se que os componentes harmônicos de segunda, quarta, quinta e sétima ordem de C2 são bem expressivos, enquanto nas topologias bifásicas, os espectros harmônicos, ilustrados na Figura 5.5, apresentam amplitudes harmônicas de ordem mais baixa extremamente reduzidas.

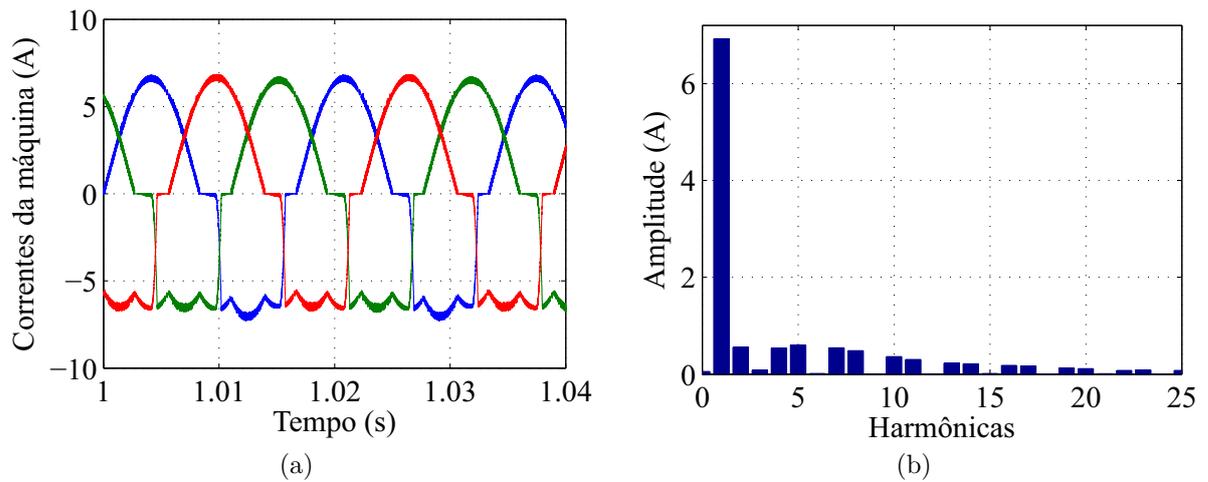


Figura 5.6 – Características harmônicas da topologia C2. (a) Correntes de fase assimétricas. (b) Espectro harmônico.

5.2.4 Topologias Bifásicas vs Topologia C3

Quando comparadas com C3, todas as topologias bifásicas apresentam uma atenuação do conteúdo harmônico, o que proporciona uma melhora nos índices de THD de aproximadamente 58%, em B1, B2, B5 e B6, e 26%, em B3 e B4. Esta diminuição acontece porque nas configurações bifásicas é possível realizar a síntese do vetor de referência utilizando vetores de tensão mais próximos do que C3, uma vez que essa topologia gera apenas quatro vetores de tensão que estão desfasados entre si de 90° [3], conforme ilustrados na Figura 5.7. Conseqüentemente, tem-se uma redução do ripple das correntes de entrada nas topologias bifásicas, o que resulta na melhora dos índices de THD.

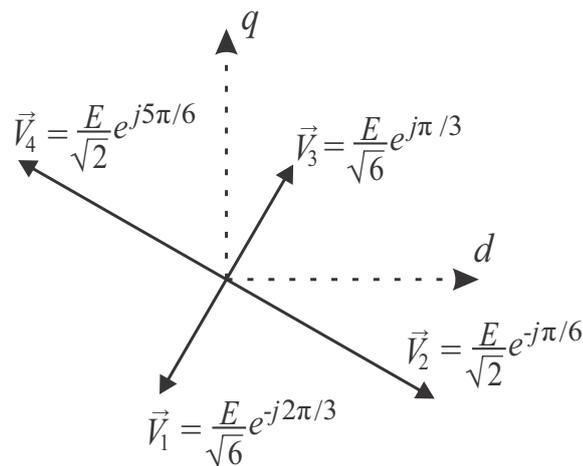


Figura 5.7 – Vetores de tensão gerados pelo conversor da topologia C3.

5.2.5 Topologias Bifásicas vs Topologia C4 e C5

Quando comparadas com C4 e C5, as topologias B1, B2, B5 e B6 oferecem diminuição do conteúdo harmônico, resultando em uma melhora de aproximadamente 35% nos valores das THDs. Essa redução se deve ao fato de C4 e C5 apresentarem distorções nas correntes próximo aos picos (antes e depois) que são causadas nas passagens por zero, devido à influência das outras fases, conforme ilustrada na Figura 5.8.

Por outro lado, as topologias B3 e B4 proporcionam crescimento da distorção harmônica, resultando em uma piora de aproximadamente 15% nas taxas das THDs. Esse aumento ocorre em virtude de C4 e C5 gerar uma tensão de cinco níveis, conforme ilustrada na Figura 5.9, enquanto que B3 e B4 somente podem gerar uma tensão de três níveis, conforme ilustrada na Figura 5.10. Em outras palavras, o aumento dos índices de THD em B3 e B4 se deve ao seu menor número de níveis de tensão.

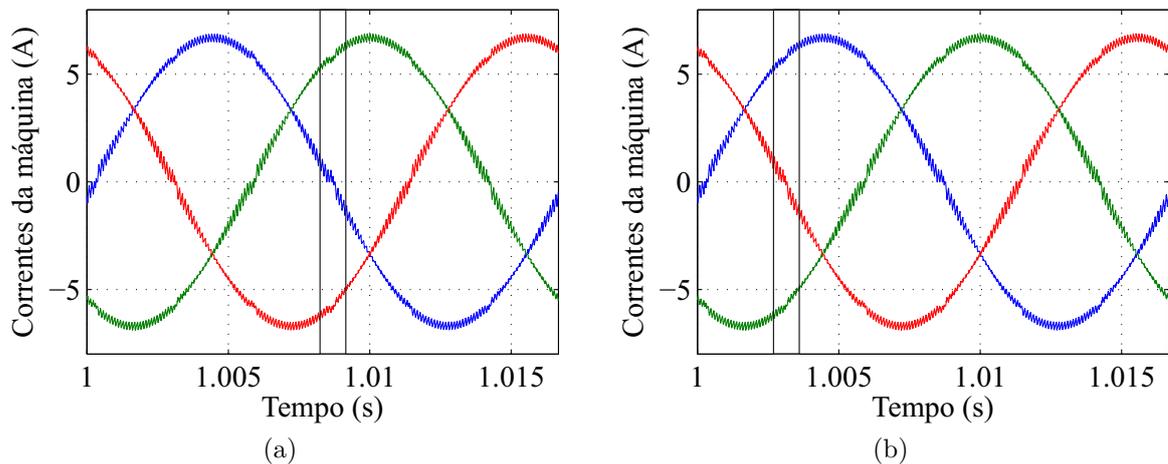


Figura 5.8 – Distorções nas correntes próximo aos picos. (a) Em C4. (b) Em C5.

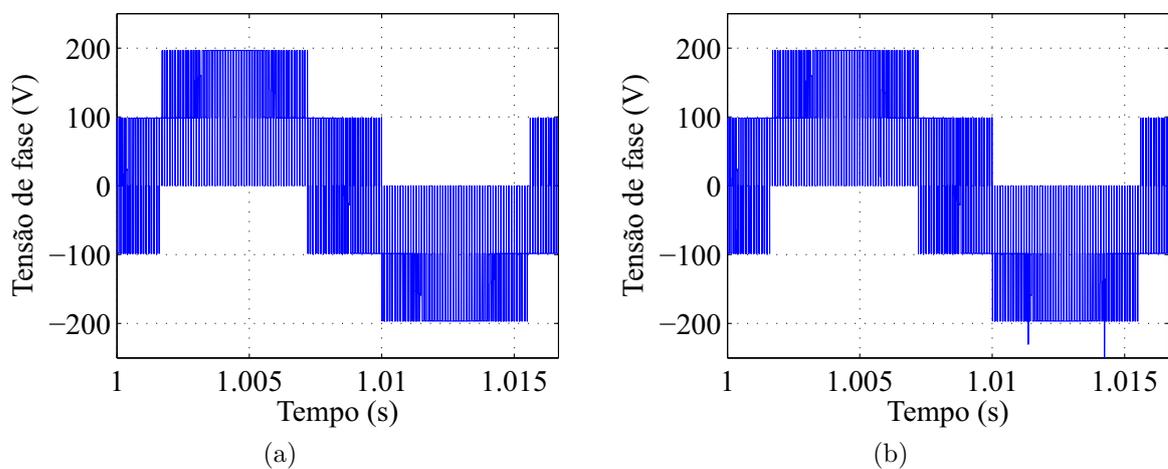


Figura 5.9 – Tensões de fase chaveadas geradas. (a) Em C4. (b) Em C5.

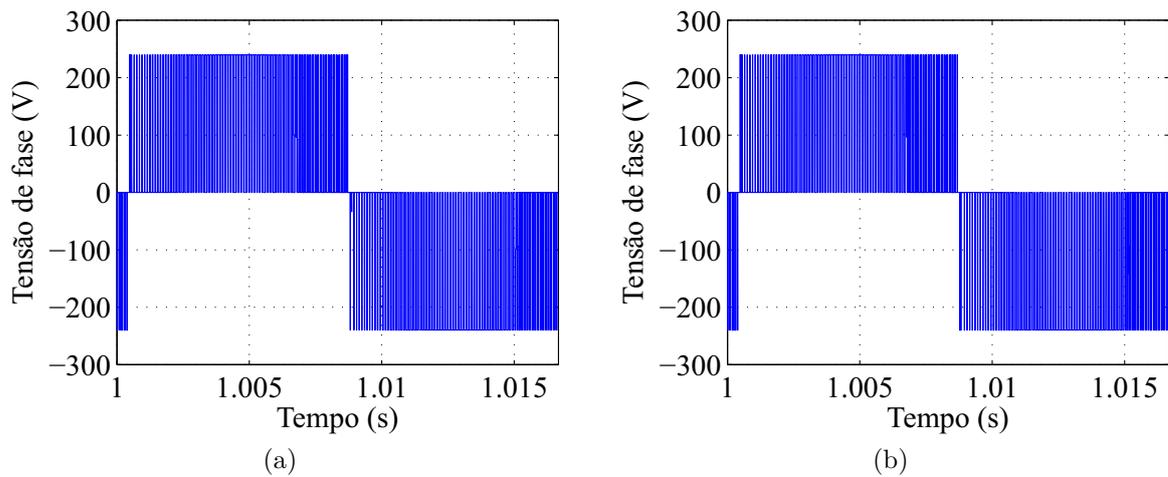


Figura 5.10 – Tensões de fase chaveadas geradas. (a) Em B3. (b) Em B4 .

5.3 Perdas

As perdas de potência nos conversores estáticos representam o segundo parâmetro de desempenho utilizado na comparação entre as topologias de conversores estudadas neste trabalho. Elas acontecem quando ocorre a passagem de corrente pelo dispositivo semicondutor, caracterizando as perdas por condução, e quando ocorre a abertura e fechamento da chave, caracterizando as perdas por chaveamento. Porém, vale salientar que fatores como a intensidade de corrente, o padrão de chaveamento das chaves e o valor da tensão do barramento CC também influenciam na elevação ou redução dessas perdas.

A contabilização das perdas foi realizada por meio dos módulos térmicos do Psim[®]. Para tanto, foram utilizados os módulos térmicos do IGBT CM1000HA-24H e do diodo CS240650, ambos produzidos pela POWEREX. Estes módulos do Psim oferecem a possibilidade de ajustar as perdas no dispositivo através de fatores de calibração para as perdas por condução e chaveamento. Neste caso, para que o diodo antiparalelo do módulo do IGBT fosse compatível com as perdas do módulo do diodo, utilizou-se no módulo do IGBT um fator de calibração para perdas por condução de 0,85 e para perdas por chaveamento de 0,45.

Na Figura 5.11 são mostrados os valores das perdas por condução, chaveamento e totais obtidos das topologias bifásicas e convencionais. Na Figura 5.12 são mostradas os valores das perdas totais das topologias bifásicas e convencionais em porcentagem.

5.3.1 Topologias Bifásicas

Entre as topologias bifásicas propostas, B5 é a que apresenta as menores perdas nos semicondutores, consumindo apenas 2,44% das perdas totais. As topologias B1, B2

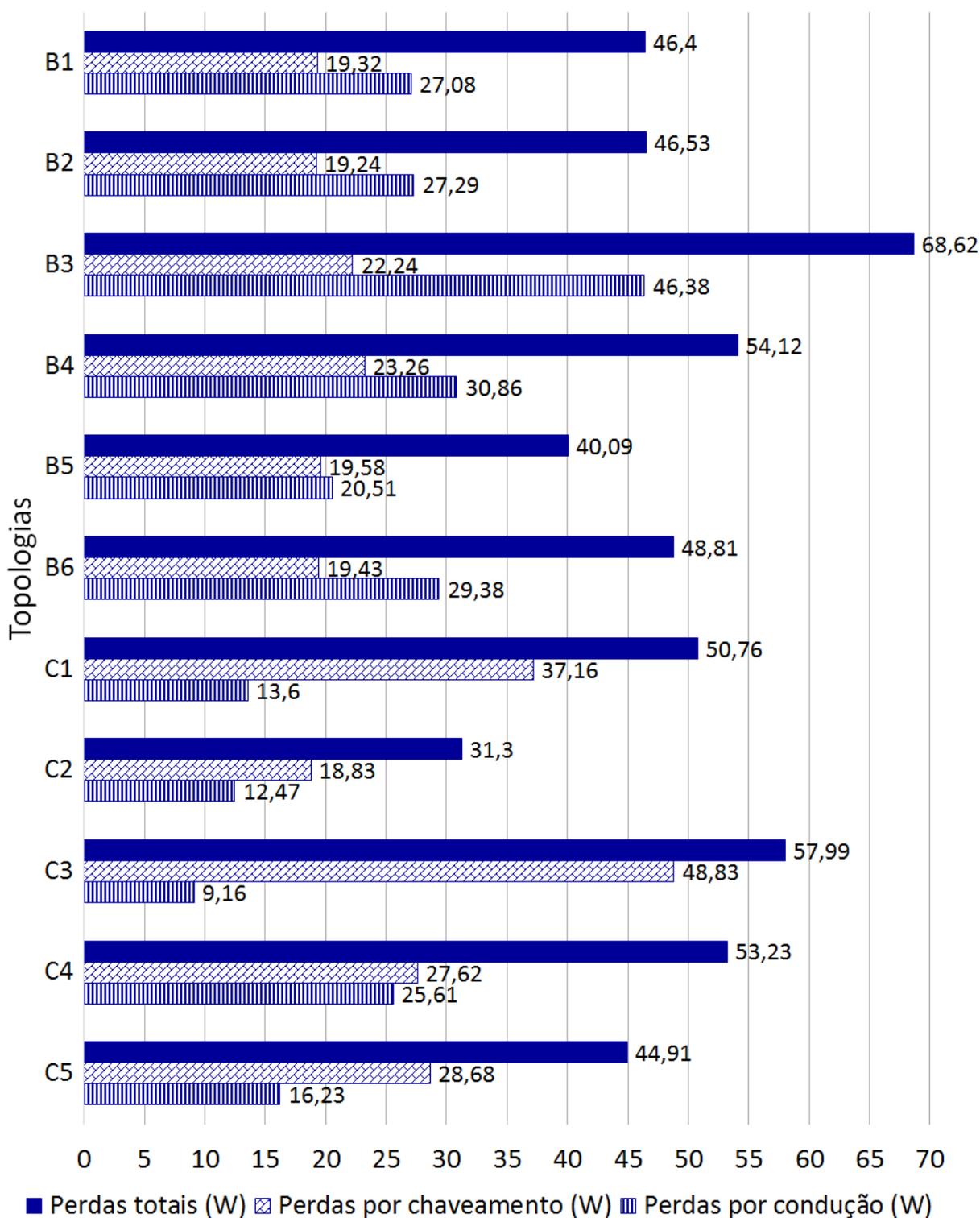


Figura 5.11 – Perdas por condução, chaveamento e totais das topologias bifásicas e convencionais.

e B6 oferecem também baixas perdas, porém um pouco mais elevadas, consumindo das perdas totais, respectivamente, 2,83%, 2,84% e 2,98% . As que possuem maiores perdas são as topologias B3 e B4, consumindo das perdas totais, respectivamente, 4,10% e 3,30%.

Quando confrontadas com B1 e B2, a topologia B5 proporciona uma redução nas

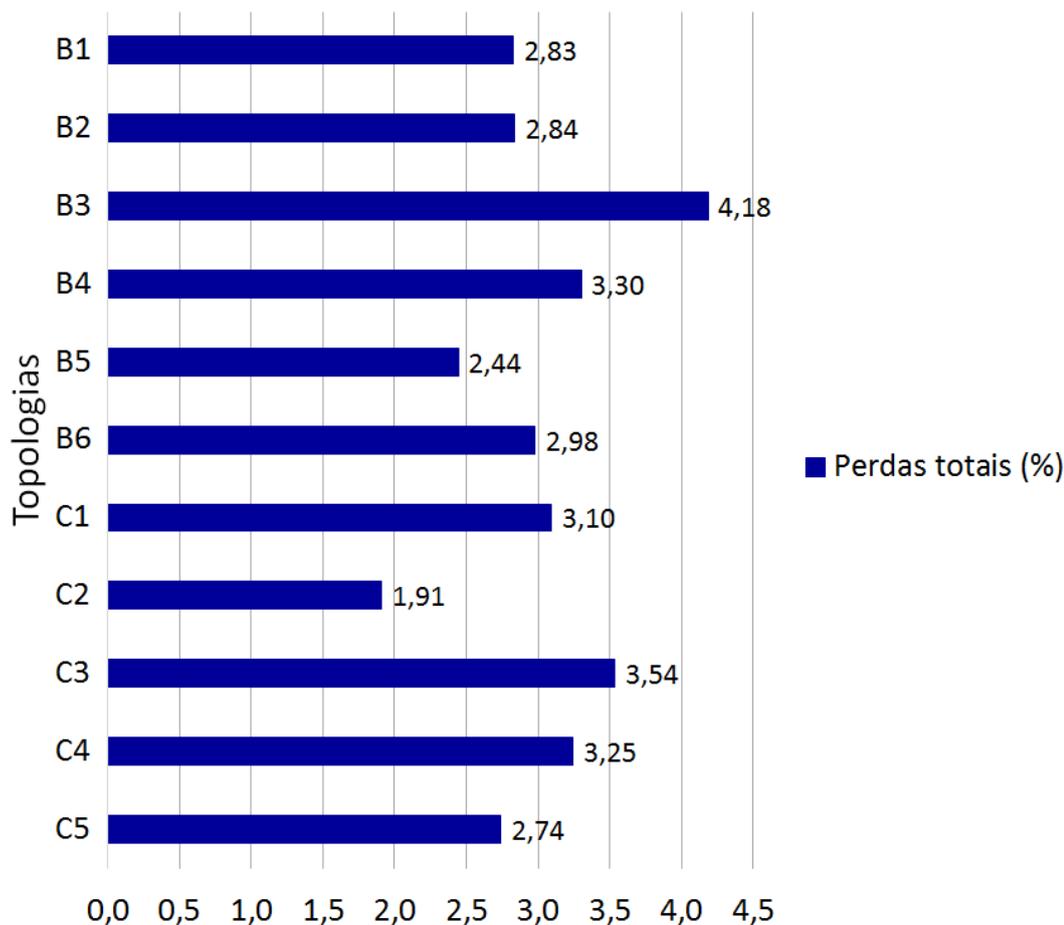


Figura 5.12 – Perdas totais das topologias bifásicas e convencionais em porcentagem.

perdas por condução de aproximadamente 12%. Isso acontece porque cada corrente das topologias B1 e B2 sempre flui por dois dispositivos semicondutores, contabilizando um total de quatro componentes que sempre conduzem simultaneamente. Embora empregue o interruptor bidirecional da Figura 1.11 (que quando fechado, a corrente sempre percorre por três dispositivos semicondutores), a topologia B5 não opera o tempo todo com um número fixo de dispositivos conduzindo, podendo funcionar com apenas dois semicondutores, quando ambos interruptores dessa estrutura estão abertos (com quatro, quando apenas um interruptor está fechado, e com seis, quando ambos interruptores estão fechados), garantindo, portanto, a contração das perdas por condução. Opostamente, as perdas por chaveamento são praticamente as mesmas nas três configurações. Apesar de possuir quatro chaves controladas, B1 e B2 apresentam o mesmo padrão de chaveamento da topologia B5, ou seja, realizam quatro comutações em um período de chaveamento. Além disso, essa equivalência se deve também ao fato de B5, mesmo possuindo um barramento CC com dobro do valor de B1 e B2, submeter a suas chaves controladas a uma tensão igual as de B1 e B2, uma vez que a tensão sobre as chaves de B5 corresponde a sua própria tensão de fase, conforme pode ser observado na Figura 5.1(e).

A Topologia B6 apresenta um crescimento nas perdas de condução quando com-

parada com B1, B2 e B5. Esse aumento é de aproximadamente 5%, frente a B1 e B2, e 12%, frente a B5. Isso ocorre em razão dessa configuração sempre operar com no mínimo quatro dispositivos conduzindo simultaneamente, sendo seis o número máximo. Ou seja, B6 sempre funciona com uma quantidade igual ou superior de semicondutores em relação as topologias B1, B2 e B5, resultando em perdas por condução maiores. Contrariamente, as perdas por chaveamento são praticamente idênticas nas quatro configurações, pois todos apresentam o mesmo padrão de chaveamento, garantindo-as o mesmo número de comutações.

Quando contrastadas com B1, B2, B5 e B6, as topologias B3 e B4 apresentam aumento tanto nas perdas por condução quanto nas perdas por chaveamento. Em ambas, as perdas por condução são causadas pelo aumento do número de dispositivos semicondutores no caminho da corrente. Neste cenário, existe sempre no mínimo três dispositivos conduzindo simultaneamente, porém podem haver até nove semicondutores conduzindo ao mesmo tempo. No entanto, percebe-se que as perdas em B3 são bem maiores do que em B4. Isso acontece porque para ocorrer a circulação direta de corrente (de uma fase para outra ou entre uma fase e o neutro) é necessário que apenas um interruptor esteja fechado em B4, enquanto que em B3 se requer no mínimo dois interruptores. O crescimento nas perdas por chaveamento é causado porque B3 e B4 possuem três chaves controladas e também devido possuírem uma tensão de barramento CC maior do que as outras topologias bifásicas (ou seja, suas chaves são submetidas a um estresse maior).

5.3.2 Topologias Bifásicas vs Topologia C1

As topologias B1, B2, B5 e B6 apresentam redução nas perdas totais quando comparadas com C1. Por outro lado, observa-se aumento nas perdas totais das Topologias B3 e B4 quando confrontadas com a mesma.

O melhor desempenho das topologias B1, B2, B5 e B6 se deve principalmente as baixas perdas por chaveamento obtidas. Na verdade, todas as topologias bifásicas oferecem perdas por chaveamento menores que da Topologia C1. Isso acontece porque as configurações bifásicas possuem no máximo três chaves controladas, enquanto que a topologia C1 tem seis, ou seja, o dobro ou o triplo de chaves controladas.

Opostamente, todas as topologias bifásicas oferecem perdas por condução maiores do que C1. As elevadas perdas das estruturas bifásicas se devem ao maior número de semicondutores encontrados no caminho da corrente, já que a topologia C1 sempre opera com apenas três dispositivos semicondutores conduzindo simultaneamente.

Pode-se destacar o baixo desempenho das topologias B3 e B4 em relação a C1, visto que são as únicas topologias que não conseguem compensar o aumento das perdas por condução utilizando a redução das perdas por chaveamento. Destaca-se também que,

além de apresentarem menores perdas totais, as topologias B1, B2, B5 e B6 possuem um menor número de chaves controladas, o que permite reduzir custos.

5.3.3 Topologias Bifásicas vs Topologia C2

Quando confrontadas com C2, todas as topologias bifásicas proporcionam aumento tanto das perdas por condução como das perdas por chaveamento. Isso ocorre em virtude da topologia C2 possuir apenas três chaves controladas que só sofrem perdas por chaveamento no semiciclo positivo da corrente e funcionar sempre com somente três dispositivos conduzindo simultaneamente, o que reduz bastante as perdas por condução.

Entretanto, a desvantagem das configurações bifásicas em relação as perdas é compensada pelas taxas de distorção harmônica, uma vez que o conteúdo harmônico apresentado pela topologia C2 é excessivamente elevado e, conseqüentemente, pode trazer diversos transtornos ao sistema elétrico.

5.3.4 Topologias Bifásicas vs Topologia C3

Quando contrastadas com C3, as topologias B1, B2, B4, B5 e B6 oferecem redução nas perdas totais. Em contrapartida, percebe-se aumento nas perdas totais da topologia B3 quando comparadas com a mesma.

Nota-se que todas as topologias bifásicas apresentam perdas por chaveamento menores do que C3. Isso acontece porque as estruturas bifásicas empregam no máximo três chaves controladas, enquanto que C3 utiliza quatro. No entanto, a causa principal do aumento nas perdas por chaveamento é a elevada tensão de barramento CC da topologia C3, cujo valor é o dobro de C1, em virtude de possuir uma das fases conectado ao ponto central do barramento. Conseqüentemente, os dispositivos semicondutores de C3 são submetidos a maior estresse do que B1, B2, B4, B5 e B6, dado que essas configurações possuem uma tensão menor. Embora tenha o dobro da tensão de barramento de B1, B2, B6 (sendo pouco menor do que C3), a topologia B5 não é afetada com o aumento da tensão do barramento CC, visto que suas chaves controladas são submetidas a mesma tensão que as de B1, B2, B6, ou seja, a sua própria tensão de fase.

Por outro lado, todas as topologias bifásicas oferecem perdas por condução maiores do que C3. As perdas mais altas das estruturas bifásicas se devem ao maior número de semicondutores encontrados no caminho da corrente, pois a topologia C3 sempre funciona com apenas dois dispositivos conduzindo simultaneamente.

Sendo assim, do ponto de vista das perdas, as Topologias B1, B2, B4, B5 e B6 são bem mais atrativas do que a topologia C3, visto que conseguem compensar o aumento das perdas por condução com a redução das perdas por chaveamento. Além disso, algumas apresentam um número menor de chaves controladas, permitindo reduzir os custos. Por

outro lado, a topologia B3 mostra-se bastante desvantajosa e não consegue realizar essa compensação, mesmo aparentando uma quantidade igual de componentes semicondutores da topologia B4. A explicação para isso é que em B3 são necessários dois interruptores bidirecionais fechados para ocorrer a circulação direta de corrente, enquanto que em B3 são preciso apenas um.

5.3.5 Topologias Bifásicas vs Topologia C4 e C5

Quando comparadas com C4, as topologias B1, B2, B5 e B6 apresentam atenuação nas perdas totais. No entanto, nota-se aumento nas perdas totais em todas as topologias bifásicas, exceto em B1, quando confrontadas com C5.

Observe que os retificados de C4 e C5 são os mesmos empregados nas topologias B3 e B4, respectivamente. No entanto, as topologias B3 e B4 utilizam uma máquina bifásica, enquanto que C4 e C5 usam uma máquina trifásica. Dessa forma, quando confrontadas com C4 e C5, todas as topologias bifásicas apresentam redução nas perdas por chaveamento, uma vez que as topologias bifásicas, exceto B5, possuem uma tensão de barramento CC menor do que as topologias convencionais.

Por outro lado, as perdas por condução em todas as topologias bifásicas são maiores do que C5, enquanto que B5 é a única menor do que C4. A razão para isso é que as topologias bifásicas exigem uma corrente de fase maior em relação as topologias convencionais (isto é, considerando potências e tensões iguais, tem-se que $I_{2\phi} = (2/3) I_{3\phi}$), o que resulta em perdas por condução mais altas.

5.4 Conclusões

Este capítulo apresentou um comparativo entre as topologias bifásicas e convencionais a partir das análises da distorção harmônica das corrente de entrada e das perdas por condução e chaveamento nos dispositivos semicondutores.

Das topologia bifásicas apresentadas, as que obtiveram desempenho superior em relação ao THD foram as configurações B1, B2, B5 e B6, pelo fato de não sofrerem distorção harmônica devido a corrente do neutro.

A taxa de distorção harmônica dos sinais de corrente de todas as topologias bifásicas se mostraram bem melhor (menor) do que a taxa de C2, uma vez que esse configuração, formada por três diodos e três IGBTs, gera um formato senoidal apenas no semiciclo positivo da corrente. Diferentemente de C2, a configuração C3 só é composta por IGBTs, mas mesmo assim sua taxa de THD foi pior (maior) do que a de todas as topologias bifásicas, pois produz um alto ripple nas correntes de entrada.

Constatou-se também que as taxas de THD das topologias B1, B2, B5 e B6 se

mostraram melhores em relação a das configurações C2, C3, C4 e C5, enquanto que B3 e B4 apenas apresentaram melhor desempenho de THD frente as estruturas C2 e C3. Entretanto, nenhuma topologia bifásica conseguiu obter um melhor índice de THD do que a topologia C1.

Todas as topologias bifásicas apresentaram perdas por condução maiores do que as perdas por chaveamento, enquanto que nas topologias convencionais aconteceu o oposto. Isso permitiu que algumas topologias bifásicas conseguissem compensar as elevadas perdas por condução através das baixas perdas por chaveamento, garantindo-as menores perdas totais.

Percebeu-se que a topologia B5 possui as menores perdas totais entre todas as configurações bifásicas e convencionais, com exceção de C2. Já B1, B2 e B6 proporcionaram redução das perdas totais quando comparadas com as topologias C1, C3 e C4. Porém, B3 e B4 tiveram um baixo desempenho em relação as topologias convencionais, visto que as perdas totais em B3 são as mais elevadas de todas e em B4 só são menores do que a configuração C3.

6 Resultados de Simulação

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados da simulação dinâmica para as topologias B1, B2, B3, B4, B5 e B6. Todos os resultados foram obtidos com *software* Power Simulation (PSIM) versão 9.0. O comportamento ao longo do tempo das variáveis controladas e os objetivos esperados no controle de cada uma das estruturas serão observados.

Para fins de simplificação, o modelo da máquina bifásica utilizado nas simulações trata-se de uma fonte *RLE* (*resistor+indutor+fonte*).

Os parâmetros de simulações para todas as configurações encontram-se na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Parâmetros utilizados nas simulações.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada de fase	120 V_{RMS}
Frequência da Máquina	60 Hz
Indutância de entrada	7 mH
Resistência equivalente de fase	0,3 Ω
Frequência de chaveamento	10 kHz
Capacitância do barramento CC	4400 μF
Potência de carga (saída)	1640 W
Tensão de barramento CC para B1, B2 e B6	170 V
Tensão de barramento CC para B3 e B4	240 V
Tensão de barramento CC para B5	340 V

6.2 Topologia B1

Os resultados de simulação da topologia B1 encontram-se nas Figuras 6.1 e 6.2. As curvas mostradas nessas figuras são: correntes de fase da máquina (i_{sd} e i_{sq}), tensões de fase geradas pelo conversor (v_{sd} e v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

Na Figura 6.1(a) são mostradas as correntes de entrada da máquina controladas com a amplitude definida pelo controle do barramento CC e as fases obtidas a partir das tensões geradas pelo conversor. Pode-se verificar que as correntes de fase possuem um formato senoidal, permitindo que a máquina bifásica forneça energia com fator de potência praticamente unitário. O fator de potência obtido é igual a 0,999, que é um valor bastante satisfatório.

Nas Figuras 6.1(b) e 6.1(c) são mostradas as correntes de fase sobrepostas as tensões geradas pelo conversor. Pode-se perceber que não existe defasamento entre as tensões de fase e correntes de entrada, ou seja, v_{sd} e v_{sq} estão sincronizadas, respectivamente, com i_{sd} e i_{sq} . Tal sincronismo é realizado empregando um esquema de PLL e tem a função de reduzir a distorção da corrente na passagem por zero, assegurando baixos valores de THD. Na Figura 6.2 são mostradas em detalhe a passagem por zero das correntes i_{sd} e i_{sq} . Observa-se que existe uma distorção bastante pequena em ambas as correntes na passagem por zero, o que comprova o bom desempenho do PLL adotado.

Na Figura 6.1(d) é mostrada a convergência da tensão do barramento CC para o valor de referência de 170 V, evidenciando-se o correto funcionamento do controle.

Na Figura 6.3 é mostrado o comportamento dinâmico do sistema quando submetido a um degrau de carga. Pode-se observar o aparecimento de um transitório na tensão do barramento CC que é rapidamente corrigido, fazendo com que essa tensão se estabilize novamente no seu valor de referência. Além disso, percebe-se que as correntes de entrada apresentam um crescimento em amplitude, com a finalidade de compensar a perturbação de carga sofrida.

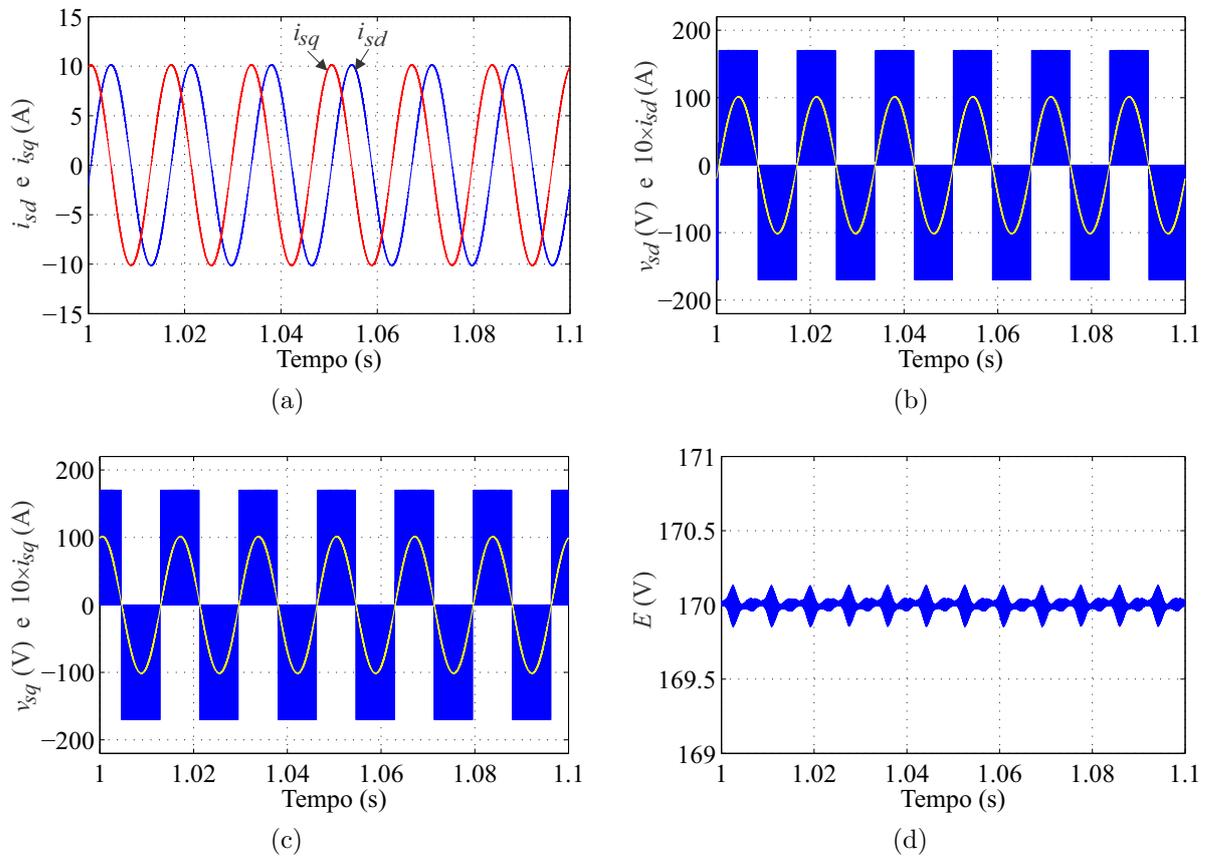


Figura 6.1 – Resultados de simulação da topologia B1. (a) Correntes de fase da máquina. (b) Tensão v_{sd} em fase com i_{sd} . (c) Tensão v_{sq} em fase com i_{sq} . (d) Tensão do barramento CC.

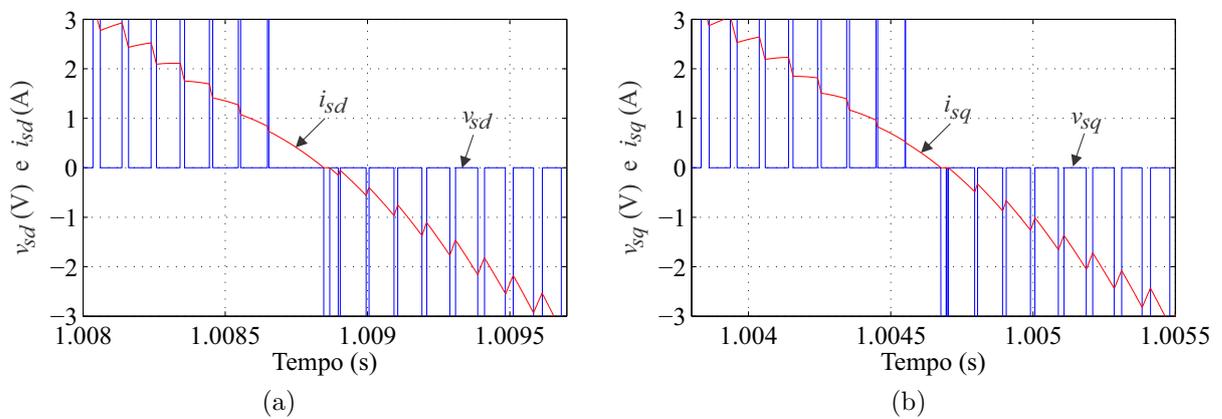


Figura 6.2 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B1. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} .

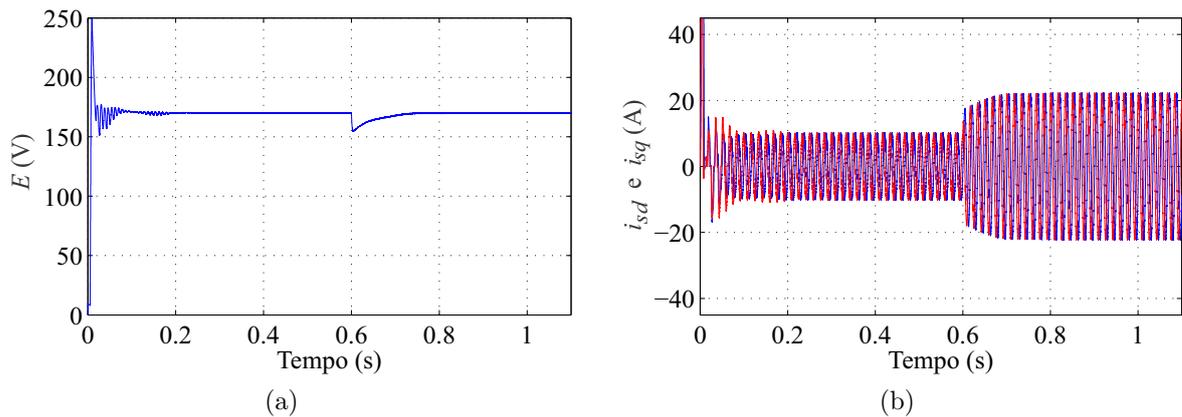


Figura 6.3 – Comportamento dinâmico da topologia B1 para um transitório de carga .
 (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina.

6.3 Topologia B2

Nas Figuras 6.4 e 6.5 são encontrados os resultados simulação da Topologia B2. As curvas mostradas nessas figuras são: correntes de fase da máquina (i_{sd} e i_{sq}), tensões de fase geradas pelo conversor (v_{sd} e v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

Na Figura 6.4(a) são mostradas as correntes de fase da máquina, cuja amplitude é definida pelo controle do barramento CC. Pode-se notar que as correntes de entrada são nitidamente senoidais, o que acaba produzindo um fator de potência muito próximo da unidade. Neste caso, o valor alcançado é igual a 0,999.

Nas Figuras 6.4(b) e 6.4(c) são mostradas as correntes de entrada sobrepostas as tensões de fase geradas pelo conversor. Pode-se verificar que que as tensões v_{sd} e v_{sq} estão em fase, respectivamente, com as correntes i_{sd} e i_{sq} , atenuando a distorção da corrente de entrada na passagem por zero e, conseqüentemente, permitindo obter reduzidas taxas de THD. Na Figura 6.5 são mostradas em detalhe a passagem por zero das correntes i_{sd} e i_{sq} . Pode-se perceber visualmente a eliminação da distorção em ambas as correntes no cruzamento por zero.

Na Figura 6.4(d) é mostrada a tensão no barramento CC devidamente controlada no valor de referência de 170 V, destacando-se o bom funcionamento do controle.

Na Figura 6.6 é mostrado o comportamento dinâmico do sistema frente a uma perturbação de carga. Pode-se verificar que o transitório na tensão do barramento CC é rapidamente corrigido, retornando ao seu valor de referência. Percebe-se, ainda, que o sistema atua de forma que as correntes de entrada apresentam um aumento em amplitude, a fim de compensar o degrau de carga aplicado.

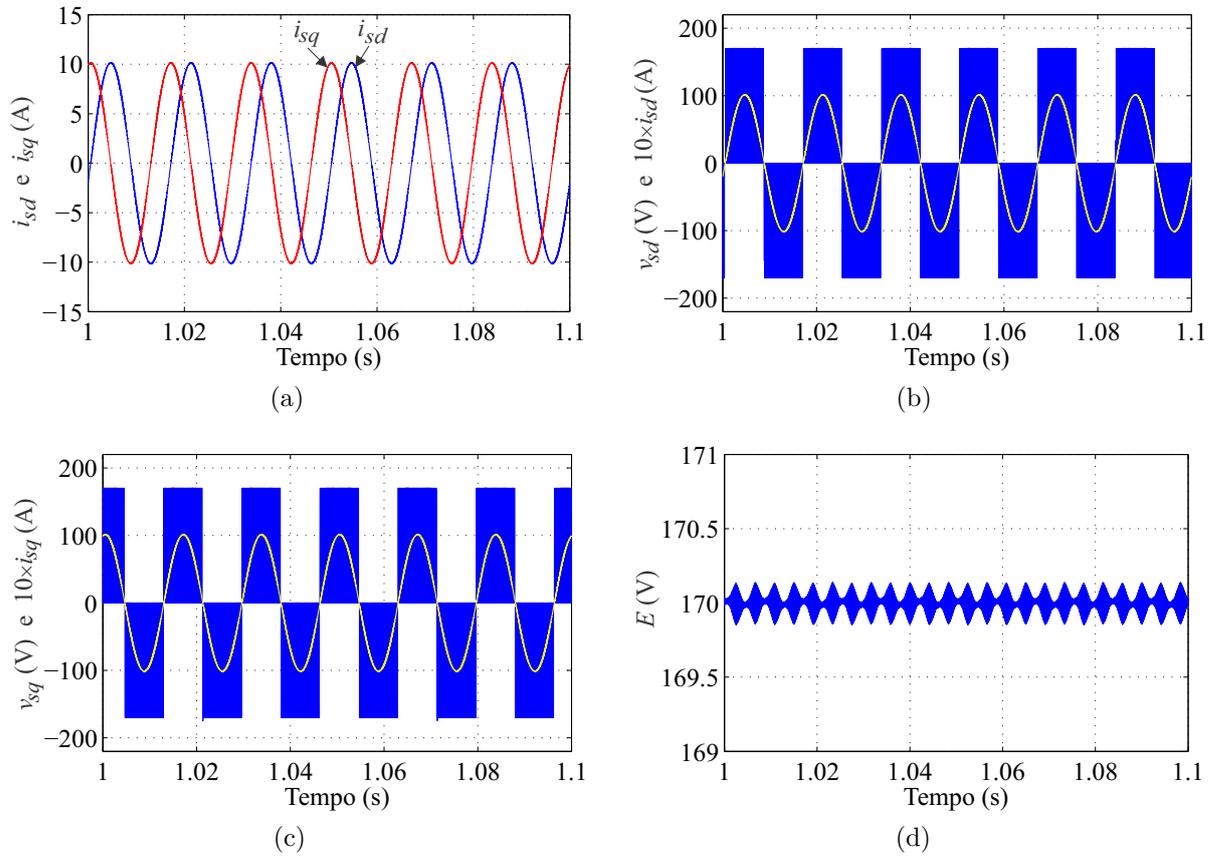


Figura 6.4 – Resultados de simulação da topologia B2. (a) Correntes de fase da máquina. (b) Tensão v_{sd} em fase com i_{sd} . (c) Tensão v_{sq} em fase com i_{sq} . (d) Tensão do barramento CC.

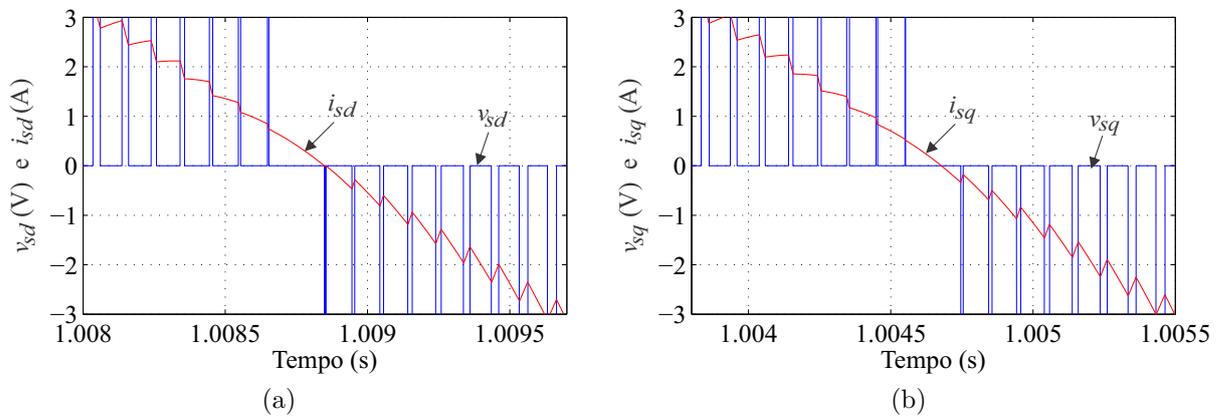


Figura 6.5 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B2. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} .

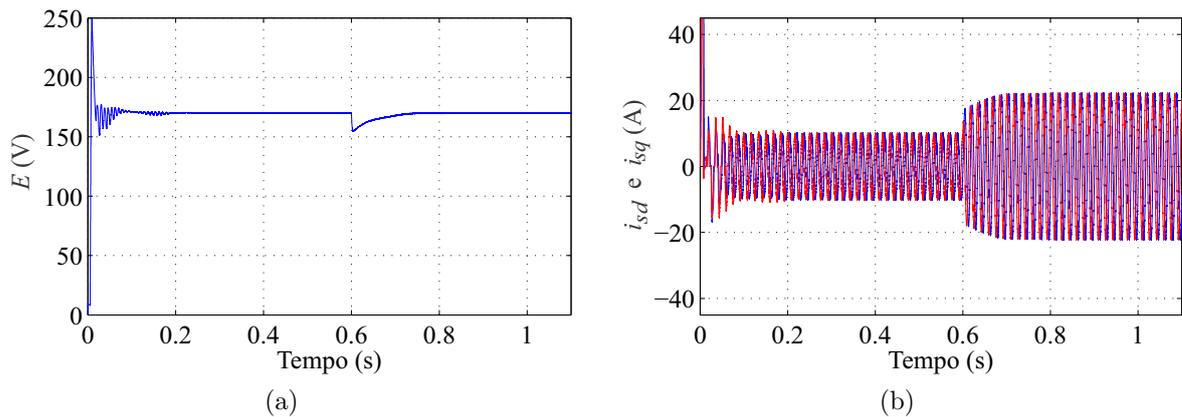


Figura 6.6 – Comportamento dinâmico da topologia B2 para um transitório de carga .
 (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina.

6.4 Topologia B3

Os resultados de simulação da topologia B3 encontram-se nas Figuras 6.7, 6.8, 6.9 e 6.10. As curvas mostradas nessas figuras são: correntes de fase (i_{sd} e i_{sq}), corrente do neutro da máquina (i_n), tensões de fase geradas pelo conversor (v_{sd} e v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

Na Figura 6.7(a) são mostradas as correntes de entrada da máquina totalmente controladas. Pode-se perceber que as correntes de fase possuem um formato senoidal, assim como a corrente do neutro da máquina, conforme mostrada na Figura 6.7(b). Isso possibilita que a máquina bifásica forneça energia com fator de potência quase unitário. Como resultado, tem-se um valor igual a 0,998.

Nas Figuras 6.8(a) e 6.8(b) são mostradas as correntes de entrada i_{sd} e i_{sq} em fase, respectivamente, com as tensões v_{sd} e v_{sq} geradas pelo conversor. Este sincronismo é executado com finalidade de reduzir a distorção da corrente de entrada no cruzamento pelo valor zero, o que garante menores índices de THD. Nas Figuras 6.9(a) e 6.9(b) são mostradas em detalhe o cruzamento por zero das correntes i_{sd} e i_{sq} . Percebe-se que a distorção na passagem por zero de ambas as correntes é praticamente eliminada. No entanto, pode-se notar que existem distorções nas correntes próximo aos picos, conforme mostradas nas Figuras 6.9(c) e 6.9(d). Essas distorções são causadas devido à influência da corrente do neutro, ou seja, no momento em que a corrente do neutro cruza pelo valor zero.

Na Figura 6.10 é mostrada a convergência da tensão do barramento CC para o valor de referência de 240 V, destacando-se o correto funcionamento do controle.

O comportamento dinâmico do sistema para um transitório de carga é mostrado na Figura 6.11. Pode-se perceber o sistema, mesmo de depois que sofre um a perturbação de

carga, rapidamente consegue restabelecer a tensão do barramento CC no seu valor de referência. Nota-se, também, que as correntes de entrada sofrem um aumento na amplitude, no sentido de corrigir a tensão do barramento CC.

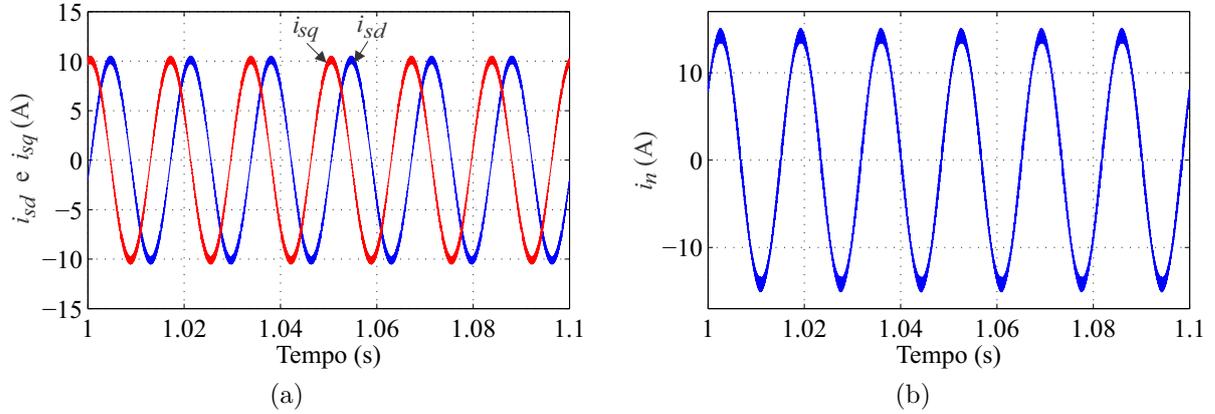


Figura 6.7 – Correntes da máquina na topologia B3. (a) Correntes de fase i_{sd} e i_{sq} . (b) Corrente do neutro i_n .

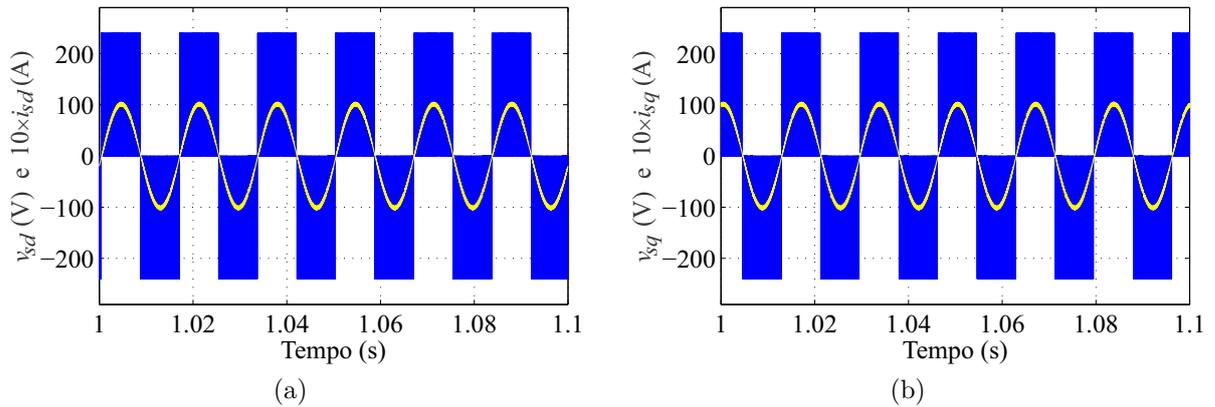


Figura 6.8 – Sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor da topologia B3. (a) v_{sd} em fase com i_{sd} . (b) v_{sq} em fase com i_{sq} .

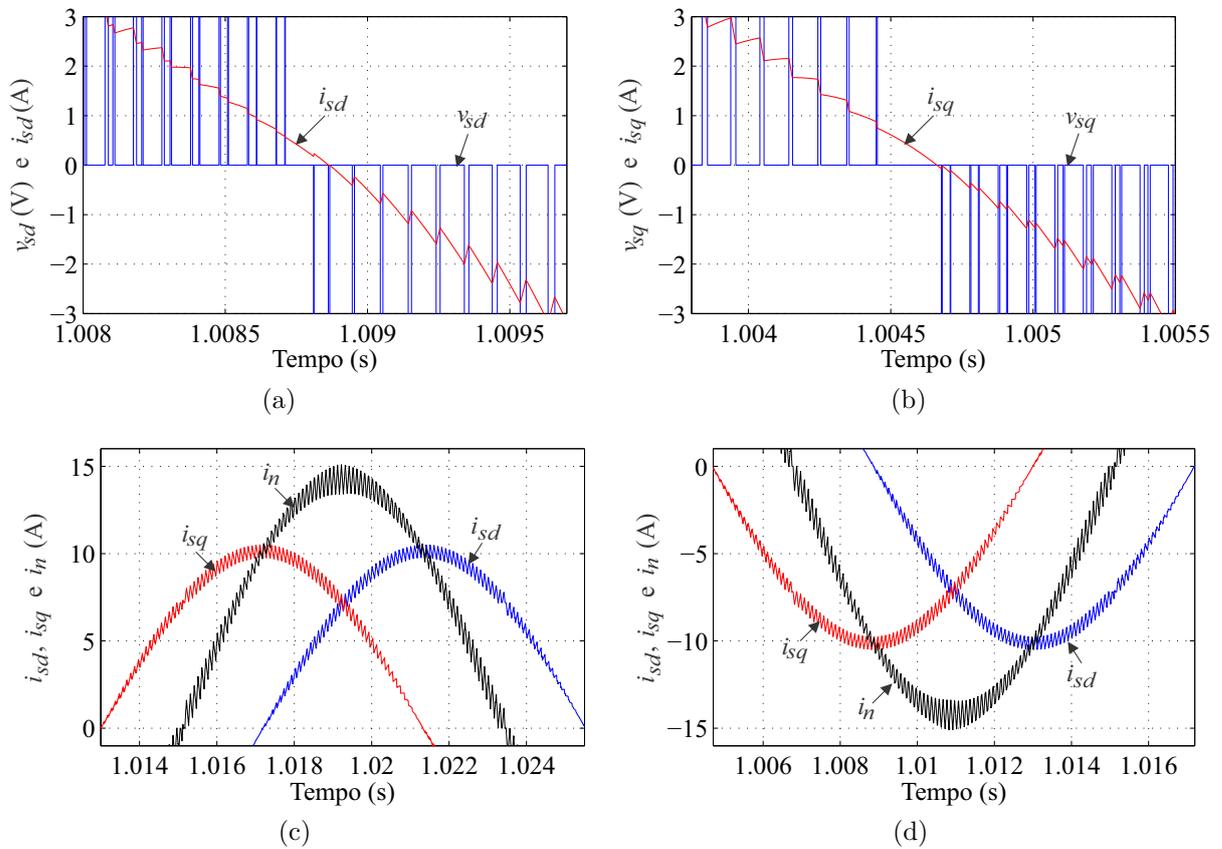


Figura 6.9 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B3. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} . (c) Distorção próximo aos picos no semiciclo positivo das correntes. (d) Distorção próximo aos picos no semiciclo negativo das correntes.

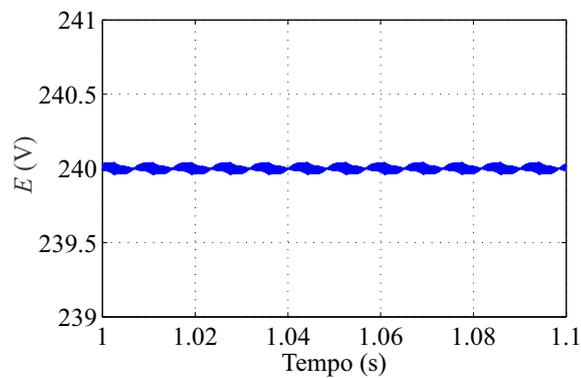


Figura 6.10 – Tensão do barramento CC na topologia B3.

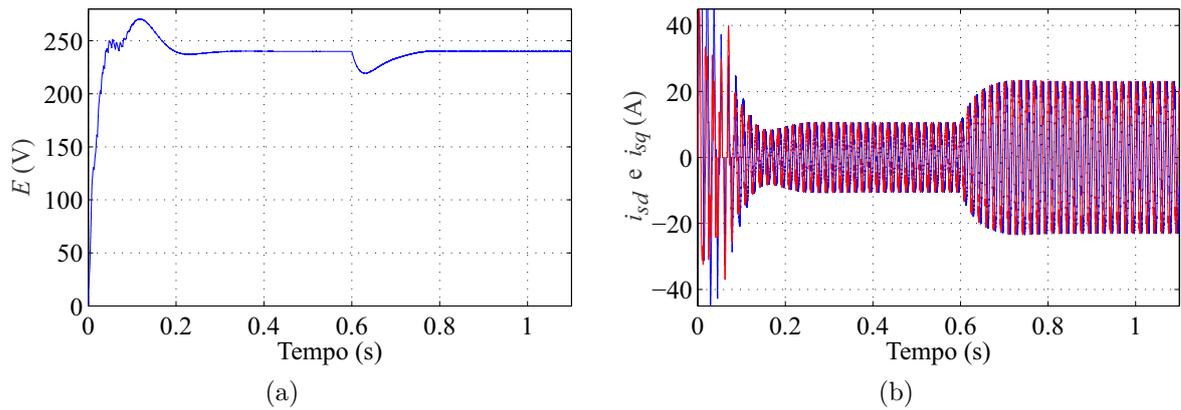


Figura 6.11 – Comportamento dinâmico da topologia B3 para um transitório de carga .
 (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina.

6.5 Topologia B4

Nas Figuras 6.12, 6.13, 6.14 e 6.15 são encontrados os resultados simulação da Topologia B4. As curvas mostradas nessas figuras são: correntes de fase (i_{sd} e i_{sq}), corrente do neutro da máquina (i_n), tensões de fase geradas pelo conversor (v_{sd} e v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

Na Figura 6.12(a) são mostradas as correntes de fase da máquina absolutamente controladas. Pode-se perceber que as correntes de entrada são senoidais, bem como a corrente do neutro da máquina, conforme mostrada na Figura 6.12(b). Isso permite produzir um fator de potência muito próximo da unidade, cujo valor é igual a 0,998.

Pode-se observar que as correntes i_{sd} e i_{sq} estão sincronizados, respectivamente, com as tensões v_{sd} e v_{sq} geradas pelo conversor, conforme mostrado nas Figuras 6.13(a) e 6.13(b). Tal sincronismo é realizado com objetivo de diminuir a distorção da corrente de entrada na passagem por zero, o que garante menores índices de THD. Nas Figuras 6.14(a) e 6.14(b) são mostradas em detalhe a passagem por zero das correntes i_{sd} e i_{sq} . Pode-se verificar que a distorção no cruzamento por zero de ambas as correntes é praticamente eliminada. No entanto, percebe-se que há distorções nas correntes próximo aos picos, conforme mostradas nas Figuras 6.14(c) e 6.14(d). Distorções essas que são também causadas no instante em que a corrente do neutro passa pelo zero. Na Figura 6.15 é mostrada a tensão no barramento CC devidamente controlada no valor de referência de 240 V.

Na Figura 6.16 é mostrado o comportamento dinâmico do sistema frente a um degrau de carga. Observa-se que o transitório na tensão do barramento CC rapidamente corrigido, regressando ao seu valor de referência. Nota-se, ainda, que o sistema atua fazendo com que as correntes de entrada apresentam um aumento em amplitude, com a

finalidade de compensar o degrau de carga aplicado.

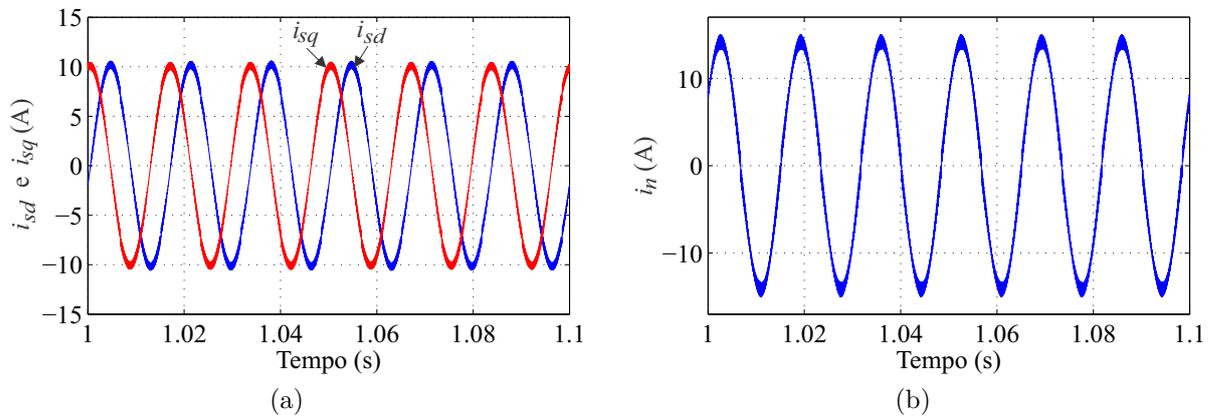


Figura 6.12 – Correntes da máquina na topologia B4. (a) Correntes de fase i_{sd} e i_{sq} . (b) Corrente do neutro i_n .

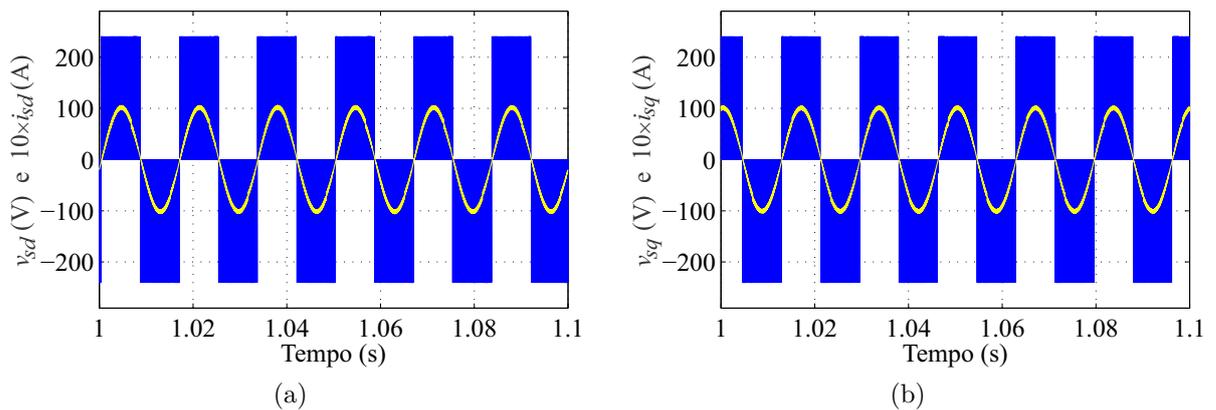


Figura 6.13 – Sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor da topologia B4. (a) v_{sd} em fase com i_{sd} . (b) v_{sq} em fase com i_{sq} .

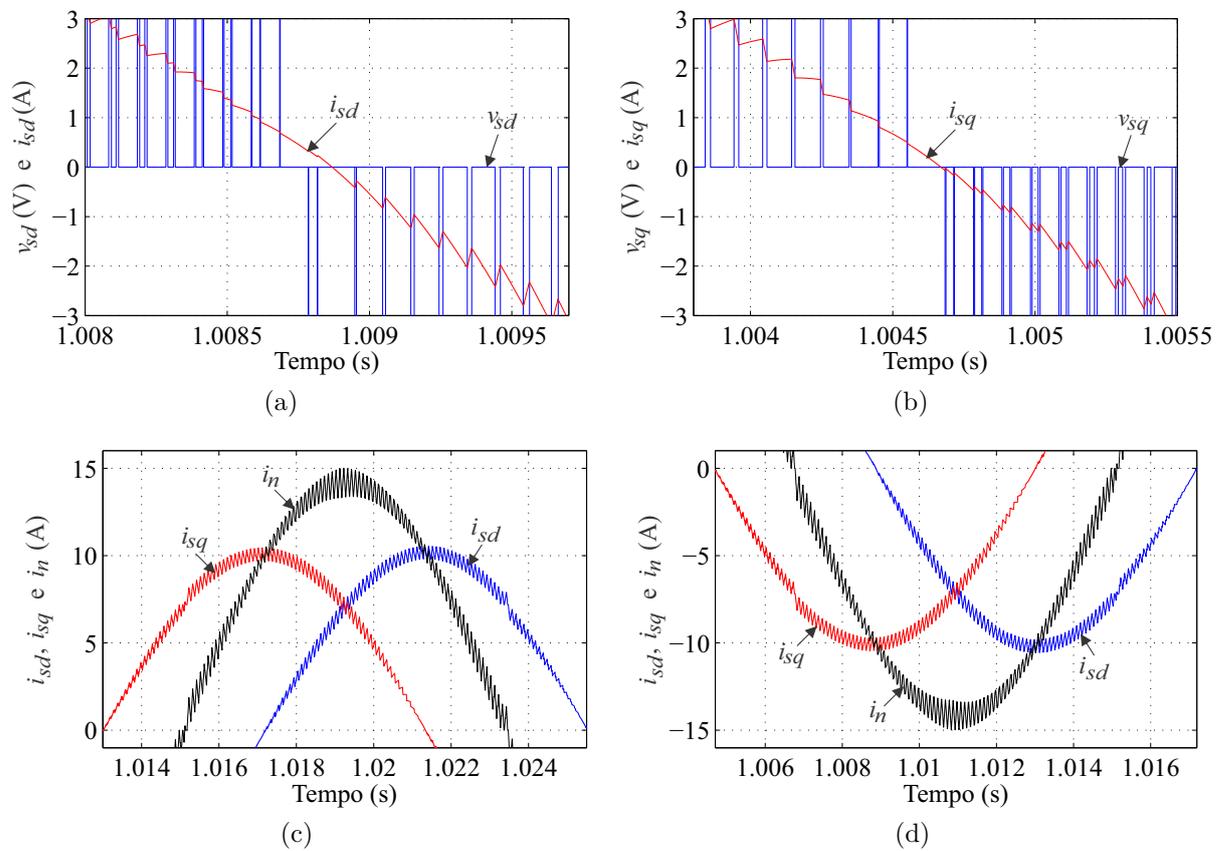


Figura 6.14 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B4. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} . (c) Distorção próximo aos picos no semiciclo positivo das correntes. (d) Distorção próximo aos picos no semiciclo negativo das correntes.

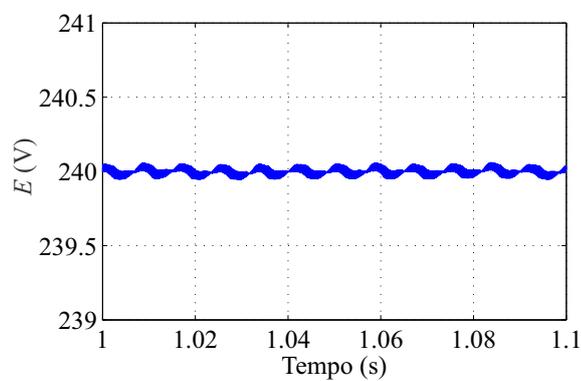


Figura 6.15 – Tensão do barramento CC na topologia B4.

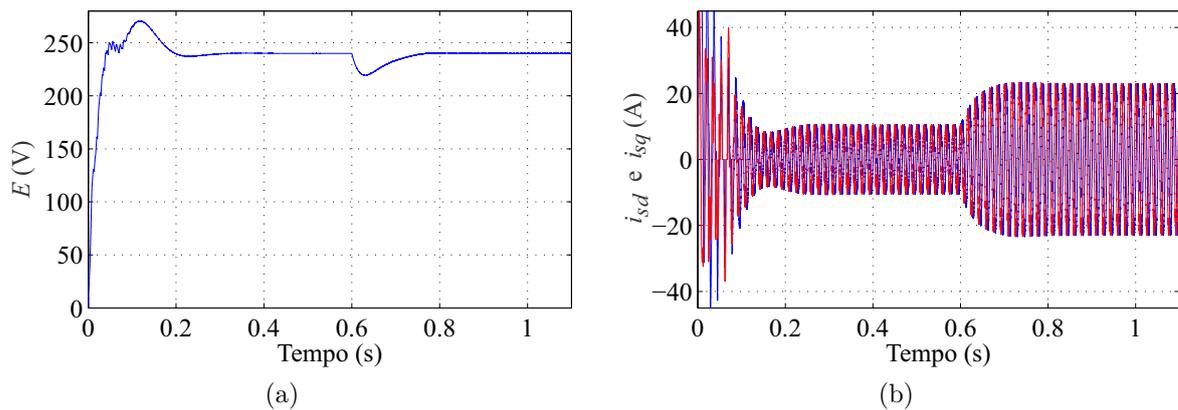


Figura 6.16 – Comportamento dinâmico da topologia B4 para um transitório de carga .
 (a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina.

6.6 Topologia B5

Os resultados de simulação da topologia B5 encontram-se nas Figuras 6.17, 6.18, 6.19 e 6.20. As curvas mostradas nessas figuras são: correntes de fase (i_{sd} e i_{sq}), corrente do neutro da máquina (i_n), tensões de fase geradas pelo conversor (v_{sd} e v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

Na Figura 6.17(a) são mostradas as correntes de entrada da máquina totalmente controladas com a amplitude definida pela controle do barramento CC. Pode-se verificar que as correntes de fase são senoidais, o que permite a máquina bifásica forneça energia com fator de potência quase unitário, alcançando um valor igual a 0,998. Em consequência das formas de onda de i_{sd} e i_{sq} , tem-se uma corrente de neutro também senoidal, conforme mostrada na Figura 6.17(b).

Pode-se notar que não existe defasamento entre as tensões de fase e correntes de entrada, ou seja, v_{sd} e v_{sq} estão em fase, respectivamente, com i_{sd} e i_{sq} , conforme mostrado na Figura 6.18. Este sincronismo é realizado pela ação do PLL, atenuando a distorção da corrente na passagem por zero. Na Figura 6.19 são mostradas em detalhe o cruzamento por zero das correntes i_{sd} e i_{sq} . Percebe-se visualmente a eliminação da distorção em ambas as correntes na passagem por zero, o que comprova o bom desempenho do PLL empregado.

Na Figura 6.20 é mostrada a tensão no barramento CC devidamente controlada no valor de referência de 340 V.

O comportamento dinâmico do sistema para um transitório de carga é mostrado na Figura 6.21. Verifica-se o aparecimento de um transitório na tensão do barramento CC que é rapidamente corrigido, estabilizando novamente essa tensão no seu valor de referência. Percebe-se que as correntes de entrada apresentam um crescimento em amplitude, no

sentido de corrigir a tensão do barramento CC.

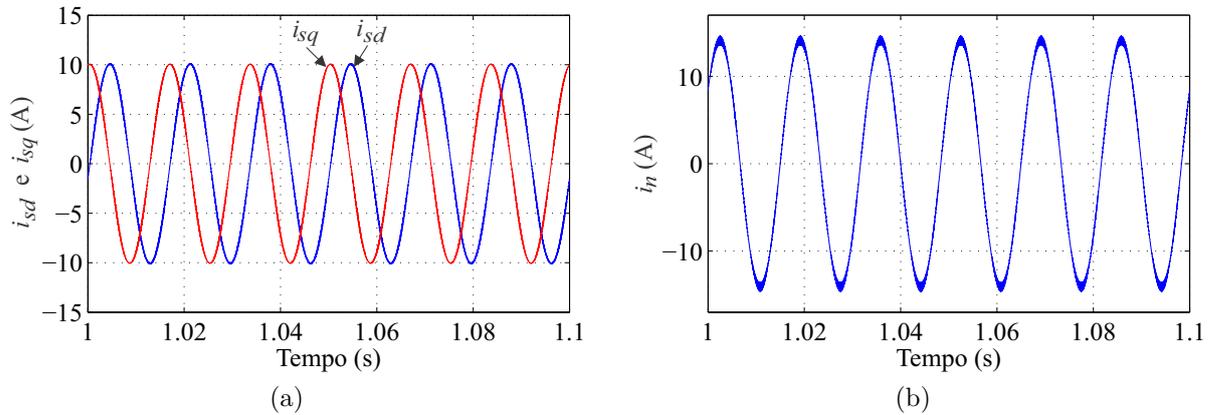


Figura 6.17 – Correntes da máquina na topologia B5. (a) Correntes de fase i_{sd} e i_{sq} . (b) Corrente do neutro i_n .

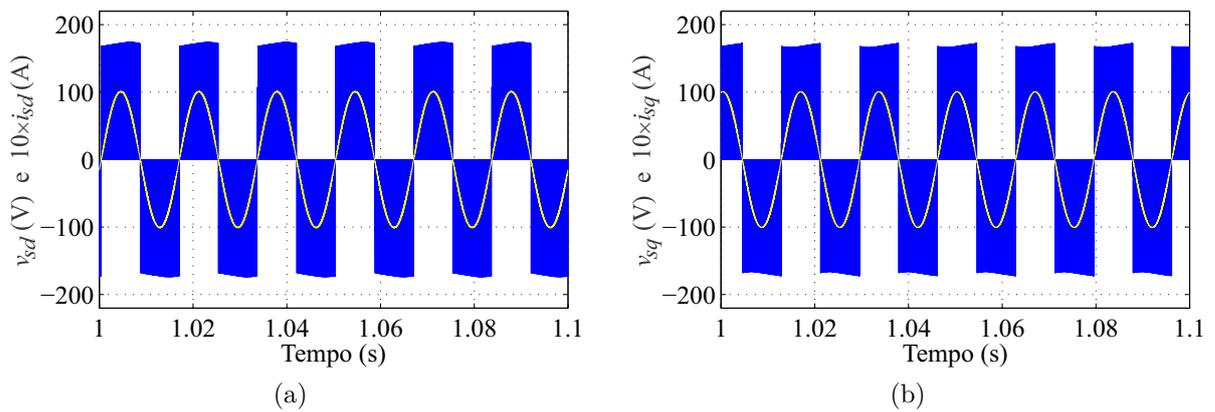


Figura 6.18 – Sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor da topologia B5. (a) v_{sd} em fase com i_{sd} . (b) v_{sq} em fase com i_{sq} .

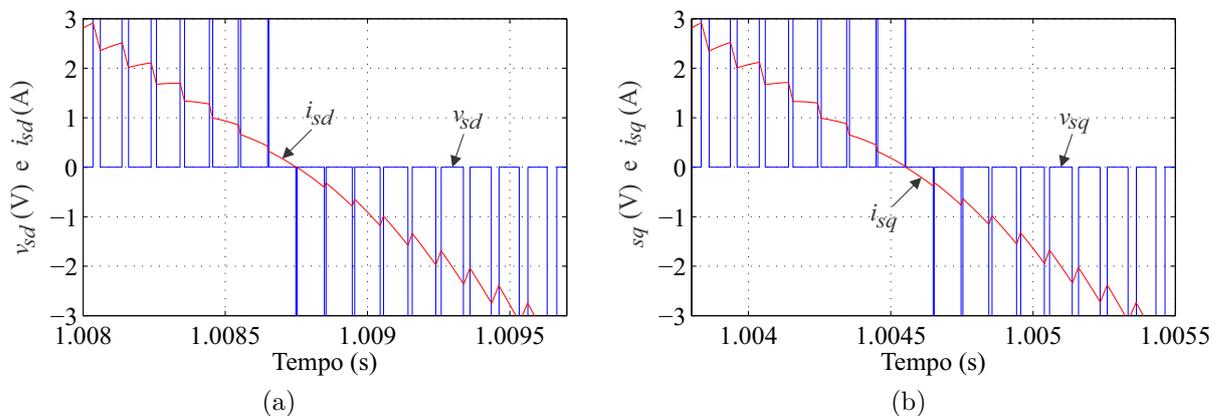


Figura 6.19 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B5. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} .

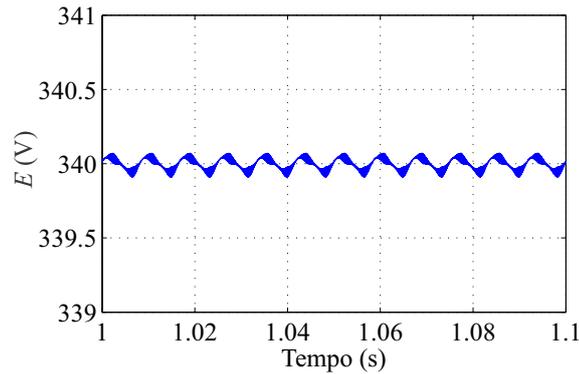


Figura 6.20 – Tensão do barramento CC na topologia B5.

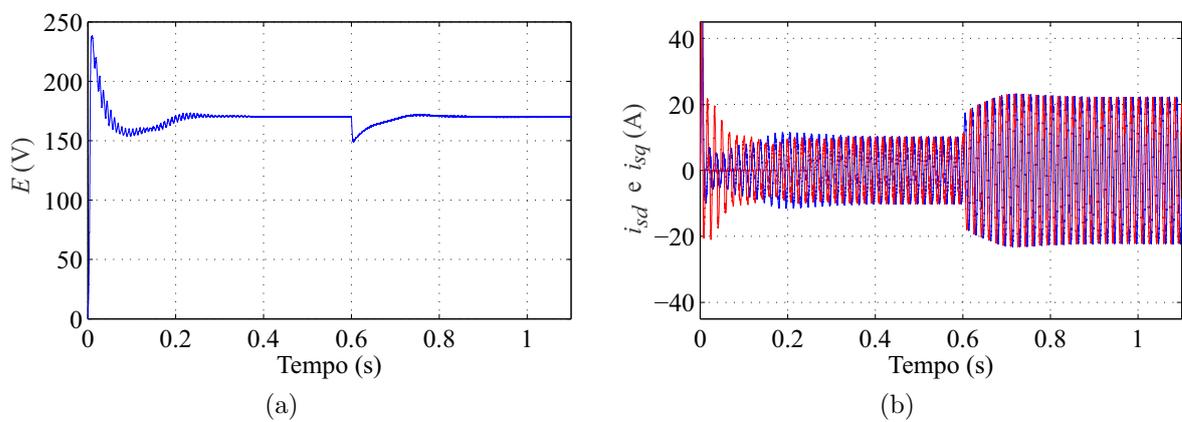


Figura 6.21 – Comportamento dinâmico da topologia B5 para um transitório de carga .
(a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina.

6.7 Topologia B6

Nas Figuras 6.22 e 6.23 são encontrados os resultados simulação da Topologia B6. As curvas mostradas nessas figuras são: correntes de fase (i_{sd} e i_{sq}), tensões de fase geradas pelo conversor (v_{sd} e v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

Pode-se notar que as correntes de fase da máquina estão controlados e possuem um formato senoidal, conforme mostrada nas Figura 6.22(a). Ou seja, a máquina bifásica está fornecendo energia com fator de potência perto da unidade, alcançando um valor igual a 0,999.

Nas Figuras 6.22(b) e 6.22(c) são mostradas as correntes de entrada i_{sd} e i_{sq} em fase, respectivamente, com as tensões v_{sd} e v_{sq} geradas pelo conversor. Este sincronismo tem a finalidade de reduzir a distorção da corrente na passagem por zero. Na Figura 6.23 é mostrado em detalhe o cruzamento por zero das correntes i_{sd} e i_{sq} . Pode-se verificar visualmente a eliminação da distorção em ambas as correntes na passagem por zero.

Na Figura 6.22(d) é mostrada a tensão no barramento CC devidamente controlada no valor de referência de 170 V.

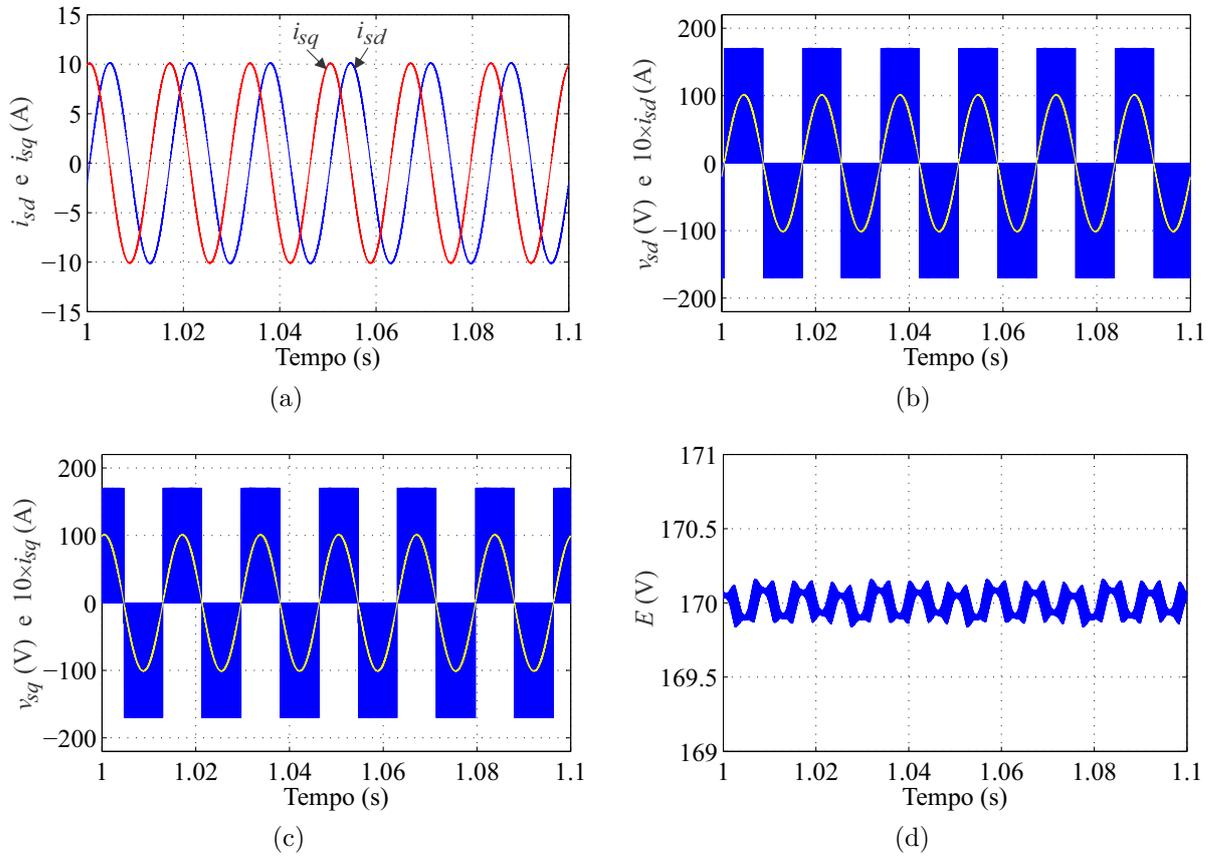


Figura 6.22 – Resultados de simulação da topologia B6. (a) Correntes de fase da máquina. (b) Tensão v_{sd} em fase com i_{sd} . (c) Tensão v_{sq} em fase com i_{sq} . (d) Tensão do barramento CC.

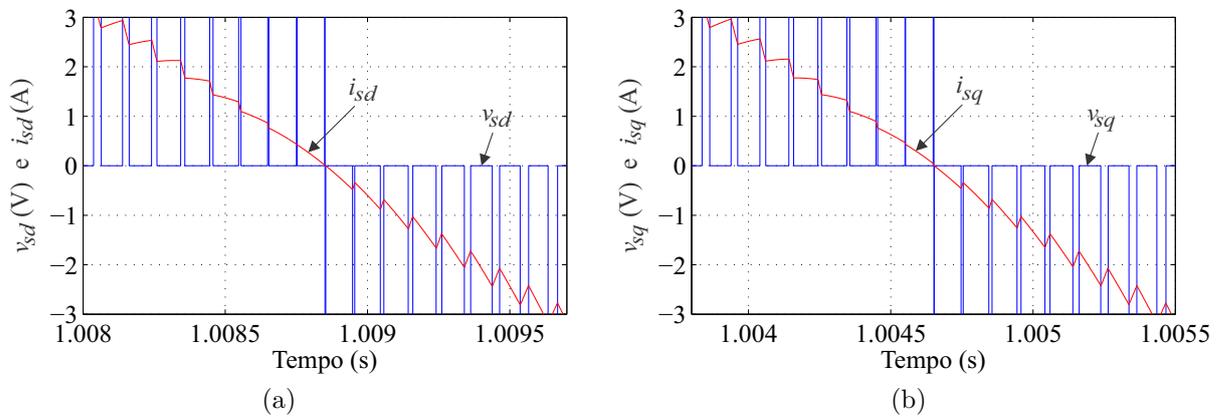


Figura 6.23 – Detalhe da distorção da corrente na topologia B6. (a) Passagem por zero de i_{sd} . (b) Passagem por zero de i_{sq} .

Na Figura 6.24 é mostrado o comportamento dinâmico do sistema frente a uma perturbação de carga. Pode-se observar que o transitório na tensão do barramento CC é rapidamente corrigido. Nota-se que o sistema age de forma que as correntes de entrada apresentam um aumento em amplitude, com a intenção de compensar a perturbação de carga sofrida.

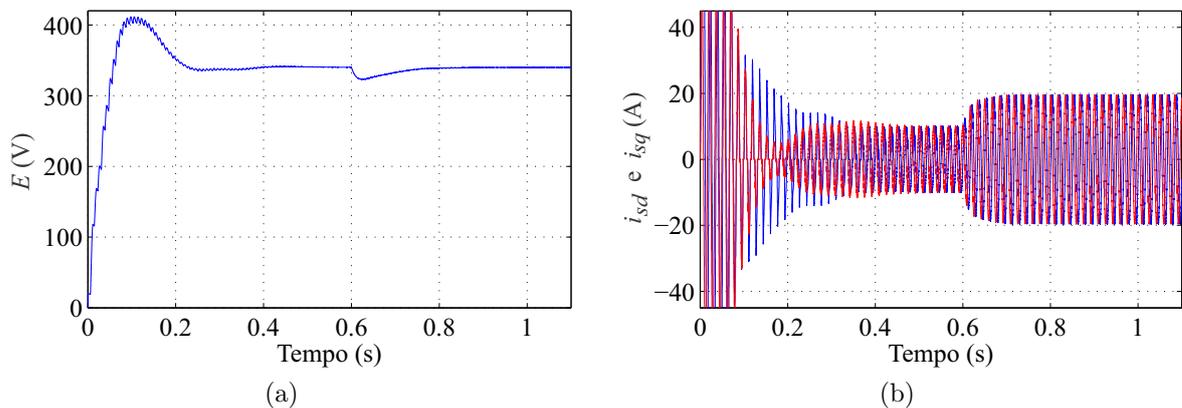


Figura 6.24 – Comportamento dinâmico da topologia B6 para um transitório de carga .
(a) Tensão do barramento CC. (b) Correntes de fase da máquina.

6.8 Conclusões

Nesta capítulo foram apresentados os resultados de simulação dinâmica para todas as topologias bifásicas. Nota-se que a regulação das grandezas de interesse (correntes de entrada da máquina e tensão no barramento CC) é realizada, permitindo afirmar que os controles atuam da maneira desejada, processando e condicionando corretamente a potência gerada fornecida à carga elétrica. Além disso, percebe-se que o controle de correção do fator de potência é realizado e assegura praticamente a eliminação da distorção na passagem por zero das correntes de entrada, já que estas estão sincronizadas às tensões nos terminais da máquina geradas pelos conversores.

7 Resultados Experimentais

7.1 Introdução

Neste capítulo, devido a limitações na plataforma experimental, são apresentados somente os resultados experimentais para as topologias B1, B5 e B6. Estes resultados foram obtidos a partir de uma plataforma de desenvolvimento experimental controlada pelo Processador Digital de Sinais (DSP) TMS320F28335 com um microcomputador equipado com placas de aquisição de dados e sensores. Utilizaram-se os seguintes parâmetros nas montagens: frequência de chaveamento igual a 6 kHz, capacitância do barramento CC igual a 2200 μF , período de amostragem igual a 100 μs e indutância de entrada máquina igual a 7 mH.

Realizou-se uma montagem com propósito de emular uma máquina bifásica (gerador síncrono à imã permanente), uma vez que o laboratório não conta com esse tipo máquina. Desse modo, as duas tensão de entrada (com defasagem de linha de 90°) da máquina bifásica foram obtidos a partir da rede, por meio de um conversor CA-CC-CA, conforme mostrado no Anexo B.

7.2 Topologia B1

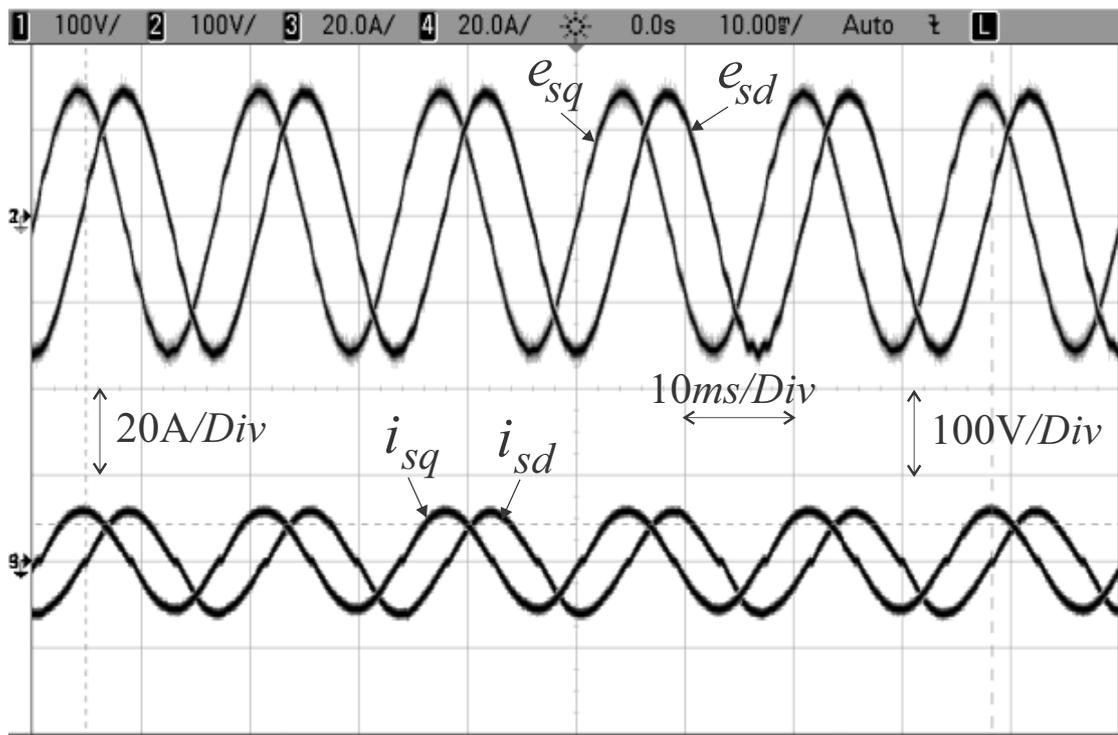
Na Figuras 7.1 são encontrados os resultados experimentais da topologia B1, cujos parâmetros usados estão na Tabela 7.1. As curvas mostradas nessa figura são: correntes de fase (i_{sd} e i_{sq}), tensões de entrada da máquina (e_{sd} e e_{sq}), tensão da fase q gerada pelo conversor (v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

Tabela 7.1 – Parâmetros usados nos resultados experimentais da topologia B1.

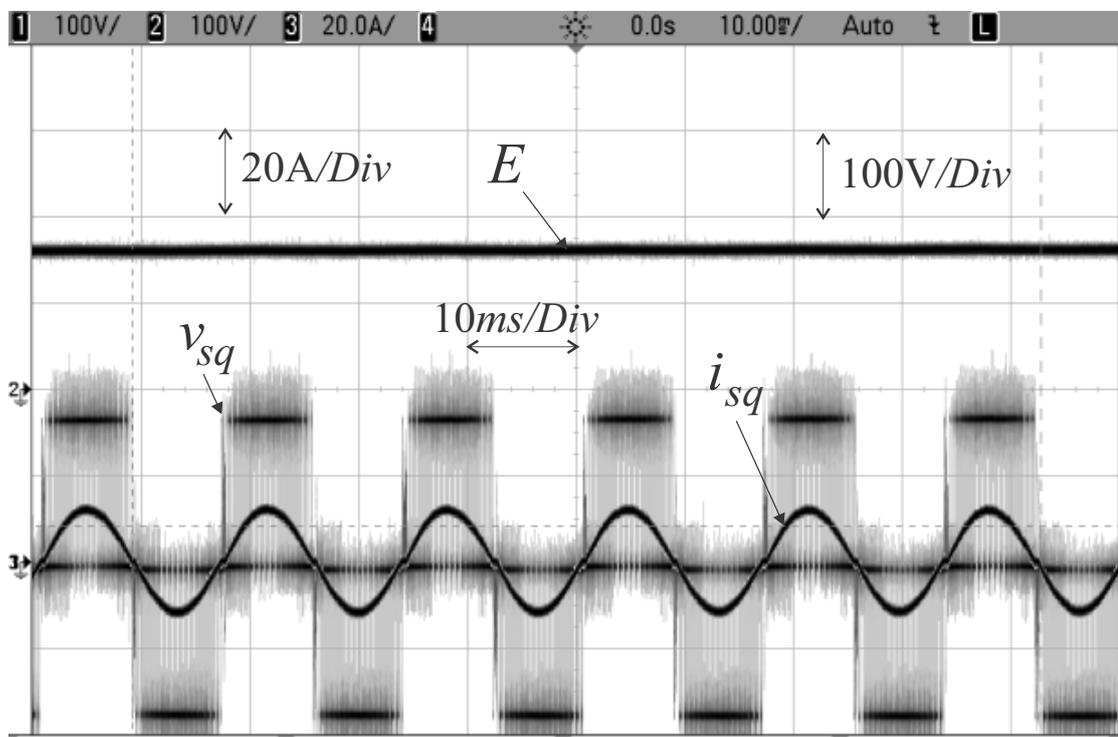
Parâmetro	Valor
Tensão de entrada de fase	110 V_{RMS}
Tensão do barramento CC	156 V
Potência de carga	1870 W

As correntes de fase da máquina devidamente controladas são mostradas na Figura 7.1(a). Pode-se perceber que as correntes entrada têm um formato predominantemente senoidal e todo controle exigido para correção do fator de potência é realizado, deixando somente uma pequena distorção no cruzamento por zero. Ou seja, estas correntes são sincronizadas com as respectivas tensões gerados pelo conversor, conforme mostrado na

Figura 7.1(b). Nota-se ainda que a tensão do barramento CC é estabilizada no valor de referência de 156 V, comprovando que a estratégia de controle funcionou adequadamente.



(a)



(b)

Figura 7.1 – Resultados experimentais da topologia B1. (a) Tensões de entrada da máquina, e_{sd} e e_{sq} , e correntes de fase, i_{sd} e i_{sq} . (b) Tensão do barramento CC e v_{sq} em fase com i_{sq} .

7.3 Topologia B5

Na Figura 7.2 são encontrados os resultados experimentais da topologia B5, cujos parâmetros usados estão na Tabela 7.2. As curvas mostradas nessa figura são: correntes de fase (i_{sd} e i_{sq}), tensões de entrada da máquina (e_{sd} e e_{sq}), tensão da fase q gerada pelo conversor (v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

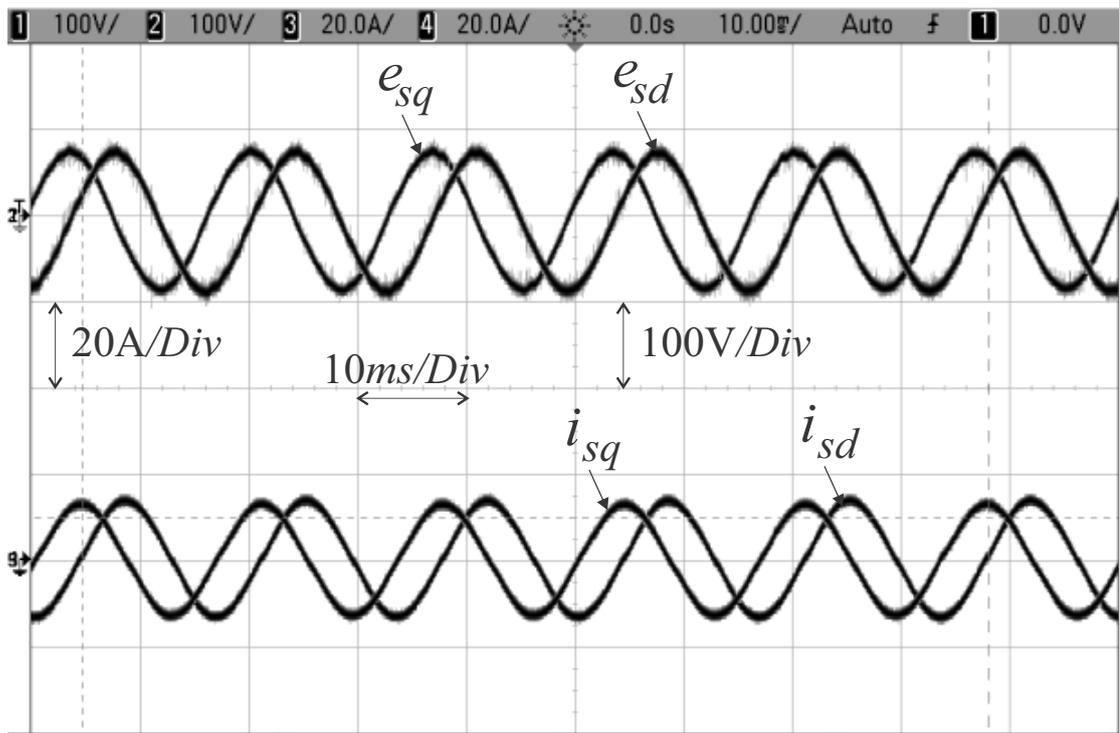
Tabela 7.2 – Parâmetros usados nos resultados experimentais da topologia B5.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada de fase	55 V _{RMS}
Tensão do barramento CC	156 V
Potência de carga	935 W

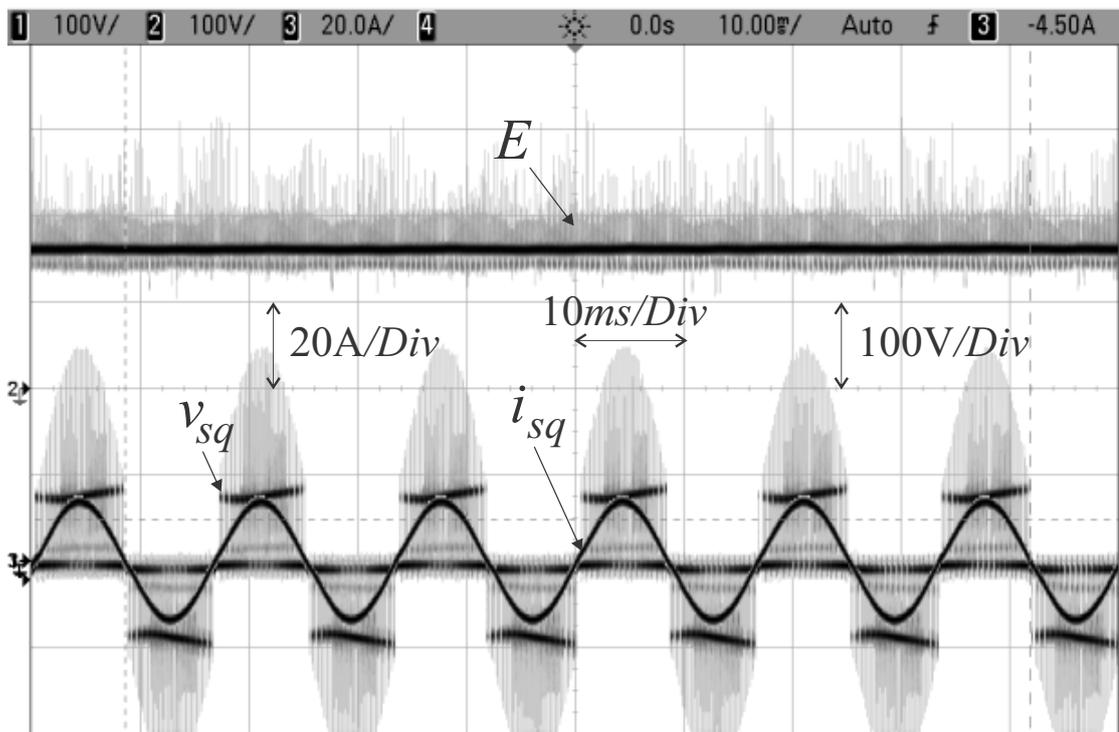
Na Figura 7.2(a) são mostradas as correntes de entrada da máquina totalmente controladas. Pode-se perceber que as correntes de fase possuem um formato senoidal e estão em fase com as respectivas tensões gerados pelo conversor, conforme mostrado na Figura 7.2(b), o que permite praticamente eliminar a distorção na passagem por zero, demonstrando que o sistema de controle e o esquema PLL são eficientes na sincronização da tensão e da corrente.

Observa-se que a tensão de barramento está devidamente regulada em 156 V, que é o valor de referência adotado na estratégia de controle, conforme mostrado na Figura 7.2(b). Além disso, pode-se notar que este valor é o mesmo utilizado na configuração B1, no entanto B6 gera a metade da tensão de fase e, conseqüentemente, da potência de B1.

Percebe-se que a tensão de fase gerada pelo conversor apresenta uma ondulação devido a conexão do neutro da máquina ao ponto central do barramento CC. Essa ondulação ocorre porque a medida que o capacitor superior carrega, o capacitor inferior descarrega, gerando uma variação no valor da tensão gerada.



(a)



(b)

Figura 7.2 – Resultados experimentais da topologia B5. (a) Tensões de entrada da máquina, e_{sd} e e_{sq} , e correntes de fase, i_{sd} e i_{sq} . (b) Tensão do barramento CC e v_{sq} em fase com i_{sq} .

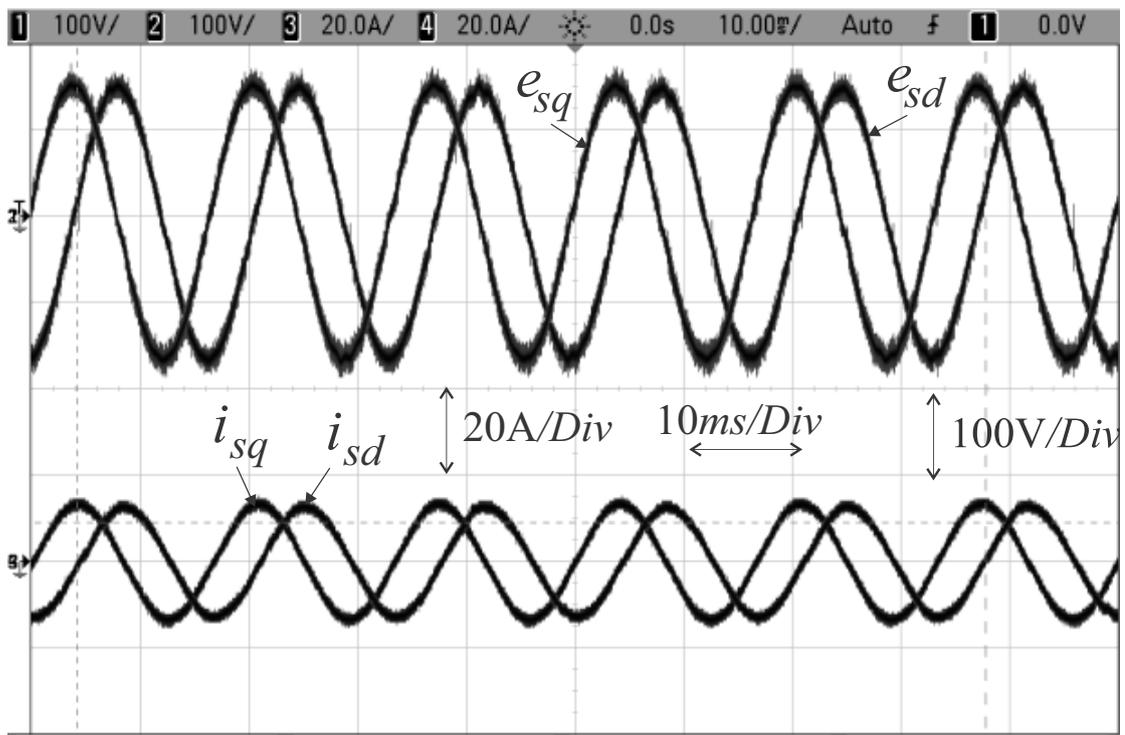
7.4 Topologia B6

Na Figura 7.3 são encontrados os resultados experimentais da topologia B6, cujos parâmetros usados estão na Tabela 7.3. As curvas mostradas nessas figuras são: correntes de fase (i_{sd} e i_{sq}), tensões de entrada da máquina (e_{sd} e e_{sq}), tensão da fase q gerada pelo conversor (v_{sq}) e tensão do barramento CC (E).

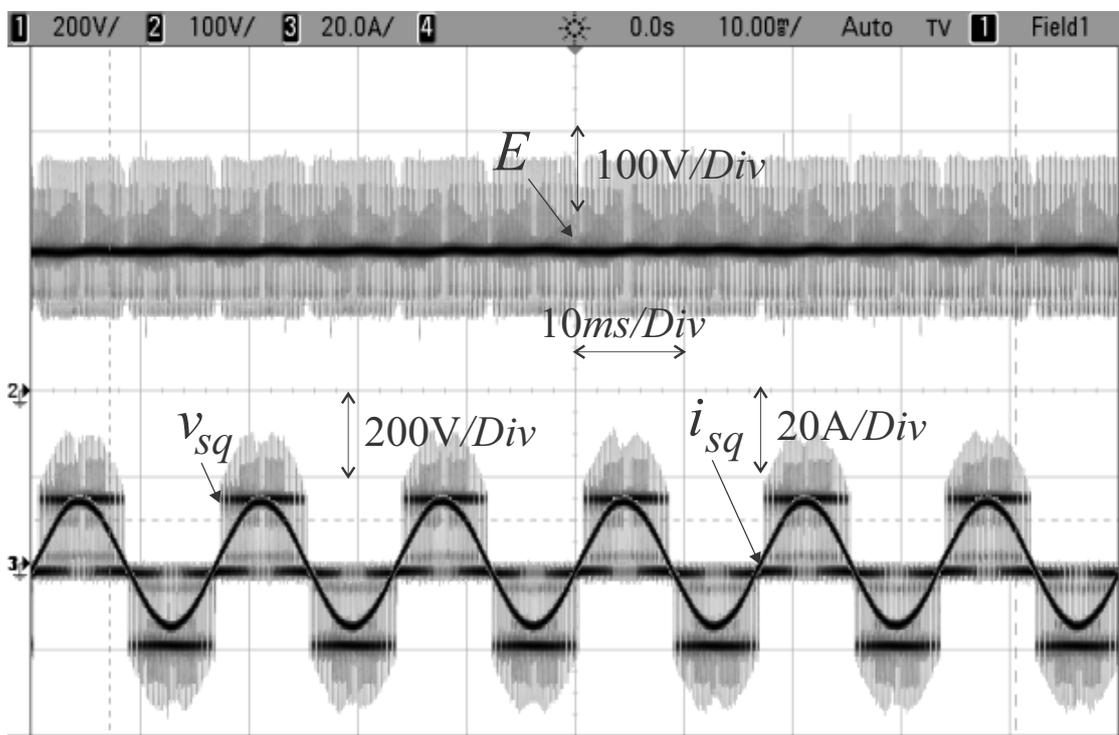
Tabela 7.3 – Parâmetros usados nos resultados experimentais da topologia B6.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada de fase	110 V_{RMS}
Tensão do barramento CC	156 V
Potência de carga	1870 W

Pode-se perceber que a correção do fator de potência funcionou corretamente, gerando correntes com formato senoidal, conforme mostrado na Figura 7.3(a). Além disso, nota-se que não existe defasamento entre as tensões e as correntes de fase, conforme mostrado na Figura 7.3(b), possibilitando praticamente eliminar a distorção no cruzamento por zero. Por fim, verifica-se que a tensão do barramento capacitivo foi estabilizada em 156 V, que é o valor de referência empregado no controle, como apresentado na Figura 7.3(b). Desse modo, pode-se destacar o bom desempenho da estratégia de controle adotado. Além disso, percebe-se que as tensões nos enrolamentos da máquina de B6 são o dobro do valor da topologia B5, mesmo possuindo um valor igual de barramento CC.



(a)



(b)

Figura 7.3 – Resultados experimentais da topologia B6. (a) Tensões de entrada da máquina, e_{sd} e e_{sq} , e correntes de fase, i_{sd} e i_{sq} . (b) Tensão do barramento CC e v_{sq} em fase com i_{sq} .

7.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados resultados experimentais para topologias bifásicas B1, B5 e B6. Pode-se observar que os resultados experimentais validam as estratégias PWM e controle propostas e mostram o funcionamento correto do sistema em condições de operação semelhante à das simulações, confirmando, assim, o bom desempenho alcançadas pelas configurações. Nota-se também que o método de sincronização adotado para as topologias estudadas é bastante viável, uma vez que é capaz de reduzir a distorção da corrente causada pela presença dos diodos e, conseqüentemente, obter um fator de potência próximo da unidade.

8 Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

8.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho foram apresentadas um total de seis topologias de conversores CA-CC unidirecionais que utilizam uma máquina bifásica funcionando como gerador para fornecimento de energia elétrica a uma carga. Entre as topologias analisadas, duas empregam chaves do tipo IGBT (B1 e B2) e quatro adotam interruptores bidirecionais em corrente e tensão (B3, B4, B5 e B6).

Para todas as topologias estudadas, foram apresentados os modelos dinâmicos e/ou as análises dos estados topológicos, sendo a partir destes, desenvolvidas as estratégias de controle e as estratégias PWM, de forma a garantir um bom desempenho das estruturas investigadas. O sistema de controle, em todas as configurações, além de atuar regulando a tensão do barramento CC, assegurou correntes da máquina senoidais e em fase com as tensões geradas pelo conversor, permitindo reduzir a distorção da corrente na passagem por zero e elevar o fator de potência próximo da unidade. No que diz respeito as estratégias PWM, B1 e B2 utilizaram uma modulação seno-triângulo em função da polaridade das correntes de fase, enquanto que B3, B4, B5 e B6 adotaram uma modulação vetorial com setores definidos em função dos sentidos das correntes.

Com o intuito de avaliar e comparar as topologias apresentadas, frente às topologias convencionais (C1, C2, C3, C4 e C5), os seguintes critérios foram utilizados nesse trabalho: a taxa de distorção harmônica das correntes da máquina e as perdas por condução e chaveamento nos semicondutores de potência.

Na Tabela 8.1 são mostradas os principais parâmetros de interesse e desempenho para topologias bifásicas e convencionais.

Verificou-se que as distorções harmônicas das correntes de entrada das topologias B1, B2, B5 e B6 são inferiores em relação a todas as topologias convencionais, exceto a da configuração C1. Em geral, essas quatro estruturas apresentaram diminuição nos índices de THD de aproximadamente 92%, 58%, 35% e 35% quando comparadas com as topologias C2, C3, C4 e C5, respectivamente. Embora tenha baixo valor de THD frente as topologias B1, B2, B5 e B6, C1 possui a desvantagem de precisa de um número maior de chaves controladas, o que aumenta bastante o custo do sistema. Por outro lado, observou-se que as taxas de THD das configurações B3 e B4 são inferiores somente as das estruturas C2 e C3, apresentando ambas uma melhora de aproximadamente 85%, frente a C2, e 26%, frente a C3.

Do ponto de vista das perdas, percebeu-se que em todas as topologias bifásicas as

Tabela 8.1 – Parâmetros de comparação para todas as topologias estudadas.

Conf.	THD (%)	Perdas totais (W)	Relação barramento (E) e amplitude de fase (V_s)	Nº de chaves controladas	Nº de diodos
B1	1,66	46,4	$E = V_s$	4	8
B2	1,65	46,53	$E = V_s$	4	8
B3	2,85	68,62	$E = \sqrt{2}V_s$	3	18
B4	2,92	54,12	$E = \sqrt{2}V_s$	3	18
B5	1,63	40,09	$E = 2V_s$	2	12
B6	1,66	48,81	$E = V_s$	2	16
C1	0,56	50,76	$E = \sqrt{3}V_s$	6	6
C2	19,73	31,3	$E = \sqrt{3}V_s$	3	6
C3	3,91	57,99	$E = 2\sqrt{3}V_s$	4	4
C4	2,52	53,23	$E = \sqrt{3}V_s$	3	18
C5	2,54	44,91	$E = \sqrt{3}V_s$	3	18

perdas por condução são superiores as perdas por chaveamento, enquanto que nas topologias convencionais ocorreu o inversor, isto é, as perdas por chaveamento são maiores do que as perdas por condução. Isso permitiu que algumas topologias bifásicas conseguissem compensar as elevadas perdas por condução com as reduzidas perdas por chaveamento, garantindo-as menores perdas totais. Dessa forma, notou-se que a estrutura B5 possui as menores perdas totais entre todas as topologias bifásicas e convencionais, com exceção de C2. Além disso, B1, B2 e B6 apresentaram redução das perdas totais em relação as topologias C1, C3 e C4. Entretanto, B3 e B4 apresentaram um baixo desempenho frente as topologias convencionais, visto que as perdas totais em B3 são as mais elevadas de todas e em B4 só são menores do que a configuração C3. A desvantagem das configurações bifásicas em relação às perdas de C2 é compensada pelos índices de THD, uma vez que o conteúdo harmônico de C2 é excessivamente elevado, podendo trazer diversos transtornos ao sistema.

Além das perdas e THD, outro ponto importante no estudo de conversores estáticos é número de chaves controladas utilizadas, já que é possível reduzir o custo, peso e volume do sistema com um menor número delas. Dessa forma, pode-se destacar a vantagem de B5 e B6 frente a todas topologias convencionais, pois empregam apenas duas chaves controladas. Pode-se evidenciar ainda que B3 e B4 apresentam menos chaves controladas sobre C1 e C3, enquanto que B1 e B2 ganham somente de C1. Além disso, todas as topologias bifásicas, exceto B5, possuem como vantagem um menor nível de tensão de barramento CC em relação a todas estruturas convencionais. No entanto, as topologias

bifásicas oferecem algumas desvantagens: exigem maior corrente de fase para os mesmos níveis de potência e utilizam uma máquina com pouco emprego na indústria.

Os resultados de simulação para todas as topologias propostas mostram que os sistemas de controle atuam de maneira satisfatória, levando as grandezas do sistema aos seus valores de referência.

Os resultados experimentais validam os resultados de simulação, mostrando a robustez das estratégias de controle e PWM para as topologias bifásicas B1, B5 e B6.

8.2 Trabalhos Futuros

1. Caracterização das perdas nos capacitores dos barramentos CC.
2. Realização do controle do balanço de tensão nos barramentos CC (para topologia B5).
3. Avaliação de custo/benefício das topologias investigadas, de forma a definir real viabilidade econômica.
4. Adaptação das topologias apresentadas para aplicações trifásicas.
5. Estudos de novas configurações de conversores com número reduzido de componentes para aplicações trifásicas.
6. Obtenção dos resultados experimentais para as topologias B2, B3 e B4.

Referências

- 1 JADRIC, I.; BOROJEVIC, D.; JADRIC, M. A simplified model of a variable speed synchronous generator loaded with diode rectifier. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 497–502 vol.1. ISSN 0275-9306. Citado 2 vezes nas páginas viii e 2.
- 2 SCHIEMENZ, I.; STIEBLER, M. Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 872–877. Citado 3 vezes nas páginas viii, 2 e 3.
- 3 CORREA, M. et al. A new approach to generate pwm patterns for four-switch three-phase inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 941–946 vol.2. ISSN 0275-9306. Citado 4 vezes nas páginas viii, 3, 4 e 76.
- 4 OLIVEIRA, D. S. et al. A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for pm wecs. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 25, n. 3, p. 677–685, 2010. Citado 2 vezes nas páginas viii e 6.
- 5 SILVA, C. E.; BASCOPE, R. T.; OLIVEIRA, D. Three-phase power factor correction rectifier applied to wind energy conversion systems. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*. [S.l.], 2008. p. 768–773. Citado 3 vezes nas páginas viii, 6 e 7.
- 6 GUO, Z.; CHANG, L. Two-phase converter used for wind turbine pmsg generation system. In: IEEE. *Electrical and Computer Engineering, 2008. CCECE 2008. Canadian Conference on*. [S.l.], 2008. p. 001255–001258. Citado 3 vezes nas páginas viii, 6 e 7.
- 7 SALMON, J. C. Circuit topologies for pwm boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC'95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*. [S.l.], 1995. p. 473–479. Citado 2 vezes nas páginas viii e 7.
- 8 LIN, B.-R.; LU, H.-H. A new control scheme for single-phase pwm multilevel rectifier with power-factor correction. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 46, n. 4, p. 820–829, Aug 1999. ISSN 0278-0046. Citado 3 vezes nas páginas viii, 7 e 8.
- 9 TU, R.-J.; CHEN, C.-L. A new three-phase space-vector-modulated power factor corrector. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC'94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*. [S.l.], 1994. p. 725–730. Citado 3 vezes nas páginas viii, 7 e 8.
- 10 SALMON, J. C. Reliable 3-phase pwm boost rectifiers employing a stacked dual boost converter subtopology. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 32, n. 3, p. 542–551, 1996. Citado 3 vezes nas páginas viii, 8 e 9.

- 11 MEHTA, G.; SINGH, S.; PATIDAR, R. Grid interconnection of distributed generation system with power quality improvement features. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 329–333. Citado na página 1.
- 12 BOSE, B. K. Global energy scenario and impact of power electronics in 21st century. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 60, n. 7, p. 2638–2651, 2013. Citado na página 1.
- 13 PIPATTANASOMPORN, M.; KUZLU, M.; RAHMAN, S. An algorithm for intelligent home energy management and demand response analysis. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 2166–2173, 2012. Citado na página 1.
- 14 UGUR, E. et al. Financial payback analysis of small wind turbines for a smart home application in istanbul/turkey. In: IEEE. *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2013 International Conference on*. [S.l.], 2013. p. 686–689. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 2.
- 15 ORLANDO, N. et al. Comparison of power converter topologies for permanent magnet small wind turbine system. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2008. p. 2359–2364. Citado na página 1.
- 16 BINDER, A.; SCHNEIDER, T. Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion-a survey. In: IEEE. *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*. [S.l.], 2005. p. 10–pp. Citado na página 1.
- 17 TOKUNAGA, S.; KESAMARU, K. Fem simulation of novel small wind turbine generation system with synchronous reluctance generator. In: IEEE. *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 2.
- 18 EFFICIENCY, E.; ENERGY, R. Small wind electric systems. Citado na página 2.
- 19 GUO, Z.; CHANG, L. Fem study on permanent magnet synchronous generators for small wind turbines. In: IEEE. *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on*. [S.l.], 2005. p. 641–644. Citado na página 2.
- 20 BLAABJERG, F. et al. Two-phase induction motor drives. *Industry Applications Magazine, IEEE*, IEEE, v. 10, n. 4, p. 24–32, 2004. Citado na página 2.
- 21 ARTAL, J.; CARABALLO, J. Staircase modulation applied in a speed controller for small's single/two-phase induction motors. In: IEEE. *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*. [S.l.], 2012. p. 259–264. Citado na página 2.
- 22 MARQUES, J. *Turbinas eólicas: modelo, análise e controle do gerador de indução com dupla alimentação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2004. Citado na página 2.
- 23 NAJAFI, P. et al. Design considerations of vienna rectifier-b4 converter for wind energy application. In: IEEE. *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2014 5th*. [S.l.], 2014. p. 108–113. Citado na página 2.

- 24 SILVA, O. I. d. *Sistema de Acionamento Estático Multimáquinas ca com Número Reduzido de Chaves*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Granel, 2006. Citado na página 3.
- 25 MARINUS, N. S. d. M. L. *Conversores Estáticos a partir de Retificadores Monofásicos Mistos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Granel, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 9.
- 26 KOLAR, J.; ZACH, F. C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 44, n. 4, p. 456–467, Aug 1997. ISSN 0278-0046. Citado na página 5.
- 27 KOLAR, J.; ERTL, H. Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains. In: *Telecommunication Energy Conference, 1999. INTELEC '99. The 21st International*. [S.l.: s.n.], 1999. p. 16 pp.–. Citado na página 5.
- 28 FIGUEIREDO, J. P. M.; TOFOLI, F. L.; SILVA, B. L. A. A review of single-phase pfc topologies based on the boost converter. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 5.
- 29 BELTRAME, F. et al. A comparison of high power single-phase power factor correction pre-regulators. In: IEEE. *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 625–630. Citado na página 5.
- 30 SAHID, M. R.; AZLI, N. A.; MUHAMMAD, N. A comparative study on the performances of the boost pfc circuit. In: IEEE. *Power and Energy Conference, 2004. PCon 2004. Proceedings. National*. [S.l.], 2004. p. 143–147. Citado na página 5.
- 31 ITOH, R.; ISHIZAKA, K. Single-phase sinusoidal convertor using mosfets. In: IET. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. [S.l.], 1989. v. 136, n. 5, p. 237–242. Citado na página 5.
- 32 TSAI, W.-I.; SUN, Y.-Y.; SHIEH, W.-S. Modelling and control of single phase switching mode rectifiers with near-optimum dynamic regulation. In: IEEE. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON'91., 1991 International Conference on*. [S.l.], 1991. p. 501–506. Citado na página 5.
- 33 MARTINEZ, R.; ENJETI, P. N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction. *IEEE transactions on power electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 11, n. 2, p. 311–317, 1996. Citado na página 5.
- 34 LIM, J.-W.; KWON, B.-H. A power-factor controller for single-phase pwm rectifiers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 46, n. 5, p. 1035–1037, 1999. Citado na página 5.
- 35 SMEDLEY, K. M.; CUK, S. One-cycle control of switching converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 10, n. 6, p. 625–633, 1995. Citado na página 5.
- 36 BORGONOVO, D. et al. A self-controlled power factor correction single-phase boost pre-regulator. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th*. [S.l.], 2005. p. 2351–2357. Citado na página 5.

- 37 CAVALCANTI, R. et al. Synchronization method for asymmetrical bridgeless boost rectifier. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*. [S.l.], 2011. p. 1009–1014. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 21.
- 38 TRAN, D.-H. et al. Integrated optimal design of a passive wind turbine system: an experimental validation. *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 1, n. 1, p. 48–56, 2010. Citado na página 5.
- 39 WANG, Q.; CHANG, L. An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 19, n. 5, p. 1242–1249, 2004. Citado na página 5.
- 40 TAN, K.; YAO, T.; ISLAM, S. Effect of loss modeling on optimum operation of wind turbine energy conversion systems. In: IEEE. *Power Engineering Conference, 2005. IPEC 2005. The 7th International*. [S.l.], 2005. p. 1–92. Citado na página 5.
- 41 OLIVEIRA, D. et al. Low cost and high efficiency static converter for small wind systems. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE*. [S.l.], 2009. p. 601–608. Citado na página 6.
- 42 JIANLIN, L.; SHUJU, H.; HONGHUA, X. A kind of direct-driven wecs using single-switch three-phase boost rectifier. In: IEEE. *Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on*. [S.l.], 2008. p. 1–6. Citado na página 6.
- 43 HARTMANN, M.; ERTL, H.; KOLAR, J. W. Current control of three-phase rectifier systems using three independent current controllers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 8, p. 3988–4000, 2013. Citado na página 8.
- 44 LIN, B.-R.; WU, D.-P.; SHIUE, T.-F. Three-phase pfc with space vector and hysteresis control methods. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on*. [S.l.], 1997. v. 1, p. 48–52. Citado na página 8.
- 45 QIAO, C.; SMEDLEY, K. M. A general three-phase pfc controller for rectifiers with a series-connected dual-boost topology. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 38, n. 1, p. 137–148, 2002. Citado na página 8.
- 46 SALMON, J. C. Operating a three-phase diode rectifier with a low-input current distortion using a series-connected dual boost converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 11, n. 4, p. 592–603, 1996. Citado na página 8.
- 47 GUANGQIANG, L.; KE, Z. A novel three-phase single-stage topology for chargers. In: IEEE COMPUTER SOCIETY. *Proceedings of the 2012 Second International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control*. [S.l.], 2012. p. 1192–1195. Citado na página 8.
- 48 BARBI, I.; BATISTA, F. A. B. Space vector modulation for two-level unidirectional pwm rectifiers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 25, n. 1, p. 178–187, 2010. Citado na página 9.
- 49 LIN, B.; WEI, T. Unidirectional three-phase rectifier with high power factor. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 151, n. 2, p. 215–222, 2004. Citado na página 9.

- 50 GREUL, R.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. Analysis and control of a three-phase, unity power factor y -rectifier. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 22, n. 5, p. 1900–1911, 2007. Citado na página 9.
- 51 BIELA, J. et al. Three-phase y -rectifier cyclic 2 out of 3 dc output voltage balancing control method. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 34–44, 2009. Citado na página 9.
- 52 MINIBOCK, J.; GREUL, R.; KOLAR, J. W. Evaluation of a delta-connection of three single-phase unity power factor rectifier modules (\pm -rectifier) in comparison to a direct three-phase rectifier realization. IET, 2001. Citado na página 9.
- 53 IMAN-EINI, H. et al. A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded h-bridge rectifiers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 23, n. 5, p. 2428–2442, 2008. Citado na página 9.
- 54 ZHOU, Y.; NIAN, H. Investigation on open winding pmsg system with the integration of full controlled and uncontrolled converter. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 3912–3917. Citado na página 9.
- 55 JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; MARINUS, N. S. Open-end winding permanent magnet synchronous generator system with reduced controlled switch count. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*. [S.l.], 2013. p. 692–698. Citado na página 9.
- 56 LIN, B.-R.; YANG, T. Single-phase unidirectional ac/dc converter with high power factor. In: IET. *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*. [S.l.], 2005. v. 152, n. 2, p. 141–148. Citado na página 9.
- 57 JACOBINA, C. et al. Low-power energy conversion systems with two-phase pm machine and a rectifier with reduced number of controlled switches. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3192–3198. Citado na página 14.
- 58 JACOBINA, C. et al. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 4, p. 2173–2179 vol.4. ISSN 0197-2618. Citado na página 21.
- 59 JACOBINA, C. et al. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 37, n. 6, p. 1807–1816, Nov 2001. ISSN 0093-9994. Citado na página 21.
- 60 ALBERTO, F.; BATISTA, B.; BARBI, I. Space vector modulation applied to three-phase three-switch two-level unidirectional pwm rectifier. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE*. [S.l.], 2006. p. 7–pp. Citado na página 29.
- 61 BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. Citado na página 30.

-
- 62 MEHRIZI-SANI, A.; FILIZADEH, S.; WILSON, P. Harmonic and loss analysis of space–vector modulated converters. In: *Proceedings of the Int. Conference on Power Systems Transients IPST*. [S.l.: s.n.], 2007. v. 7, p. 1–6. Citado na página 72.
- 63 MOHAN, N.; UNDELAND, T. M. *Power electronics: converters, applications, and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. Citado na página 72.

Anexos

ANEXO A – Equivalência de potência entre os sistemas bifásico e trifásico

Nesta seção será apresentado a equivalência de potência entre o sistema bifásico e o sistema trifásico com o objetivo de conhecer as relações entre a corrente e tensão dos dois sistemas, uma vez que as topologias investigadas neste trabalho serão comparadas com as topologias trifásicas.

A potência ativa para um sistema trifásico pode ser calculada conforme a seguinte equação:

$$P_{3\phi} = 3V_{123}I_{123} \quad (\text{A.1})$$

onde V_{123} e I_{123} são as amplitudes (RMS), respectivamente, da tensão e da corrente geradas nas fases da máquina trifásica.

Enquanto, a potência ativa para um sistema bifásico é expressa do seguinte modo:

$$P_{2\phi} = 2V_{dq}I_{dq} \quad (\text{A.2})$$

onde V_{dq} e I_{dq} são as amplitudes (RMS), respectivamente, da tensão e da corrente geradas nas fases da máquina bifásica.

Igualando as equações (A.1) e (A.2), tem-se:

$$3V_{123}I_{123} = 2V_{dq}I_{dq} \quad (\text{A.3})$$

Para se obter a potência da máquina bifásica igual à potência da máquina trifásica, considera-se que a magnitude das correntes de fase são iguais (isto é, $I_{123} = I_{dq}$) e escreve-se a amplitude da tensão dq V_{dq} como uma função da amplitude da tensão trifásica V_{123} , que é determinada por:

$$V_{dq} = \frac{3}{2}V_{123} \quad (\text{A.4})$$

Sabendo que as tensões do barramento CC para o sistema bifásico, E , e para o sistema trifásico, E_{123} , são dadas, respectivamente, por:

$$E = V_{dq} \quad (\text{A.5})$$

$$E_{123} = \sqrt{3}V_{123} \quad (\text{A.6})$$

Logo, a partir de (A.5) e (A.6), pode-se escrever a tensão do barramento CC do sistema bifásica, E , em termos de E_{123} da seguinte maneira:

$$E = \frac{\sqrt{3}}{2}E_{123} \quad (\text{A.7})$$

Conseqüentemente, em um sistema bifásico com potência equivalente de um sistema trifásico, E será menor do que E_{123} .

Por outro lado, a partir (A.3), pode-se considerar também que a magnitude das tensões de fase são iguais (isto é, $V_{123} = V_{dq}$). Neste caso, tem-se:

$$I_{dq} = \frac{3}{2}I_{123} \quad (\text{A.8})$$

Como resultado, em um sistema bifásico com potência equivalente de um sistema trifásico, E será igual a E_{123} , no entanto I_{dq} será maior do que I_{123} .

ANEXO B – Diagrama esquemático da fonte bifásica montada

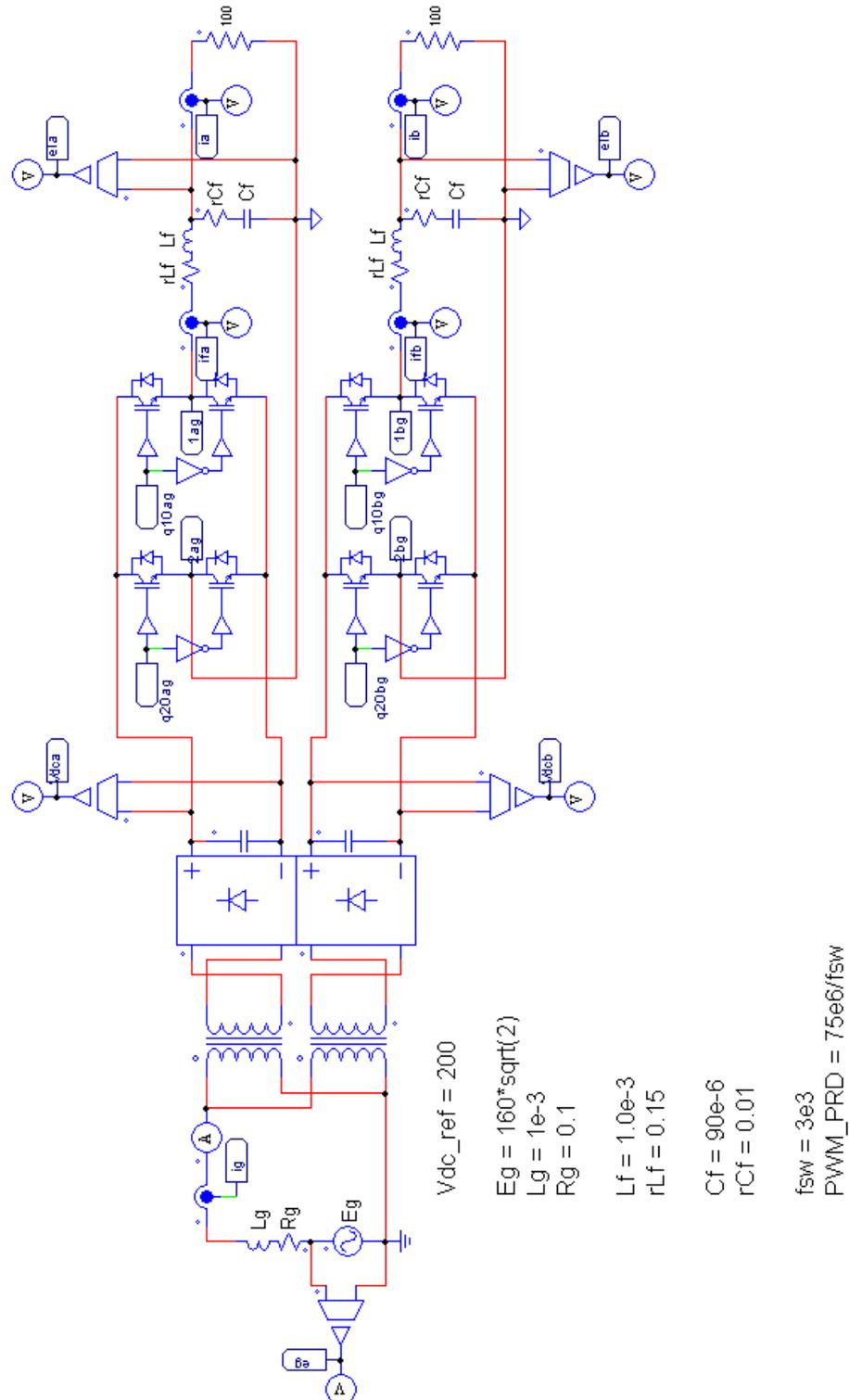


Figura B.1 – Diagrama esquemático da fonte bifásica utilizada nos experimentos.