

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

Conversores Estáticos a partir de Retificadores
Monofásicos Mistos

Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus

Campina Grande-PB

2012

Conversores Estáticos a partir de Retificadores Monofásicos Mistos

Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus

Dissertação de Mestrado submetida 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 Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing, UFCG
Orientador

Nady Rocha, D.Sc., UFPB
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Nustenil Segundo de Moraes Lima Marinus, Julho de 2012



M339c Marinus, Nustenil Segundo de Moraes Lima.
Conversores estáticos a partir de retificadores monofásicos mistos / Nustenil Segundo de Moraes Lima Martins. - Campina Grande, 2012.
125 f.

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

1. Conversores. 2. Conversores Mistos. 3. Conversores com Chaves e Diodos. 4. Método da Sincronização da Corrente. 5. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Silva, Leandro Dias da. III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB). IV. Título

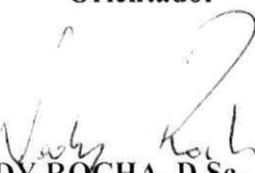
CDU 621.314(043)

CONVERSORES ESTÁTICOS MISTOS

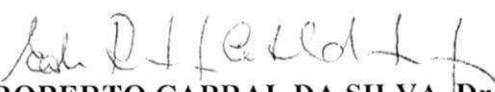
NUSTENIL SEGUNDO DE MORAES LIMA MARINUS

Dissertação Aprovada em 30.07.2012


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador


NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Componente da Banca


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


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

EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., UFCG
Componente da Banca (Ausência Justificada)

CAMPINA GRANDE - PB
JULHO - 2012

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, Antônio Nustenil de Lima e Maria de Moraes Fernandes Lima, que sempre me ajudaram e me apoiaram nos momentos de felicidade e nos momentos difíceis de minha vida pessoal e profissional. Dedico também aos meus irmãos, João Vilian e Marinus Lima, pela ajuda e ensinamentos que recebo deles desde o início de minha existência. Dedico também a minha cunhada Wanderleya Lavor Marinus e a minha sobrinha Ana Cecília Marinus, pelas alegrias proporcionadas a minha família e a minha companheira Germana Rafaela, pelo suporte, amizade e amor que eu sempre recebo dela.

Agradecimentos

À minha família, que sempre me apoiou e esteve no meu lado em todos os momentos de minha vida.

Ao Professor Cursino Brandão Jacobina, pela orientação, conselhos e ensinamentos que me proporcionaram a escrita deste trabalho. Ao professor Nady Rocha pela ajuda, ensinamentos valiosos e fundamentais para as atividades desenvolvidas neste trabalho.

Ao corpo docente que integram o laboratório do LEIAM, Alexandre Cunha de Oliveira, Edison Roberto Cabral da Silva, Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa e Talvanes Meneses Oliveira, pelos ensinamentos e disponibilidade para me ajudar nas minhas dificuldades.

Aos meus amigos de laboratório, Gregory, Roberto, Victor, Paulo de Tarso, Vinícius e Vágner.

Aos meus amigos do LEIAM, Gilson, Lucas, Rafael, Tony e Edgar, pela ajuda que me deram no decorrer do meu trabalho.

Aos meus amigos de graduação, Victor, Ayslan, Tiago, Pablo, Diego, pelos nossos momentos de lazer.

Ao meu amigo Rodolpho, pela ajuda nas atividades realizadas nesse trabalho.

À minha namorada e companheira, Germana Rafaela, pela ajuda e compreensão.

Por fim, a todos que de alguma forma contribuiu para o meu engrandecimento moral e intelectual durante toda a minha vida.

Resumo

Conversores estáticos são uma ferramenta de grande utilidade quando se busca melhoria na qualidade da energia dos sistemas de potência e geração de energia, com destaque para energias renováveis. Neste trabalho são apresentados tanto conversores já mencionados na literatura técnica, como conversores aqui propostos, sendo os propostos conversores mistos, que usam braços com chaves e braços com diodos.

Para cada topologia apresentada são abordados os seguintes aspectos: (i) modelagem dinâmica; (ii) estratégia *PWM*; (iii) sistemas de controle; (iv) análise do desempenho dos conversores segundo critérios de distorção harmônica e perdas por condução e chaveamento nas chaves semicondutoras.

Os conversores mistos, que usam braços com diodos, são úteis no que diz respeito ao custo do conversor, pelo fato do braço com diodo ser mais barato que um braço com chaves semicondutoras controladas. Como são usados braços com diodos, estes conversores podem ser usados no sistema de geração de energia elétrica a partir de fontes eólicas aplicando o gerador síncrono à imã permanente (PMSG), devido ao fluxo unidirecional de potência.

Além disto, é proposto um método de sincronização que tem o objetivo de diminuir a distorção na corrente pela passagem pelo zero, causada pelo braço não controlado (braço com diodos).

Palavras chaves: conversores misto, conversores com chaves e diodos, método de sincronização da corrente.

Abstract

Static converters are a very useful tool when there is interest in improving the power quality of power systems and power generation, especially in renewable energy. This work deals with converters presented in the technical literature and proposes also new converters, being the proposed converters mixed, which means it uses legs with controlled switches and legs with diodes.

For each topology presented the following aspects are evaluated: (i) dynamic modeling, (ii) PWM strategy, (iii) control systems of the DC-Link voltages and the synchronization method of the grid current, (iv) performance analysis of the converter following the criteria of harmonic distortion and conduction and switching losses in semiconductor switches.

The mixed converters, which use legs with diodes, are useful as regards the cost of the converter, due the leg with the diode to be cheaper than a leg with controlled semiconductor switches. As legs with diodes are used, these converters can be used in wind energy conversion systems, with the advantage of having unidirectional power flow.

The proposed method of synchronization aims to reduce the zero-crossing distortion in the grid current caused by the diode leg. Despite not seeking unity power factor, it is possible to achieve high power factor.

Keywords: mixed converters, converters with keys and diodes, PWM strategy, PLL, semiconductor losses, harmonic distortion, synchronization method of the current, DC-link voltage regulation.

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Apresentação do Tema	1
1.2	Contribuições do Trabalho	5
1.3	Revisão Bibliográfica	10
1.4	Publicações	13
1.5	Organização do Trabalho	13
2	Conversores CA-CC Monofásico Misto	14
2.1	Introdução	14
2.2	Modelo do Sistema	15
2.3	Estratégia <i>PWM</i>	16
2.4	Estratégia de Controle	17
2.5	Conversor CA-CC Trifásico Obtido a Partir de Três Monofásicos Mistos	18
2.6	Conclusões	20
3	Conversores CA-CC Monofásicos Paralelos Mistos	21
3.1	Introdução	21
3.2	Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDCD1B	21
3.2.1	Modelo do Sistema	22
3.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	23
3.2.3	Estratégia de Controle	24
3.3	Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDCD2B	25
3.3.1	Modelo do Sistema	25
3.3.2	Estratégia <i>PWM</i>	27
3.3.3	Estratégia de Controle	28
3.4	Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDDC2B	29
3.4.1	Modelo do Sistema	29
3.4.2	Estratégia <i>PWM</i>	30
3.4.3	Estratégia de Controle	31
3.5	Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDCC2B	31
3.5.1	Modelo do Sistema	32

3.5.2	Estratégia <i>PWM</i>	33
3.5.3	Estratégia de Controle	33
3.6	Conclusões	34
4	Conversores Monofásicos CA-CC-CA Com Braço Compartilhado	35
4.1	Introdução	35
4.2	Conversor Monofásico CA-CC-CA Misto Com Braço Compartilhado	37
4.2.1	Modelo do Sistema	37
4.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	38
4.2.3	Estratégia de Controle	39
4.2.4	Corrente no Braço Compartilhado	39
4.3	Conclusões	40
5	Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto Com Braço Compartilhado	41
5.1	Introdução	41
5.2	Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto - Configuração D1C3	42
5.2.1	Modelo do Sistema	42
5.2.2	Estratégia <i>PWM</i>	44
5.2.3	Estratégia de Controle	45
5.2.4	Corrente no Braço Compartilhado	45
5.3	Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto - Configuração D1C4	46
5.3.1	Modelo do Sistema	46
5.3.2	Estratégia <i>PWM</i>	48
5.3.3	Estratégia de Controle	48
5.4	Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto - Configuração D2C3	49
5.4.1	Modelo do Sistema	49
5.4.2	Estratégia <i>PWM</i>	50
5.4.3	Estratégia de Controle	51
5.4.4	Conclusões	51
6	Análise e Comparação das Configurações	52
6.1	Introdução	52
6.2	Análise da <i>WTHD</i> e <i>THD</i>	53
6.2.1	Conversor Monofásico Misto	53
6.2.2	Conversores Monofásicos Paralelos Mistos	53
6.2.3	Conversores CA-CC-CA Monofásico - Monofásico Misto com Braço Compartilhado	54
6.2.4	Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto com Braço Compartilhado	54
6.3	Análise de Perdas nos Semicondutores	54

6.3.1	Conversor Monofásico Misto	55
6.3.2	Conversores Monofásicos Mistos Paralelo	56
6.3.3	Conversor CA-CC-CA Monofásico Misto	57
6.3.4	Conversor CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto Com braço Comparti- lhado	57
6.4	Conclusões	58
7	Resultados de Simulações	60
7.1	Introdução	60
7.2	Conversor Monofásico Misto	60
7.3	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD1B	64
7.4	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD2B	67
7.5	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDDC2B	71
7.6	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B	74
7.7	Conversor Monofásico - Monofásico Misto com Braço Compartilhado	78
7.8	Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C3	82
7.9	Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D2C3	85
7.10	Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C4	89
7.11	Conclusões	92
8	Resultados Experimentais	93
8.1	Introdução	93
8.2	Conversor Monofásico Misto	93
8.3	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD1B	97
8.4	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD2B	99
8.5	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDDC2B	102
8.6	Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B	104
8.7	Conversor Monofásico-Monofásico Misto Com Braço Compartilhado	106
8.8	Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C3	109
8.9	Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D2C3	112
8.10	Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C4	115
8.11	Conclusões	118
9	Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros	119
9.1	Conclusões Gerais	119
9.2	Trabalhos Futuros	120
	Referências	121

Lista de Abreviaturas

C Conversor Convencional;

C4 Conversor *CA-CC-CA* Monofásico Misto Com Braço Compartilhado

C6 Conversor *CA-CC-CA* Monofásico Convencional Com Braço Compartilhado

CA Corrente Alternada;

CA-CC Corrente Alternada - Corrente Contínua;

CA-CC-CA Corrente Alternada - Corrente Contínua - Corrente Alternada;

CC-CC Corrente Contínua - Corrente Contínua;

CDCD1B Conversor *CA-CC* Paralelo Misto Com os Braços Com Chaves em Paralelos Entre Si e os Braços com Diodos Em Paralelo Entre Si. Conversor com Um Barramento;

CDCD2B Conversor *CA-CC* Paralelo Misto Com os Braços Com Chaves em Paralelos Entre Si e os Braços com Diodos Em Paralelo Entre Si. Conversor com Dois Barramentos;

CDCC2B Conversor *CA-CC* Monofásico Misto em Paralelo Com o Conversor Monofásico Convencional. Conversor com Dois Barramentos;

CDDC2B Conversor *CA-CC* Paralelo Misto Com os Braços Com Chaves e os Braços Com Diodos Em Paralelo Entre Si. Conversor com Dois Barramentos;

CC Corrente Contínua;

CC-CA Corrente Contínua - Corrente Alternada;

D1C3 Conversor *CA-CC-CA* Monofásico-Trifásico Misto Com Braço Compartilhado Contendo Um Braço com Diodo e Três Braços com Chaves.

D1C4 Conversor *CA-CC-CA* Monofásico-Trifásico Misto Com Braço Compartilhado Contendo Um Braço com Diodo e Quatro Braços com Chaves.

D2C3 Conversor *CA-CC-CA* Monofásico-Trifásico Misto Com Braço Compartilhado Contendo Dois Braços com Diodo e três Braços com Chaves.

IGBT (Transistor Bipolar de Porta Isolada) *Insulated Gate Bipolar Transistor* ;

PI Proporcional e Integral;

PLL (Malha de Captura de Fase) *Phase-Locked Loop*;

PWM (Modulação por Largura de Pulso) *Pulse Width Modulation*;

RMS (Raíz Média Quadrática) *Root Mean Square*;

S Conversor Série;

SI Sistema Internacional;

THD (Distorção Harmônica Total) *Total Harmonic Distortion*;

UPS (Fonte de Alimentação Ininterrupta) *Uninterruptible Power Supply*;

WECS (Sistema de Conversão de Energia Eólica) *Wind Energy Conversion System*;

WTHD (Distorção Harmônica Total Ponderada) *Weighted Total Harmonic Distortion*;

Lista de Símbolos

C_f Capacitores do filtro da carga monofásica.

D_1 Diodo de potência no retificador.

D_2 Diodo de potência no retificador.

D_3 Diodo de potência no retificador.

D_4 Diodo de potência no retificador.

D_5 Diodo de potência no retificador.

D_6 Diodo de potência no retificador.

dv/dt Derivada da tensão em relação ao tempo.

e_g Tensões da rede elétrica monofásica.

e_l Tensões da carga monofásica.

e_l^* Tensão de referência da tensão da carga monofásica.

ε_j Erro do sinal inserido no controlador de dupla sequência.

ϵ Erro de corrente ou erro de tensão do controlador PI de dupla sequência

$GEN-i_g$ Gerador da corrente instantânea i_g da rede monofásica.

$GEN-i_{1a}$ Gerador da corrente instantânea i_{1a} do conversor A das configurações em paralelo.

$GEN-i_{1b}$ Gerador da corrente instantânea i_{1b} do conversor B das configurações em paralelo.

i_{1a} Corrente do conversor A em conversores monofásicos paralelos.

i_{1b} Corrente do conversor B em conversores monofásicos paralelos.

i_g Correntes da rede monofásica.

i_g^* Corrente de referência da rede monofásica.

I_g^* Amplitude da corrente de referência da rede monofásica e trifásica.

i_l Correntes da carga monofásica.

i_s Corrente no braço compartilhado.

L_f Indutores do filtro da carga monofásica.

l_g Indutância do filtro indutivo de entrada.

L_g Indutores do filtro de entrada.

k_i Ganho integral.

k_p Ganho proporcional.

p Operador correspondente à derivada temporal, d/dt .

px_m Derivadas temporais das variáveis de estado do controlador de dupla sequência, com $m = a, b$.

Q_1 Estado da chave de potência.

q_1 Chave de potência.

\bar{q}_1 Chave complementar de potência.

q_{1n} Chave de potência, $n = a, b$.

Q_{1n} Estado da chave de potência das configurações em paralelo, $n = a, b$.

\bar{q}_{1n} Chave complementar de potência, $n = a, b$.

Q_2 Estado da chave de potência.

q_2 Chave de potência.

\bar{q}_2 Chave complementar de potência.

q_{2n} Chave de potência, $n = a, b$.

Q_{2n} Estado da chave de potência das configurações em paralelo, $n = a, b$.

\bar{q}_{2n} Chave complementar de potência, $n = a, b$.

Q_3 Estado da chave de potência.

q_3 Chave de potência.

\bar{q}_3 Chave complementar de potência.

- Q_l Estado da chave de potência da carga para configuração monofásico - monofásico.
- q_l Chave de potência da carga para configuração monofásico - monofásico.
- \bar{q}_l Chave complementar de potência da carga para configuração monofásico - monofásico.
- Q_{g2} Estado da chave de potência do retificador para a configuração D1C4.
- q_{g2} Chave de potência do retificador para a configuração D1C4.
- \bar{q}_{g2} Chave complementar de potência do retificador para a configuração D1C4.
- Q_s Estado da chave de potência do retificador para configuração monofásico - monofásico.
- q_s Chave de potência do retificador para configuração monofásico - monofásico.
- \bar{q}_s Chave complementar de potência do retificador para configuração monofásico - monofásico.
- Q_{s1} Estado da chave de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- q_{s1} Chave de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- \bar{q}_{s1} Chave complementar de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- Q_{s2} Estado da chave de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- q_{s2} Chave de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- \bar{q}_{s2} Chave complementar de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- Q_{s3} Estado da chave de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- q_{s3} Chave de potência da carga para as configurações monofásico - trifásico.
- \bar{q}_{s3} Chave complementar de potência
- R_c Controladores PI das tensões dos barramentos *CC*.
- r_g Resistências do filtro indutivo de entrada.
- R_1 Controladores de dupla sequência das correntes da rede monofásica.
- R_{1a} Controladores de dupla sequência das correntes da do conversor A das configurações monofásico em paralelo.
- R_{1b} Controladores de dupla sequência das correntes da do conversor B das configurações monofásico em paralelo.
- r_f Resistências do filtro da carga monofásica.

R_l , Controladores de dupla sequência das tensões da carga monofásica.

v_1 Tensão gerada pelo conversor A das configurações monofásico paralelo.

v_1^* Tensão de referência gerada pelo conversor A das configurações monofásico paralelo.

v_2 Tensão gerada pelo conversor B das configurações monofásico paralelo.

v_2^* Tensão de referência gerada pelo conversor B das configurações monofásico paralelo.

v_{10} Tensão de polo do braço 1 do conversor monofásico.

v_{10}^* Tensão de polo de referência do braço 1 do conversor monofásico.

v_{1a0} Tensão de polo do braço 1a do conversor monofásico A da configuração CDCD1B.

v_{1a0}^* Tensão de polo de referência do braço 1a do conversor monofásico A da configuração CDCD1B.

v_{1a0a} Tensão de polo do braço 1a do conversor monofásico A das configurações em paralelo com dois barramentos.

v_{1a0a}^* Tensão de polo de referência do braço 1a do conversor monofásico A das configurações em paralelo com dois barramentos.

v_{1b0} Tensão de polo do braço 1b do conversor monofásico B da configuração CDCD1B.

v_{1b0}^* Tensão de polo de referência do braço 1b do conversor monofásico B da configuração CDCD1B.

v_{1b0b} Tensão de polo do braço 1b do conversor monofásico B das configurações em paralelo com dois barramentos.

v_{1b0b}^* Tensão de polo de referência do braço 1b do conversor monofásico B das configurações em paralelo com dois barramentos.

v_{2a0} Tensão de polo do braço 2a do conversor monofásico A da configuração CDCD1B.

v_{2a0}^* Tensão de polo de referência do braço 2a do conversor monofásico A da configuração CDCD1B.

v_{2a0a} Tensão de polo do braço 2a do conversor monofásico A das configurações em paralelo com dois barramentos.

v_{2a0a}^* Tensão de polo de referência do braço 2a do conversor monofásico A das configurações em paralelo com dois barramentos.

v_{2b0} Tensão de polo do braço 2b do conversor monofásico B da configuração CDCD1B.

v_{2b0}^* Tensão de polo de referência do braço 2b do conversor monofásico B da configuração CDCD1B.

- v_{2b0b} Tensão de polo do braço 2b do conversor monofásico B das configurações em paralelo com dois barramentos.
- v_{2b0b}^* Tensão de polo de referência do braço 2b do conversor monofásico B das configurações em paralelo com dois barramentos.
- v_b^* Tensão de polo de referência do braço 2b do conversor monofásico.
- v_c Tensão do barramento CC das topologias com um barramento CC .
- v_c^* Tensão de referência do barramento CC das topologias com um barramento CC .
- v_{c1} Tensão do barramento CC do conversor A das topologias monofásico em paralelo.
- v_{c1}^* Tensão do barramento CC de referência do conversor A das topologias monofásico em paralelo.
- v_{c2} Tensão do barramento CC do conversor B das topologias monofásico em paralelo.
- v_{c2}^* Tensão do barramento CC de referência do conversor B das topologias monofásico em paralelo.
- v_g Tensão total de entrada do retificador.
- v_g^* Tensão total de entrada de referência do retificador.
- v_{g1} Tensão gerada do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.
- v_{g1}^* Tensão gerada de referência do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.
- v_{g10} Tensão de polo do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.
- v_{g10}^* Tensão de polo de referência do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.
- v_{g2} Tensão gerada de referência do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.
- v_{g2}^* Tensão gerada de referência do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.
- v_{g20} Tensão de polo de referência do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.
- v_{g20}^* Tensão de polo de referência do retificador nas configurações monofásico - trifásico D1C4 e D2C3.

- v_l Tensão total de saída dos conversores monofásicos.
- v_m^* Tensão de referência de saída do controlador de dupla sequência.
- v_{s1} Tensão na carga para as topologias monofásico - trifásico.
- v_{s1}^* Tensão na carga de referência para as topologias monofásico - trifásico.
- v_{s2} Tensão na carga para as topologias monofásico - trifásico.
- v_{s2}^* Tensão na carga de referência para as topologias monofásico - trifásico.
- v_{s3} Tensão na carga para as topologias monofásico - trifásico.
- v_{s3}^* Tensão na carga de referência para as topologias monofásico - trifásico.
- x_m Variáveis de estado do controlador de dupla sequência, com $m = a, b$.
- w_e Frequência de corte do controlador PI de dupla sequência.

Lista de Tabelas

6.1	Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais das topologias convencional e mista em cada braço do conversor para uma carga de 1000W.	55
6.2	Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais da topologia mista entre o método de sincronização proposto e o método de sincronização convencional em cada braço do conversor para uma carga de 1000W.	56
6.3	Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais das topologias convencional e paralela mista para uma carga de 1000W.	56
6.4	Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais entre os métodos de sincronização proposto e o método convencional para uma carga de 1000W.	56
6.5	Perdas nos semicondutores para a topologia CA-CC-CA monofásico com braço compartilhado que usa três braços com chaves (Figura 4.2) com potência na carga de 2kVA.	57
6.6	Perdas nos semicondutores para a topologia CA-CC-CA monofásico misto com braço compartilhado que usa três braços com chaves (Figura 4.4) com potência na carga de 2kVA.	57
6.7	Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia CA-CC-CA monofásico-trifásico com braço compartilhado C4.	58
6.8	Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia CA-CC-CA monofásico-trifásico com braço compartilhado D1C3.	58
6.9	Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia CA-CC-CA monofásico-trifásico com braço compartilhado D1C4.	58
6.10	Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia CA-CC-CA monofásico-trifásico com braço compartilhado D2C3.	58
6.11	Perdas totais nos semicondutores para cada topologia CA-CC-CA monofásico-trifásico com braço compartilhado.	58

Lista de Figuras

1.1	Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> monofásico com 4 chaves.	3
1.2	Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> monofásico em paralelo com 1 barramento.	4
1.3	Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> monofásico em paralelo com 2 barramentos.	4
1.4	Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico com braço compartilhado.	4
1.5	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico configuração C4.	5
1.6	Diagrama elétrico do conversor misto usando um braço com chaves e um braço com diodos.	5
1.7	Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> trifásico obtido a partir de três conversores monofásicos.	6
1.8	CDCD2B: Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> monofásico em paralelo.	7
1.9	CDCD1B: Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> monofásico em paralelo.	8
1.10	CDDC2B: Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> monofásico em paralelo.	8
1.11	CDCC2B: Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC</i> monofásico em paralelo.	9
1.12	Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico com braço compartilhado.	9
1.13	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico D1C3.	9
1.14	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico D2C3.	10
1.15	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico D1C4.	10
2.1	Diagrama elétrico do retificador ponte completa a diodos.	14
2.2	Diagrama elétrico do retificador ponte completa com quatro chaves controladas.	15
2.3	Diagrama elétrico do conversor misto usando um braço com chaves e um braço com diodos.	15
2.4	Diagrama de controle da topologia do conversor monofásico misto.	17
2.5	Diagrama elétrico do retificador ponte completa com quatro chaves controladas.	19
2.6	Diagrama de controle do retificador <i>CA-CC</i> trifásico usando três monofásico misto.	19
3.1	Diagrama elétrico da topologia do conversor monofásico misto paralelo CDCD1B.	22
3.2	Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCD1B.	25
3.3	Diagrama elétrico da topologia do conversor monofásico misto paralelo CDCD2B.	26
3.4	Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCD2B.	28
3.5	Diagrama elétrico da topologia do conversor monofásico misto paralela CDDC2B.	29

3.6	Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDDC2B.	31
3.7	Diagrama elétrico da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCC2B.	32
3.8	Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCC2B.	34
4.1	Diagrama elétrico do conversor monofásico <i>CA-CC-CA</i> com quatro braços e oito chaves.	35
4.2	Diagrama elétrico do conversor monofásico <i>CA-CC-CA</i> com três braços e seis chaves.	36
4.3	Diagrama elétrico do conversor monofásico <i>CA-CC-CA</i> misto com um braço com diodo e três braços com chaves, com total de dois diodos e seis chaves.	36
4.4	Diagrama elétrico do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico misto com braço compartilhado.	36
4.5	Diagrama de controle da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico misto com braço compartilhado.	39
4.6	Diagrama fasorial da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico misto com braço compartilhado.	40
5.1	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico C4.	41
5.2	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico misto D1C3.	42
5.3	Diagrama de controle da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico misto D1C3.	45
5.4	Diagrama fasorial da configuração D1C3.	46
5.5	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico misto D1C4.	46
5.6	Diagrama de controle do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico misto - configuração D1C4.	49
5.7	Diagrama Elétrico da topologia do conversor <i>CA-CC-CA</i> monofásico-trifásico misto D2C3.	49
7.1	Corrente do conversor monofásico misto obtido na simulação.	61
7.2	Corrente e tensão gerada pelo conversor monofásico misto obtido na simulação. . .	61
7.3	Corrente e tensão de entrada do conversor monofásico misto obtido na simulação. .	62
7.4	Tensão do barramento do conversor monofásico misto obtido na simulação.	62
7.5	Passagem da corrente pelo zero para o método de sincronização proposto e o método de sincronização convencional.	63
7.6	Corrente de entrada do conversor monofásico misto paralelo CDCD1B obtido na simulação.	64
7.7	Corrente de entrada e tensão total gerada pela configuração CDCD1B obtido na simulação.	65

7.8	Corrente e tensão de entrada da configuração CDCD1B obtido na simulação.	65
7.9	Corrente no conversor A da configuração CDCD1B obtido na simulação.	66
7.10	Correntes no conversor B da configuração CDCD1B obtido na simulação.	66
7.11	Tensão do barramento da configuração CDCD1B obtido na simulação.	67
7.12	Corrente de entrada da configuração CDCD2B obtido na simulação.	68
7.13	Corrente de entrada e tensão total gerada pela configuração CDCD2B obtido na simulação.	68
7.14	Corrente e tensão de entrada da configuração CDCD2B obtido na simulação.	69
7.15	Corrente no conversor A da configuração CDCD2B obtido na simulação.	69
7.16	Corrente no conversor B da configuração CDCD2B obtido na simulação.	70
7.17	Tensão do barramento do conversor A da configuração CDCD2B obtido na simulação.	70
7.18	Tensão do barramento do conversor B da configuração CDCD2B obtido na simulação.	70
7.19	Corrente de entrada da configuração CDDC2B obtido na simulação.	72
7.20	Corrente de entrada e tensão total gerada pela configuração CDDC2B obtido na simulação.	72
7.21	Corrente e tensão de entrada da configuração CDDC2B obtido na simulação.	72
7.22	Correntes do conversor A da configuração CDDC2B obtido na simulação.	73
7.23	Correntes do conversor B da configuração CDDC2B obtido na simulação.	73
7.24	Tensão do barramento do conversor A da configuração CDDC2B obtido na simulação.	73
7.25	Tensão do barramento do conversor B da configuração CDDC2B obtido na simulação.	74
7.26	Corrente de entrada do conversor monofásico misto paralelo CDCC2B obtido na simulação.	75
7.27	Corrente de entrada e tensão total gerada pelo conversor monofásico misto paralelo CDCC2B obtido na simulação.	75
7.28	Corrente e tensão de entrada do conversor monofásico misto paralelo CDCC2B obtido na simulação.	76
7.29	Corrente de entrada do conversor A da configuração CDCC2B obtido na simulação.	76
7.30	Corrente de entrada do conversor B da configuração CDCC2B obtido na simulação.	77
7.31	Tensão do barramento do conversor A da configuração CDCC2B obtido na simulação.	77
7.32	Tensão do barramento do conversor B da configuração CDCC2B obtido na simulação.	78
7.33	Corrente de entrada do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.	79

7.34	Corrente de entrada e tensão total gerada pelo conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.	79
7.35	Corrente e tensão de entrada do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.	80
7.36	Corrente da carga do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.	80
7.37	Tensão da carga do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.	81
7.38	Tensão do barramento do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.	81
7.39	Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na simulação.	83
7.40	Corrente na carga trifásica do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na simulação.	83
7.41	Tensões de linha da carga, tensão gerada pelo retificador, corrente da rede do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3.	83
7.42	Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na simulação.	84
7.43	Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na simulação.	84
7.44	Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na simulação.	84
7.45	Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na simulação.	85
7.46	Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.	86
7.47	Corrente no braço g2 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.	86
7.48	Corrente no braço g1 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.	87
7.49	Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.	87
7.50	Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.	88
7.51	Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.	88
7.52	Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.	89

7.53	Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.	90
7.54	Corrente no braço g2 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.	90
7.55	Corrente no braço g1 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.	90
7.56	Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.	91
7.57	Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.	91
7.58	Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.	91
7.59	Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.	92
8.1	(a) Tensão de entrada e corrente de entrada multiplicada por 20. (b) Tensão no barramento capacitivo. (c) Tensão gerada pelo conversor e corrente de entrada. . .	94
8.2	(a) Passagem pelo zero da corrente sincronizada com a tensão gerada pelo conversor misto (b) Passagem pelo zero da corrente sincronizada com a tensão de entrada.	95
8.3	Tensão de entrada e corrente de entrada com a aplicação de um transitório de carga.	95
8.4	Tensão gerada pelo conversor e corrente de entrada com a aplicação de um transitório de carga.	96
8.5	Tensão do barramento do conversor monofásico misto com a aplicação de um transitório de carga.	96
8.6	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente total de entrada e corrente de entrada em dos conversores.	97
8.7	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão gerada pelos conversores com suas respectivas correntes.	98
8.8	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão total gerada pelo conversor.	98
8.9	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão no barramento capacitivo.	99
8.10	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente total de entrada e corrente de entrada em dos conversores.	100
8.11	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão gerada pelos conversores com suas respectivas correntes.	100
8.12	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão total gerada pelo conversor.	101
8.13	Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão no barramento capacitivo de cada conversor.	101

8.14	Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente total de entrada e corrente de entrada em dos conversores.	102
8.15	Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão gerada pelos conversores com suas respectivas correntes.	103
8.16	Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão total gerada pelo conversor.	103
8.17	Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão no barramento capacitivo de cada conversor.	104
8.18	Topologia monofásico misto paralelo - CDCC2B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente de entrada nos dois conversores em paralelo.	105
8.19	Topologia monofásico misto paralelo - CDCC2B. Tensão gerada pelos conversores.	105
8.20	Topologia Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B. Tensão total gerada pelo conversor.	105
8.21	Topologia Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B. Tensão no barramento capacitivo de cada conversor.	106
8.22	Tensão de entrada e corrente de entrada multiplicada por 20, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.	107
8.23	Tensão gerada pelo conversor com a corrente da rede, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.	107
8.24	Tensão da carga monofásica, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.	108
8.25	Corrente da carga monofásica, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.	108
8.26	Tensão no barramento capacitivo, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.	109
8.27	Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.	110
8.28	Corrente na carga trifásica do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.	110
8.29	Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.	110
8.30	Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.	111
8.31	Tensão de linha na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.	111
8.32	Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.	111

8.33	Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.	112
8.34	Corrente no braço g1 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.	113
8.35	Corrente no braço g2 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.	113
8.36	Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.	113
8.37	Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.	114
8.38	Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.	114
8.39	Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.	114
8.40	Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.	115
8.41	Corrente no braço g2 com chave do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.	116
8.42	Corrente no braço g1 do braço de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.	116
8.43	Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.	116
8.44	Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.	117
8.45	Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.	117
8.46	Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.	117

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Apresentação do Tema

Devido ao grande crescimento da demanda por energia elétrica em todo o mundo, os governos e especialistas estão buscando cada vez mais por fontes alternativas de energia a fim de suprir a necessidade do homem, pois cerca de 87% da energia consumida mundialmente é proveniente de combustíveis fósseis, que com a queima deste, produz a emissão de gases tóxicos na atmosfera que são responsáveis por muitos problemas ambientais, como chuvas ácidas, poluição urbana e o mais preocupante, o aquecimento global. Do restante, 6% da energia provém de instalações nucleares e apenas 7% de fontes renováveis de energia (hídrica e eólica) [1].

De acordo com os dados disponibilizados pela ANEEL, no Brasil cerca de 83% das fontes de energia elétrica são renováveis, sendo que 79% são obtidas a partir de fontes hídricas, que embora seja renovável, a construção de uma hidroelétrica provoca significativas mudanças no ecossistema do local devido ao alagamento provocado pela represa. Pelo alto índice de energia produzida no Brasil ser apenas de hidroelétrica, coloca o país em um cenário altamente dependente dos níveis pluviométricos [2].

Dentre as fontes alternativas de energia, destaca-se a energia eólica, pois é uma fonte inesgotável, limpa e segura. Por esses motivos, os sistemas de geração de energia elétrica a partir da energia eólica tem ganhado grande atenção entre os governos, empresas e pesquisadores. A capacidade instalada de energia eólica aumentou em mais de 10 vezes, entre 1997 e 2007. O principal obstáculo enfrentado para o uso da energia eólica é o seu alto custo, que mesmo decrescente ainda é elevado quando comparado a outras fontes de energia. No Brasil, por exemplo, no ano de 2008 o custo por cada MWh gerado a partir de fontes eólicas era em torno de 2,3 vezes maior que o gerado por hidroelétricas. A capacidade hídrica do Brasil é enorme, no entanto, segundo dados da ANEEL, o nível dos ventos no Brasil é 2 vezes maior que a média mundial e cerca de 50% do potencial de geração eólica no Brasil encontra-se no Nordeste [3], o que torna extremamente útil a pesquisa na área de energia eólica no Nordeste brasileiro.

Para se obter energia elétrica a partir de uma fonte eólica é necessário uma turbina que seja

capaz de converter a energia cinética dos ventos em energia mecânica que é convertida em energia elétrica por meio de um gerador. Ao contrário de muitas outras fontes de energia, a energia mecânica gerada pela turbina ocorre a velocidade variável, devido ao fato do vento ter um comportamento aleatório, assim, do ponto de vista elétrico, um grande problema seria a obtenção de potência elétrica e saída com frequência constante a partir de um conjugado de entrada variável. Para tal propósito, são utilizados como geradores, principalmente, máquinas de indução em gaiola, máquinas de indução duplamente alimentadas ou máquinas síncronas à ímãs permanentes, associadas à conversores estáticos para propósito de controle, [4]- [5].

Dentre o complexo sistema de geração de energia elétrica a partir da eólica, este trabalho irá focar nos conversores estáticos [6], onde os principais tipos usados na geração eólica são os conversores *PWM* tipo fonte de tensão de dois níveis, embora conversores multiníveis e conversores matriciais tenham se mostrado bastante favoráveis a tal aplicação [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15]. Essa área já apresenta uma grande discursão de trabalhos em nível acadêmico e também em desenvolvimento comercial [16].

Na análise dos métodos de se transferir a energia da fonte geradora para a carga consumidora, deve-se levar em consideração vários fatores, como por exemplo, as perdas e o custo dos componentes utilizados [17]. Geralmente, os componentes utilizados são semicondutores de potência, como diodos, transistores, IGBT's e tiristores, que funcionam como chaves de dois estados ("aberto" ou "fechado") permitindo ou não o fluxo de potência, com o objetivo de suprir as necessidades de determinados tipos de cargas. O processo de 'abrir' e 'fechar' das chaves tem como consequência a inserção de sinais harmônicos que interferem na qualidade da energia elétrica, assim, outro fator importante na análise de conversores estáticos é a análise da distorção harmônica total, ou *THD* (*Total Harmonic Distortion*), dos sinais de corrente e a distorção 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: perdas nos capacitores dos barramentos *CC* que mantém a tensão contínua após a retificação da tensão de entrada vinda por sinais da rede; e as perdas nos semicondutores (perdas por condução e perdas por chaveamento). Alguns trabalhos vêm sendo propostos a fim de quantificar essas perdas, através de programas de simulação dinâmica, facilitando seu uso como critério de análise [18, 19]; e análise econômica dos dispositivos utilizados.

Atualmente, uma importante área de pesquisa da eletrônica de potência é a busca de dispositivos semicondutores de potência capazes de conduzir elevadas correntes e suportar grandes valores de tensões quando bloqueados [20].

Com o objetivo de se ter diferentes estruturas para os mais variados casos, na literatura técnica tem apresentado diferentes tipos de associações entre conversores, podendo ser citados os conversores associados em série e os conversores associados em paralelo.

Um dos objetivos da configuração em paralelo é a divisão do fluxo de corrente entre os conversores, sendo indicada para os casos onde a corrente no circuito é bastante elevada. Já a configuração em série tem o objetivo de dividir a tensão de entrada em níveis menores de tensão no barramento

CC, sendo indicada onde se tem elevadas tensões. O objetivo dessas configurações é aumentar o número de conversores para o sistema completo poder funcionar com níveis maiores de tensão ou corrente e também, com a inserção de redundância, ter mais confiabilidade no sistema.

Devido as dificuldades técnicas dos dispositivos, os conversores CC-CC foram os primeiros a serem desenvolvidos, na década de 70 [21]. Os tipos de conversores em série são os conversores multiníveis com diodo-grampeado [22, 23] e as topologias de conversores em cascata [24, 25, 26].

Na literatura, o conversor bastante estudado é o mostrado na Figura 1.1, que possui dois braços com chaves (quatro chaves) [6]. Neste trabalho será feito o estudo de conversor monofásico misto, semelhante ao da Figura 1.1, sendo que ao invés de ter 2 braços com chaves no lado CA-CC, apresenta um braço com chaves e outro braço com diodo, com o objetivo de ter fluxo de potência unidirecional que podem ser utilizados em sistemas de geração de energia elétrica a partir da eólica e ter também um custo reduzido. Esta configuração foi explorada em [27], que destaca as vantagens e desvantagens de se usar o conversor monofásico misto frente a outras topologias *boost* para correção do fator de potência.

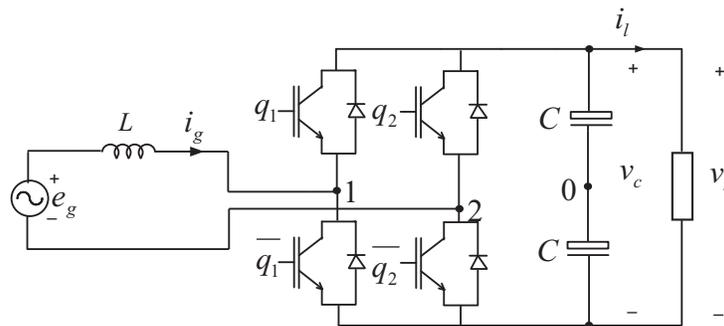


Figura 1.1: Diagrama elétrico do conversor CA-CC monofásico com 4 chaves.

Para a operação em sistemas com alto nível de corrente, também será estudada configurações em paralelo de conversores mistos, semelhantes aos já estudados na literatura, com 1 barramento (Figura 1.2) e dois barramentos (Figura 1.3) [28]. A diferença será a troca de alguns braços com chaves por braços com diodos.

Para se ter baixo custo utilizando número reduzido de componentes, será estudada também a configuração semelhante a encontrada na literatura (Figura 1.4, que utiliza um braço compartilhado) [29]. No lado CA-CC, será trocado um braço de chaves por um braço com diodo.

Topologias de conversores CA-CC-CA monofásico-trifásico tem sido exploradas na literatura devido ao fato de ter baixo custo em comparação com conversores trifásico-trifásico e também para ser usado em zonas rurais, onde a alimentação é normalmente monofásica e necessita-se alimentar cargas trifásicas [30], [31]. Serão estudados neste trabalho três topologias CA-CC-CA monofásico-trifásico mistos com braço compartilhado baseados na topologia estudada em [32], chamada de C4, mostrada na Figura 1.5, que possui quatro braços com chaves controladas.

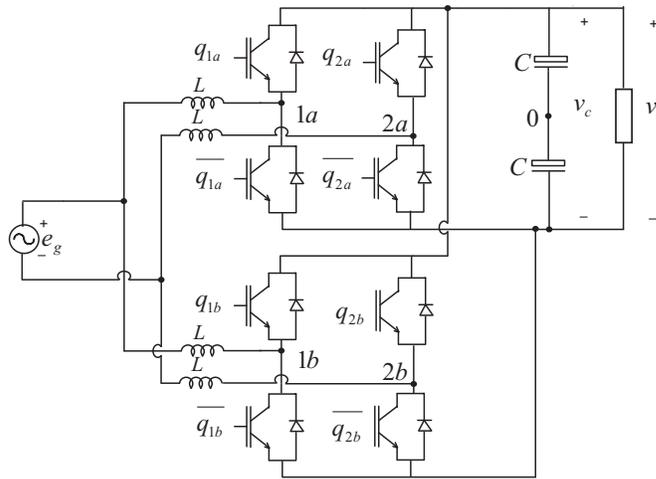


Figura 1.2: Diagrama elétrico do conversor CA-CC monofásico em paralelo com 1 barramento.

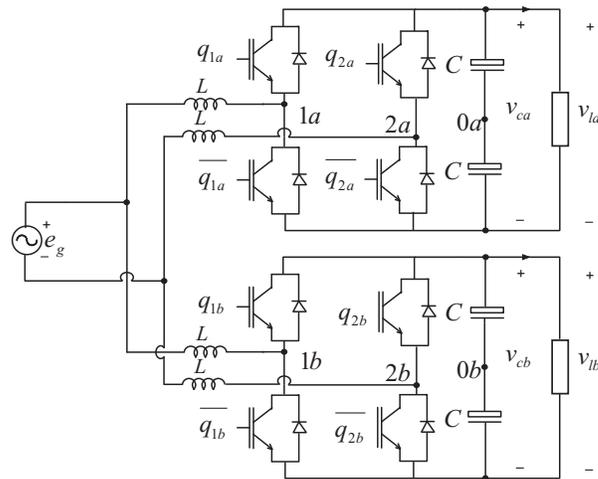


Figura 1.3: Diagrama elétrico do conversor CA-CC monofásico em paralelo com 2 barramentos.

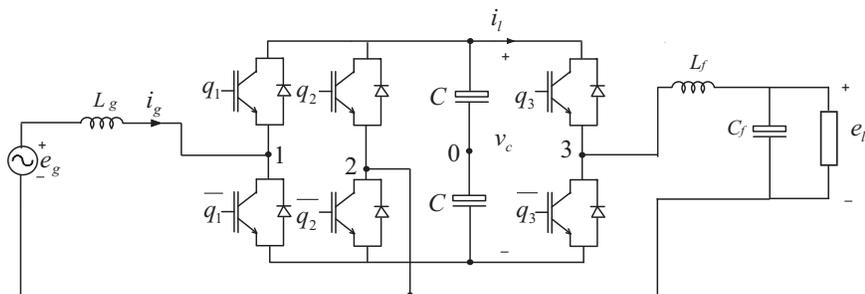


Figura 1.4: Diagrama elétrico do conversor CA-CC-CA monofásico com braço compartilhado.

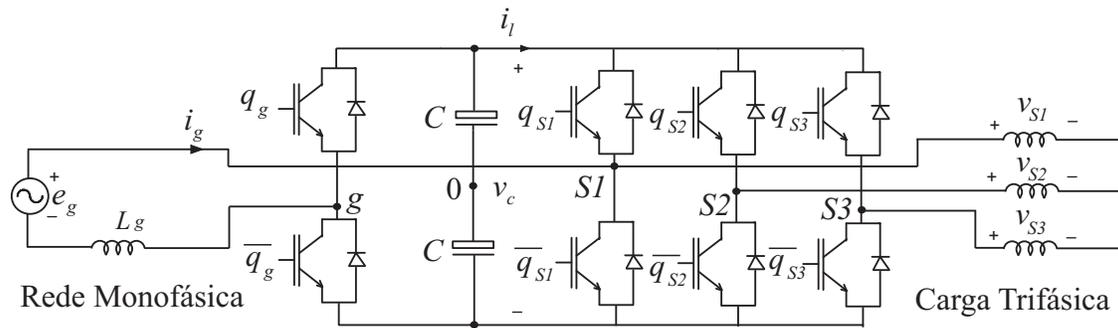


Figura 1.5: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico configuração C4.

1.2 Contribuições do Trabalho

O foco deste trabalho é a análise da configuração do conversor CA-CC monofásico misto para ser utilizado em sistemas de geração de energia elétrica a partir da eólica. Também será feita a análise de conversores monofásicos em paralelo mistos (quatro conversores), conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico misto com número reduzido de componentes e conversores CA-CC-CA monofásico - trifásico misto com braço compartilhado (três conversores).

Assim, neste documento é apresentado a análise matemática do conversor, bem como a estratégia de controle e a estratégia PWM. Também é proposto um método de sincronização da corrente de entrada do conversor com a tensão gerada pelo mesmo, a fim de reduzir a distorção harmônica da corrente.

A configuração base é o conversor monofásico misto composto de um braço com diodo e um braço com chave, como mostrado na Figura 1.6. Usando este conversor como base, foram feitos outros conversores, a fim de reduzir os custos dos projetos (substituir chaves semicondutoras controladas por diodos).

As topologias que serão analisadas nesse trabalho são:

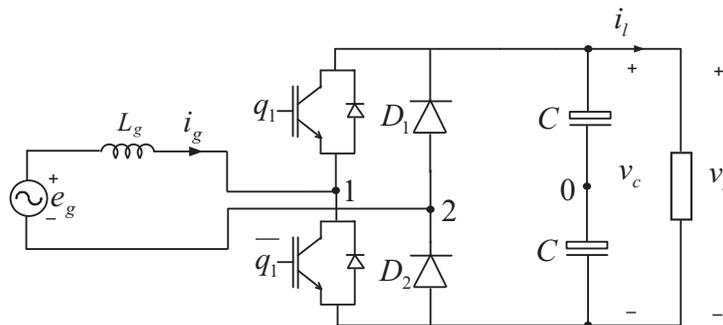


Figura 1.6: Diagrama elétrico do conversor misto usando um braço com chaves e um braço com diodos.

1. Conversor trifásico CA-CC a partir de três conversores mistos, ilustrado na Figura 1.7;
2. Conversor monofásico CA-CC em paralelo, no qual serão usados dois conversores monofásicos mistos com 2 barramentos CC. Nesta configuração, o braço controlado do conversor A é conectado em paralelo com o braço controlado do conversor B, enquanto o braço não controlado (a dio-

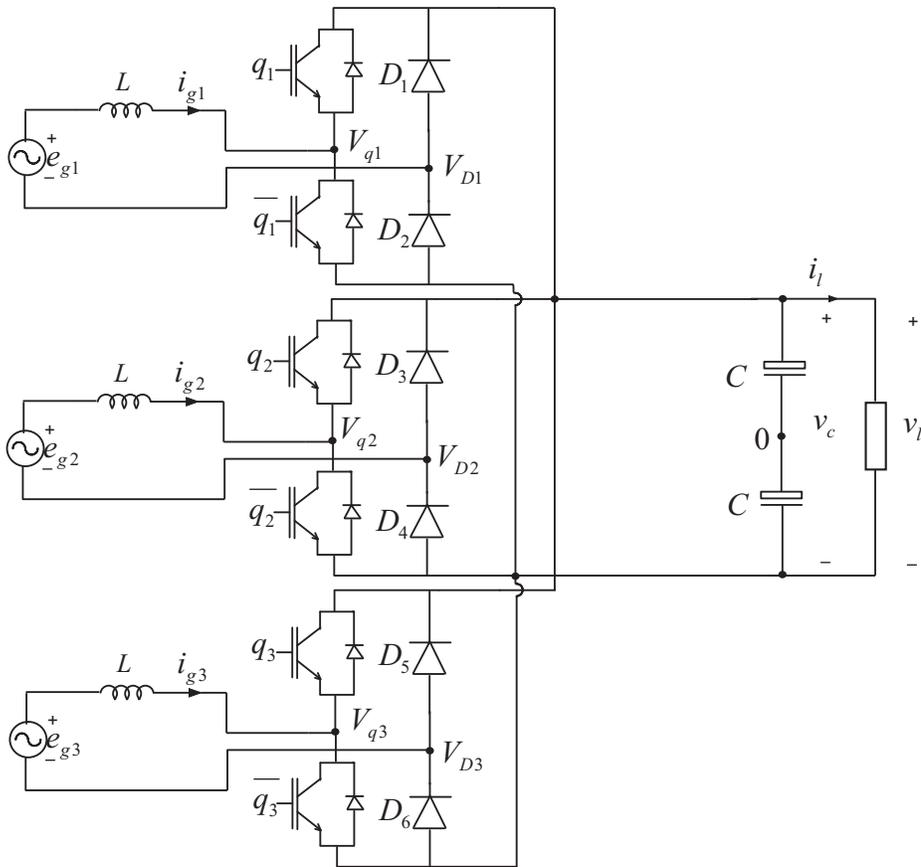


Figura 1.7: Diagrama elétrico do conversor CA-CC trifásico obtido a partir de três conversores monofásicos.

dos) é conectado ao braço não controlado do conversor B. Esta configuração é mostrada na Figura 1.8 sendo chamada de CDCD2B.

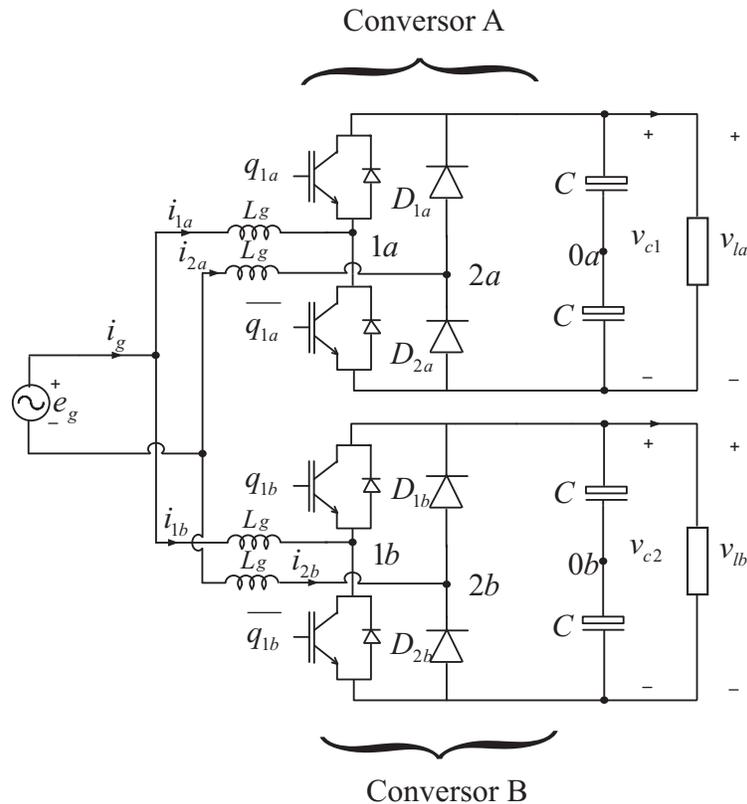


Figura 1.8: CDCD2B: Diagrama elétrico do conversor CA-CC monofásico em paralelo.

3. Conversor monofásico CA-CC em paralelo, usando dois conversores monofásicos mistos com 1 barramento CC. Esta configuração o difere da anterior por possuir um único barramento CC, como mostrado na Figura 1.9, e sendo denominada de configuração CDCD1B

4. Conversor monofásico CA-CC em paralelo, onde serão usados dois conversores monofásicos mistos com 2 barramentos CC. Nesta topologia, o braço com chaves do conversor A é conectado em paralelo ao braço com diodos do conversor B e o braço com diodos do conversor A é conectado ao braço com chaves com conversor B, como mostrado na Figura 1.10 e é chamada de CDCC2B.

5. Conversor monofásico CA-CC em paralelo, onde serão usados dois conversores monofásicos sendo um misto (conversor A) e outro com 2 braços com chaves (conversor B) e 2 barramentos CC, Figura 1.11, chamado de CDCC2B.

6. Conversor monofásico - monofásico CA-CC-CA com número reduzido de componente (braço compartilhado) onde no lado CA-CC são usados um braço com diodo e um braço com chaves, Figura 1.12.

7. Conversor CA-CC-CA monofásico - trifásico misto com braço compartilhado, sendo usado um braço com diodo e três braços com chaves, conforme mostrado na Figura 1.13, sendo chamado de D1C3.

8. Conversor CA-CC-CA monofásico - trifásico misto com braço compartilhado, onde são

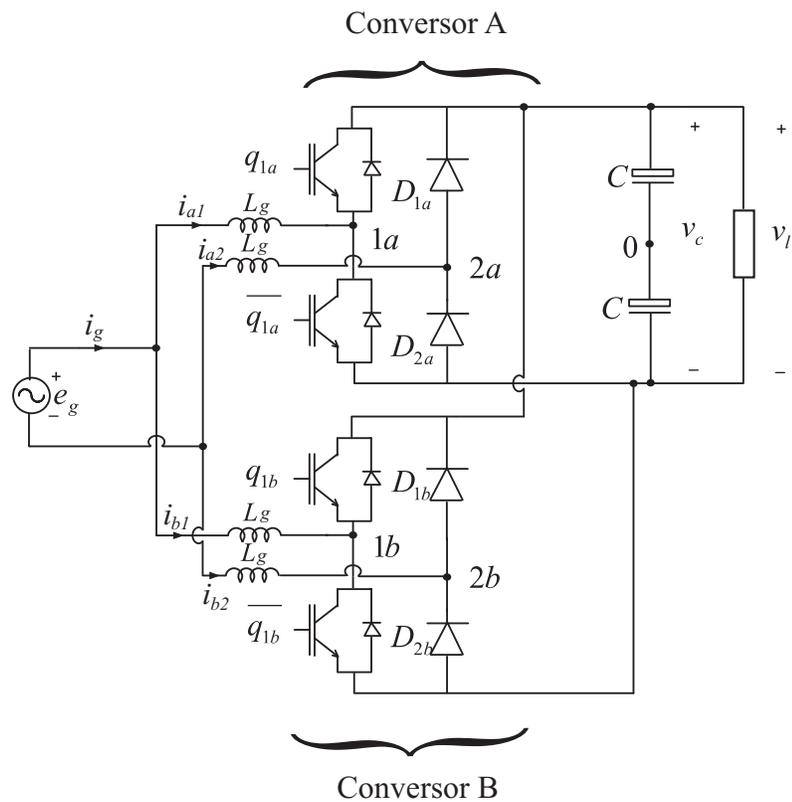


Figura 1.9: CDCD1B: Diagrama elétrico do conversor CA-CC monofásico em paralelo.

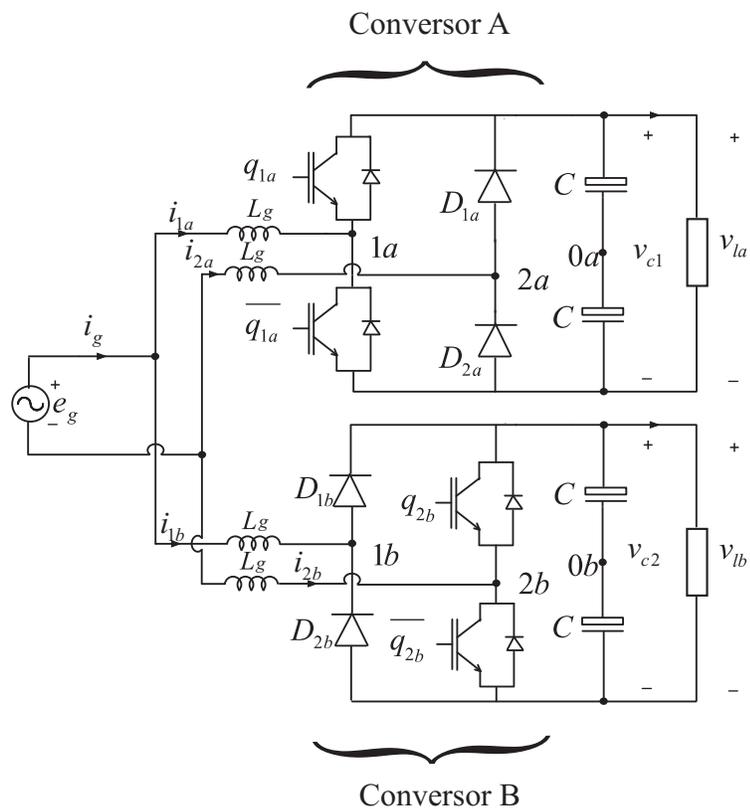


Figura 1.10: CDDC2B: Diagrama elétrico do conversor CA-CC monofásico em paralelo.

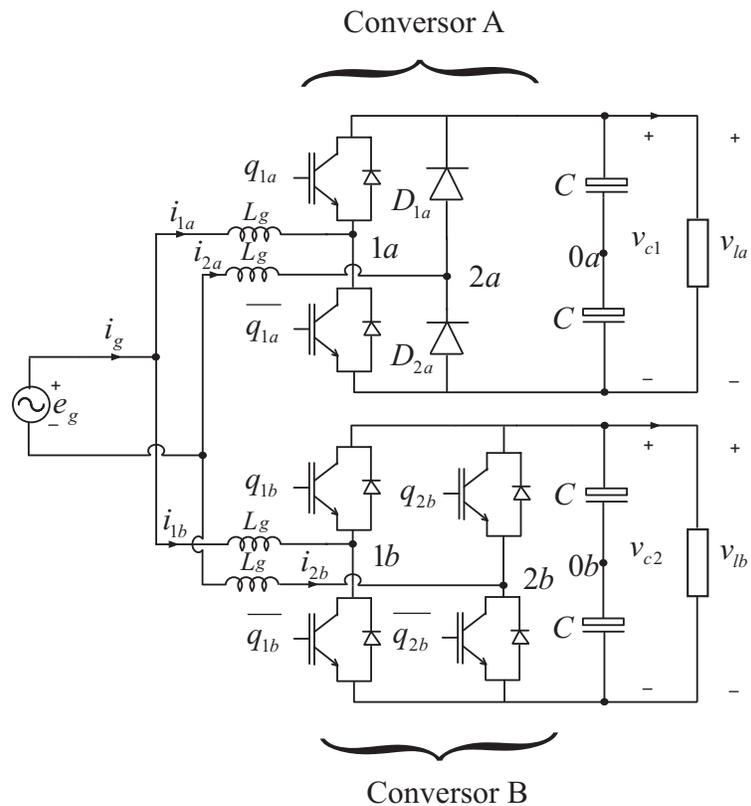


Figura 1.11: CDCC2B: Diagrama elétrico do conversor CA-CC monofásico em paralelo.

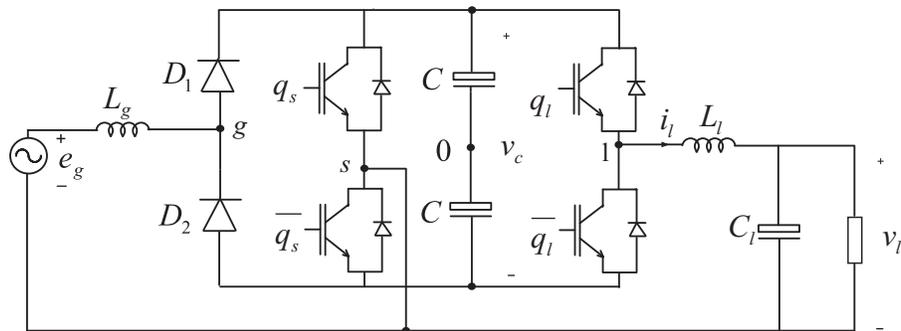


Figura 1.12: Diagrama elétrico do conversor CA-CC-CA monofásico com braço compartilhado.

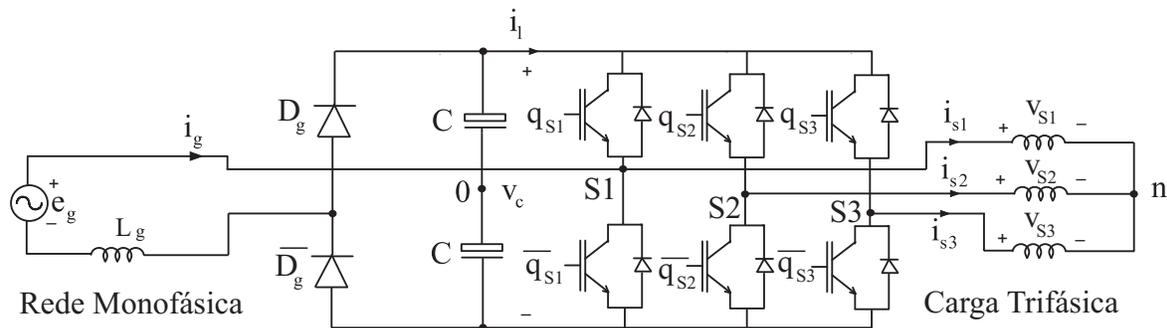


Figura 1.13: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico D1C3.

usados dois braços com diodos e três braços com chaves, como pode ser visto na Figura 1.14, sendo chamado de D2C3.

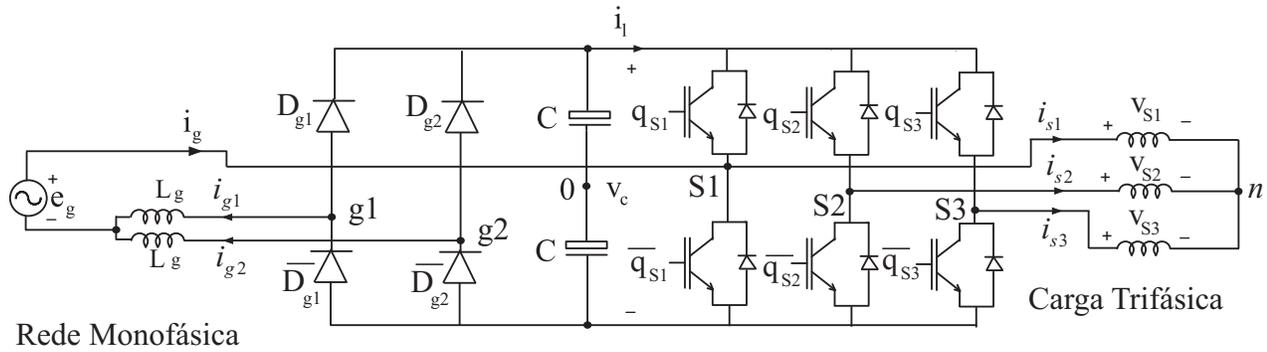


Figura 1.14: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico D2C3.

9. Conversor CA-CC-CA monofásico - trifásico misto braço compartilhado que usa 1 braço com diodo e quatro braços com chaves, conforme é mostrado na Figura . Esta topologia é chamada de D1C4.

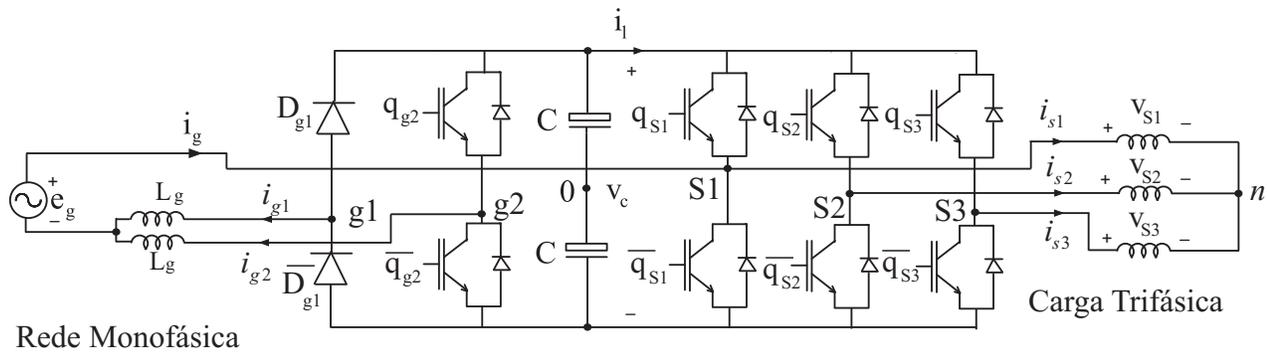


Figura 1.15: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico D1C4.

1.3 Revisão Bibliográfica

Os dois principais objetivos dos sistemas de conversão de energia eólica (*WECS*) são extrair o máximo de potência do vento e fornecer uma corrente senoidal com alto fator de potência para a rede elétrica. A extração da máxima potência só é possível em *WECS* com geradores a velocidade variável, o qual a velocidade da turbina é ajustada de acordo com a velocidade do vento [33]. Um conversor trifásico - monofásico para *WECS* composto por um retificador trifásico semicontrolado, ou seja, fluxo unidirecional de potência foi proposto em [34]. No entanto, o controle da topologia é obtido por histerese que apesar de ter um controle robusto e boa dinâmica, apresenta frequência variada de chaveamento. Em [35], uma interessante topologia é mostrada. A topologia é composta por três retificadores monofásicos e um inversor monofásico. Além disso, o controle de um ciclo (OCC) e o self-control (SC) são empregados para obter alto fator de potência.

No lado *CA-CC*, existem diversas topologias estudadas na literatura, não só para o uso em *WECS*, como também pelo fato da grande quantidade de equipamentos eletrônicos conectados à rede elétrica em todos os países do mundo. A configuração padrão para esses conversores, também chamados retificadores, é a ponte completa a diodos, composta por quatro diodos divididos em dois braços e seguido por um grande banco capacitivo para filtrar as oscilações da tensão de saída, fazendo assim um sistema unidirecional não-controlado. Este retificador é visto pela fonte *CA* como uma carga não-linear e trás diversas desvantagens, como a má qualidade da corrente de entrada, baixo fator de potência, distorção na tensão de saída, baixa eficiência e a necessidade de um grande banco de capacitores [27].

No contexto de eliminar as desvantagens da ponte completa a diodos, outras topologias foram estudadas para obter um alto fator de potência, reduzir as distorções harmônicas e garantir a alta eficiência. Algumas dessas topologias são baseadas no conversor boost PFC (Correção do fator de potência) convencional [36], [27], [37], outras se baseiam em uma ponte completa retificadora controlada que utiliza quatro chaves, proporcionando um maior controle da tensão *CC* do barramento capacitivo, alta eficiência e corrente de entrada quase senoidal [38]. No entanto, existem topologias boost PFC convencionais que apresentam baixo custo e um sistema de controle mais simples quando comparado com o retificador controlado ponte completa [38].

Na literatura científica, o modo de operação da topologia do conversor misto monofásico é o controle da corrente por histerese que mantém a corrente e tensão de entrada em fase [39], [40]. Esta estratégia apresenta algumas características que podem torna-se indesejáveis em algumas aplicações, como frequência de chaveamento variável, altas perdas nos semicondutores devido ao alto estresse das chaves e distorção pela passagem pelo zero, como é mostrado em [41].

O estudo de conversores em paralelo abrange várias aplicações diferentes, como uso de retificadores, inversores, filtros ativos de potência, etc. Um ponto importante na análise de conversores conectados em paralelo é o surgimento de correntes de circulação [28]. Esse problema foi largamente discutido na literatura, onde soluções foram propostas para a eliminação das correntes de circulação, como o uso de transformadores [42], reatores entre-fase [43], [44], ou então pelo controle da corrente de circulação [45], [46], [47], [48] e [49]. Inversores monofásicos conectados em paralelo foram estudados em [45] e [46], com diferentes estratégias de controle.

Um estudo detalhado da corrente de circulação, considerando dois inversores monofásico em paralelo e com dois inversores trifásicos conectados em paralelo é mostrado em [49]. Foi mostrado que a corrente de circulação entre os conversores depende das tensões instantâneas geradas pelos conversores. Uma definição completa da corrente de circulação de *N* conversores conectados em paralelo foi mostrado em [48].

O uso de conversores *boost* com controle de corrente para ter alto fator de potência é, geralmente, utilizado em aplicações onde se tem baixa e média potência. Para poder operar com potências mais elevadas, [50] propôs o uso de conversores boost em paralelo, obtendo redução dos esforços dos componentes dos circuitos e maior qualidade na forma de onda da corrente da rede, quando comparado com um único conversor. Uma nova topologia com dois inversores em meia

ponte dual-buck, em paralelo ou série, foi proposto em [50]. O objetivo é fornecer uma tensão de saída reduzida, quando for conectado em paralelo, e o dobro, quando for em série.

Conversores monofásicos em paralelo foram amplamente discutidos em [28], onde foi mostrado através de equações, como a corrente se divide entre os conversores e também as generalizações dos circuitos utilizados. Foram discutidos nove topologias *CA-CC-CA* nesse trabalho, sendo divididos em três categorias: monofásico-monofásico; monofásico-trifásico e trifásico-trifásico, com o uso de um ou dois barramentos. Conversores monofásicos em paralelo são usados quando se deseja ter altos níveis de corrente, desta forma pode-se usar dispositivos semicondutores mais baratos e de corrente mais baixa, pelo fato da corrente se dividir entre os conversores em paralelo. Conversores *CC-CC*, fontes de alimentação UPS, sistema de geração de eólica, acionamento de máquinas elétricas, retificadores e conversores *CA-CC-CA* são algumas aplicações de conversores monofásicos paralelos. Para se obter um custo ainda mais baixo, pode-se substituir dispositivos semicondutores (IGBTs) controlados por dispositivos não-controlados, como diodos.

Os conversores *CA-CC-CA* monofásico-monofásico estudados na literatura geralmente usam quatro braços com chaves, num total de oito chaves, sendo dois braços no lado *CA-CC* (alimentado pela rede) e os outros braços no lado *CC-CA* (alimenta a carga) [29]. Outra topologia bastante estudada também é a que usa três braços com chaves, num total de seis chaves. Um braço é compartilhado pelo lado da rede e pelo lado da carga [51], [52] e [53]. Outras topologias de conversores estáticos com número reduzido de componentes foram mostrados nos trabalhos [54], [55]. A principal aplicação de conversores *CA-CC-CA* monofásicos-monofásicos são em *UPS*, dado o grande uso nos dias atuais de equipamentos eletrônicos. O custo dos equipamentos sempre é um problema comercial, assim, buscou-se diminuir os custos de produção desse tipo de conversores, reduzindo o número de componentes e substituindo semicondutores controlados, que são mais caros, por dispositivos não-controlados, mais baratos. Além de realizar esta substituição, pode-se reduzir o número de componentes do sistema, reduzindo ainda mais o custo do conversor.

Os conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico tem sido bastante usado em zonas rurais ou áreas remotas, devido ao seu baixo custo quando comparado com a configuração *CA-CC-CA* trifásico-trifásico [30]. Em países como o Brasil, o uso de redes monofásicas é bastante comum, devido ao tamanho do país, para diminuir os custos da instalação de cabos e isoladores. Devido a evolução da tecnologia, cargas localizadas em zonas rurais ou remotas (como conversores de energia eletrônicos, computadores, equipamentos de comunicação, etc) necessitam de alta qualidade de energia, isto é, níveis de tensão estáveis, senoidais e simétrico [56], [57]. Várias topologias de conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico foram estudadas em [58], como conversores convencionais, configurações com número reduzido de componente e topologias com maiores número de componentes. Além da redução de componentes para reduzir os custos, pode-se também substituir chaves semicondutoras controladas por dispositivos semicondutores não controlados e também utilizar braços com dispositivos semicondutores em paralelo para diminuir o nível de corrente e assim diminuir o custo de cada componente. Pode-se, além de substituir os semicondutores controlados por não-controlados, usar número reduzido de componentes para estas configurações, reduzindo

ainda mais os custos de fabricação dos conversores.

1.4 Publicações

Durante o desenvolvimento do trabalho, foram publicados três artigos em congressos científicos.

O conversor monofásico misto, mostrado na Figura 1.6 foi apresentado no XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (XI COBEP), [59].

O conversor *CA-CC-CA* monofásico-monofásico misto com número reduzido de componentes foi discutido no artigo publicado para o The Applied Power Electronics Conference and Exposition 2012 (APEC 2012), [60].

Os conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico misto com braço compartilhado foi aceito para no IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE 2012), que será realizado em setembro de 2012.

1.5 Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado em oito capítulos, onde o primeiro diz respeito a introdução do trabalho, sendo dividido na localização do tema, proposta de trabalho final e na organização do trabalho.

No Capítulo 2, faz-se uma análise do conversor misto monofásico mostrado na Figura 1.6, sendo mostrada a análise matemática do circuito, a estratégia de controle e a estratégia *PWM*.

No Capítulo 3, são estudados os conversores monofásicos paralelo mistos CDCD1B, CDCD2B, CDDC2B e CDCC2B, apresentando um análise matemática das configurações propostas, as estratégias de controle e as estratégias *PWM*.

No Capítulo 4 é feita a análise do conversor *CA-CC-CA* monofásico misto com braço compartilhado, com a análise matemática do circuito, estratégia de controle e estratégia *PWM*.

No Capítulo 5, três conversores *CA-CC-CA* monofásico - trifásico misto com braço compartilhado são propostos, sendo feita a análise matemática dos conversores e propostas as estratégias de controle e *PWM* para as topologias.

No Capítulo 6 é feita a análise de *WTHD*, *THD* e a estimação de perdas nos semicondutores para as topologias já estudadas nos capítulos 2, 3, 4 e 5.

No Capítulo 7 são mostrados os resultados de simulação para as topologias já analisadas.

No Capítulo 8 são mostrados os resultados experimentais para todas as configurações propostas.

No Capítulo 9 são apresentadas as conclusões gerais.

Capítulo 2

Conversores CA-CC Monofásico Misto

2.1 Introdução

Conversores monofásicos CA-CC, também chamados de retificadores, são bastante usados na indústria e no comércio, sendo um tipo de conversor muito explorado na literatura científica.

O conversor CA-CC mais comum é o retificador em ponte completa a diodos, mostrado na Figura 2.1. Este conversor apresenta os seguintes problemas: i) alta distorção harmônica da corrente de entrada, ii) baixo fator de potência devido a utilização de chaves não controladas e iii) não possibilita realizar a função boost, ou seja uma tensão de saída maior que a de entrada.

Outra topologia bastante usada é o conversor ponte completa monofásico, formado por quatro chaves controladas, conforme mostrado na Figura 2.2. Este conversor é capaz de eliminar os problemas dos conversor ponte completa a diodos, garantido uma corrente da rede senoidal com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência.

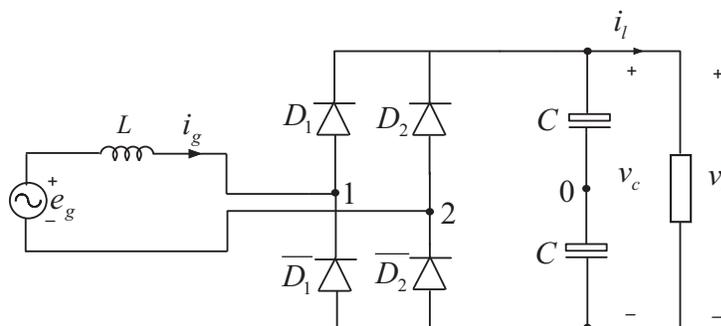


Figura 2.1: Diagrama elétrico do retificador ponte completa a diodos.

A topologia estudada neste capítulo é mostrada na Figura 2.3, onde é usado um braço com diodo, similar ao da Figura 2.1, e um braço com chaves controladas, similar ao da Figura 2.2, denominado conversor misto.

Neste capítulo é apresentado o modelo dinâmico, sendo proposta uma estratégia *PWM* e um método de sincronização da corrente para eliminar a distorção no cruzamento pelo zero, devido ao braço não controlado (com diodos), sem o controle por histerese. Também é apresentada uma

estratégia de controle cujo os objetivos são obter uma corrente de entrada senoidal com alto fator de potência e regular a tensão do barramento CC.

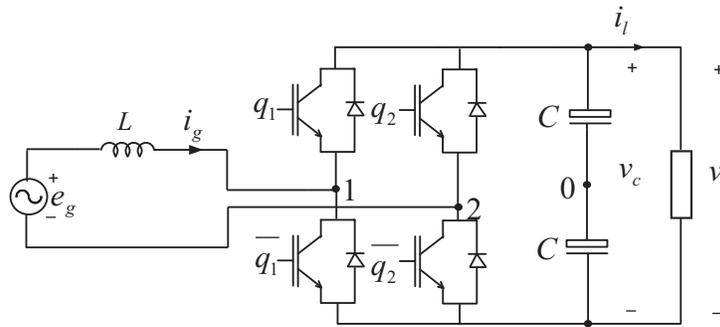


Figura 2.2: Diagrama elétrico do retificador ponte completa com quatro chaves controladas.

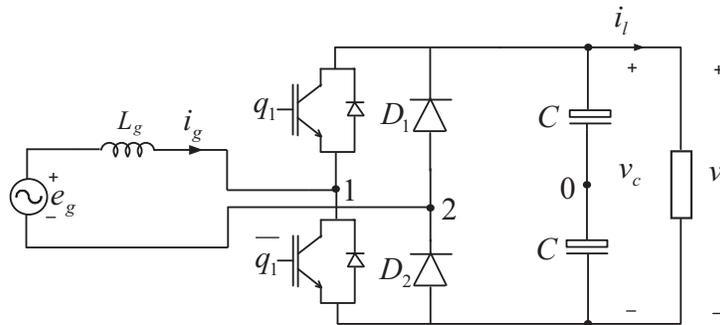


Figura 2.3: Diagrama elétrico do conversor misto usando um braço com chaves e um braço com diodos.

2.2 Modelo do Sistema

O conversor mostrado na Figura 2.3 é composto por um filtro indutivo, L_g , duas chaves controladas complementares entre si, q_1 e \bar{q}_1 , dois diodos, D_1 e D_2 , um banco de capacitores para formar o barramento CC, uma carga CC e uma fonte de tensão senoidal, e_g .

De acordo com a Figura 2.3, pode-se obter a seguinte equação:

$$e_g = (r_g + pl_g)i_g + v_g \quad (2.1)$$

onde o índice g está relacionado com os parâmetros de entrada; os símbolos r e l são usados, respectivamente, para as resistências e indutâncias do filtro L_g ; $p = d/dt$; $v_g = v_{10} - v_{20}$ é a tensão gerada pelo retificador; as tensões v_{10} e v_{20} são as tensões de polo do conversor e i_g é a corrente da rede monofásica.

A partir da equação (2.1) observa-se que a tensão gerada pelo conversor, v_g , servirá para a regulação da corrente de entrada, i_g .

A tensão de polo v_{10} do braço controlado é definida pelo estado da chave q_1 , dada pela equação (2.2).

$$v_{10} = (2Q_1 - 1) \frac{v_c}{2} \quad (2.2)$$

onde Q_1 é o estado de condução da chave q_1 . Quando $Q_1 = 0$ indica que a chave está aberta e quando $Q_1 = 1$ indica que a chave está fechada e v_c é o valor de tensão no barramento CC .

Enquanto que, a tensão de polo v_{20} depende do sentido da corrente i_g , apresentando duas condições de operação que vão garantir correntes senoidas sem a distorção no cruzamento pelo zero.

Condição 1: Se a corrente i_g é positiva, então o diodo D_2 está em condução e o diodo D_1 está bloqueado, assim:

$$v_{20} = -\frac{v_c}{2} \quad (2.3)$$

$$v_g = v_{10} + \frac{v_c}{2} \quad (2.4)$$

Condição 2: Se a corrente i_g é negativa, então o diodo D_2 está bloqueado e o diodo D_1 está em condução, assim:

$$v_{20} = \frac{v_c}{2} \quad (2.5)$$

$$v_g = v_{10} - \frac{v_c}{2} \quad (2.6)$$

2.3 Estratégia PWM

Como $v_g = v_{10} - v_{20}$, pode-se fazer a estratégia *PWM* de acordo com as equações (2.3) - (2.6).

Condição 1: Se a corrente for positiva, $i_g^* > 0$,

$$v_{20}^* = -\frac{v_c^*}{2} \quad (2.7)$$

$$v_{10}^* = v_g^* - \frac{v_c^*}{2} \quad (2.8)$$

Condição 2: Se a corrente for negativa, $i_g^* < 0$,

$$v_{20}^* = \frac{v_c^*}{2} \quad (2.9)$$

$$v_{10}^* = v_g^* + \frac{v_c^*}{2} \quad (2.10)$$

onde v_c^* , v_{10}^* , v_{20}^* , v_g^* e i_g^* representam a tensão de referência do barramento CC , a tensão de polo de referência do braço 1, a tensão de polo de referência do braço 2, a referência da tensão gerada pelo conversor e a corrente de referência de entrada do conversor, respectivamente.

A tensão v_{10}^* deve ser menor ou igual a $\frac{v_c^*}{2}$ e maior ou igual a $-\frac{v_c^*}{2}$ (isto é, $-\frac{v_c^*}{2} \leq v_{10}^* \leq \frac{v_c^*}{2}$), enquanto que a tensão de referência v_g^* deve ser menor ou igual a v_c^* e maior ou igual a $-v_c^*$ (isto é $-v_c^* \leq v_g^* \leq v_c^*$). Essas condições são respeitadas se i_g^* está sincronizado com v_g^* . Assim:

$$i_g^* > 0 \Leftrightarrow v_g^* > 0 \quad (2.11)$$

$$i_g^* < 0 \Leftrightarrow v_g^* < 0 \quad (2.12)$$

2.4 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor monofásico misto é apresentado na Figura 2.4. Pode-se observar, a partir do diagrama, que: a tensão do barramento CC , v_c , é regulada por meio de um controlador do tipo PI (Proporcional-Integral) convencional, representado pelo bloco R_c , onde este controlador determina a amplitude da corrente de referência desejada na rede monofásica I_g^* .

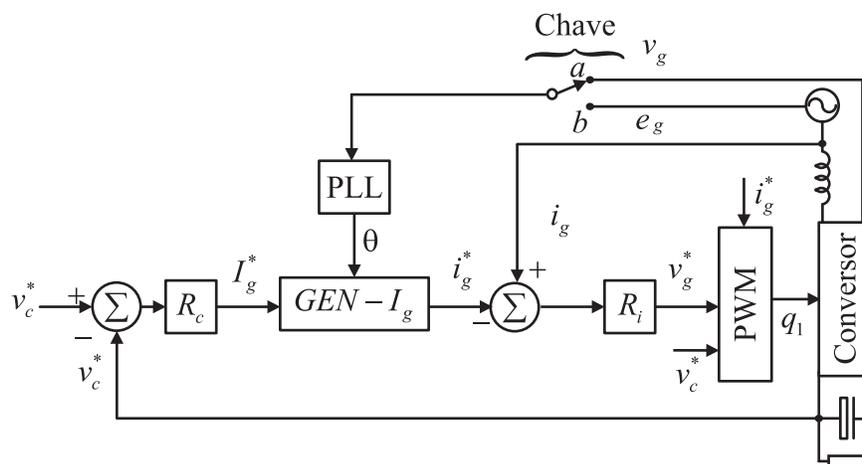


Figura 2.4: Diagrama de controle da topologia do conversor monofásico misto.

Normalmente, a corrente da rede (i_g) é sincronizada com a tensão de entrada e_g (isto ocorre quando a chave encontra-se na posição b , Figura 2.4) desta maneira, garantindo um fator de potência unitário. Entretanto, para o conversor misto, quando i_g é sincronizado com e_g , observa-se uma distorção no cruzamento por zero. Assim, para eliminar essa distorção na passagem da corrente pelo zero é proposto um método de sincronização da corrente da rede i_g com a tensão gerada pelo conversor v_g (conforme mostrada na Figura 2.4, quando a chave se encontra na posição a). O método proposto reduz a distorção harmônica da corrente, além de garantir um elevado fator de potência. Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-I_g$ (baseado no esquema de um PLL). A corrente de entrada é controlada por um controlador de dupla sequência (controlador de sequência positiva e negativa) definido em [61, 62], representado na Figura 2.4 pelo bloco R_i . Não é usado o controlador PI convencional pelo fato da grandeza a ser controlada ser senoidal, assim o controlador de dupla sequência garante erro nulo enquanto que o PI convencional não garante erro nulo em regime permanente. O controlador PI de dupla sequência fornece ganho infinito para um sinal de entrada com frequência igual a ω_e . Esse controlador pode ser modelado no tempo pelas

seguintes equações:

$$px_a = x_b + 2k_i \varepsilon_j \quad (2.13)$$

$$px_b = -w_e x_a \quad (2.14)$$

$$v_m^* = x_a + k_p \varepsilon_j \quad (2.15)$$

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 $\varepsilon_j = i_j^* - i_j$ é o erro de corrente. Com $j = g$ e $m = g$, esse controlador define a tensão de referência de entrada do conversor, v_g^* .

A tensão de referência v_g^* , é processada pelo bloco *PWM* para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (2.7)-(2.10). As tensões de polo de referência são comparadas com uma portadora *PWM* triangular de alta frequência com o objetivo de obter os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC apresentado [63].

2.5 Conversor CA-CC Trifásico Obtido a Partir de Três Monofásicos Mistos

Utilizando três conversores monofásicos mistos como o mostrado na Figura 2.3, pode-se ter um conversor CA-CC trifásico, como mostrado na Figura 2.5.

Pode-se observar pela Figura 2.5 que cada conversor monofásico é responsável por uma das fases do sistema trifásico e que para usar este sistema, deve-se ter acesso aos seus seis terminais, ou seja, não pode haver ligação entre os neutros de tal forma a obter três fontes monofásicas independentes, com tensão defasadas de 120° uma da outra.

A fonte de tensão trifásica pode ser um gerador a ímã permanente, ou um transformador trifásico, com acesso aos seus seis terminais.

O modelo do sistema, a estratégia *PWM* e a estratégia de controle (Figura 2.6) são iguais ao estudado neste capítulo para cada conversor monofásico, pois eles operam de forma independente. O barramento CC é compartilhado entre os três conversores monofásicos mistos.

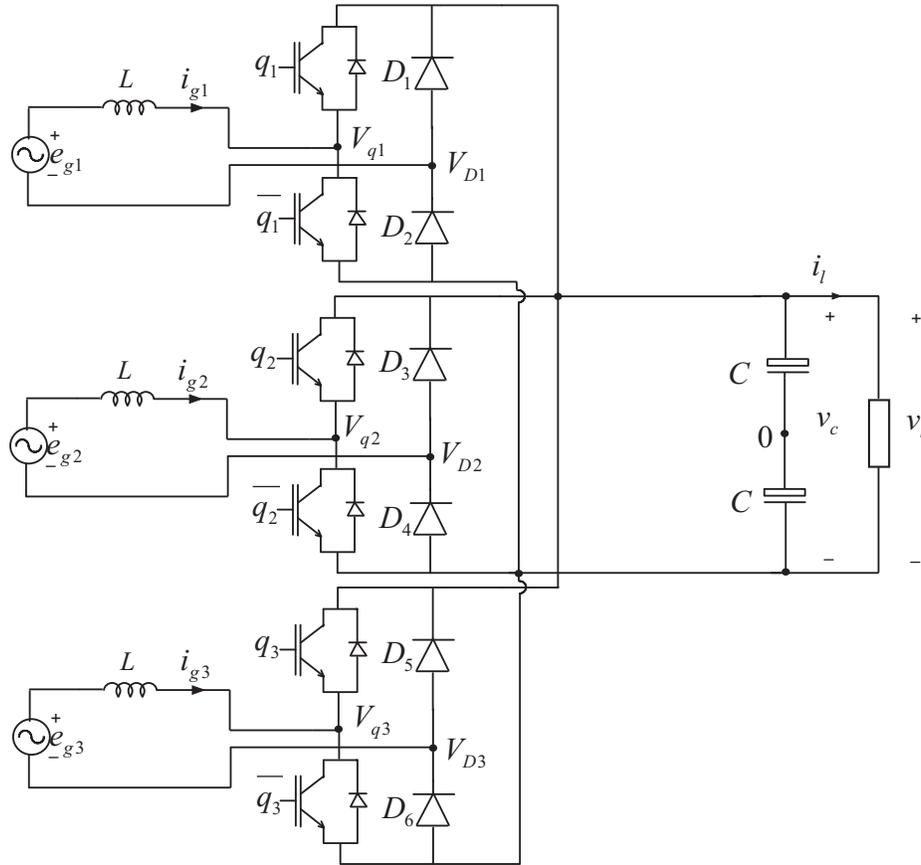


Figura 2.5: Diagrama elétrico do retificador ponte completa com quatro chaves controladas.

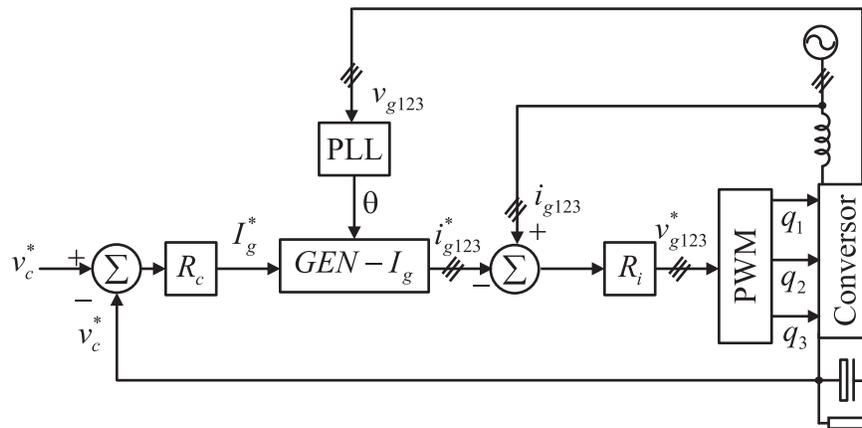


Figura 2.6: Diagrama de controle do retificador CA-CC trifásico usando três monofásico misto.

2.6 Conclusões

O conversor misto monofásico foi apresentado neste capítulo a partir do seu modelo dinâmico, estratégia *PWM* e estratégia de controle. A principal proposta neste conversor é o método de sincronização utilizado, no qual a corrente é sincronizada com a tensão gerada pelo conversor com o objetivo de diminuir a distorção harmônica causada pela passagem da corrente pelo zero, devido aos diodos. A topologia pode ser usada em sistemas de geração de energia eólica que utiliza um gerador a ímã permanente pelo fato do fluxo de potência ser unidirecional, no sentido da máquina de geração para o barramento.

Capítulo 3

Conversores CA-CC Monofásicos Paralelos Mistos

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas quatro topologias de conversores monofásicos paralelo misto CA-CC formados pelos conversores A e B com um ou dois barramentos CC.

Os conversores analisados neste capítulo são os CDCD1B (conversor A com braços de chave e diodo e conversor B com braços de chave e diodo, sendo os braços com chave conectados com os braços com chaves e os braços com diodo conectados com o braço de diodo e a presença de um barramento CC), CDCD2B (igual ao CDCD1B, mas com dois barramentos CC), CDCC2B (dois conversores com chaves e diodos, sendo o braço com chave de um conversor conectado com o braço com diodo do outro conversor e a presença de dois barramentos CC), CDCC2B (dois conversores sendo um misto com braço com chaves e outro braço com diodo e um conversor completo com chaves e a presença de dois barramentos CC).

Para cada conversor, é mostrado o modelo dinâmico, análise *PWM* e estratégia de controle.

3.2 Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDCD1B

O conversor CDCD1B é composto por dois conversores mistos em paralelo compartilhando um barramento CC. Nesta configuração o braço com chave do conversor A está conectado em paralelo com o braço com chave do conversor B, enquanto que o braço a diodo do conversor A está em paralelo com o braço a diodo do conversor B, como mostrado na Figura 3.1.

O conversor mostrado na Figura 3.1 é composto por dois braços controlados (utilizando IGBTs) nomeados $1a$ e $1b$ e são compostos pelas chaves denominadas q_{1n} e suas complementares \bar{q}_{1n} ($n = a, b$) e os dois braços não controlados denominados $2a$ e $2b$ que são compostos pelos diodos D_{kn} onde $k = 1, 2$.

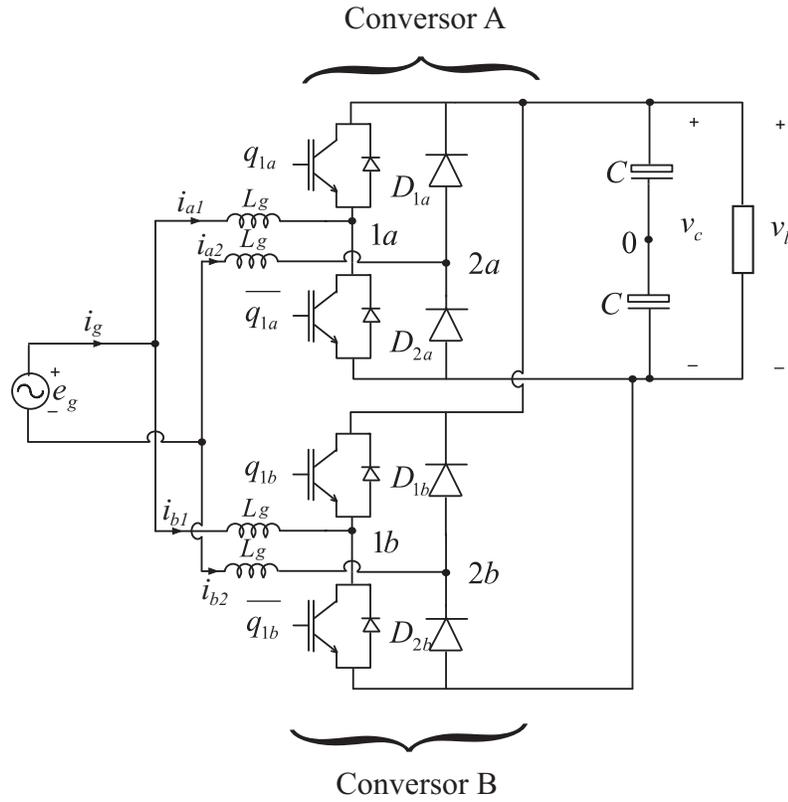


Figura 3.1: Diagrama elétrico da topologia do conversor monofásico misto paralelo CDCD1B.

3.2.1 Modelo do Sistema

O modelo dinâmico da configuração mostrada na Figura 3.1 é descrito pelas seguintes equações:

$$e_g = Z_g i_{1a} + Z_g i_{2a} + v_{1a0} - v_{2a0} \quad (3.1)$$

$$e_g = Z_g i_{1b} + Z_g i_{2b} + v_{1b0} - v_{2b0} \quad (3.2)$$

$$i_g = i_{1a} + i_{1b} \quad (3.3)$$

onde o índice i_{km} representa a corrente no braço k ($k = 1, 2$) do conversor m ($m = A, B$) e $Z_g = r + pl$ com $p = d/dt$.

A partir das equações (3.1) e (3.2), tem-se:

$$e_g = Z_g i_g + \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (3.4)$$

onde $v_1 = v_{1a0} - v_{2a0}$ é a tensão gerada pelo conversor A e $v_2 = v_{1b0} - v_{2b0}$ é a tensão gerada pelo conversor B.

Pela equação (3.4), pode-se ver que a tensão gerada pelos conversores é dada por:

$$v_g = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (3.5)$$

Para o conversor A, a tensão de polo v_{1a0} é definida pelo estado da chave q_{1a} , dada pela equação (3.6) e para o conversor B a tensão de pólo v_{1b0} é definida pelo estado da chave q_{1b} , dada pela

equação (3.7).

$$v_{1a0} = (2Q_{1a} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.6)$$

$$v_{1b0} = (2Q_{1b} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.7)$$

onde Q_{1k} é o estado de condução da chave q_{1k} . Quando $Q_{1k} = 0$ indica que a chave está aberta e quando $Q_{1k} = 1$ indica que a chave está fechada.

Por outro lado, as tensões de polo v_{2a0} e v_{2b0} dependem do sentido da corrente de entrada i_g , apresentando duas condições de operação. Estas condições vão garantir correntes senoidais e sem a distorção no cruzamento pelo zero.

Condição 1: Se a corrente i_g é positiva, então os diodos D_{2a} e D_{2b} estão em condução e os diodos D_{1a} e D_{1b} estão bloqueados, assim:

$$v_{2a0} = -\frac{v_c}{2} \quad (3.8)$$

$$v_{2b0} = -\frac{v_c}{2} \quad (3.9)$$

Condição 2: Se a corrente i_g é negativa, então os diodos D_{1a} e D_{1b} estão em condução e os diodos D_{2a} e D_{2b} estão bloqueados, assim:

$$v_{2a0} = \frac{v_c}{2} \quad (3.10)$$

$$v_{2b0} = \frac{v_c}{2} \quad (3.11)$$

3.2.2 Estratégia PWM

A tensão gerada pelo conversor A é $v_1 = v_{1a0} - v_{2a0}$ e a tensão gerada pelo conversor B é $v_2 = v_{1b0} - v_{2b0}$, então, pode-se fazer a estratégia PWM de acordo com as equações (3.12) - (3.19).

Condição 1: Se a corrente for positiva, $i_g^* > 0$:

$$v_{2a0}^* = -\frac{v_c^*}{2} \quad (3.12)$$

$$v_{1a0}^* = v_1^* - \frac{v_c^*}{2} \quad (3.13)$$

$$v_{2b0}^* = -\frac{v_c^*}{2} \quad (3.14)$$

$$v_{1b0}^* = v_2^* - \frac{v_c^*}{2} \quad (3.15)$$

Condição 2: Se a corrente for negativa, $i_g^* < 0$:

$$v_{2a0}^* = \frac{v_c^*}{2} \quad (3.16)$$

$$v_{1a0}^* = v_1^* + \frac{v_c^*}{2} \quad (3.17)$$

$$v_{2b0}^* = \frac{v_c^*}{2} \quad (3.18)$$

$$v_{1b0}^* = v_2^* + \frac{v_c^*}{2} \quad (3.19)$$

onde v_c^* , v_{1a0}^* , v_{2a0}^* , v_{1b0}^* , v_{2b0}^* , v_1^* , v_2^* e i_g^* representam a tensão de referência do barramento CC , a tensão de polo de referência do braço $1a$ do conversor A , a tensão de polo de referência do braço $2a$ do conversor A , a tensão de polo de referência do braço $1b$ do conversor B , a tensão de polo de referência do braço $2b$ do conversor B , a referência para a tensão gerada pelo conversor A , a referência para a tensão gerada pelo conversor B e a corrente de referência da rede, respectivamente.

A tensão v_{1a0}^* deve ser menor ou igual a $\frac{v_c^*}{2}$ e maior ou igual a $-\frac{v_c^*}{2}$ assim como a tensão v_{1b0}^* (isto é $-\frac{v_c^*}{2} \leq v_{1a0}^* \leq \frac{v_c^*}{2}$ e $-\frac{v_c^*}{2} \leq v_{1b0}^* \leq \frac{v_c^*}{2}$), enquanto que as tensões v_1^* devem ser menores ou iguais a v_c^* e maiores ou iguais a $-v_c^*$ assim como v_2^* (isto é $-v_c^* \leq v_1^* \leq v_c^*$ e $-v_c^* \leq v_2^* \leq v_c^*$). Essas condições são respeitadas se i_{1a}^* é sincronizada com v_1^* e i_{1b}^* é sincronizada com v_2^* . Assim:

$$i_{1a}^* > 0 \Leftrightarrow v_1^* > 0 \quad (3.20)$$

$$i_{1a}^* < 0 \Leftrightarrow v_1^* < 0 \quad (3.21)$$

$$i_{1b}^* > 0 \Leftrightarrow v_2^* > 0 \quad (3.22)$$

$$i_{1b}^* < 0 \Leftrightarrow v_2^* < 0 \quad (3.23)$$

3.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor monofásico paralelo CDCD1B é apresentado na Figura 3.2. A partir do diagrama observa-se que a tensão, v_c , do barramento CC é regulada por meio de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_c , o qual determina a amplitude da corrente de referência desejada na rede monofásica I_g^* .

Nesse diagrama de controle (Figura 3.2), as chaves 1 e 2 são utilizadas para definir o método de sincronização da corrente da rede. Desta forma, se as chaves 1 e 2 encontram-se na posição ak utiliza-se o método de sincronização proposto (corrente em fase com a tensão gerada), por outro lado se as chaves 1 e 2 encontram-se na posição bk utiliza-se o método de sincronização convencional (corrente em fase com a tensão de entrada).

A amplitude da corrente de referência da rede I_g^* é dividida por 2, gerando a amplitude da corrente de referência dos conversores A e B , I_{1a}^* e I_{1b}^* , respectivamente. A corrente em cada conversor é sincronizada com a tensão gerada pelo respectivo conversor (chaves '1' e '2' nas posições 'a1' e 'a2', respectivamente), com o mesmo objetivo do controle do conversor monofásico misto do capítulo anterior, ou seja, diminuir a distorção harmônica da corrente e a distorção pela passagem pelo zero. Deste modo, a corrente do conversor A , é sincronizada com a tensão v_1 e a corrente do conversor B é sincronizada com v_2 . Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-I_{1a}$ e $GEN-I_{1b}$, para os conversores A e B , respectivamente, (baseado no esquema de um PLL). A corrente de cada conversor é controlada por um controlador de dupla sequência, representado na Figura 3.2 pelo bloco R_i .

A tensão de referência dos conversores v_1^* e v_2^* são processadas pelo bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.12)-(3.19). As tensões de pólo de referência são comparadas com uma portadora PWM triangular de alta frequência com o objetivo de obter os sinais de gatilho das chaves do conversor CDCD1B.

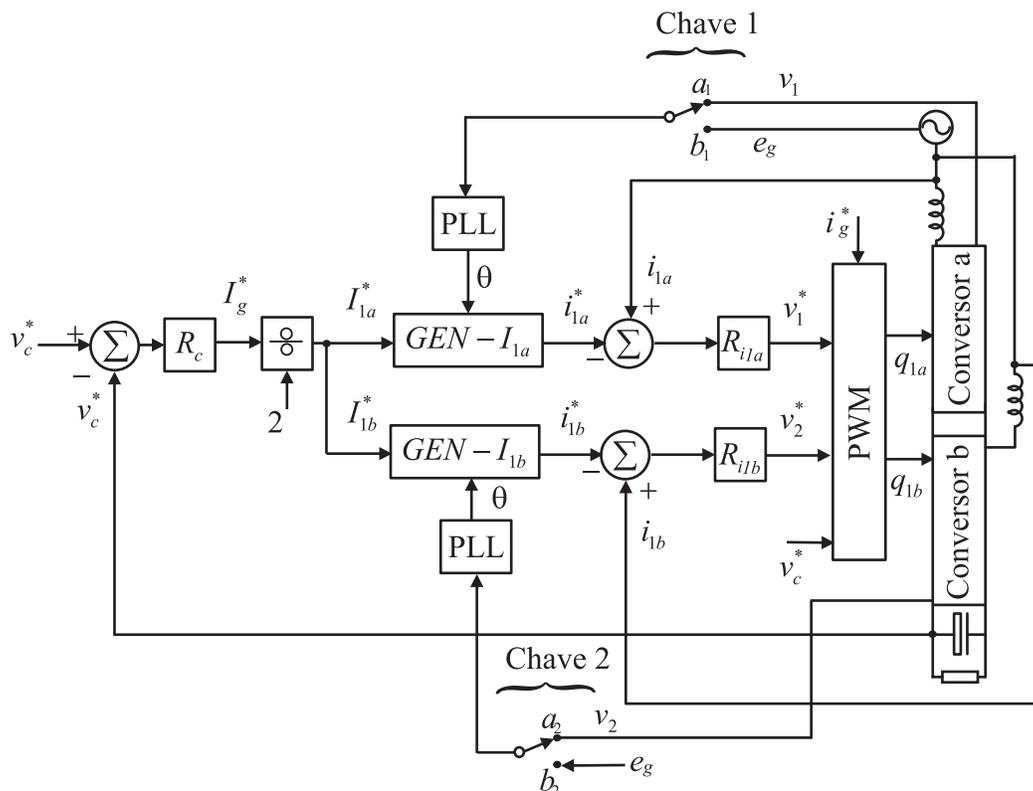


Figura 3.2: Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCD1B.

3.3 Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDCD2B

O conversor CDCD2B é composto por dois conversores mistos, *A* e *B* em paralelo com um barramento cada. Igualmente à configuração CDCD1B, o braço com chave do conversor *A* está conectado em paralelo com o braço com chave do conversor *B* e o braço a diodo do conversor *A* está em paralelo com o braço a diodo do conversor *B*, como mostrado na Figura 3.3.

3.3.1 Modelo do Sistema

O modelo dinâmico da topologia CDCD2B mostrado na Figura 3.3 é descrito pelas seguintes equações:

$$e_g = Z_g i_{1a} + Z_g i_{2a} + v_{1a0a} - v_{2a0a} \quad (3.24)$$

$$e_g = Z_g i_{1b} + Z_g i_{2b} + v_{1b0b} - v_{2b0b} \quad (3.25)$$

$$i_g = i_{1a} + i_{1b} \quad (3.26)$$

onde o índice v_{nk0k} (com $n = 1, 2$ e $k = a, b$) representa as tensões de polo dos conversores *A* e *B*.

Das equações (3.24) e (3.25), tem-se:

$$e_g = Z_g i_g + \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (3.27)$$

onde $v_1 = v_{1a0a} - v_{2a0a}$ é a tensão gerada pelo conversor *A* e $v_2 = v_{1b0b} - v_{2b0b}$ é a tensão gerada pelo conversor *B*.

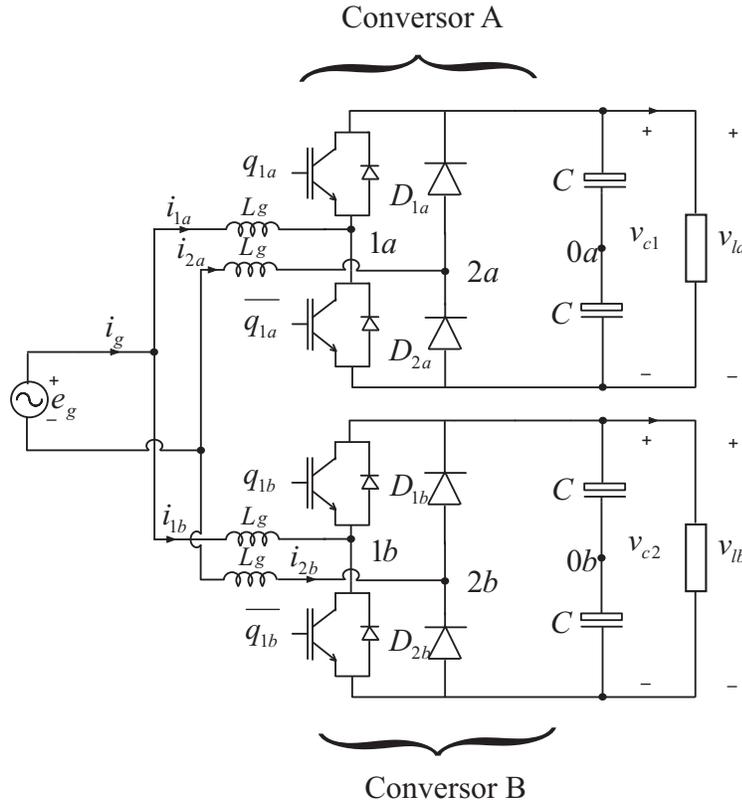


Figura 3.3: Diagrama elétrico da topologia do conversor monofásico misto paralelo CDCD2B.

Pela equação (3.27), pode-se ver que a tensão gerada pelos conversores em paralelo é dada por:

$$v_g = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (3.28)$$

Para o conversor *A*, a tensão de polo v_{1a0a} é definida pelo estado da chave q_{1a} , dada pela equação (3.29) e para o conversor denominado *B* a tensão de polo v_{1b0b} é definida pelo estado da chave q_{1b} , dada pela equação (3.30).

$$v_{1a0a} = (2Q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.29)$$

$$v_{1b0b} = (2Q_{1b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.30)$$

onde v_{c1} e v_{c2} são as tensões dos barramentos CC dos conversores A e B, respectivamente.

De forma análoga a configuração CDCD1B, as tensões de polo v_{2a0a} e v_{2b0b} dependem do sentido das correntes i_{a1} e i_{b1} possuindo duas condições de operação para garantir uma corrente de entrada sem distorção no cruzamento por zero.

Condição 1: Se a corrente i_g é positiva, então os diodos D_{2a} e D_{2b} estão em condução e os diodos D_{1a} e D_{1b} estão bloqueados, assim:

$$v_{2a0a} = -\frac{v_{c1}}{2} \quad (3.31)$$

$$v_{2b0b} = -\frac{v_{c2}}{2} \quad (3.32)$$

Condição 2: Se a corrente i_g é negativa, então os diodos D_{1a} e D_{1b} estão em condução e os diodos D_{2a} e D_{2b} estão bloqueados, assim:

$$v_{2a0a} = \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.33)$$

$$v_{2b0b} = \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.34)$$

3.3.2 Estratégia PWM

A tensão gerada pelo conversor A é $v_1 = v_{1a0a} - v_{2a0a}$ e a tensão gerada pelo conversor B é $v_2 = v_{1b0b} - v_{2b0b}$, então, pode-se fazer a estratégia PWM de acordo com as equações (3.35) - (3.42).

Condição 1: Se a corrente for positiva, $i_g^* > 0$:

$$v_{2a0a}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.35)$$

$$v_{1a0a}^* = v_1^* - \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.36)$$

$$v_{2b0b}^* = -\frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.37)$$

$$v_{1b0b}^* = v_2^* - \frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.38)$$

Condição 2: Se a corrente for negativa, $i_g^* < 0$:

$$v_{2a0a}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.39)$$

$$v_{1a0a}^* = v_1^* + \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.40)$$

$$v_{2b0b}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.41)$$

$$v_{1b0b}^* = v_2^* + \frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.42)$$

onde v_{c1}^* e v_{c2}^* , são as tensões de referência do barramento CC do conversores A e B, v_{1a0a}^* e v_{2a0a}^* são as tensões de polo de referência do braço 1a do conversor A, tensão de polo de referência do braço 2a do conversor A e v_{1b0b}^* e v_{2b0b}^* são as tensões de polo de referência do braço 1b do conversor B, tensão de polo de referência do braço 2b do conversor B, respectivamente.

A tensão v_{1a0a}^* deve ser menor ou igual a $\frac{v_{c1}^*}{2}$ e maior ou igual a $-\frac{v_{c1}^*}{2}$ (isto é $-\frac{v_{c1}^*}{2} \leq v_{1a0a}^* \leq \frac{v_{c1}^*}{2}$), a tensão v_{1a0b}^* deve ser menor ou igual a $\frac{v_{c1}^*}{2}$ e maior ou igual a $-\frac{v_{c1}^*}{2}$ ($-\frac{v_{c1}^*}{2} \leq v_{1a0b}^* \leq \frac{v_{c1}^*}{2}$) enquanto que a tensão de referência v_1^* deve ser menor ou igual a v_{c1}^* e maior ou igual a $-v_{c1}^*$ e v_2^* deve ser maior ou igual a $-v_{c2}^*$ e menor e igual a v_{c2}^* (isto é $-v_{c1}^* \leq v_1^* \leq v_{c1}^*$ e $-v_{c2}^* \leq v_2^* \leq v_{c2}^*$). Essas condições são respeitadas se i_{1a}^* é sincronizado com v_1^* e i_{1b}^* é sincronizada com v_2^* . Assim:

$$i_{1a}^* > 0 \Leftrightarrow v_1^* > 0 \quad (3.43)$$

$$i_{1a}^* < 0 \Leftrightarrow v_1^* < 0 \quad (3.44)$$

$$i_{1b}^* > 0 \Leftrightarrow v_2^* > 0 \quad (3.45)$$

$$i_{1b}^* < 0 \Leftrightarrow v_2^* < 0 \quad (3.46)$$

3.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor monofásico paralelo CDCD2B é apresentado na Figura 3.4. Pode-se observar, a partir do diagrama, que: a tensão, v_{c1} , do barramento CC do conversor A e a tensão v_{c2} do conversor B são reguladas pelos controladores R_{c1} e R_{c2} (PI convencional), determinando a amplitude da corrente de referência desejada na entrada de cada conversor, I_{1a}^* e I_{1b}^* para os conversores A e B, respectivamente.

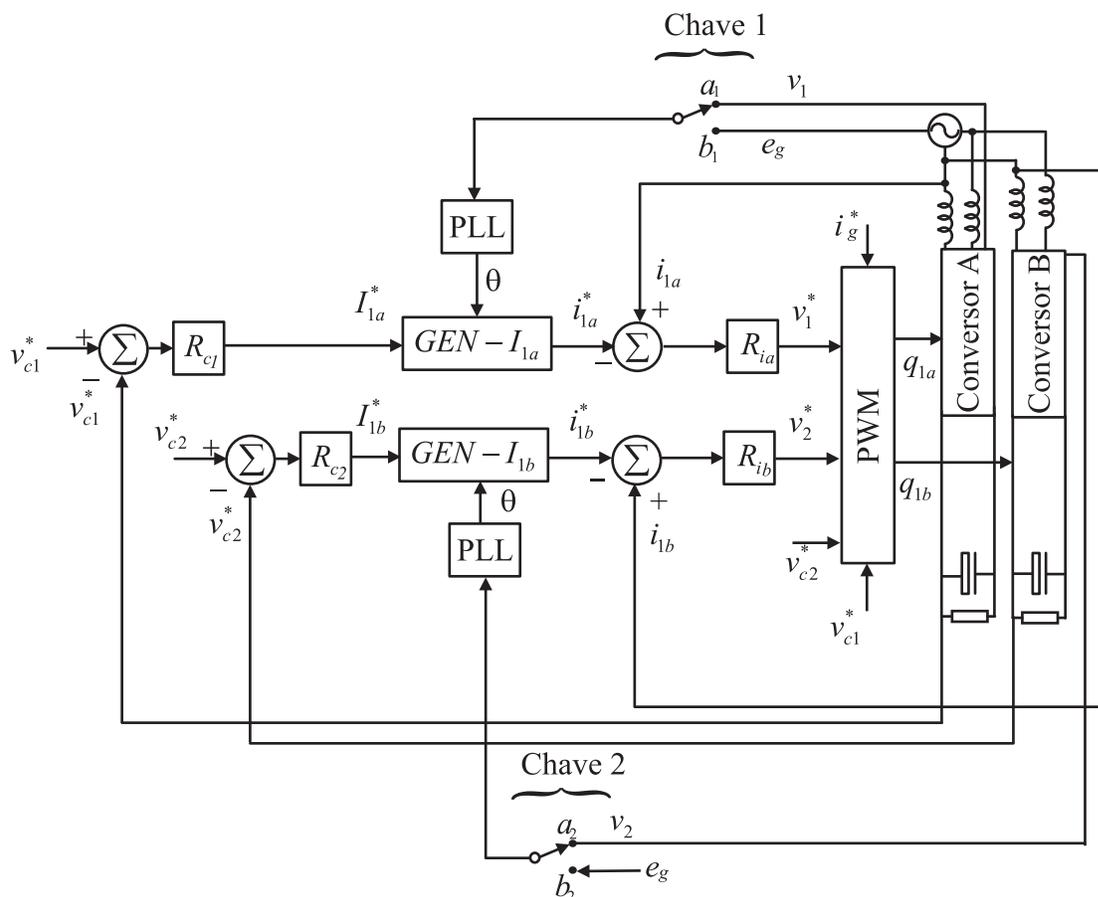


Figura 3.4: Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCD2B.

A corrente em cada conversor é sincronizada com a tensão gerada pelo respectivo conversor. Deste modo, a corrente do conversor A, é sincronizada com a tensão gerada pelo conversor A e a corrente do conversor B é sincronizada com a tensão gerada pelo conversor B. Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-I_{1a}$ e $GEN-I_{1b}$, para os conversores A e B, respectivamente. A corrente de cada conversor é controlada por um controlador de dupla sequência representado na Figura 3.4 pelos blocos R_{ia} e R_{ib} determinando as tensões de referência dos conversores v_{1a}^* e v_{1b}^* . Estas tensões são aplicadas ao bloco PWM para o cálculo das tensões de polo de referência, definidas pelas equações (3.35)-(3.42). As tensões de polo de referência são comparadas com uma portadora PWM triangular de alta frequência.

3.4 Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDDC2B

O conversor CDDC2B é composto por dois conversores mistos denominados *A* e *B* em paralelo e cada qual com um barramento. O braço com chave do conversor *A* está em paralelo com o braço com diodo do conversor *B* e o braço com diodo do conversor *A* está em paralelo com o braço com chave do conversor *B*, como mostrado na Figura 3.5.

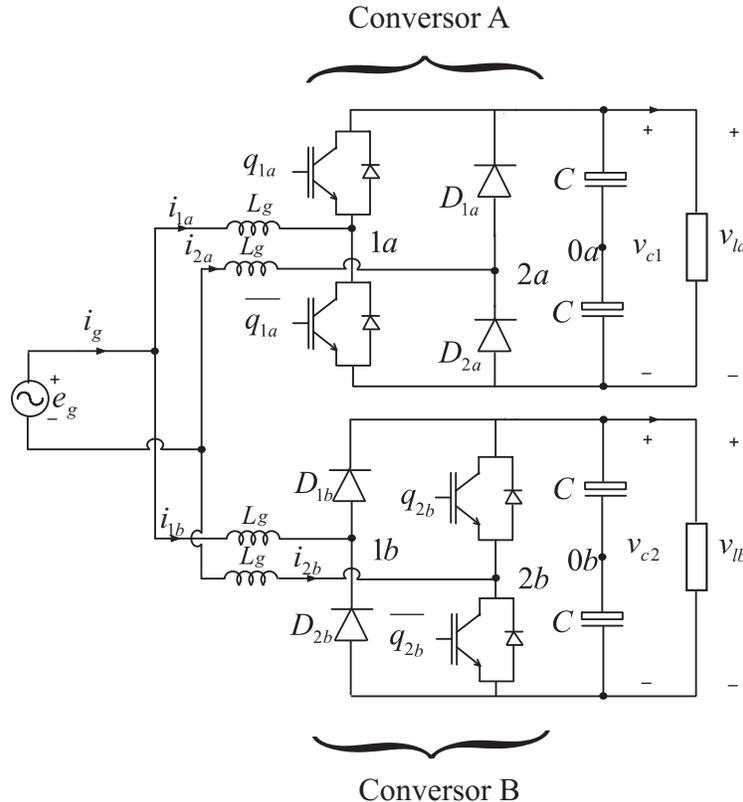


Figura 3.5: Diagrama elétrico da topologia do conversor monofásico misto paralelo CDDC2B.

O conversor *A* da Figura 3.5 é composto pelas chaves q_{1a} e \bar{q}_{1a} que são complementares entre si e os diodos D_{1a} e D_{2a} , já o conversor *B* é composto por chaves e diodos, q_{2b} e \bar{q}_{2b} , D_{1b} e D_{2b} , respectivamente.

3.4.1 Modelo do Sistema

As equações de modelo dinâmico (3.24) - (3.28) definidas para o conversor CDCD2B também se aplicam à configuração CDDC2B.

Para o conversor denominado *A*, a tensão de polo v_{1a0a} é definida pelo estado da chave q_{1a} , dada pela equação (3.47) e para o conversor denominado *B* a tensão de polo v_{2b0b} é definida pelo estado da chave q_{1b} , dada pela equação (3.48).

$$v_{1a0a} = (2Q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.47)$$

$$v_{2b0b} = (2Q_{2b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.48)$$

onde Q_{2b} é o estado de condução da chave q_{2b} . Quando $Q_{2b} = 0$ indica que a chave está aberta e quando $Q_{2b} = 1$ indica que a chave está fechada.

As tensões de polo v_{2a0a} e v_{1b0b} depende do sentido da corrente i_g , apresentando duas condições de operação de maneira a garantir correntes senoidais sem a distorção no cruzamento pelo zero.

Condição 1: Se a corrente i_g é positiva, então os diodos D_{2a} e D_{1b} estão em condução e os diodos D_{1a} e D_{2b} estão bloqueados, assim:

$$v_{2a0a} = -\frac{v_{c1}}{2} \quad (3.49)$$

$$v_{1b0b} = \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.50)$$

Condição 2: Se a corrente i_g é negativa, então os diodos D_{1a} e D_{2b} estão em condução e os diodos D_{2a} e D_{1b} estão bloqueados, assim:

$$v_{2a0a} = \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.51)$$

$$v_{1b0b} = -\frac{v_{c2}}{2} \quad (3.52)$$

3.4.2 Estratégia PWM

A tensão gerada pelo conversor A é $v_1 = v_{1a0a} - v_{2a0a}$ e a tensão gerada pelo conversor B é $v_2 = v_{1b0b} - v_{2b0b}$, então, pode-se fazer a estratégia PWM de acordo com as equações (3.53) - (3.60).

Condição 1: Se a corrente for positiva, $i_g^* > 0$:

$$v_{2a0a}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.53)$$

$$v_{1a0a}^* = v_1^* - \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.54)$$

$$v_{1b0b}^* = \frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.55)$$

$$v_{2b0b}^* = -v_2^* + \frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.56)$$

Condição 2: Se a corrente for negativa, $i_g^* < 0$:

$$v_{2a0a}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.57)$$

$$v_{1a0a}^* = v_1^* + \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.58)$$

$$v_{1b0b}^* = -\frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.59)$$

$$v_{2b0b}^* = -v_2^* - \frac{v_{c2}^*}{2} \quad (3.60)$$

A tensão v_{1a0a}^* deve ser menor ou igual a $\frac{v_{c1}^*}{2}$ e maior ou igual a $-\frac{v_{c1}^*}{2}$ assim como a tensão v_{2b0b}^* que deve ser comparada com a tensão $\frac{v_{c2}^*}{2}$ (isto é $-\frac{v_{c1}^*}{2} \leq v_{1a0a}^* \leq \frac{v_{c1}^*}{2}$ e $-\frac{v_{c2}^*}{2} \leq v_{2b0b}^* \leq \frac{v_{c2}^*}{2}$), enquanto

que a tensão de referência v_1^* deve ser menor ou igual a v_{c1}^* e maior ou igual a $-v_{c1}^*$ assim como v_2^* (isto é $-v_{c1}^* \leq v_1^* \leq v_{c1}^*$ e $-v_{c2}^* \leq v_2^* \leq v_{c2}^*$). Essas condições são respeitadas se i_{1a}^* é sincronizado com v_1^* e i_{1b}^* é sincronizada com v_2^* . Assim:

$$i_{1a}^* > 0 \Leftrightarrow v_1^* > 0 \quad (3.61)$$

$$i_{1a}^* < 0 \Leftrightarrow v_1^* < 0 \quad (3.62)$$

$$i_{1b}^* > 0 \Leftrightarrow v_2^* > 0 \quad (3.63)$$

$$i_{1b}^* < 0 \Leftrightarrow v_2^* < 0 \quad (3.64)$$

3.4.3 Estratégia de Controle

A estratégia de controle da topologia CDCC2B é similar ao da topologia CDCD2B, conforme tópico 3.3.3. A única mudança são as chaves controladas pelo bloco PWM, que na topologia CDCD2B são as chaves q_{1a} e q_{1b} enquanto que a estratégia PWM da topologia CDCC2B controla as chaves q_{1a} e q_{2b} , conforme mostrado na Figura 3.6.

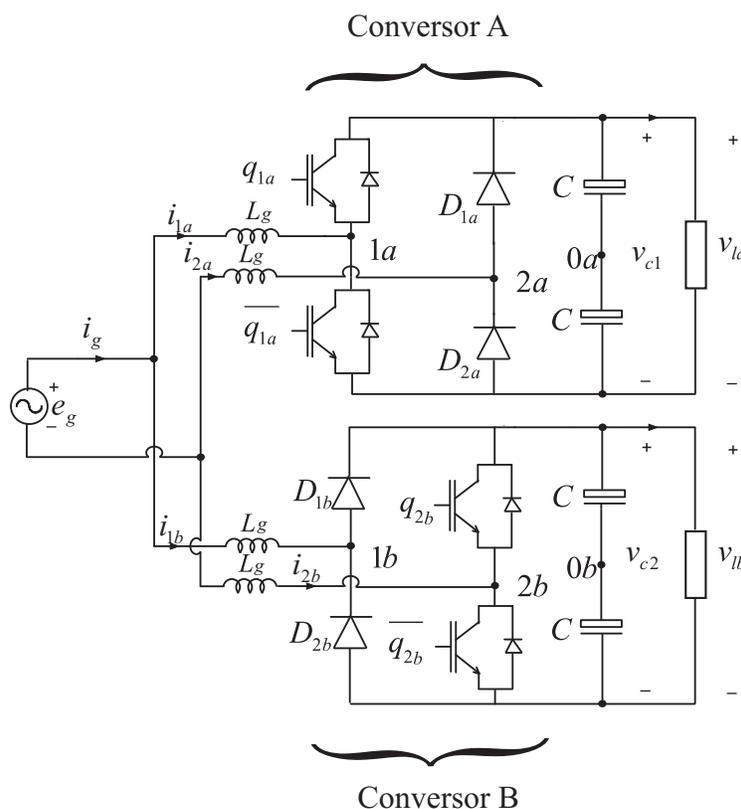


Figura 3.6: Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCC2B.

3.5 Conversor Paralelo Misto Monofásico - CDCC2B

O conversor CDCC2B é composto por um conversor misto em paralelo com um conversor monofásico convencional, cada um com um barramento, como mostrado na Figura 3.7. O conversor

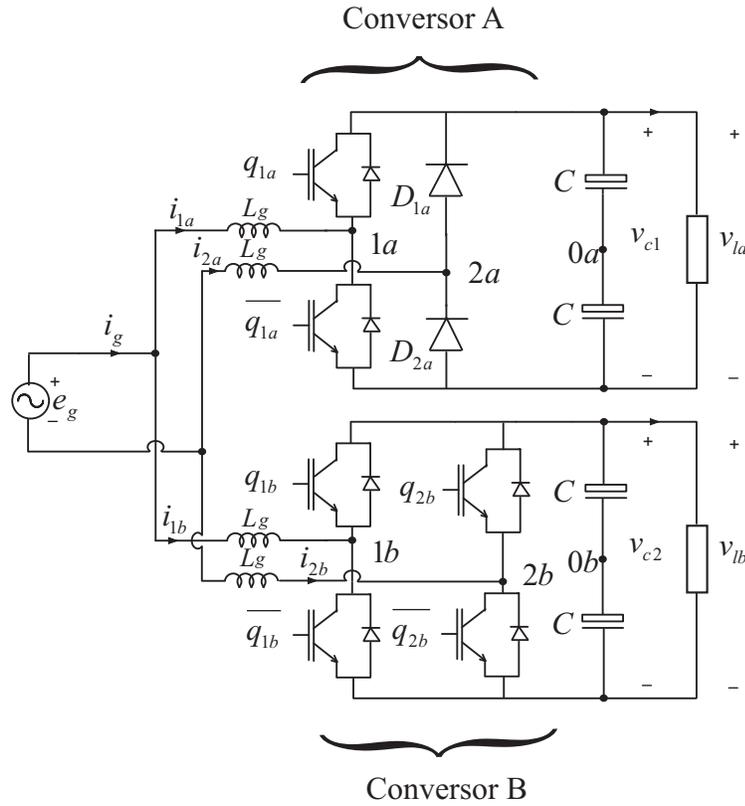


Figura 3.7: Diagrama elétrico da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCC2B.

mostrado na Figura 3.7 é composto por dois conversores, um misto (conversor *A*), que tem um braço com chave (braço 1*a*) e um braço com diodo (braço 2*a*), e um conversor que só tem chaves (conversor *B*), ou seja, que possui dois braços com chaves (braços 1*b* e 2*b*). O conversor *A* tem chave denominada q_{1a} , sua chave complementar \bar{q}_{1a} , e diodos denominados D_{1a} e D_{2a} . Já o conversor "*B*" tem duas chaves denominadas q_{1b} e q_{2b} e suas respectivas chaves complementares \bar{q}_{1b} e \bar{q}_{2b} .

3.5.1 Modelo do Sistema

As equações de modelo dinâmico (3.24) - (3.28) definidas para o conversor CDCD2B e CDDC2B também se aplicam à configuração CDCC2B.

Para o conversor denominado *A*, a tensão de polo v_{1a0a} é definida pelo estado da chave q_{1a} , dada pela equação (3.65) e para o conversor denominado *B* as tensões de polos v_{1b0b} e v_{2b0b} são definidas pelo estado da chave q_{1b} e q_{2b} , dada pelas equações (3.66) e (3.67).

$$v_{1a0a} = (2Q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.65)$$

$$v_{1b0b} = (2Q_{1b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.66)$$

$$v_{2b0b} = (2Q_{2b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (3.67)$$

A tensão de polo v_{2a0a} depende do sentido da corrente i_g , apresentando duas condições de operação.

Condição 1: Se a corrente i_g é positiva, então o diodo D_{2a} está em condução e o diodo D_{1a} está bloqueado, assim:

$$v_{2a0a} = -\frac{v_{c1}}{2} \quad (3.68)$$

Condição 2: Se a corrente i_g é negativa, então o diodo D_{1a} está em condução e o diodo D_{2a} está bloqueado, assim:

$$v_{2a0a} = \frac{v_{c1}}{2} \quad (3.69)$$

3.5.2 Estratégia PWM

A tensão gerada pelo conversor A é $v_1 = v_{1a0a} - v_{2a0a}$ e a tensão gerada pelo conversor B é $v_2 = v_{1b0b} - v_{2b0b}$, então, pode-se fazer a estratégia *PWM* de acordo com as equações (3.70) - (3.77).

Condição 1: Se a corrente for positiva, $i_g^* > 0$:

$$v_{2a0a}^* = -\frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.70)$$

$$v_{1a0a}^* = v_1^* - \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.71)$$

$$v_{1b0b}^* = \frac{v_2^*}{2} \quad (3.72)$$

$$v_{2b0b}^* = -\frac{v_2^*}{2} \quad (3.73)$$

Condição 2: Se a corrente for negativa, $i_g^* < 0$:

$$v_{2a0a}^* = \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.74)$$

$$v_{1a0a}^* = v_1^* + \frac{v_{c1}^*}{2} \quad (3.75)$$

$$v_{1b0b}^* = \frac{v_2^*}{2} \quad (3.76)$$

$$v_{2b0b}^* = -\frac{v_2^*}{2} \quad (3.77)$$

3.5.3 Estratégia de Controle

Para a topologia CDCC2B, a estratégia de controle é parecido com o da topologia CDCD2B, conforme tópico 3.3.3. As mudanças são que o bloco *PWM* controla os estados das chaves q_{1a} , q_{1b} e q_{2b} e a corrente é sincronizada com a tensão de entrada (chaves 1 e 2 nas posições b1 e b2, respectivamente), e_g , com o objetivo de se ter fator de potência unitário, conforme mostrado na Figura 3.8

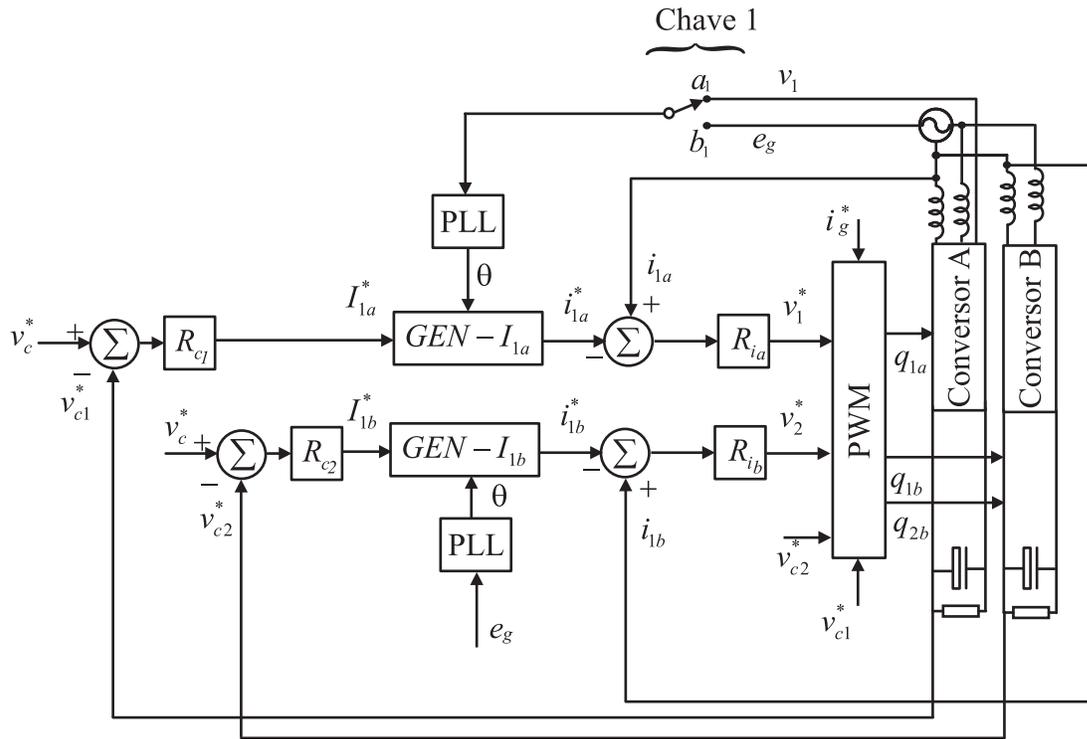


Figura 3.8: Diagrama de controle da topologia do conversor paralelo monofásico misto CDCC2B.

3.6 Conclusões

Algumas configurações de conversores monofásicos paralelos mistos (CDCD1B, CDCD2B, CDDC2B e CDCC2B) foram apresentadas neste capítulo, onde foram analisados os seus modelos dinâmicos, estratégias *PWM* e estratégias de controle. 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. A única topologia que não foi necessário fazer esta estratégia foi a CDCC2B, pelo fato do conversor completo corrigir a corrente distorcida, assim, pode-se obter baixa THD e alto fator de potência. As topologias apresentadas neste capítulo têm um fluxo de potência unidirecional, podendo ser utilizadas em sistema de geração eólica. Além disso devido a utilização de conversores em paralelo tem-se a redução nos níveis de corrente nos conversores, possibilitando sua utilização em aplicações com maiores níveis de corrente.

Capítulo 4

Conversores Monofásicos CA-CC-CA Com Braço Compartilhado

4.1 Introdução

Conversores monofásicos CA-CC-CA comumente usados são os mostrados nas Figuras 4.1 e 4.2, onde o primeiro apresenta quatro braços com chaves, num total de oito chaves e um barramento capacitivo, já o segundo conversor usa um braço compartilhado entre o lado CA-CC e CC-CA, diminuindo para três braços com chaves, total de seis chaves e é usado quando se deseja ter a tensão com a mesma frequência na entrada e na carga, como usualmente é feito em UPS (*Uninterruptible Power Supply*).

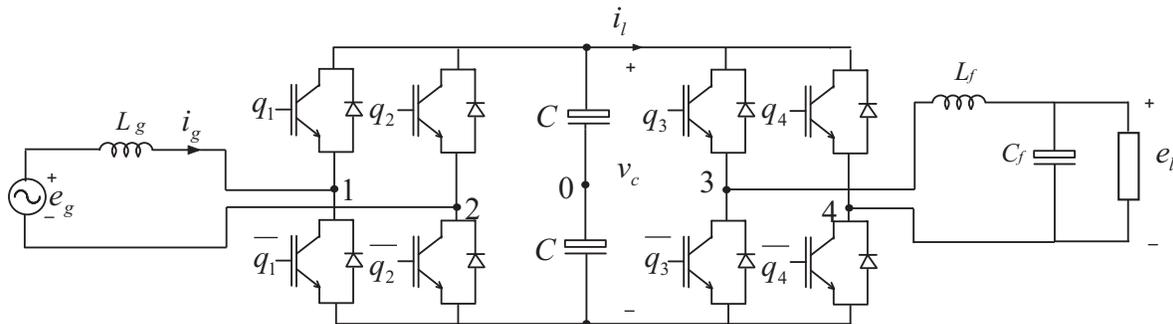


Figura 4.1: Diagrama elétrico do conversor monofásico CA-CC-CA com quatro braços e oito chaves.

Como alternativas aos conversores mostrados nas Figuras 4.1 e 4.2, podem ser usados conversores mistos, ou seja, substituir braços com chaves por braços com diodos a fim de reduzir os custos de montagem do circuito.

Para o circuito da Figura 4.1, pode ser usado o retificador monofásico misto CA-CC mostrado no Capítulo 2, assim, tem-se a o conversor da Figura 4.3. O inversor funciona de maneira similar ao convencional da Figura 4.1.

Para a topologia mostrada na Figura 4.2, pode-se substituir um braço com chaves do lado CA-CC-CA por um braço com diodos, tornando o circuito mais simples e ainda mais barato, como

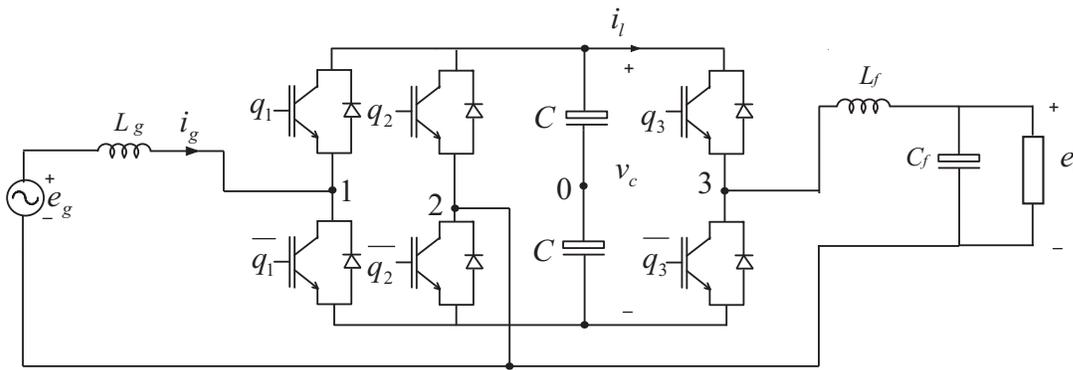


Figura 4.2: Diagrama elétrico do conversor monofásico CA-CC-CA com três braços e seis chaves.

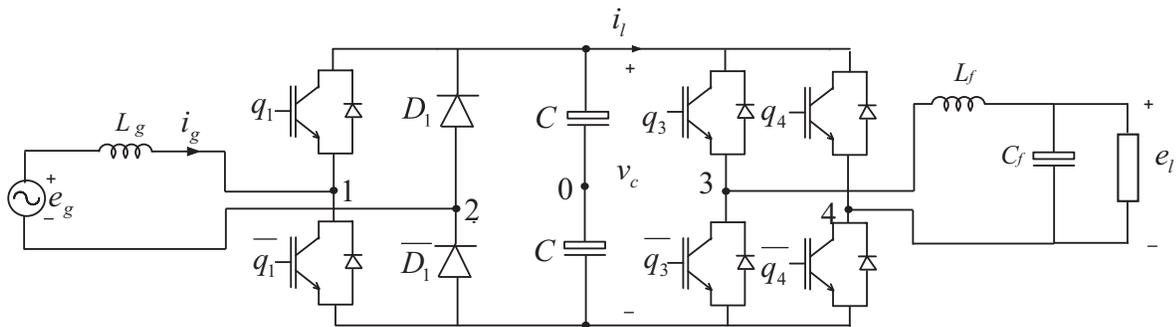


Figura 4.3: Diagrama elétrico do conversor monofásico CA-CC-CA misto com um braço com diodo e três braços com chaves, com total de dois diodos e seis chaves.

mostrado na Figura 4.4.

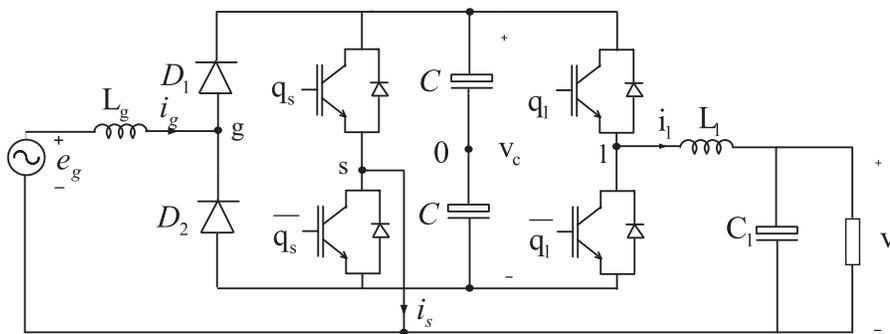


Figura 4.4: Diagrama elétrico do conversor CA-CC-CA monofásico misto com braço compartilhado.

Neste capítulo é apresentado o conversor monofásico CA-CC-CA misto com braço compartilhado, Figura 4.4, mostrando seu respectivo modelo dinâmico, sendo a partir deste, estabelecida uma estratégia *PWM* e um método de sincronização da corrente para eliminar a distorção no cruzamento pelo zero, devido a presença do diodo, sem o controle por histerese.

4.2 Conversor Monofásico CA-CC-CA Misto Com Braço Compartilhado

O conversor mostrado na Figura 4.4 é composto por um filtro indutivo, L_g , um braço formado pelos diodos D_1 e D_2 , dois braços com chaves sendo um compartilhado entre o lado CA-CC e CC-CA e outro braço com chaves do lado CC-CA, e um banco de capacitores formando o barramento CC, uma carga monofásica, contendo a carga e um filtro LC, e uma fonte de tensão senoidal.

4.2.1 Modelo do Sistema

De acordo com a Figura 4.4, pode-se obter a seguinte equação:

$$e_g = r_g i_g + p l_g i_g + v_g \quad (4.1)$$

$$e_l = -r_l i_l - p l_l i_l + v_l \quad (4.2)$$

$$i_s = i_g - i_l \quad (4.3)$$

$$v_g = v_{g0} - v_{s0} \quad (4.4)$$

$$v_l = v_{l0} - v_{s0} \quad (4.5)$$

onde o índice g está relacionado com os parâmetros de entrada e o índice l com os parâmetros da carga; os símbolos r e l são usados, respectivamente, para as resistências e indutâncias do filtro L_g e L_l ; $p = d/dt$; as tensões v_{g0} , v_{s0} e v_{l0} são as tensões de polo do conversor, lado da rede, braço compartilhado e lado da carga, respectivamente; i_g é a corrente da rede monofásica e i_s é a corrente no braço compartilhado; i_l é a corrente na carga.

A tensão de polo v_{s0} é definida pelo estado da chave q_s , dada pela equação (4.6), enquanto que a tensão de polo v_{g0} depende do sentido da corrente i_g , apresentando duas condições de operação. A tensão de polo v_{l0} é definida pelo estado da chave q_l , dada pela equação (4.7). Estas condições vão garantir correntes senoidais sem a distorção no cruzamento pelo zero.

$$v_{s0} = (2Q_s - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.6)$$

$$v_{l0} = (2Q_l - 1) \frac{v_c}{2} \quad (4.7)$$

onde Q_s é o estado de condução da chave q_s . Quando $Q_s = 0$ indica que a chave está aberta e quando $Q_s = 1$ indica que a chave está fechada. Já Q_l é o estado de condução da chave q_l . Quando $Q_l = 0$ indica que a chave está aberta e quando $Q_l = 1$ indica que a chave está fechada. v_c é o valor de tensão no barramento CC.

As condições de operação desta configuração são detalhadas a seguir:

Condição 1: Se a corrente i_g é positiva, então o diodo D_1 está em condução e o diodo D_2 está bloqueado, assim:

$$v_{g0} = \frac{v_c}{2} \quad (4.8)$$

De acordo com as equações (4.4)-(4.5),

$$v_{s0} = \frac{v_c}{2} - v_g \quad (4.9)$$

$$v_{l0} = v_l - v_g + \frac{v_c}{2} \quad (4.10)$$

As tensões de polo v_{s0} e v_{l0} têm dois limites de operação, devem ser menor ou igual a $\frac{v_c}{2}$ e maior ou igual a $-\frac{v_c}{2}$ (isto é $-\frac{v_c}{2} \leq v_{s0} \leq \frac{v_c}{2}$ e $-\frac{v_c}{2} \leq v_{l0} \leq \frac{v_c}{2}$). De acordo com as equações (4.9)-(4.10), as tensões de pólo v_{s0} e v_{l0} satisfazem estas condições se $0 \leq v_g \leq v_c$ e $v_l \leq v_g$.

Condição 2: Se a corrente i_g é negativa, então o diodo D_1 está bloqueado e o diodo D_2 está em condução, assim:

$$v_{g0} = -\frac{v_c}{2} \quad (4.11)$$

De acordo com as equações (4.4)-(4.5),

$$v_{s0} = -\frac{v_c}{2} - v_g \quad (4.12)$$

$$v_{l0} = v_l - v_g - \frac{v_c}{2} \quad (4.13)$$

De acordo com (4.12)-(4.13), as tensões de pólo satisfazem os seus valores limites se $-v_c \leq v_g \leq 0$ e $v_g \leq v_l$.

4.2.2 Estratégia PWM

Como $v_g = v_{g0} - v_{s0}$ e $v_l = v_{l0} - v_{s0}$, pode-se definir a estratégia PWM de acordo com as equações (4.14) - (4.17).

Condição 1: Se $i_g^* > 0$:

$$v_{s0}^* = \frac{v_c^*}{2} - v_g^* \quad (4.14)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* - v_g^* + \frac{v_c^*}{2} \quad (4.15)$$

Condição 2: Se $i_g^* < 0$,

$$v_{s0}^* = -\frac{v_c^*}{2} - v_g^* \quad (4.16)$$

$$v_{l0}^* = v_l^* - v_g^* - \frac{v_c^*}{2} \quad (4.17)$$

onde v_c^* , v_{s0}^* , v_{l0}^* , v_g^* , v_l^* e i_g^* são a tensão de referência do barramento CC a tensão de referência de polo do braço compartilhado s , a tensão de referência de polo do braço do lado da carga l , a referência para a tensão gerada pelo conversor no lado da rede, a referência para a tensão gerada pelo conversor no lado da carga e a corrente de referência de entrada do conversor, respectivamente.

As condições impostas pelas tensões de polo são respeitadas quando i_g^* é sincronizado com v_g^* . Assim:

$$i_g^* > 0 \Leftrightarrow v_g^* > 0 \quad (4.18)$$

$$i_g^* < 0 \Leftrightarrow v_g^* < 0 \quad (4.19)$$

4.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle do conversor monofásico misto é apresentado na Figura 4.5. Pode-se observar, a partir do diagrama, que: a tensão, v_c , do barramento CC é regulada por meio de um controlador do tipo PI convencional, representado pelo bloco R_c , onde este controlador determina a amplitude da corrente de referência desejada na rede monofásica I_g^* . O controle do fator de

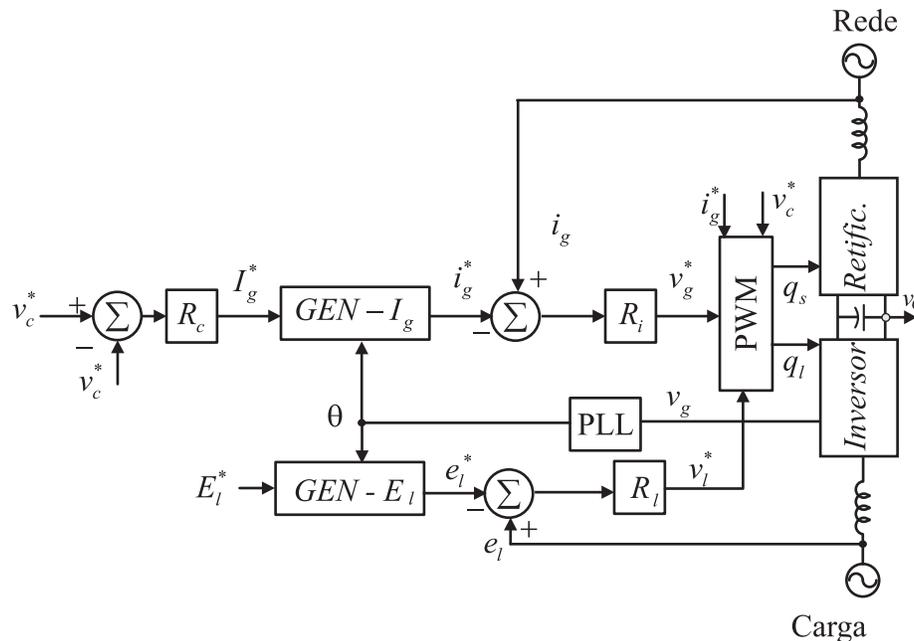


Figura 4.5: Diagrama de controle da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico misto com braço compartilhado.

potência, onde a corrente de entrada, i_g , é sincronizada com a tensão de entrada, e_g , para obter fator de potência unitário, como normalmente é utilizado. Entretanto, neste trabalho é realizada a sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor, v_g , para diminuir a distorção harmônica da corrente da rede, devido a eliminação da distorção no cruzamento por zero. Essa sincronização é representada pelo bloco $GEN-I_g$. A corrente de entrada é controlada por um controlador de dupla sequência, representado na Figura 4.5 pelo bloco R_i . O modelo no tempo para esse controlador é dado pelas equações (2.13), (2.14) e (2.15).

Para fazer a sincronização da tensão da carga com a tensão v_g é usado o bloco $GEN-E_l$ e o controle da tensão v_l^* é feita pelo bloco R_l , que é um controlador de dupla sequência.

As tensões de referência v_g^* e v_l^* são processadas pelo bloco PWM para o cálculo das tensões de pólo de referência, definidas pelas equações (4.14)-(4.17). As tensões de pólo de referência são comparadas com portadora PWM triangular de alta frequência com o objetivo de obter os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC como apresentado em [63].

4.2.4 Corrente no Braço Compartilhado

A corrente que passa pelo braço compartilhado é definida pela equação (4.3). De acordo com as estratégias PWM e de controle usadas, tem-se que a corrente da rede i_g e a tensão da carga v_l são

sincronizadas com a tensão v_g , como mostrado no diagrama fasorial da Figura 4.6. Na figura, \bar{I}_g , \bar{V}_g , \bar{E}_g , \bar{I}_l , \bar{V}_l e \bar{I}_s , representam os fasores da corrente da rede i_g , da tensão gerada pelo retificador v_g , da tensão da rede e_g , da corrente da carga monofásica i_l , da tensão da carga v_l e da corrente do braço compartilhado, respectivamente. Já os valores $\cos(\theta_l)$ e $\cos(\theta_g)$ representam os fatores de potência da carga e do retificador. Pode-se perceber pelo diagrama vetorial que a corrente do braço compartilhado é menor ou igual que as corrente da rede e da carga.

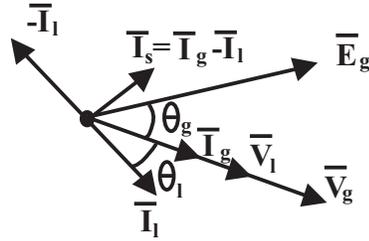


Figura 4.6: Diagrama fasorial da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico misto com braço compartilhado.

4.3 Conclusões

O conversor CA-CC-CA misto monofásico foi apresentado neste capítulo a partir do seu modelo dinâmico, estratégia PWM e estratégia de controle. A principal proposta neste conversor é o método de sincronização utilizado, onde a corrente é sincronizada com a tensão gerada pelo conversor com o objetivo de diminuir a distorção harmônica causada pela passagem da corrente pelo zero, devido aos diodos, além de ter custo reduzido em comparação com outras topologias de conversores monofásicos CA-CC-CA.

Capítulo 5

Conversores CA-CC-CA

Monofásico-Trifásico Misto Com Braço Compartilhado

5.1 Introdução

Neste capítulo serão mostrados três conversores CA-CC-CA monofásico-trifásico mistos com braço compartilhado baseados na topologia monofásica-trifásica com quatro braços (oito chaves controladas), chamada de C4, como mostrada na Figura 5.1. As topologias propostas com braço compartilhado entre o inversor e o retificador, são mostradas nas Figuras 5.2, 5.7 e 5.5. Para as topologias propostas, o modelo dinâmico e as estratégias de controle e *PWM* para um adequado funcionamento dessas configurações serão apresentados.

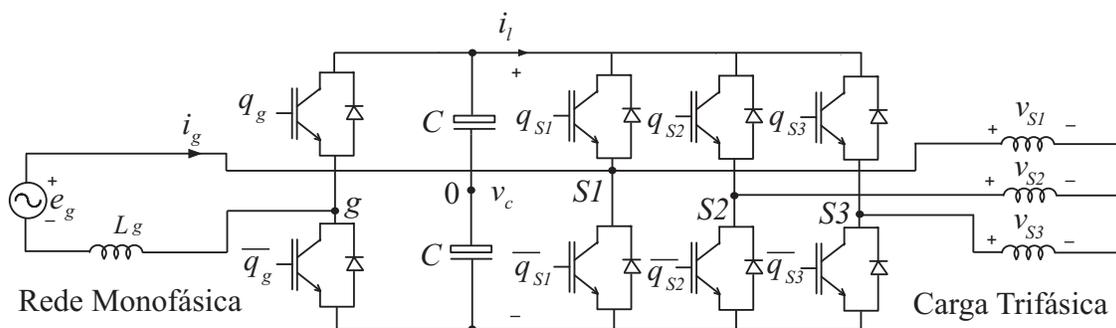


Figura 5.1: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico C4.

5.2 Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto - Configuração D1C3

A topologia apresentada nesta seção é composta de um braço com diodo no lado da rede monofásica e três braços com chaves controladas no lado da carga, onde um braço é compartilhado entre o lado da rede com o lado da carga, como mostrado na Figura 5.2.

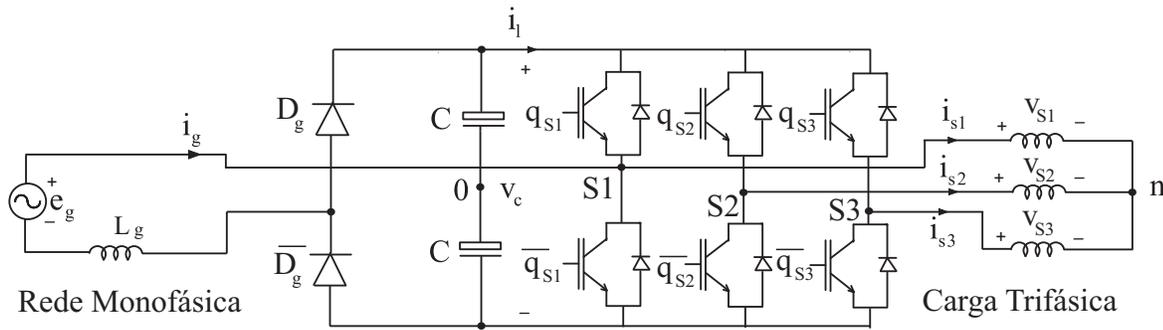


Figura 5.2: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico misto D1C3.

A topologia proposta é composta por quatro braços, um filtro indutivo e um barramento capacitivo CC. Os braços controlados são constituídos pelas chaves q_{s1} , q_{s2} e q_{s3} e suas complementares \bar{q}_{s1} , \bar{q}_{s2} e \bar{q}_{s3} , respectivamente.

5.2.1 Modelo do Sistema

Pela Figura 5.2, pode-se obter a seguinte equação:

$$v_g = e_g - (r_g + l_g p)i_g \quad (5.1)$$

onde $p = d/dt$ e os símbolos r_g e l_g representam a resistência e a indutância do filtro indutivo do conversor. A tensão gerada pelo retificador na entrada (v_g) e as tensões geradas pelo inversor para a carga (v_{s1} , v_{s2} e v_{s3}) são definidas como:

$$v_g = v_{s10} - v_{g0} \quad (5.2)$$

$$v_{s1} = v_{s10} - v_{n0} \quad (5.3)$$

$$v_{s2} = v_{s20} - v_{n0} \quad (5.4)$$

$$v_{s3} = v_{s30} - v_{n0} \quad (5.5)$$

onde v_{g0} , v_{s10} , v_{s20} e v_{s30} são as tensões de polo do conversor e v_{n0} é a tensão entre o ponto neutro da carga trifásica e o ponto zero do banco capacitivo.

As tensões de polo v_{s10} , v_{s20} e v_{s30} são definidas pelos estados das chaves q_{s1} , q_{s2} e q_{s3} , respec-

tivamente, conforme as equações (5.6)-(5.8).

$$v_{s10} = (2Q_{s1} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.6)$$

$$v_{s20} = (2Q_{s2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.7)$$

$$v_{s30} = (2Q_{s3} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.8)$$

onde Q_{s1} , Q_{s2} e Q_{s3} são os estados de condução das chaves q_{s1} , q_{s2} e q_{s3} , respectivamente.

Por outro lado, a tensão de polo v_{g0} depende do sentido da corrente i_g , obedecendo a duas condições.

Condição 1: Se a corrente i_g é positiva, então o diodo \overline{D}_g está conduzindo e o diodo D_g está bloqueado, assim:

$$v_{g0} = -\frac{v_c}{2}. \quad (5.9)$$

A partir das expressões (5.2)-(5.5), tem-se as seguintes equações:

$$v_{s10} = v_g - \frac{v_c}{2} \quad (5.10)$$

$$v_{s20} = v_{s2} - v_{s1} + v_g - \frac{v_c}{2} \quad (5.11)$$

$$v_{s30} = v_{s3} - v_{s1} + v_g - \frac{v_c}{2}. \quad (5.12)$$

As tensões de polo v_{g0} , v_{s10} e v_{s30} têm dois valores limites $-v_c/2$ e $v_c/2$ e isto pode ser obtido das equações (5.10)-(5.12), desde que:

$$0 \leq v_g \leq v_c \quad \text{e} \quad 0 \leq v_{sm} - v_{s1} + v_g \leq v_c \quad (5.13)$$

com ($m = 2, 3$).

Condição 2: Se a corrente i_g é negativa, então o diodo D_g está conduzindo e o diodo \overline{D}_g está bloqueado, assim:

$$v_{g0} = \frac{v_c}{2}. \quad (5.14)$$

Das equações (5.2)-(5.5), tem-se as equações a seguir:

$$v_{s10} = v_g + \frac{v_c}{2} \quad (5.15)$$

$$v_{s20} = v_{s2} - v_{s1} + v_g + \frac{v_c}{2} \quad (5.16)$$

$$v_{s30} = v_{s3} - v_{s1} + v_g + \frac{v_c}{2}. \quad (5.17)$$

Pelas equações (5.15)-(5.17), pode-se definir os limites de operação das tensões geradas pelo conversor:

$$-v_c \leq v_g \leq 0 \quad \text{e} \quad -v_c \leq v_{sm} - v_{s1} + v_g \leq 0 \quad (5.18)$$

onde $m = 2, 3$.

Com o objetivo de diminuir as distorções harmônicas na corrente, deve-se fazer algumas restrições na operação do conversor: i) usar o método de sincronização proposto neste trabalho, ou

seja, sincronizar a corrente da rede, i_g , com a tensão gerada pelo conversor no lado da rede, v_g ; ii) amplitude $\sqrt{3}V_s$ de v_{s12} ($= v_{s1} - v_{s2}$) e v_{s13} ($= v_{s1} - v_{s3}$), que são as tensões de linha da carga, devem ser menores ou iguais a amplitude V_g da tensão v_g e iii) fazer v_{s12} em fase com v_g e a tensão do barramento capacitivo v_c deve ser igual a V_g (desde que $\sqrt{3}V_s \leq V_g$). Desta maneira, vai existir um intervalo de 240° em que a corrente da rede é senoidal, no entanto há dois intervalos de 60° , no qual $v_g \leq v_{s13}$ (onde $v_g \geq 0$) e $v_g \geq v_{s13}$ (onde $v_g \leq 0$), que aparece uma distorção na corrente i_g .

5.2.2 Estratégia PWM

De acordo com a condição de operação dada anteriormente, as tensões de polo de referência v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{s30}^* são dadas por:

$$v_{s10}^* = v_g^* + v_{g0}^* \quad (5.19)$$

$$v_{s20}^* = v_{s2}^* - v_{s1}^* + v_g^* + v_{g0}^* \quad (5.20)$$

$$v_{s30}^* = v_{s3}^* - v_{s1}^* + v_g^* + v_{g0}^* \quad (5.21)$$

onde v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{s30}^* são as tensões de polo de referência dos braços $s1$, $s2$ e $s3$ do lado da carga, respectivamente, v_{s1}^* , v_{s2}^* e v_{s3}^* são as tensões de referência na carga trifásica, v_g^* é a tensão gerada pelo conversor do lado da rede de referência e v_{g0}^* é a tensão de polo de referência do braço com diodo do lado da rede.

Definindo um vetor U_s dado por

$$U_s = \{v_g^*, v_{s2}^* - v_{s1}^* + v_g^*, v_{s3}^* - v_{s1}^* + v_g^*\} \quad (5.22)$$

o seguinte algoritmo pode ser usado para o cálculo de v_{g0}^*

- Condição 1: Se a corrente da rede for positiva, $i_g^* \geq 0$
 - Se $\min(U_s) > 0 \rightarrow v_{g0}^* = -v_c^*/2$
 - Se $\min(U_s) \leq 0 \rightarrow v_{g0}^* = -\min(U_s) - v_c^*/2$ (para o valor de referência, desde que $v_{g0} = -\frac{v_c}{2}$)
- Condição 2: Se a corrente da rede for negativa, $i_g^* < 0$:
 - Se $\max(U_s) \leq 0 \rightarrow v_{g0}^* = v_c^*/2$
 - Se $\max(U_s) > 0 \rightarrow v_{g0}^* = -\max(U_s) + v_c^*/2$ (para o valor de referência, desde que $v_{g0} = \frac{v_c}{2}$)

Dado v_{g0}^* pelo algoritmo acima, as tensões de polo de referência v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{s30}^* são determinadas usando (5.19) - (5.21).

5.2.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle é mostrado na Figura 5.3. O controlador R_c , controlador PI convencional, é usado para ajustar a tensão no barramento CC no valor desejado v_c^* . Este controlador fornece a amplitude da corrente de referência i_g^* . Como dito anteriormente, o bloco $GEN-I_g$ faz a sincronização da corrente i_g^* com a tensão gerada pelo conversor no lado da rede v_g .

As tensões de linha de referência da carga v_{s12}^* e v_{s13}^* são obtidas a partir do bloco G_{vs} . A tensão v_{s12}^* é sincronizada com v_g usando o mesmo método do bloco $GEN-I_g$ para reduzir a distorção harmônica da corrente da rede. O controle de v_{s12}^* e v_{s13}^* é implementado usando os controladores indicados pelos blocos R_{12} e R_{13} . Esses controladores são similares ao bloco R_i , que implementa um controlador de dupla sequência. As tensões v_g^* , v_{s12}^* e v_{s13}^* são aplicadas no bloco PWM para geração dos sinais de controle das chaves q_{s1} , q_{s2} e q_{s3} .

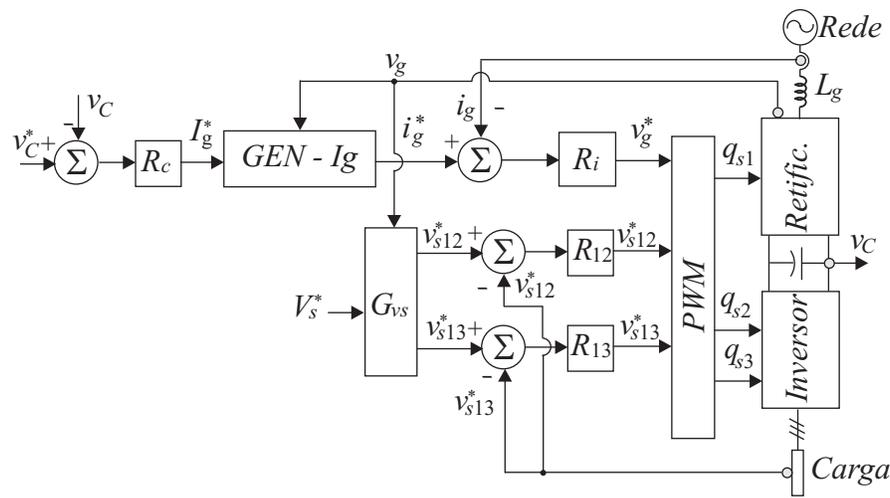


Figura 5.3: Diagrama de controle da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico misto D1C3.

5.2.4 Corrente no Braço Compartilhado

O diagrama vetorial obedecendo as condições de operação da configuração D1C3 para se obter a menor distorção harmônica da corrente da rede é mostrada na Figura 5.4. Nesta figura, \bar{I}_g , \bar{V}_g , \bar{E}_g , \bar{I}_l , \bar{V}_{s1} e \bar{I}_s , \bar{V}_{s12} , representam os fasores da corrente da rede i_g , da tensão gerada pelo retificador v_g , da tensão da rede e_g , da corrente da carga monofásica i_l , da tensão de fase da carga v_{s1} , da corrente do braço compartilhado e da tensão de linha da carga v_{s12} , respectivamente. Os valores $\cos(\theta_l)$ e $\cos(\theta_g)$ representam os fatores de potência da carga e do retificador.

A partir do diagrama fasorial, percebe-se que a amplitude da corrente do braço compartilhado será menor ou igual as amplitudes das correntes da rede e da carga.

Esta mesma análise e mesmo diagrama servem para as estruturas D2C3 e D1C4, mostradas a seguir.

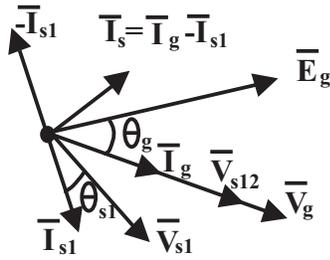


Figura 5.4: Diagrama fasorial da configuração D1C3.

5.3 Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto - Configuração D1C4

A topologia apresentada nesta seção é composta de um braço com diodo e um braço com chaves no lado da rede monofásica e três braços de chaves controladas no lado da carga, onde um braço é compartilhado entre o lado da rede com o lado da carga, como mostrado na Figura 5.5.

O braço a diodo está em paralelo com o braço com chaves controladas de modo a dividir a corrente da rede entre os braços em paralelo. Além disso, o braço com chave é utilizado para corrigir a distorção da corrente da rede.

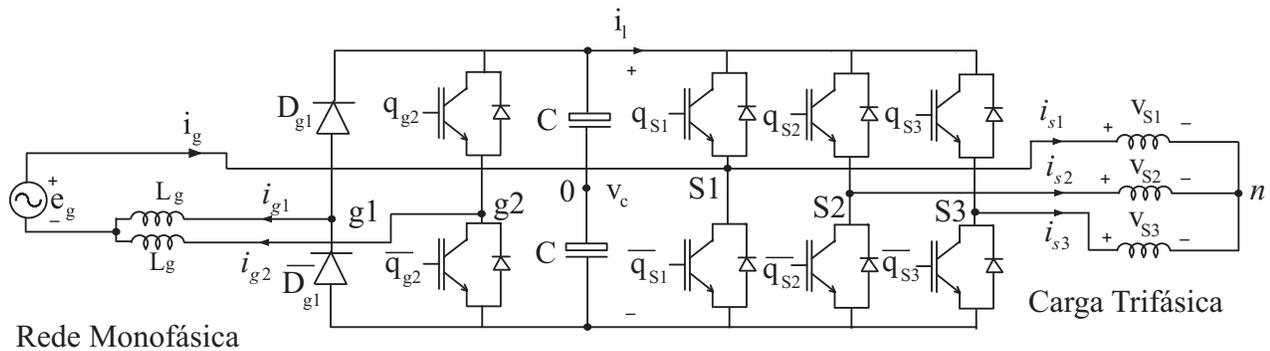


Figura 5.5: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico misto D1C4.

5.3.1 Modelo do Sistema

Pela Figura 5.5, pode-se obter as seguintes equações para o conversor no lado da rede:

$$v_{g1} = e_g - (r_g + l_g p) i_{g1} \quad (5.23)$$

$$v_{g2} = e_g - (r_g + l_g p) i_{g2} \quad (5.24)$$

com

$$v_g = e_g - \frac{1}{2}(r_g + l_g p) i_g \quad (5.25)$$

onde $v_g = (v_{g1} + v_{g2})/2$ e $i_g = i_{g1} + i_{g2}$.

As tensões geradas pelo conversor do lado da rede (v_{g1} e v_{g2}) e para a carga (v_{s1}, v_{s2} e v_{s3}) são definidas como:

$$v_{g1} = v_{s10} - v_{g10} \quad (5.26)$$

$$v_{g2} = v_{s10} - v_{g20} \quad (5.27)$$

$$v_{s1} = v_{s10} - v_{n0} \quad (5.28)$$

$$v_{s2} = v_{s20} - v_{n0} \quad (5.29)$$

$$v_{s3} = v_{s30} - v_{n0} \quad (5.30)$$

onde v_{g10} , v_{g20} , v_{s10} , v_{s20} e v_{s30} são as tensões de polo do conversor e v_{n0} é a tensão entre o ponto neutro da carga trifásica e o ponto central ('0') do banco capacitivo.

A tensão de polo v_{g20} é definida pelo estado da chave q_{g2} , conforme a seguinte equação:

$$v_{g20} = (2Q_{g2} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (5.31)$$

onde Q_{g2} é o estado de condução da chave q_{g2} .

As tensões de polo v_{s10} , v_{s20} e v_{s30} são definidas pelos estados das chaves q_{s1} , q_{s2} e q_{s3} conforme mostrado nas, equações (5.6) - (5.8).

Por outro lado, a tensão de polo v_{g10} depende do sentido da corrente i_{g1} , obedecendo a duas condições de operação:

Condição 1: Se a corrente i_{g1} é positiva, então o diodo \overline{D}_{g1} está conduzindo e o diodo D_{g1} está bloqueado, assim:

$$v_{g10} = -\frac{v_c}{2}. \quad (5.32)$$

A partir de (5.26)-(5.30), tem-se as seguintes equações:

$$v_{s10} = v_{g1} - \frac{v_c}{2} \quad (5.33)$$

$$v_{g20} = v_{g1} - v_{g2} - \frac{v_c}{2} \quad (5.34)$$

$$v_{s20} = v_{s2} - v_{s1} + v_{g1} - \frac{v_c}{2} \quad (5.35)$$

$$v_{s30} = v_{s3} - v_{s1} + v_{g1} - \frac{v_c}{2}. \quad (5.36)$$

Condição 2: Se a corrente i_{g1} é negativa, então o diodo D_{g1} está conduzindo e o diodo \overline{D}_{g1} está bloqueado, assim:

$$v_{g10} = \frac{v_c}{2}. \quad (5.37)$$

A partir das equações (5.26)-(5.30), tem-se as equações a seguir:

$$v_{g20} = v_{g1} - v_{g2} + \frac{v_c}{2} \quad (5.38)$$

$$v_{s10} = v_{g1} + \frac{v_c}{2} \quad (5.39)$$

$$v_{s20} = v_{s2} - v_{s1} + v_{g1} + \frac{v_c}{2} \quad (5.40)$$

$$v_{s30} = v_{s3} - v_{s1} + v_{g1} + \frac{v_c}{2}. \quad (5.41)$$

As principais considerações apresentadas para a configuração $D1C3$ são válidas para a configuração $D1C4$. A diferença é que para essa configuração a tensão v_{g2} pode ser utilizada para corrigir as distorções da corrente i_g presentes na configuração $D1C3$ nos dois intervalos de 60° , no qual $v_{g1} \leq v_{s13}$ (quando $v_{g1} \geq 0$) e $v_{g1} \geq v_{s13}$ (quando $v_{g1} \leq 0$).

5.3.2 Estratégia PWM

Neste caso, as tensões de polo de referência v_{g20}^* , v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{s30}^* são dadas por:

$$v_{g20}^* = v_{g1}^* - v_{g2}^* + v_{g10}^* \quad (5.42)$$

$$v_{s10}^* = v_{g1}^* + v_{g10}^* \quad (5.43)$$

$$v_{s20}^* = v_{s2}^* - v_{s1}^* + v_{g1}^* + v_{g10}^* \quad (5.44)$$

$$v_{s30}^* = v_{s3}^* - v_{s1}^* + v_{g1}^* + v_{g10}^* \quad (5.45)$$

e o vetor U_s é definido agora como

$$U_s = \{v_{g1}^* - v_{g2}^*, v_{g1}^*, v_{s2}^* - v_{s1}^* + v_{g1}^*, v_{s3}^* - v_{s1}^* + v_{g1}^*\}. \quad (5.46)$$

Um algoritmo similar ao apresentado para a configuração $D1C3$ pode ser usado para calcular v_{g10}^* , ou seja:

- Condição 1: Para $i_g^* \geq 0$
 - Se $\min(U_s) > 0 \rightarrow v_{g10}^* = -v_c^*/2$
 - Se $\min(U_s) \leq 0 \rightarrow v_{g10}^* = -\min(U_s) - v_c^*/2$ (para o valor de referência, desde que $v_{g10} = -\frac{v_c}{2}$)
- Condição 2: Para $i_g^* < 0$
 - Se $\max(U_s) \leq 0 \rightarrow v_{g10}^* = v_c^*/2$
 - Se $\max(U_s) > 0 \rightarrow v_{g10}^* = -\max(U_s) + v_c^*/2$ (para o valor de referência, desde que $v_{g10} = \frac{v_c}{2}$)

Para um dado v_{g10}^* , as tensões de polo v_{g20}^* , v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{s30}^* são determinadas pelas equações (5.42)-(5.45).

5.3.3 Estratégia de Controle

O diagrama de controle para a topologia $D1C4$ é similar ao da topologia $D1C3$, mostrado na Figura 5.3. A diferença é (como pode ser observado na Figura 5.6):

1. A corrente da rede (i_{g1} e i_{g2}) são controladas separadamente usando dois controladores idênticos de dupla sequência, com $i_{g1}^* = i_g^*/2$ e $i_{g2}^* = i_g^* - i_{g1}^*$. Estes controladores determinam as tensões v_{g1}^* e v_{g2}^* .
2. O bloco PWM fornece o sinal de controle para as chaves q_{g1} , q_{s1} , q_{s2} e q_{s3} .

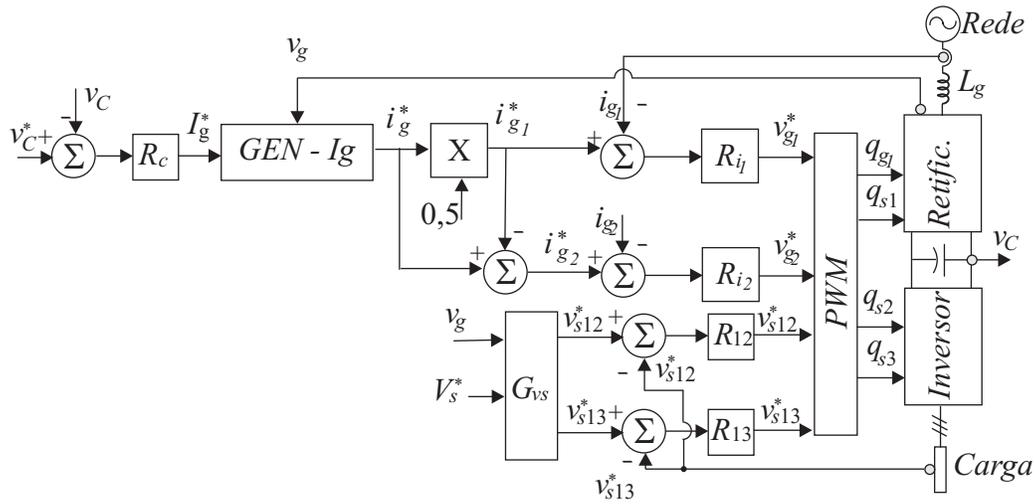


Figura 5.6: Diagrama de controle do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico misto - configuração D1C4.

5.4 Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto - Configuração D2C3

A topologia apresentada nesta seção é composta de dois braços com diodos no lado da rede monofásica e três chaves controladas no lado da carga, onde um braço é compartilhado entre o lado da rede com o lado da carga, como mostrado na Figura 5.7. Com essa configuração é possível dividir o fluxo de potência entre os braços com diodo, assim podendo utilizar diodos de menor potência e consequentemente mais baratos.

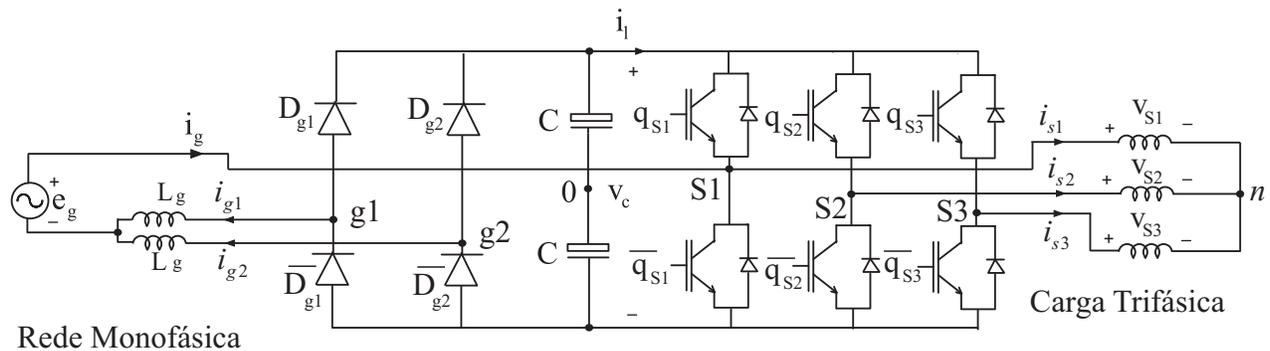


Figura 5.7: Diagrama Elétrico da topologia do conversor CA-CC-CA monofásico-trifásico misto D2C3.

A topologia proposta é composta de cinco braços (três braços com seis chaves e dois braços com quatro diodos), filtro indutivo e um barramento capacitivo CC. Os braços controlados são constituídos de chaves q_{s1} , q_{s2} e q_{s3} e seus complementares \bar{q}_{s1} , \bar{q}_{s2} e \bar{q}_{s3} , respectivamente.

5.4.1 Modelo do Sistema

Pela Figura 5.2, o modelo do conversor D2C3 é representado pelas equações (5.23) - (5.30) mostradas anteriormente para a configuração D1C4. Para um adequado funcionamento da config-

uração D2C3 duas condições de operação são apresentadas:

Condição 1: Se a corrente i_{g1} é positiva, então os diodos \overline{D}_{g1} e \overline{D}_{g2} estão conduzindo e os diodos D_{g1} e D_{g2} estão bloqueados, assim:

$$v_{g10} = v_{g20} = -\frac{v_c}{2}. \quad (5.47)$$

Pelas (5.26)-(5.30), tem-se as seguintes equações:

$$v_{s10} = v_g - \frac{v_c}{2} \quad (5.48)$$

$$v_{s20} = v_{s2} - v_{s1} + v_g - \frac{v_c}{2} \quad (5.49)$$

$$v_{s30} = v_{s3} - v_{s1} + v_g - \frac{v_c}{2}. \quad (5.50)$$

Condição 2: Neste caso, se a corrente i_{g1} é negativa, então os diodos D_{g1} e D_{g2} estão conduzindo e os diodos \overline{D}_{g1} e \overline{D}_{g2} estão bloqueados, assim:

$$v_{g10} = v_{g20} = \frac{v_c}{2} \quad (5.51)$$

$$(5.52)$$

Das equações (5.26)-(5.30), tem-se as equações a seguir:

$$v_{s10} = v_g + \frac{v_c}{2} \quad (5.53)$$

$$v_{s20} = v_{s2} - v_{s1} + v_g + \frac{v_c}{2} \quad (5.54)$$

$$v_{s30} = v_{s3} - v_{s1} + v_g + \frac{v_c}{2}. \quad (5.55)$$

As considerações feitas para o conversor D1C3 são válidas para o conversor D2C3.

5.4.2 Estratégia PWM

Para a topologia D2C3, as tensões de polo v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{s30}^* são dadas por

$$v_{s10}^* = v_g^* + \frac{v_{g10}^* + v_{g20}^*}{2} \quad (5.56)$$

$$v_{s20}^* = v_{s2}^* - v_{s1}^* + v_g^* + \frac{v_{g10}^* + v_{g20}^*}{2} \quad (5.57)$$

$$v_{s30}^* = v_{s3}^* - v_{s1}^* + v_g^* + \frac{v_{g10}^* + v_{g20}^*}{2} \quad (5.58)$$

e o vetor U_s é agora definido como

$$U_s = \{v_g^*, v_{s2}^* - v_{s1}^* + v_g^*, v_{s3}^* - v_{s1}^* + v_g^*\}. \quad (5.59)$$

Um algoritmo similar aos da topologia D1C3 e D1C4, pode ser usado para calcular v_{g10}^* e v_{g20}^* , como mostrado a seguir,

- Condição 1: para $i_g^* \geq 0$
 - Se $\min(U_s) > 0 \rightarrow v_{g10}^* = v_{g20}^* = -v_c^*/2$
 - Se $\min(U_s) \leq 0 \rightarrow v_{g10}^* = v_{g20}^* = -\min(U_s) - v_c^*/2$ (para o valor de referência, desde que $v_{g10} = v_{g20} = -\frac{v_c}{2}$)
- Condição 2: Para $i_g^* < 0$
 - Se $\max(U_s) \leq 0 \rightarrow v_{g10}^* = v_{g20}^* = v_c^*/2$
 - Se $\max(U_s) > 0 \rightarrow v_{g10}^* = v_{g20}^* = -\max(U_s) + v_c^*/2$ (para o valor de referência, desde que $v_{g10} = v_{g20} = \frac{v_c}{2}$)

Dadas as tensões de polo v_{g10}^* e v_{g20}^* , as tensões de polos v_{s10}^* , v_{s20}^* e v_{s30}^* são determinadas por (5.56)-(5.58).

5.4.3 Estratégia de Controle

A estratégia de controle é igual ao da topologia *D1C3*, sendo mostrada na subseção 5.4.2.

5.4.4 Conclusões

Neste foram apresentados três topologias de conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico misto com braço compartilhado. O modelo dinâmico, a estratégia *PWM* e a estratégia de controle para cada topologia (*D1C3*, *D2C3* e *D1C4*) foram apresentados.

O método de sincronização proposto neste trabalho foram aplicados nas configurações *D1C3*, *D1C4* e *D2C2*, de forma a diminuir a distorção harmônica da corrente da rede.

Além disso, nas configurações *D1C4* e *D2C3* o retificador é formado por dois braços em paralelo de forma a diminuir o nível de corrente das chaves. Na configuração *D2C3* os dois braços em paralelo utilizam-se diodos como chave. Por outro lado, na configuração *D1C4* utiliza-se um braço a diodo e um braço controlado, que pode ser utilizado para garantir uma corrente senoidal fornecida à rede.

Capítulo 6

Análise e Comparação das Configurações

6.1 Introdução

Neste capítulo será feita a análise da Distorção Harmônica Total Ponderada, *WTHD*, para as tensões geradas pelos conversores e também da Distorção Harmônica Total *THD* das correntes dos conversores. A *WTHD* e *THD* são definidas pelas equações (6.1) e (6.2), respectivamente.

Também será avaliado o desempenho de topologias de conversores quantificando as perdas de potência nos dispositivos semicondutores.

Será realizada uma análise comparativa das perdas nos dispositivos semicondutores e da *THD* entre as topologias monofásica mista, Figura 2.3, e a monofásica convencional, Figura 2.2. Para as topologias em paralelo, Figuras 3.1, 3.3, 3.5, 3.7, a comparação será também feita com a topologia monofásica convencional.

A *WTHD* é definida por:

$$WTHD(h) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2} \quad (6.1)$$

$$THD(h) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} (\alpha_h)^2} \quad (6.2)$$

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.

A *WTHD* da tensão gerada é diretamente associada com a distorção harmônica da corrente de entrada i_g , como mostrado em (2.1).

As comparações feitas neste capítulo com o monofásico convencional (Figura 2.2) são para uma mesma condição de operação do circuito e a *THD* da corrente no convencional é em torno de 1,96%, obtido usando $\mu = 0,5$.

Os resultados foram obtidos com tensão da rede e_g com amplitude de 190 V, filtro indutivo com indutância de 7mH e resistência de 0,1 ohms, tensão no barramento de 220 V e potência de 1000 W.

Também é feito a comparação entre o método proposto de sincronização (corrente da rede em fase com a tensão gerada pelo conversor) e o método convencional (corrente da rede em fase com a tensão da rede) para todas as topologias.

6.2 Análise da *WTHD* e *THD*

6.2.1 Conversor Monofásico Misto

A *WTHD* da tensão gerada v_g , para o conversor monofásico misto usando o método de sincronização da corrente com a tensão gerada teve 26% de redução em comparação com a sincronização da corrente com a tensão de entrada, e_g para o mesmo conversor.

A *THD* da corrente para o conversor monofásico misto usando o método de sincronização proposto teve uma redução de 39,18% em comparação com o método convencional, corrente em fase com a tensão da rede. O principal motivo da redução do *THD* entre os métodos de sincronização é a eliminação da distorção pelo zero da corrente causada pela presença do diodo quando é usado o método de sincronizar a corrente com a tensão gerada pelo conversor.

Já em comparação com a topologia monofásico convencional, houve um aumento de 29,85% da *THD* da corrente da rede, mesmo usando o método de sincronização proposto.

6.2.2 Conversores Monofásicos Paralelos Mistos

Para o conversor paralelo misto CDCD1B, as *THDs* das correntes internas dos conversores A e B (i_{g1} e i_{g2}) são iguais a *THD* da corrente da rede (i_g). Apesar de ter tido um aumento de mais de 200% da *THD* em comparação com a corrente da rede do conversor monofásico convencional, com o método proposto de sincronização obteve-se uma redução de 1,9% quando comparado com o método convencional.

Com o conversor CDCD2B, a *THD* da corrente da rede aumentou em 150% quando comparada com a da topologia convencional e, quando comparado o método de sincronização proposto com o convencional, obteve uma redução de 1,38%. Por outro lado, comparando a topologia CDCD2B com a topologia CDCD1B, teve-se uma redução de mais de 23% da *THD* da corrente total, usando o método proposto de sincronização.

Considerando a topologia CDDC2B, teve-se uma redução de 13,5% da *THD* da corrente da rede, entre o método proposto e o método convencional de sincronização. Em comparação com a configuração convencional, obteve um aumento de apenas 1,18%.

Para o conversor CDCC2B não é utilizado o método de sincronização proposto porque o conversor B formado apenas por chaves controladas é utilizado para corrigir a distorção na corrente causada pelo braço com diodo. Então, a comparação será feita apenas com o conversor monofásico convencional. Assim, para a topologia CDCC2B teve-se um aumento de 49% na *THD* da corrente da rede em comparação com a convencional, usando o modelo *PWM* proposto na seção 3.5.2.

O conversor CDDC2B foi o que apresentou a menor *THD* entre os conversor paralelos, seguido do conversor CDCC2B, que teve o segundo melhor desempenho em *THD*. Os conversores CDCD1B e CDCD2B tiveram desempenho similares.

6.2.3 Conversores CA-CC-CA Monofásico - Monofásico Misto com Braço Compartilhado

A taxa de distorção harmônica da corrente da rede para o conversor misto da Figura 4.4 foi de aproximadamente 3,96%, usando o método de sincronização proposto, enquanto que a *THD* da corrente para o conversor CA-CC-CA monofásico (Figura 4.4) com braço compartilhado que usa 3 braços com chaves, foi 1,94%, ou seja, o conversor proposto, apesar de ter tido baixa distorção harmônica, apresentou um aumento de quase 100% em relação ao conversor da Figura 4.4.

6.2.4 Conversores CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto com Braço Compartilhado

A taxa de distorção harmônica da corrente da rede para os conversores CA-CC-CA monofásico-trifásico com braço compartilhado para as configurações C4, D1C3, D1C4 e D2C3 foram aproximadamente iguais a 2,56%, 20%, 5,96%, e 20%, respectivamente. Note que, o *THD* para o conversor D1C4 é o menor entre as configurações propostas, mas ainda sim é praticamente o dobro da topologia C4.

6.3 Análise de Perdas nos Semicondutores

Para a topologia do conversor CA-CC-CA monofásico - monofásico mista com braço compartilhado, é feita uma comparação com a topologia mostrada na Figura 4.2, que é a topologia CA-CC-CA monofásico com braço compartilhado que usa três braços com chaves.

Será também feita a análise nas perdas dos semicondutores dos conversores CA-CC-CA monofásico - trifásico com braço compartilhado C4, D1C3, D2C3 e D1C4.

O método utilizado neste trabalho é baseado no método apresentado em [18], onde é utilizado um programa de simulação com modelos de chaves ideais, onde os modelos simplificados das perdas foram obtidos experimentalmente, baseados nas medidas instantâneas das perdas nos dispositivos semicondutores.

O método de regressão é usado para ajustar os pontos discretos, com o objetivo de determinar os modelos simplificados das perdas de condução e chaveamento em um transistor bipolar de porta isolada *IGBT* (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) e no diodo. Em [18], as perdas são

definidas pelas equações:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + c(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (6.3)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (6.4)$$

onde T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g , h e i são parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea de coletor.

Nesse modelo proposto, foi utilizada no experimento uma chave *IGBT* com módulo dual *CM50DY-24H* produzido pela *POWEREX* com drive *SKHI-10* produzido pela *SEMIKRON*.

As perdas por condução são função dos valores de correntes que atravessam as chaves do conversor, mas não são função das tensões aplicadas sobre as chaves [equação (6.3)]. As perdas por chaveamento é em função tanto da corrente quanto da tensão aplicadas sobre as chaves [equação (6.4)].

6.3.1 Conversor Monofásico Misto

Em comparação com a topologia convencional, Figura 2.2, o conversor monofásico misto, Figura 2.3, usando o método de sincronização proposto, apresentou uma redução de 35,19% nas perdas totais (perdas por condução mais perdas por chaveamento). O braço 1 (com chave nas duas topologias) apresentou um pequeno aumento de 0,46% em relação ao convencional mas comparando o segundo braço (diodo no misto e com chave no convencional) apresentou uma queda de, aproximadamente, 70%, como mostrado na Tabela 6.1. A principal redução das perdas foi por causa do uso do diodo, que apresentou uma redução nas perdas de chaveamento de quase 100% em comparação com o braço equivalente da topologia convencional e apresentou uma redução de mais de 70% nas perdas totais de chaveamento, pelo fato de usar apenas um braço com chave.

Tabela 6.1: Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais das topologias convencional e mista em cada braço do conversor para uma carga de 1000W.

	Braço 1	Braço 2	Total
Condução	-0,28%	2,66%	1,19%
Chaveamento	+0,76%	-99,80%	-49,52%
Totais	+0,46%	-70,85%	-35,19%

A comparação entre o método proposto de sincronização (corrente da rede em fase com a tensão gerada pelo conversor) e o método convencional (corrente da rede em fase com a tensão da rede) em relação as perdas é apresentada na Tabela 6.2. Pode-se perceber pela tabela que as perdas totais para o método de sincronização proposto foi cerca de 2,58% maior que o método de sincronização convencional. O braço 1, com chaves, teve aumento de 2,84% e o braço 2, com diodos, aumento de 1,71%. Esse aumento se deve em parte pelo fato da corrente sincronizada com a tensão da rede permanecer um certo tempo em zero, diminuindo as perdas por condução do braço com diodo. No intervalo de distorção da corrente, com o método de sincronização proposto, o chaveamento aumenta para eliminar a distorção.

Tabela 6.2: Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais da topologia mista entre o método de sincronização proposto e o método de sincronização convencional em cada braço do conversor para uma carga de 1000W.

	Braço 1	Braço 2	Total
Condução	+1,61%	+1,72%	+1,67%
Chaveamento	+3,32%	0%	+3,32%
Totais	+2,84%	+1,71%	+2,58%

6.3.2 Conversores Monofásicos Mistos Paralelo

Na Tabela 6.3 é mostrada a comparação de perdas entre as topologias monofásica mista paralelo CDCD1B, CDCD2B, CDDC2B e CDCC2B com a topologia monofásica convencional. Pode-se perceber que para todas as configurações as perdas totais foram menores que as da topologia convencional. Para as topologias CDCD1B, CDCD2B e CDDC2B a redução foi de aproximadamente 28%. Entretanto, para a configuração CDCC2B a redução foi apenas 9,62%, devido ao fato de possuir um maior número de braços com chaves controladas (três braços) aumentando as perdas de chaveamento quando comparada com as outras configurações. Os principais motivos dessa redução foram: i) a conexão de conversores em paralelo reduzindo as correntes entre os conversores e conseqüentemente as perdas e ii) a substituição as chaves controladas por diodos, que reduz as perdas por chaveamento

Tabela 6.3: Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais das topologias convencional e paralela mista para uma carga de 1000W.

	Condução	Chaveamento	Total
CDCD1B	-17,67%	-31,29%	-27,44%
CDCD2B	-17,77%	-32,43%	-28,28%
CDDC2B	-17,75%	-33,24%	-28,86%
CDCC2B	-17,88%	-6,37%	-9,62%

A comparação entre o método proposto de sincronização e o método convencional, em relação as perdas, das topologias CDCD1B, CDCD2B e CDDC2B é mostrada na Tabela 6.4. Pode-se perceber que em todos os casos ocorre aumento das perdas quando se usa o método de sincronização proposto. Isto se deve ao fato que para corrigir as distorções da corrente no cruzamento pelo zero, tem-se um maior chaveamento dos braços com chave, assim, as perdas se tornam maiores, mas a distorção harmônica da corrente é menor.

Tabela 6.4: Comparação das perdas por condução, chaveamento e totais entre os métodos de sincronização proposto e o método convencional para uma carga de 1000W.

	Condução	Chaveamento	Total
CDCD1B	+0,26%	+11,01%	+7,32%
CDCD2B	+0,40%	+7,26%	+4,94%
CDDC2B	+0,40%	+6,53%	+4,45%

6.3.3 Conversor CA-CC-CA Monofásico Misto

A estimação das perdas foram obtidas usando a frequência de chaveamento de 10kHz e potência na carga de 2kVA.

Nas tabelas 6.5 e 6.6 são mostradas as perdas nos semicondutores para as configurações CA-CC-CA monofásico com braço compartilhado que usa três braços com chaves (Figura 4.2) e o conversor CA-CC-CA monofásico misto com braço compartilhado que usa um braço com diodos e dois braços com chaves (Figura 4.4). Os valores mostrados estão em relação percentual da potência da carga. Pode-se perceber pelas tabelas que a configuração mista proposta (Figura 4.4) apresentou perdas menores que a convencional (Figura 4.2), com redução de aproximadamente 24% sobre as perdas totais. O braço com diodo e o braço compartilhado apresentaram redução e o braço do lado da carga teve um pequeno aumento nas perdas.

Tabela 6.5: Perdas nos semicondutores para a topologia CA-CC-CA monofásico com braço compartilhado que usa três braços com chaves (Figura 4.2) com potência na carga de 2kVA.

	Braço G	Braço S	Braço L	Total
Condução	0,57%	0,44%	0,89%	1,9%
Chaveamento	1,34%	1,10%	1,75%	4,19%
Total	1,91%	1,54%	2,64%	6,09%

Tabela 6.6: Perdas nos semicondutores para a topologia CA-CC-CA monofásico misto com braço compartilhado que usa três braços com chaves (Figura 4.4) com potência na carga de 2kVA.

	Braço G	Braço S	Braço L	Total
Condução	0,63%	0,43%	0,91%	1,96%
Chaveamento	0,00%	1,05%	1,92%	2,67%
Total	0,63%	1,48%	2,83%	4,63%

6.3.4 Conversor CA-CC-CA Monofásico-Trifásico Misto Com braço Compartilhado

As perdas foram realizadas nas condições frequência de chaveamento de 10kHz, potência da carga de 3,33kVA e fator de potência de 0,8.

Nas Tabelas 6.7, 6.8, 6.9 e 6.10 são mostradas as perdas em cada braço, em percentual da potência de base da carga, para as topologias C4, D1C3, D1C4 e D2C3, respectivamente.

Na Tabela 6.11, são mostradas as perdas totais nas topologias CA-CC-CA Monofásico-Trifásico analisadas neste trabalho. Pode-se perceber que a topologia, dentre as propostas, que apresentou as menores perdas foi a D1C4, devido ao fato da corrente de entrada ser dividida entre o braço com diodo e o braço com chaves. Além disso, foi obtida uma redução em torno de 20% quando comparada com a topologia C4. As topologias D1C3 e D2C3 tiveram resultados próximos da topologia D1C4.

Tabela 6.7: Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia *CA-CC-CA* monofásico-trifásico com braço compartilhado C4.

C4	Braço G	Braço S1	Braço S2	Braço S3
Condução	0,69%	0,71%	0,59%	0,59%
Chaveamento	1,32%	1,32%	1,12%	1,12%

Tabela 6.8: Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia *CA-CC-CA* monofásico-trifásico com braço compartilhado D1C3.

D1C3	Braço G	Braço S1	Braço S2	Braço S3
Condução	0,67%	0,85%	0,59%	0,59%
Chaveamento	0,04%	1,50%	1,12%	0,86%

Tabela 6.9: Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia *CA-CC-CA* monofásico-trifásico com braço compartilhado D1C4.

D1C4	Braço G1	Braço G2	Braço S1	Braço S2	Braço S3
Condução	0,25%	0,30%	0,71%	0,59%	0,59%
Chaveamento	0,04%	0,24%	1,30%	1,13%	0,85%

Tabela 6.10: Perdas nos semicondutores para cada braço da topologia *CA-CC-CA* monofásico-trifásico com braço compartilhado D2C3.

D2C3	Braço G1	Braço G2	Braço S1	Braço S2	Braço S3
Condução	0,26%	0,26%	0,83%	0,59%	0,59%
Chaveamento	0,04%	0,04%	1,48%	1,20%	0,86%

Tabela 6.11: Perdas totais nos semicondutores para cada topologia *CA-CC-CA* monofásico-trifásico com braço compartilhado.

	C4	D1C3	D1C4	D2C3
Condução	2,59%	2,69%	2,44%	2,53%
Chaveamento	4,87%	3,53%	3,57%	3,62%
Total	7,47%	6,22%	6,01%	6,15%

6.4 Conclusões

A taxa de distorção harmônica da corrente da rede, para os conversores mistos, foi menor usando o método proposto de sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor do que fazendo a sincronização convencional da corrente da rede com a tensão da rede, comprovando que o método proposto de sincronização da corrente diminui a distorção harmônica da mesma.

Para o conversor *CA-CC-CA* monofásico-monofásico misto com braço compartilhado a *THD* da corrente foi em torno de 3,96%, valor baixo mas se comparado com o conversor *CA-CC-CA* monofásico-monofásico com braço compartilhado que usa três braços com chaves, teve um aumento de quase 100%.

Dos conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico misto com braço compartilhado, o que obteve melhor desempenho em relação ao *THD* foi a configuração D1C4, pelo fato de ter um braço com

chaves controladas em paralelo com o braço e diodo.

Neste capítulo também foi mostrada a comparação das perdas entre as topologias convencionais e as topologias propostas além de comparar o método de sincronização da corrente da rede com a tensão gerada pelo conversor com o método de sincronização da corrente da rede com a tensão da rede.

Para o conversor misto, a principal redução foi nas perdas por chaveamento, visto que o braço com diodo do conversor monofásico misto apresentou baixas perdas de chaveamento, em comparação com o braço com chaves da topologia convencional, que operava em alta frequência, 10kHz. As perdas totais na topologia do conversor misto foram menores do que as perdas do conversor convencional monofásico. Em comparação com o método de sincronização, as perdas foram um pouco maiores entre o método proposto e o método convencional.

O mesmo resultado seguiu-se entre os outros conversores, diminuição das perdas em comparação com o convencional e aumento em comparação com o método de sincronização.

Para o conversor *CA-CC-CA* monofásico-monofásico misto com braço compartilhado, houve uma redução significativa de aproximadamente 24% em comparação com a topologia *CA-CC-CA* monofásico-monofásico com braço compartilhado que usa só chaves. Esta redução se deve ao mesmo fato dos conversores anteriores, grande diminuição das perdas de chaveamento por usar um braço com diodo no lugar do braço com chaves.

Por fim, para os conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico misto com braço compartilhado, o que teve o melhor desempenho em relação as perdas foi a topologia D1C4, mas todas as três propostas tiveram uma redução de aproximadamente 20% em relação a topologia convencional *CA-CC-CA* monofásico-trifásico com braço compartilhado C4.

Capítulo 7

Resultados de Simulações

7.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação dinâmica da topologia monofásico misto, monofásico paralelo misto CDCD1B, CDCD2B, CDDC2B e CDCC2B, topologia do conversor *CA-CC-CA* monofásico-monofásico misto com número reduzido de componentes e das topologias de conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico misto D1C3, D1C4 e D2C3 obtidos com o programa de simulação *Power Simulation* (PSIM) versão 9.0.

7.2 Conversor Monofásico Misto

Os resultados de simulação encontram-se nas Figuras 7.1 - 7.4. As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; tensão nos barramento *CC* (v_c) e tensão gerada pelo conversor (v_g).

Na Figura 7.1, tem-se a corrente de entrada monofásica, onde de acordo com a estratégia de controle, sua amplitude é definida pelo controle da tensão do barramento e sua fase é gerada a partir da fase da tensão gerada pelo conversor, obtendo assim a sincronização de i_g com v_g . A THD da corrente para esta configuração é em torno de 2,8%.

Nas Figuras 7.2 e 7.3 são mostradas a tensão gerada pelo conversor com a corrente da rede e a tensão da rede, respectivamente. Pode-se perceber que a corrente está sincronizada com a tensão gerada pelo conversor. Por fim, na Figura 7.4 é mostrada a tensão no barramento *CC*, devidamente controlada no seu valor de referência de 220 V. Pode-se perceber também nesta figura a presença da oscilação devido a presença da componente harmônica de segunda ordem.

Na Figura 7.5, pode-se fazer a comparação da distorção da corrente pela passagem pelo zero. Percebe-se visualmente a eliminação da distorção quando é usado o método de sincronização proposto em comparação com o método de sincronização convencional. O método proposto apesar de não buscar o fator de potência unitário, faz com que fique em torno de 0,98, que é um valor bastante satisfatório.

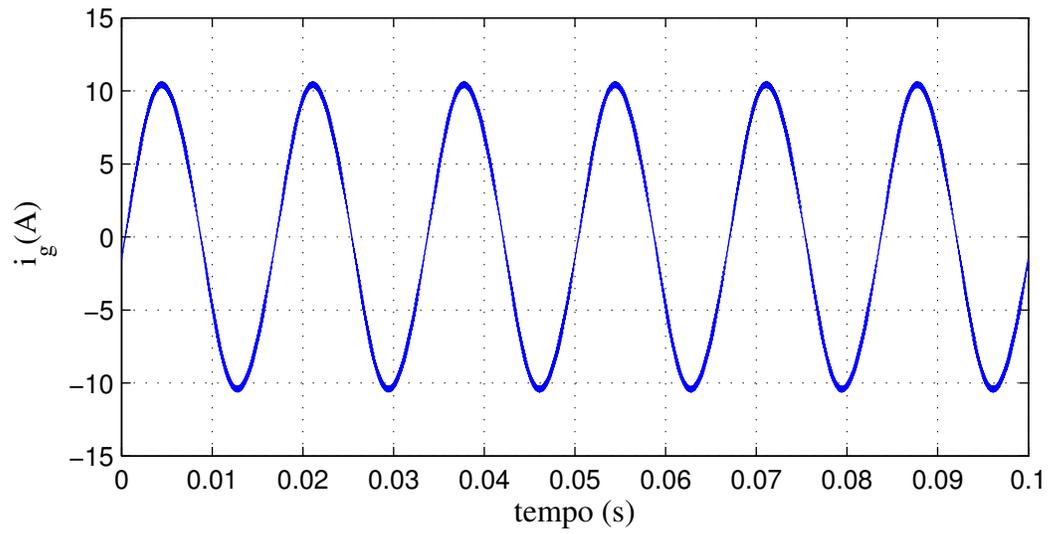


Figura 7.1: Corrente do conversor monofásico misto obtido na simulação.

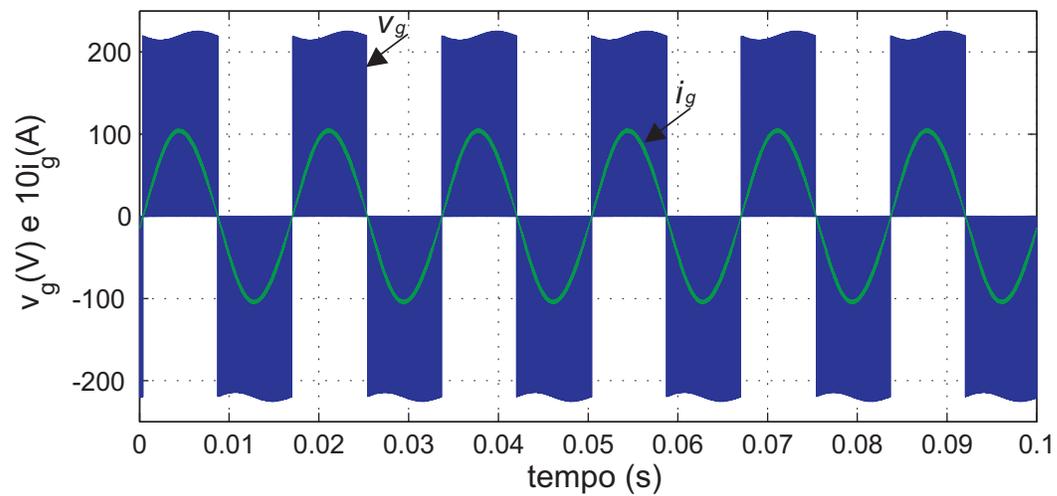


Figura 7.2: Corrente e tensão gerada pelo conversor monofásico misto obtido na simulação.

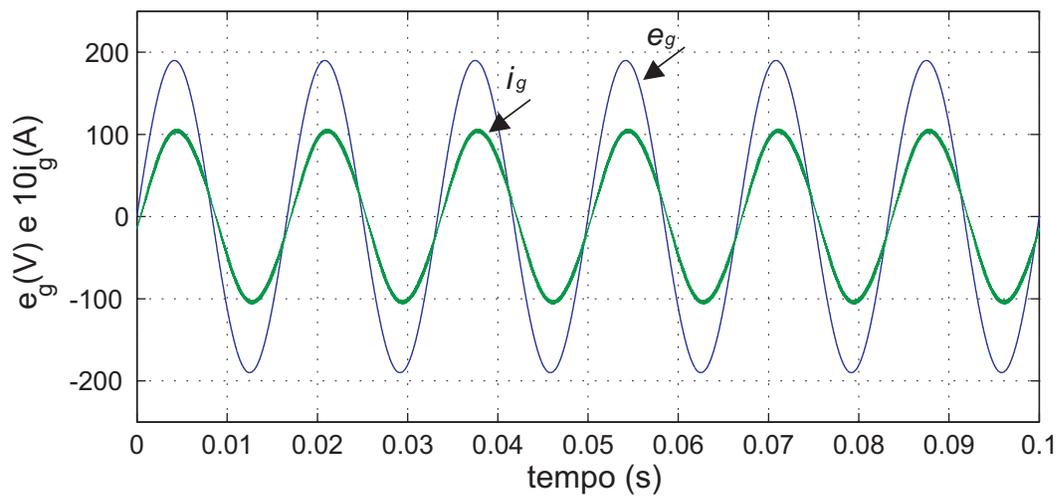


Figura 7.3: Corrente e tensão de entrada do conversor monofásico misto obtido na simulação.

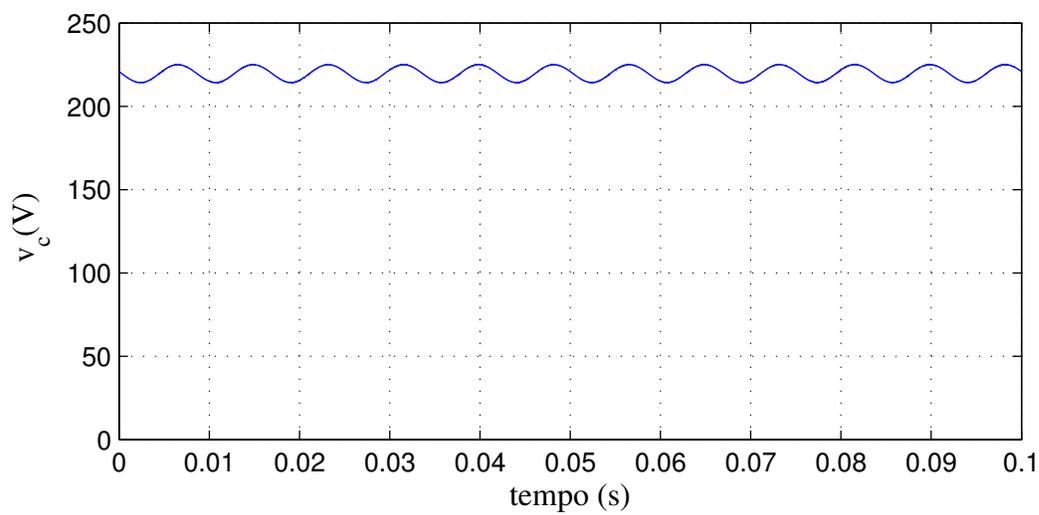


Figura 7.4: Tensão do barramento do conversor monofásico misto obtido na simulação.

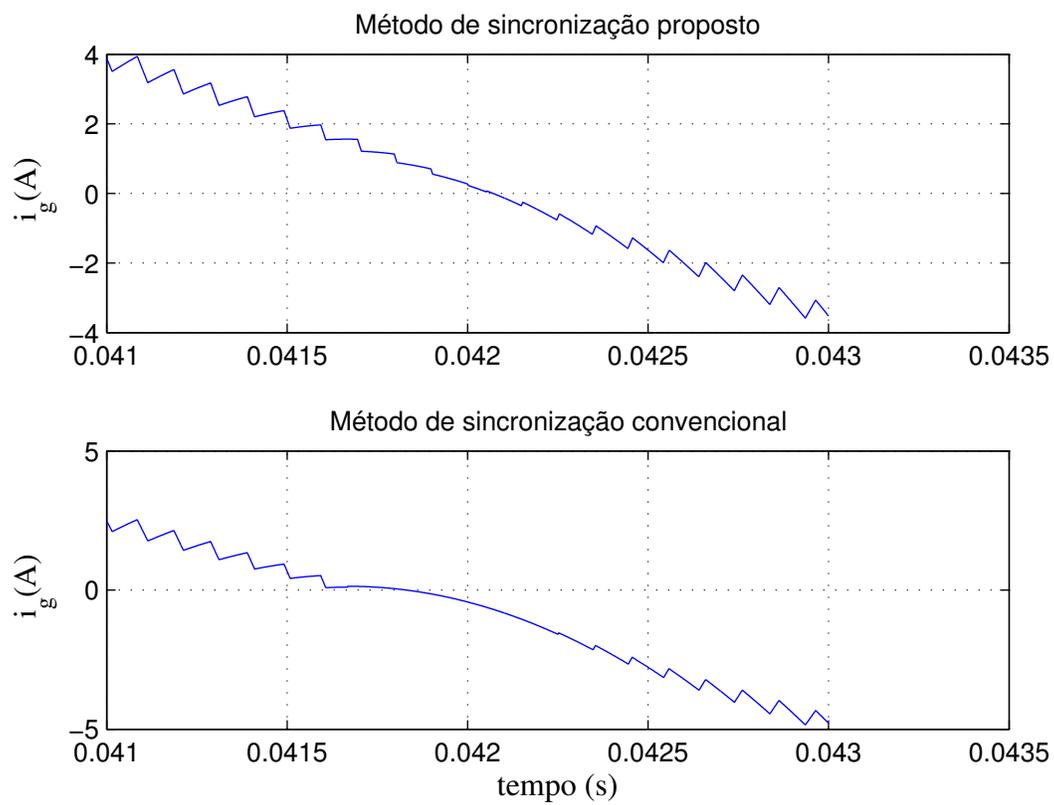


Figura 7.5: Passagem da corrente pelo zero para o método de sincronização proposto e o método de sincronização convencional.

7.3 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD1B

Nas Figuras 7.6 - 7.11 são mostrados os resultados de simulação da configuração CDCD1B. As curvas mostradas são: a tensão (e_g) e a corrente (i_g) da rede monofásica; as correntes de entrada de cada conversor (i_{1a} e i_{1b}); a tensão no barramento CC (v_c); a tensão total gerada pelo conversor (v_g) e as tensões geradas em cada conversor (v_1 e v_2).

Na Figura 7.6, tem-se a corrente de entrada monofásica total, ou seja, é a soma das correntes de entrada de cada conversor. Sua amplitude é definida pelo controle da tensão do barramento. Pode-se perceber a eliminação da distorção na corrente, diminuindo assim a *THD* da corrente, que é de 6,43%.

Nas Figuras 7.7 e 7.8 são mostradas a tensão total gerada pelo conversor, que é a média aritmética das tensões geradas pelos dois conversores com a corrente de entrada da configuração e a tensão da rede e com a corrente da rede. Pela figura, pode-se perceber o sincronismo entre a corrente i_g com a tensão v_g , de acordo com o método de controle proposto. Mesmo não buscando o fator de potência unitário, obteve um valor de 0,99 para o fator de potência.

Nas Figuras 7.9 e 7.10 são mostradas as correntes em cada conversor. Nota-se que devido a aplicação de dois conversores em paralelo tem-se a redução da corrente processada pelos retificadores contribuindo desta forma na redução das perdas de potência dos conversores.

Por fim, na Figura 7.11 é mostrada a tensão no barramento CC, onde seu valor de referência é de 220 V.

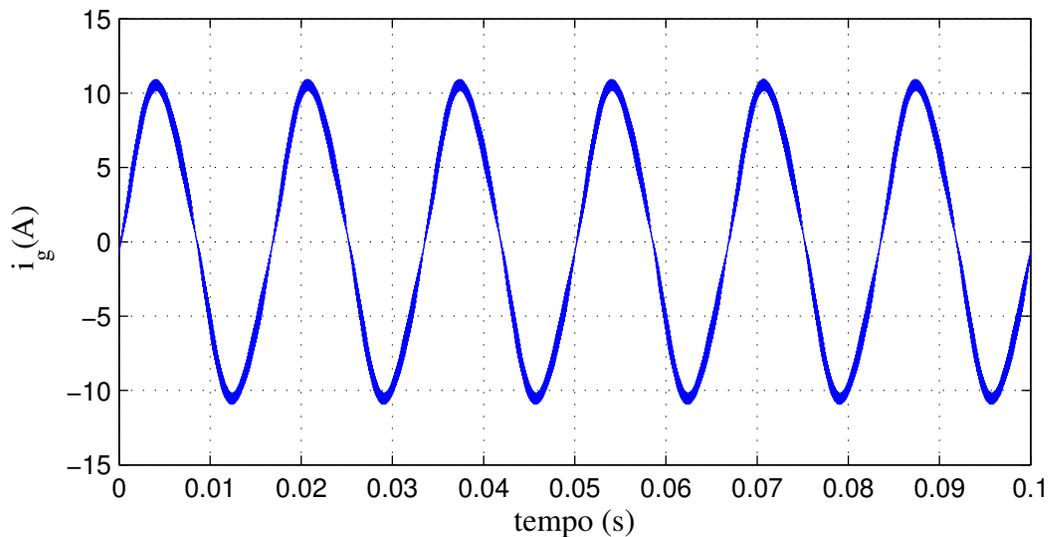


Figura 7.6: Corrente de entrada do conversor monofásico misto paralelo CDCD1B obtido na simulação.

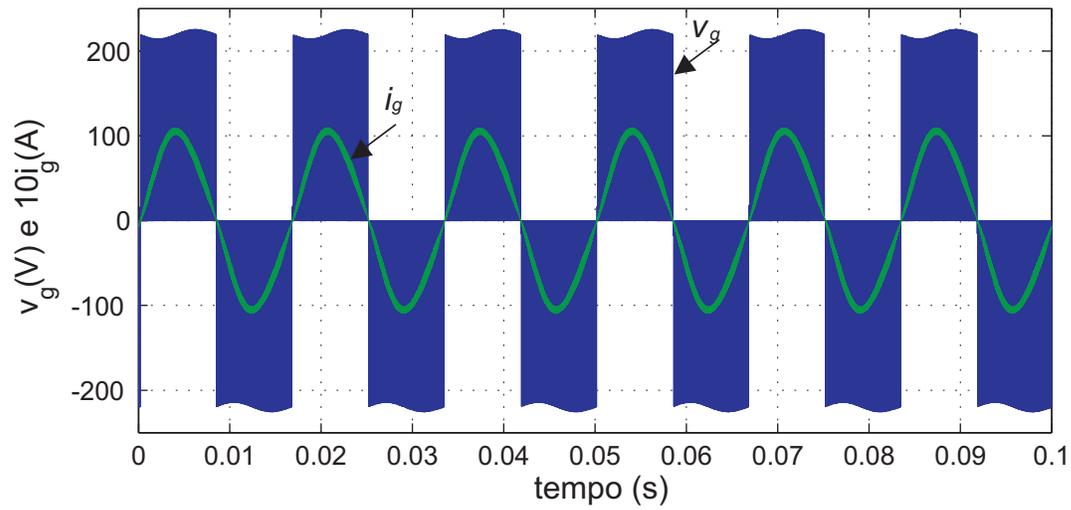


Figura 7.7: Corrente de entrada e tensão total gerada pela configuração CDCD1B obtido na simulação.

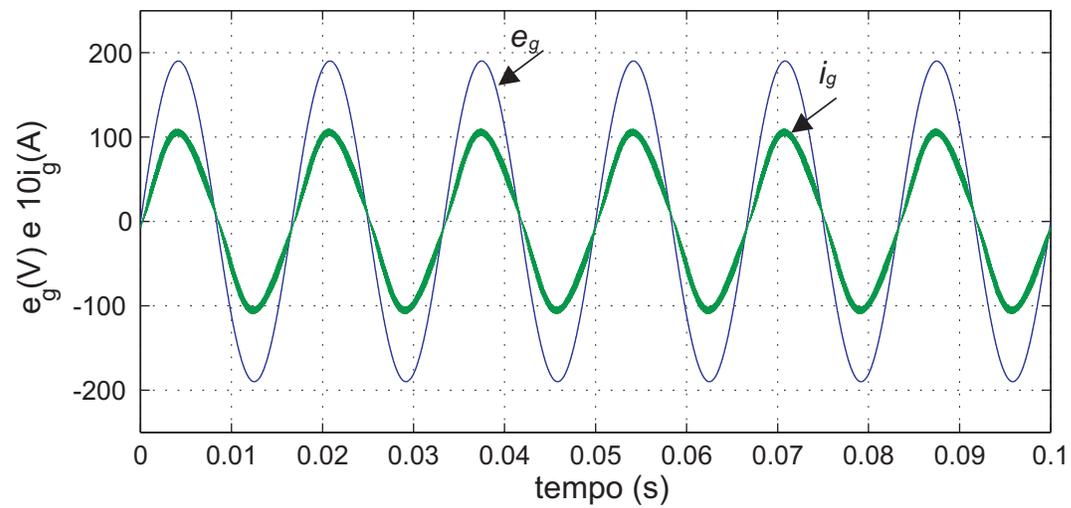


Figura 7.8: Corrente e tensão de entrada da configuração CDCD1B obtido na simulação.

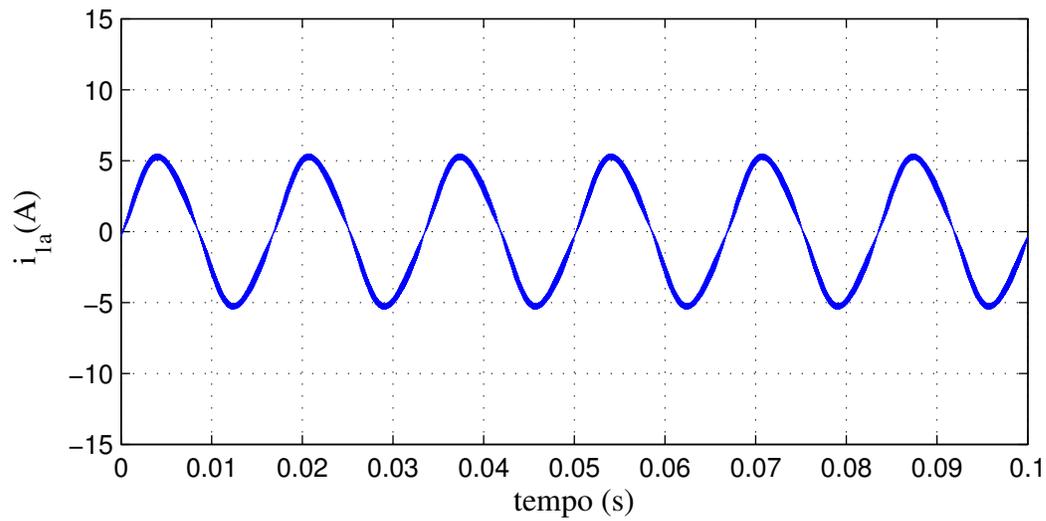


Figura 7.9: Corrente no conversor A da configuração CDCD1B obtido na simulação.

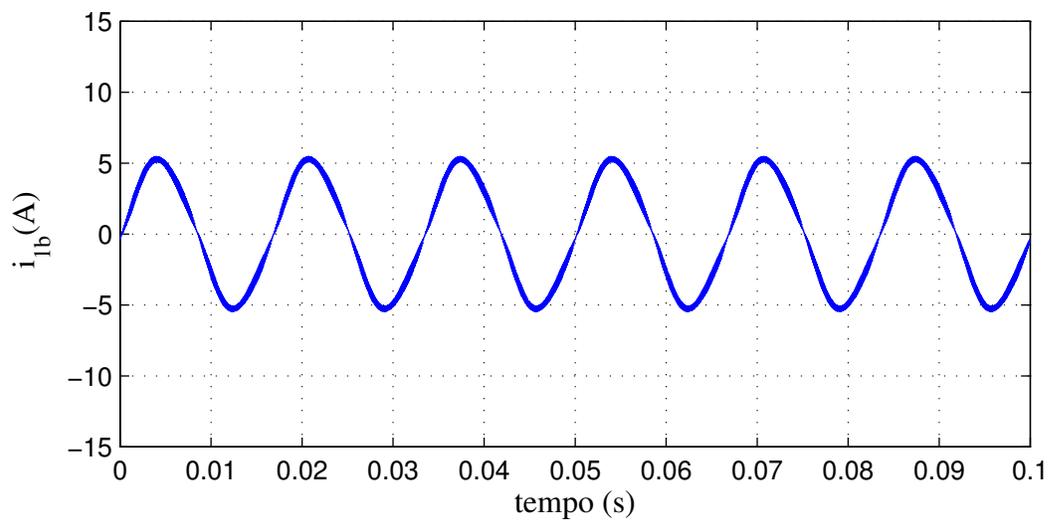


Figura 7.10: Correntes no conversor B da configuração CDCD1B obtido na simulação.

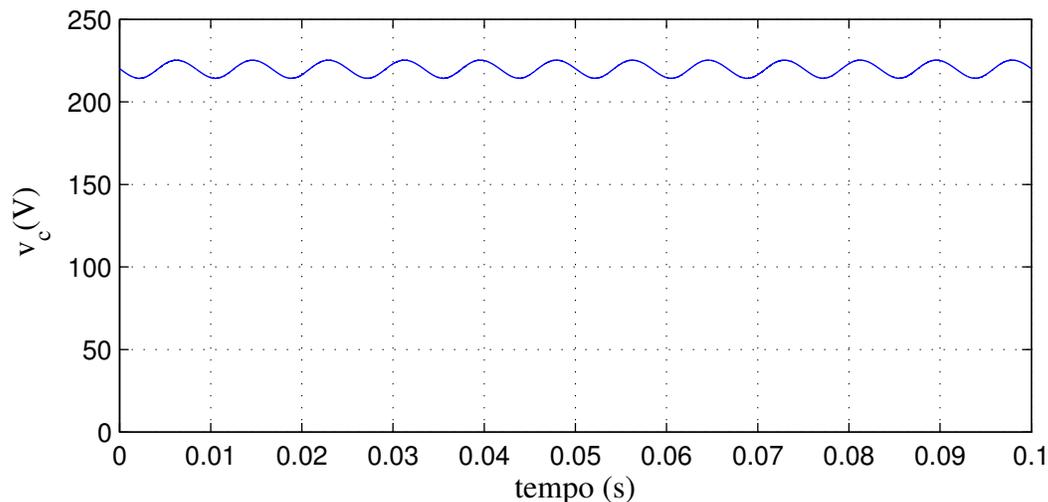


Figura 7.11: Tensão do barramento da configuração CDCD1B obtido na simulação.

7.4 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD2B

Os resultados de simulação encontram-se nas Figuras 7.12 - 7.18. As curvas mostradas são: a tensão (e_g) e a corrente (i_g) da rede monofásica; as correntes internas (i_{ga} e i_{gb}); as tensões dos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}); a tensão total gerada pelos conversores A e B (v_g) e a tensão gerada em cada conversor (v_1 e v_2).

Nas Figuras 7.12, 7.13 e 7.14, tem-se a corrente de entrada monofásica total, a tensão gerada pelo conversor com a corrente total e a tensão da rede com a corrente da rede. Assim como no caso da topologia CDCD1B, a corrente está em fase com a tensão gerada pelo conversor e ocorre a eliminação da distorção da corrente pela passagem pelo zero. A THD da corrente para esta configuração é de 4,94%, menor que na configuração CDCD1B, devido ao fato de se ter dois conversores independentes, facilitando o controle da corrente e fator de potência de 0,99.

Nas Figuras 7.15 e 7.16 são mostradas as correntes em cada conversor. Além da eliminação da distorção pela passagem pelo zero da corrente, a topologia garante a divisão do fluxo de potência igualmente, nas quais as correntes internas (i_{1a} e i_{1b}) correspondem a metade da corrente da rede (i_g).

A partir das Figuras 7.17 e 7.18, nota-se que as tensões dos barramentos CC de cada conversor foram devidamente controladas.

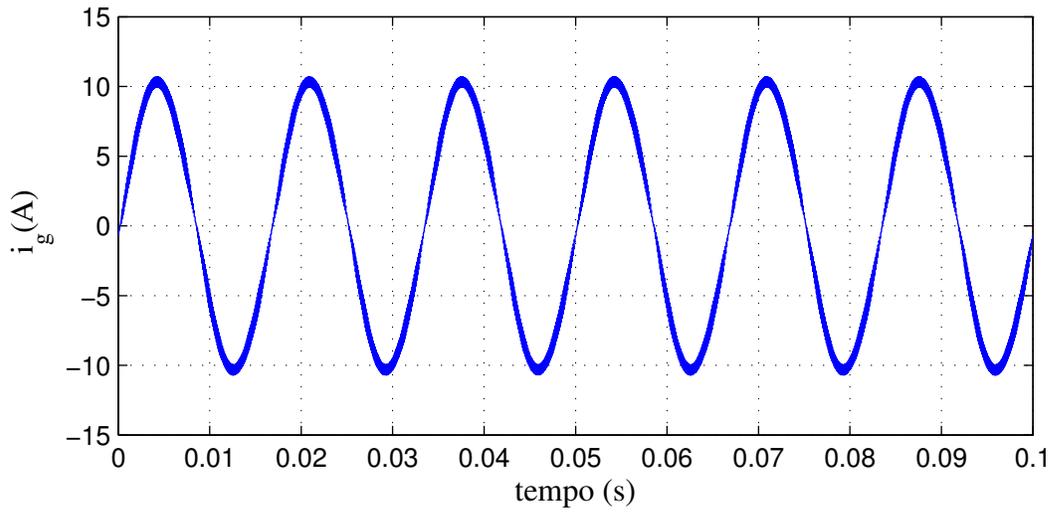


Figura 7.12: Corrente de entrada da configuração CDCD2B obtido na simulação.

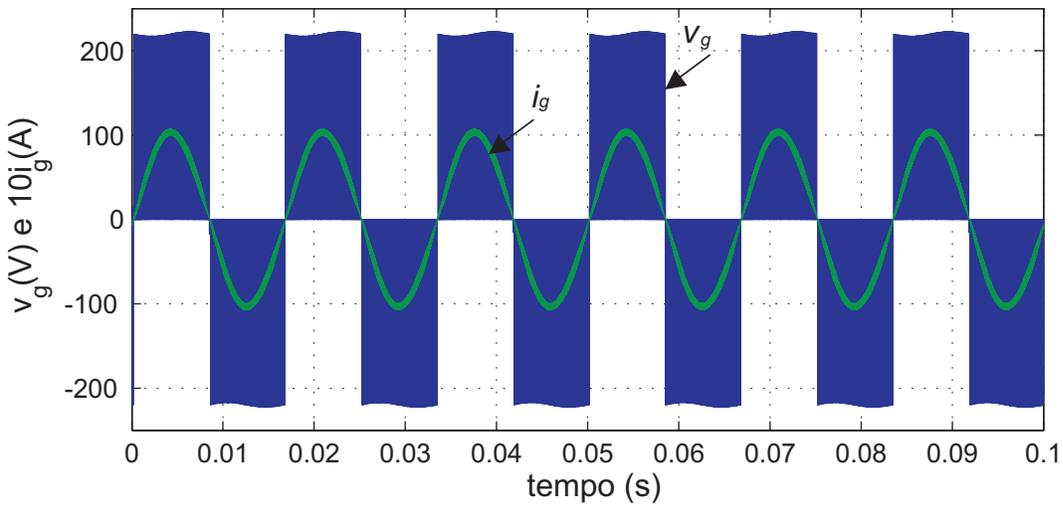


Figura 7.13: Corrente de entrada e tensão total gerada pela configuração CDCD2B obtido na simulação.

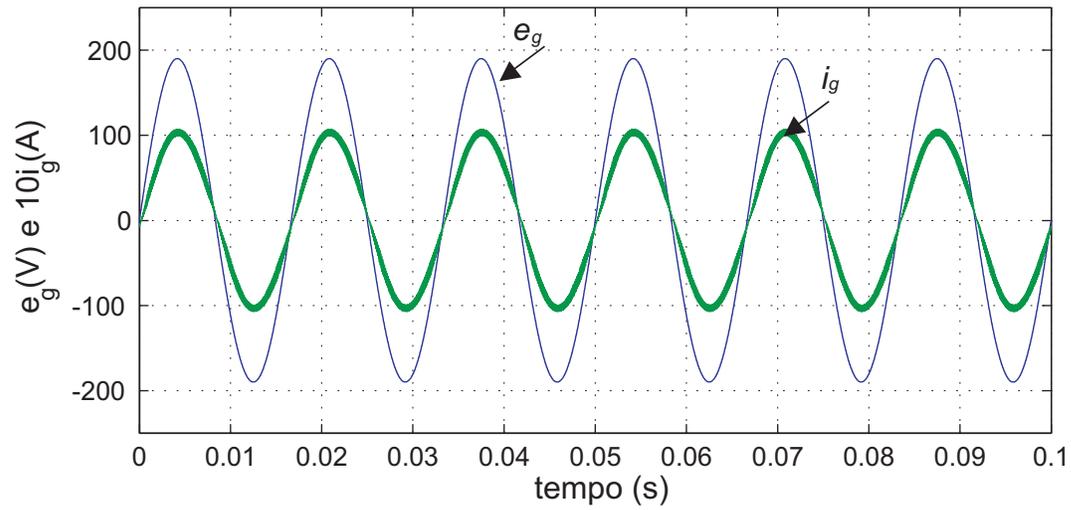


Figura 7.14: Corrente e tensão de entrada da configuração CDCD2B obtido na simulação.

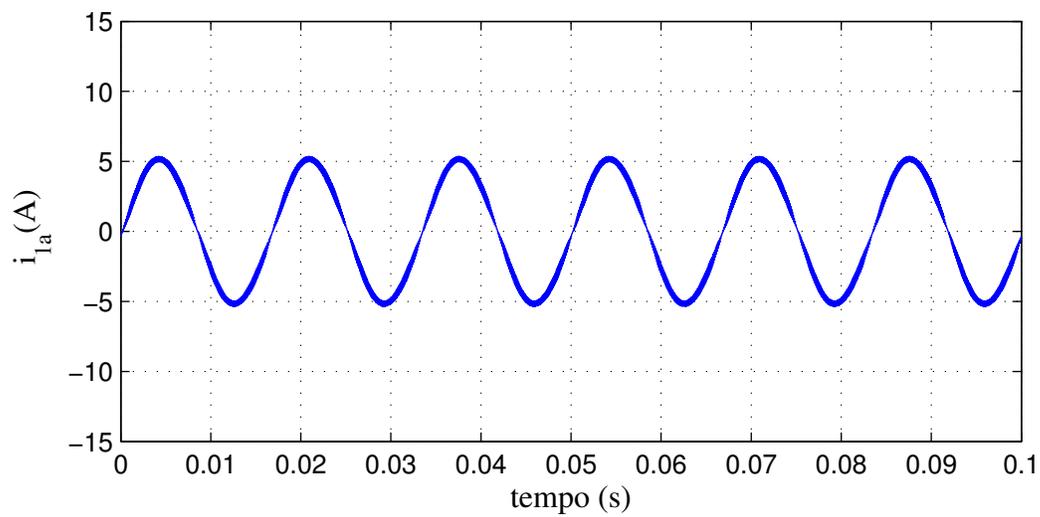


Figura 7.15: Corrente no conversor A da configuração CDCD2B obtido na simulação.

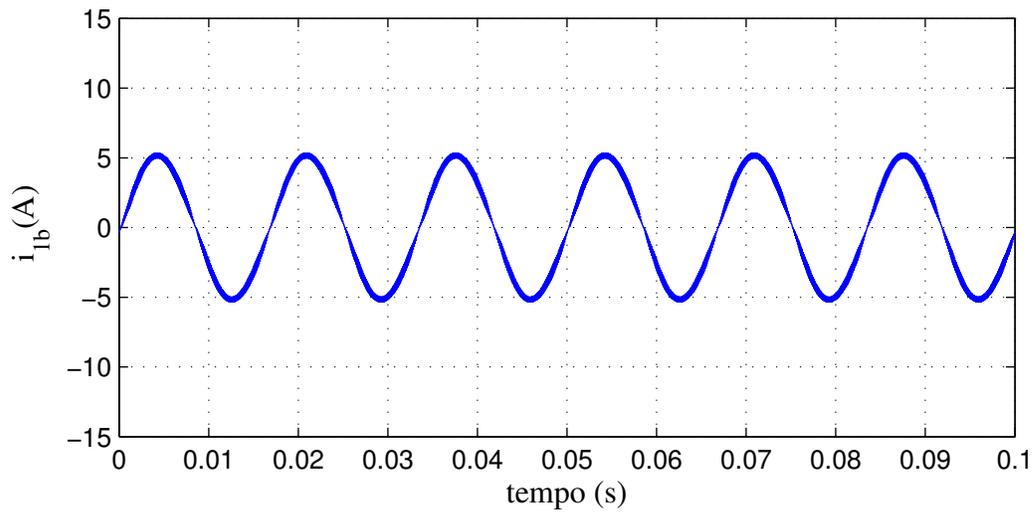


Figura 7.16: Corrente no conversor B da configuração CDCD2B obtido na simulação.

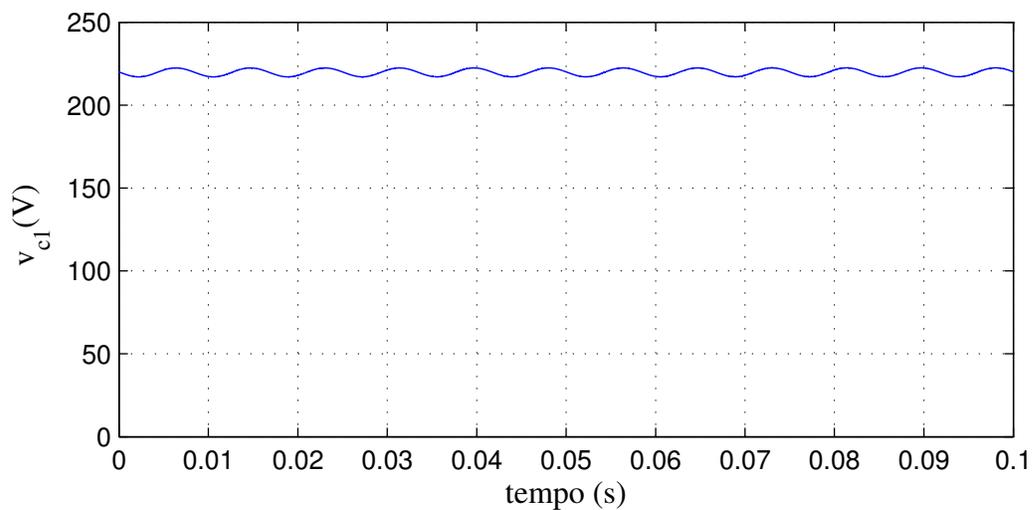


Figura 7.17: Tensão do barramento do conversor A da configuração CDCD2B obtido na simulação.

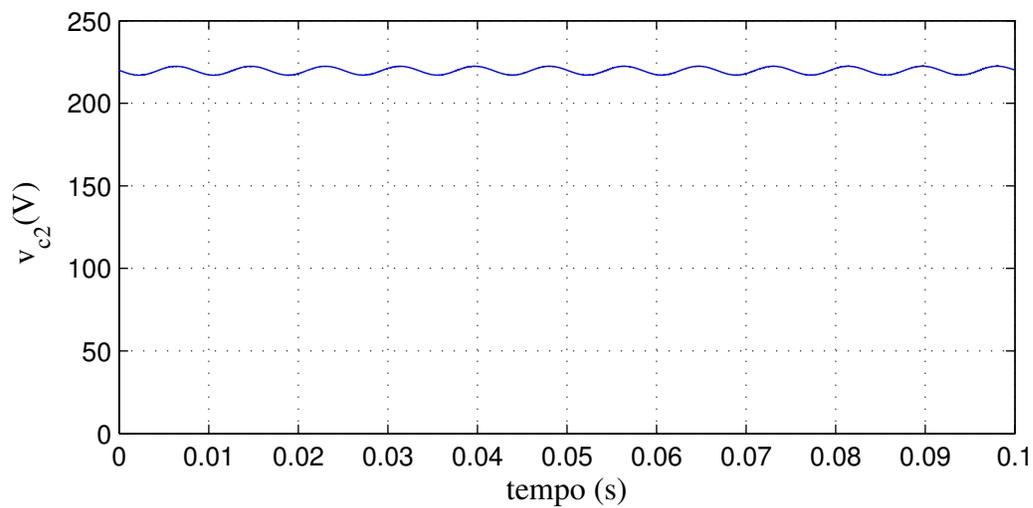


Figura 7.18: Tensão do barramento do conversor B da configuração CDCD2B obtido na simulação.

7.5 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDDC2B

Os resultados de simulação da configuração CDDC2B são apresentados nas Figuras 7.19 - 7.25. As curvas mostradas nestas Figuras são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; correntes internas dos conversores A e B (i_{ga}) e (i_{gb}); tensões nos barramentos CC (v_{c1}) e (v_{c2}) e tensão gerada pelos conversores A e B (v_g).

Na Figura 7.19, tem-se a corrente de entrada monofásica total. Na Figura 7.20, é mostrada a tensão total gerada pela configuração e a corrente de entrada multiplicada por 10. Pode-se observar pela tensão total gerada pelo conversor que a mesma apresenta cinco níveis de tensão, melhorando assim a THD da corrente de entrada. Como foi observado no capítulo 6, seção 6.1 é a configuração que apresentou os menores valores de THD, em torno de 1,98% para a corrente total e de 4,96% para as correntes internas do conversor. Para as topologias anteriores, a THD das correntes internas e a corrente total apresentava o mesmo valor, visto que a única diferença entre essas correntes é a amplitude. Já no caso da topologia CDDC2B a THD da corrente da rede é menor do que a THD das correntes internas do conversor pelo fato da tensão gerada total apresentar mais níveis de tensão do que as tensões internas geradas pelos conversores A e B da configuração CDDC2B. Esta configuração apresentou um fator de potência de 0,99.

Na Figura 7.21 é mostrada a tensão de entrada e a corrente total de entrada multiplicada por 5 para uma melhor visualização. Percebe-se uma pequena defasagem entre as formas de onda, mostrando que, apesar de não se buscar o fator de potência unitário, ainda sim este apresenta um valor elevado, em torno de 0,98.

Nas Figuras 7.22 e 7.23 são mostradas as correntes internas dos conversores monofásico em paralelo A e B. Como no caso dos outros conversores, CDCD1B e CDCD2B, a corrente é dividida entre os dois conversores, diminuindo assim as perdas totais, Capítulo 6, seção 6.2.

As tensões nos barramentos CC são mostradas nas Figuras 7.24 e 7.25. Seus valores de referência é de 220 V e pode ser visto que a tensão é estabilizada em seu valor de referência.

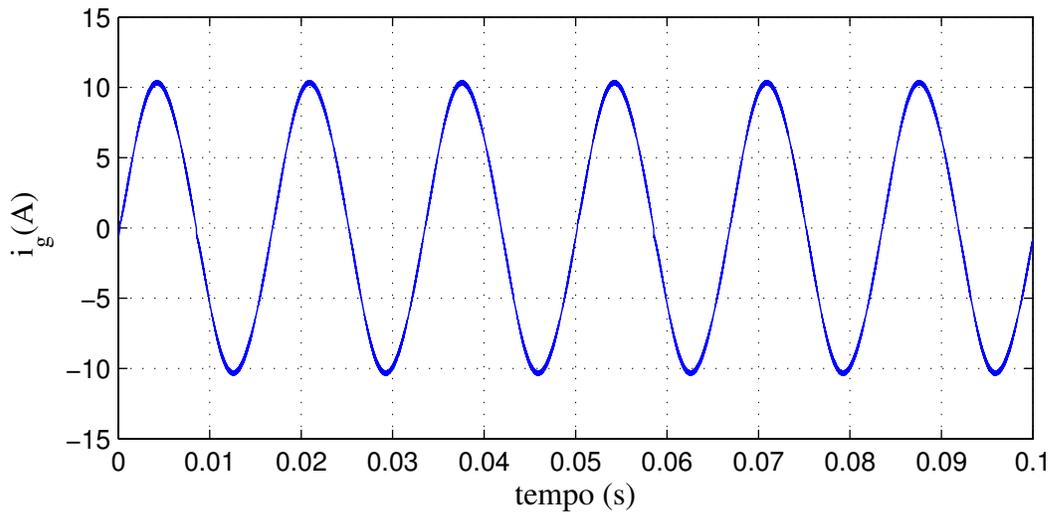


Figura 7.19: Corrente de entrada da configuração CDDC2B obtido na simulação.

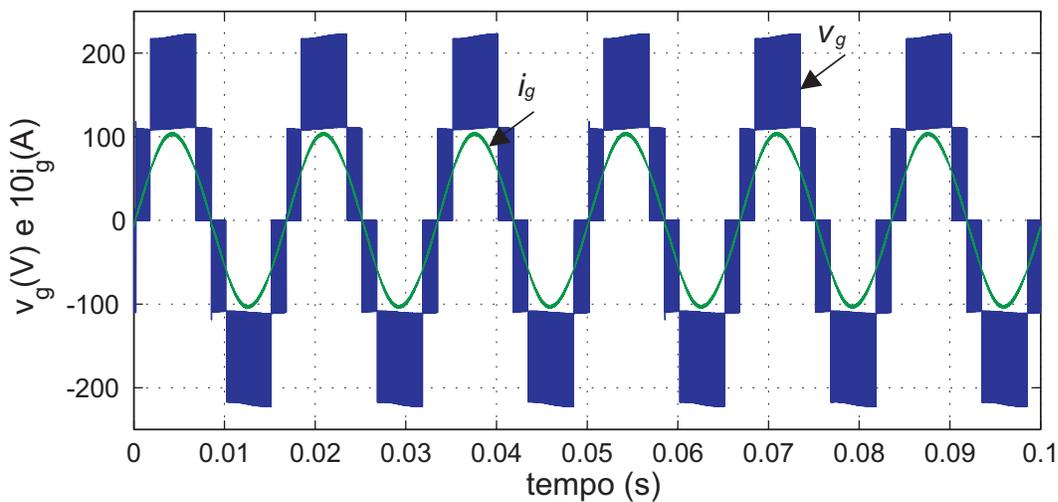


Figura 7.20: Corrente de entrada e tensão total gerada pela configuração CDDC2B obtido na simulação.

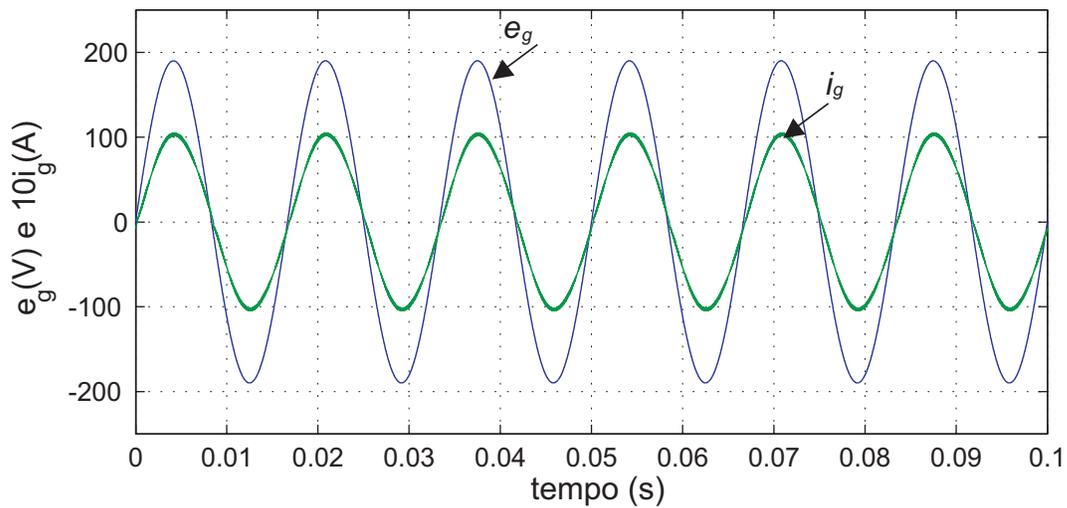


Figura 7.21: Corrente e tensão de entrada da configuração CDDC2B obtido na simulação.

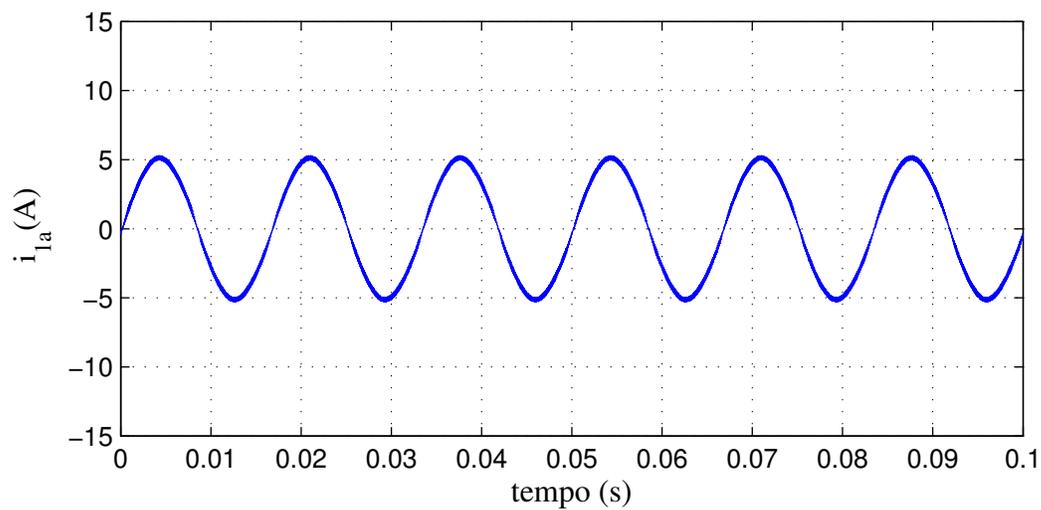


Figura 7.22: Correntes do conversor A da configuração CDDC2B obtido na simulação.

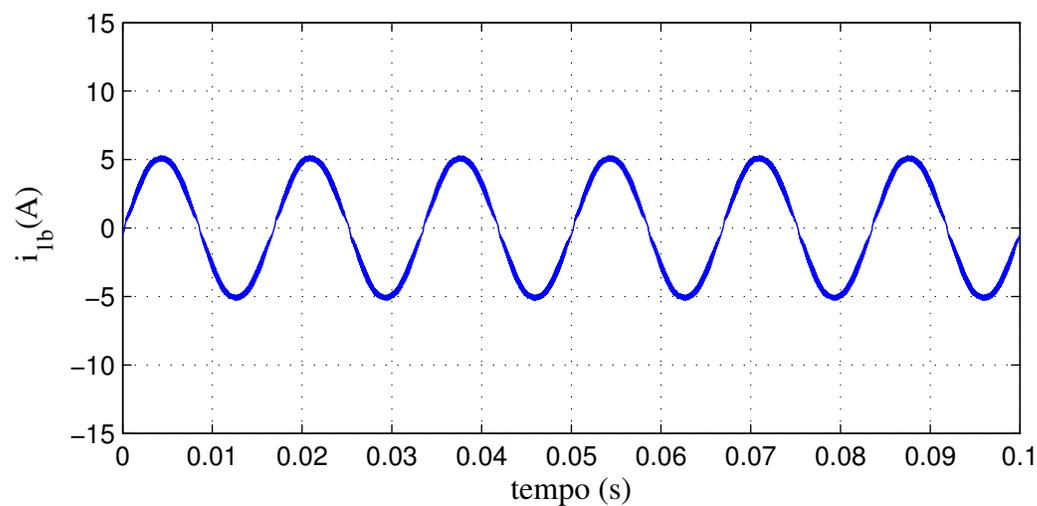


Figura 7.23: Correntes do conversor B da configuração CDDC2B obtido na simulação.

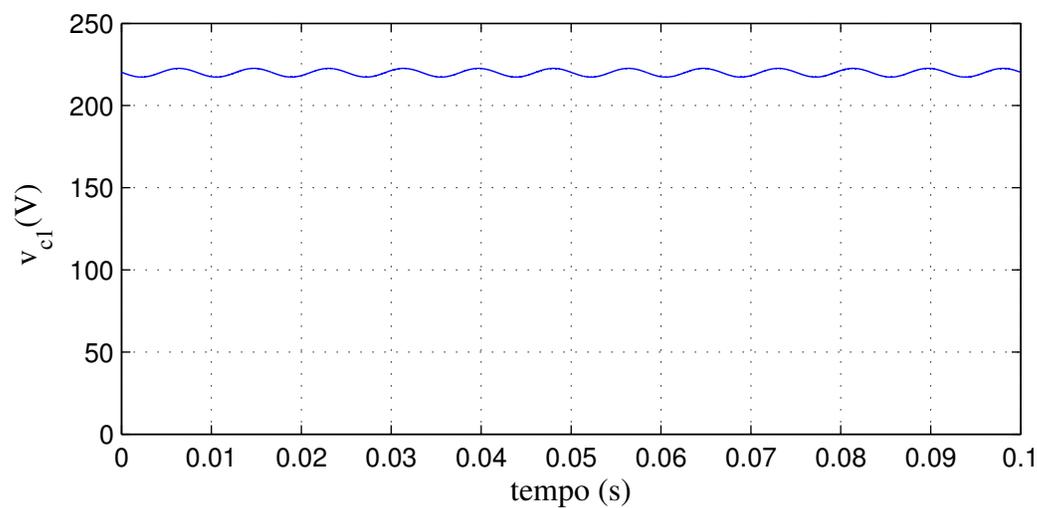


Figura 7.24: Tensão do barramento do conversor A da configuração CDDC2B obtido na simulação.

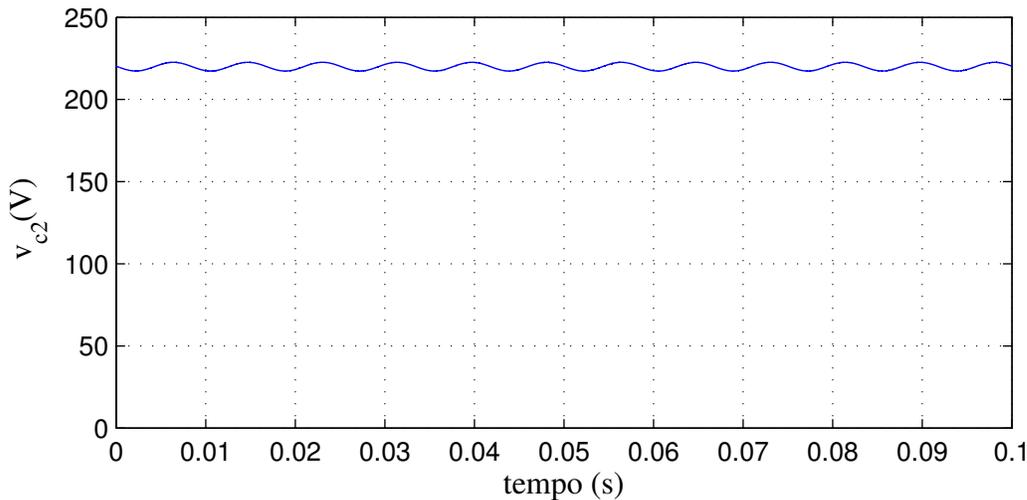


Figura 7.25: Tensão do barramento do conversor B da configuração CDDC2B obtido na simulação.

7.6 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B

Os resultados de simulação se encontram nas Figuras 7.26 - 7.32. As curvas mostradas são: a tensão (e_g) e a corrente (i_g) da rede monofásica; as correntes de entrada de cada conversor (i_{ga} e i_{gb}); as tensões nos barramentos CC (v_{c1} e v_{c2}) e tensão total gerada pelo conversor (v_g).

Na Figura 7.26, tem-se a corrente de entrada monofásica total. A corrente para esta configuração apresenta uma THD em torno de 5%.

Na Figura 7.27 é mostrada a tensão total gerada pelo conversor, que é a média aritmética das tensões geradas pelos dois conversores. Neste caso a tensão gerada também apresenta cinco níveis, diminuindo a distorção da corrente de entrada do conversor e na Figura 7.28 é mostrada a tensão de entrada e a corrente total de entrada multiplicada por 5 para uma melhor visualização. Como este conversor tem uma ponte completa de chaves em paralelo, pode-se fazer a corrente em fase com a tensão de entrada, para obter alto fator de potência, como pode ser observado, a corrente está sincronizada com e_g .

Nas Figuras 7.29 e 7.30 são mostradas as correntes em nos conversores A e B da configuração. Nota-se mais uma vez que a corrente interna é metade da corrente da rede. O conversor completo com chaves consegue compensar a distorção causada pelo diodo do conversor misto e obter fator de potência unitário.

Por fim, nas Figuras 7.31 e 7.32 são mostradas as tensões nos barramentos CC de cada conversor. Percebe-se que este valor segue a referência de 220 V.

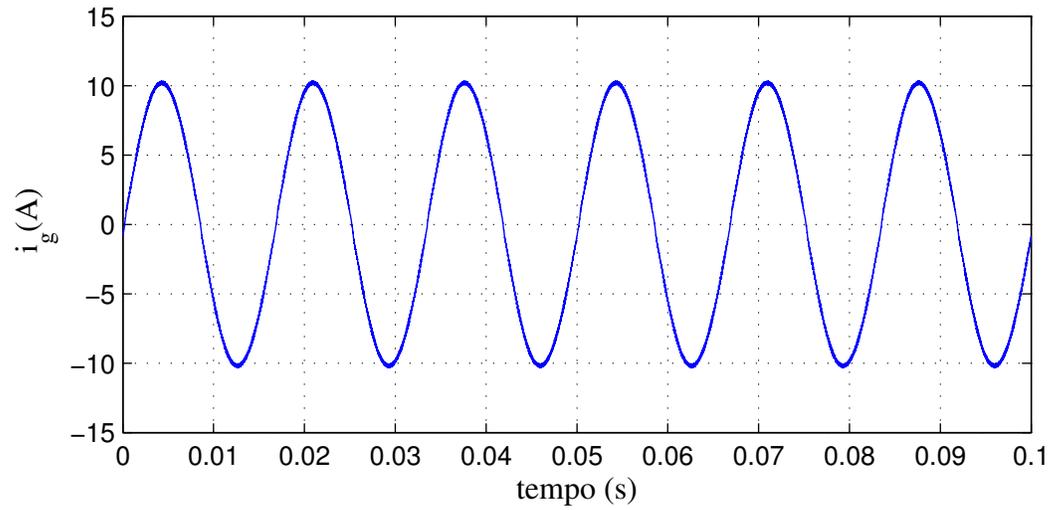


Figura 7.26: Corrente de entrada do conversor monofásico misto paralelo CDCC2B obtido na simulação.

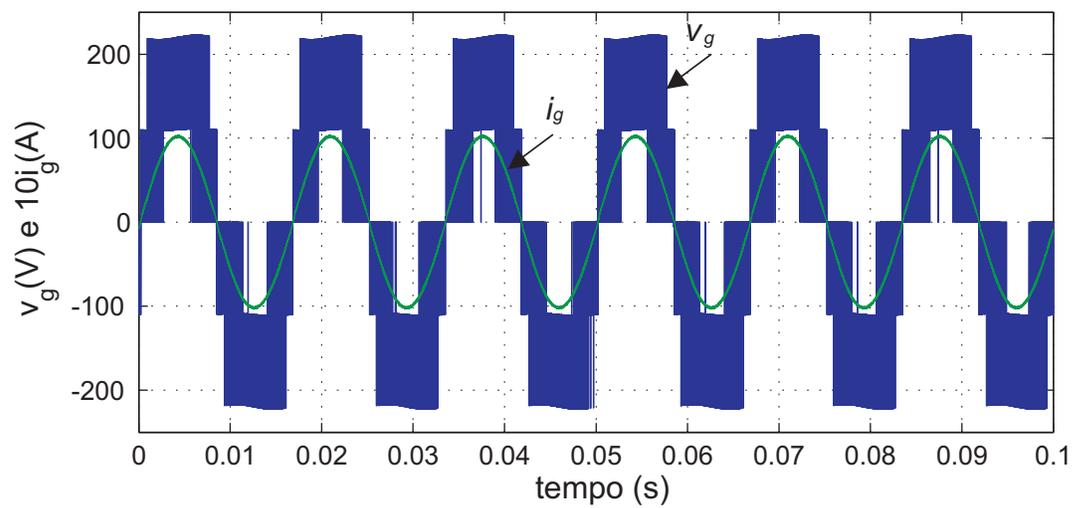


Figura 7.27: Corrente de entrada e tensão total gerada pelo conversor monofásico misto paralelo CDCC2B obtido na simulação.

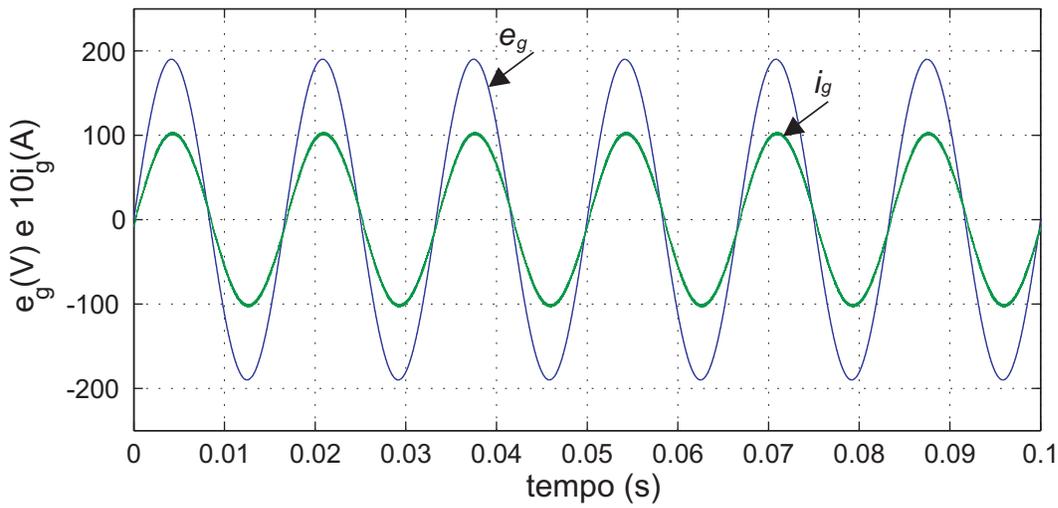


Figura 7.28: Corrente e tensão de entrada do conversor monofásico misto paralelo CDCC2B obtido na simulação.

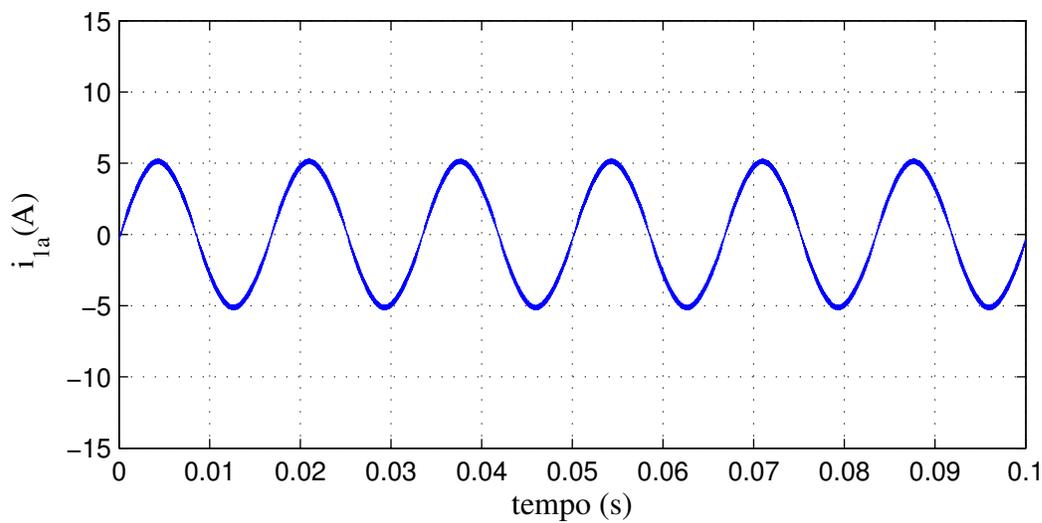


Figura 7.29: Corrente de entrada do conversor A da configuração CDCC2B obtido na simulação.

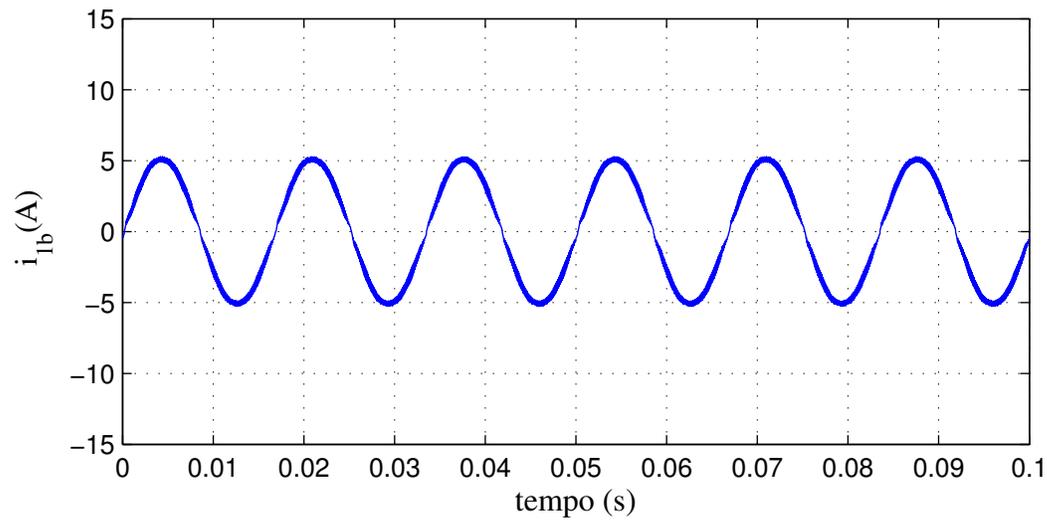


Figura 7.30: Corrente de entrada do conversor B da configuração CDCC2B obtido na simulação.

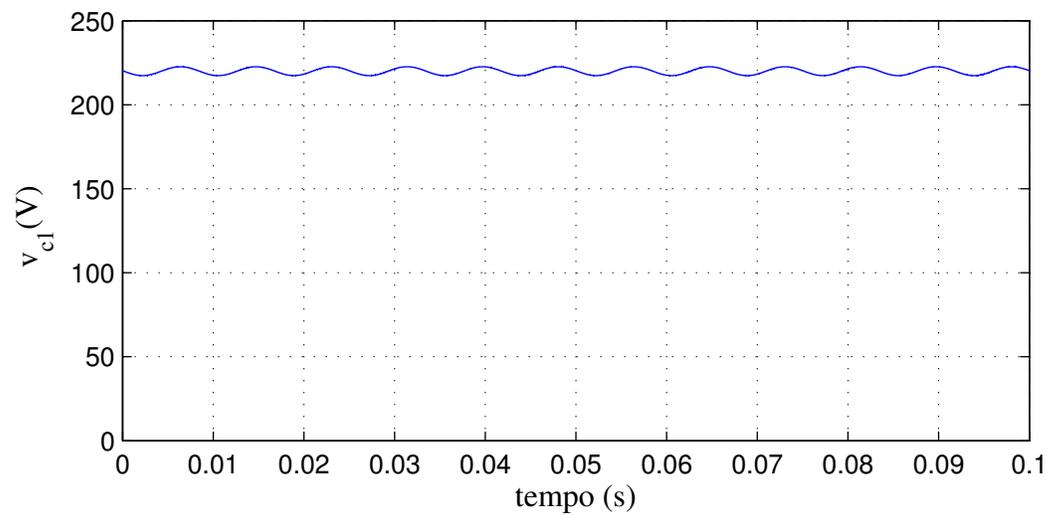


Figura 7.31: Tensão do barramento do conversor A da configuração CDCC2B obtido na simulação.

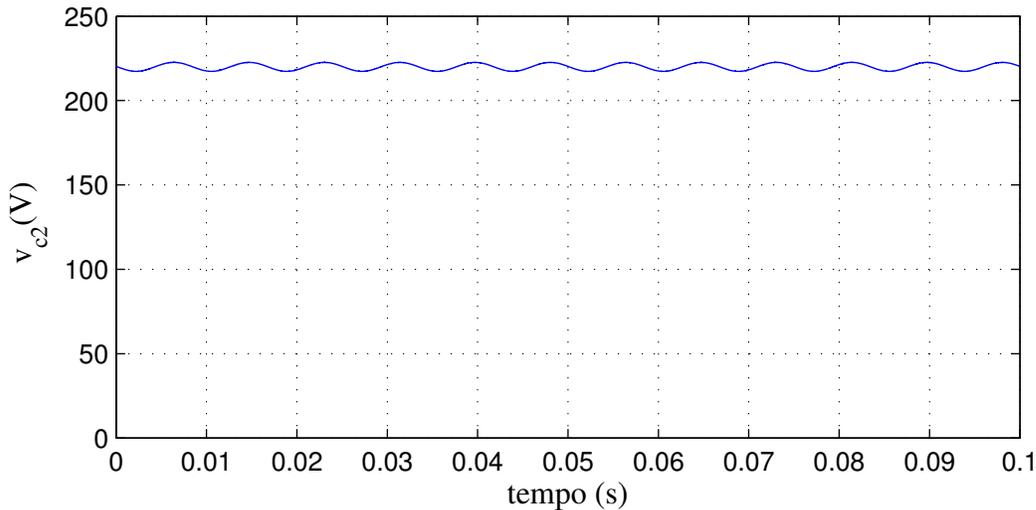


Figura 7.32: Tensão do barramento do conversor B da configuração CDCC2B obtido na simulação.

7.7 Conversor Monofásico - Monofásico Misto com Braço Compartilhado

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do conversor *CA-CC-CA* monofásico-monofásico misto com braço compartilhado apresentado no capítulo 4. Os resultados são mostrados nas Figuras 7.33 a 7.38.

Nas Figuras 7.33 e 7.36, tem-se a corrente de entrada monofásica e a corrente na carga monofásica. Pode-se perceber que as correntes apresentam baixa distorção harmônica e a eliminação da distorção pela passagem pelo zero da corrente da rede. A THD da corrente da rede é em torno de 3,12%.

Nas Figuras 7.34 e 7.35 são mostradas a tensão total gerada pelo conversor com a corrente de entrada total e a tensão da rede com a corrente de entrada. Dessas figuras percebe-se o uso do método de sincronização proposto com a tensão v_g em fase com a corrente i_g . Também é mostrada a tensão na carga na Figura 7.37, onde esta tensão obedece a exigência de ser menor que a tensão da rede, como definido na sua estratégia *PWM*. O fator de potência da configuração ficou em torno de 0,98.

Na Figura 7.38 é mostrada a tensão no barramento *CC* do conversor, onde seu valor de referência é de 100 V.

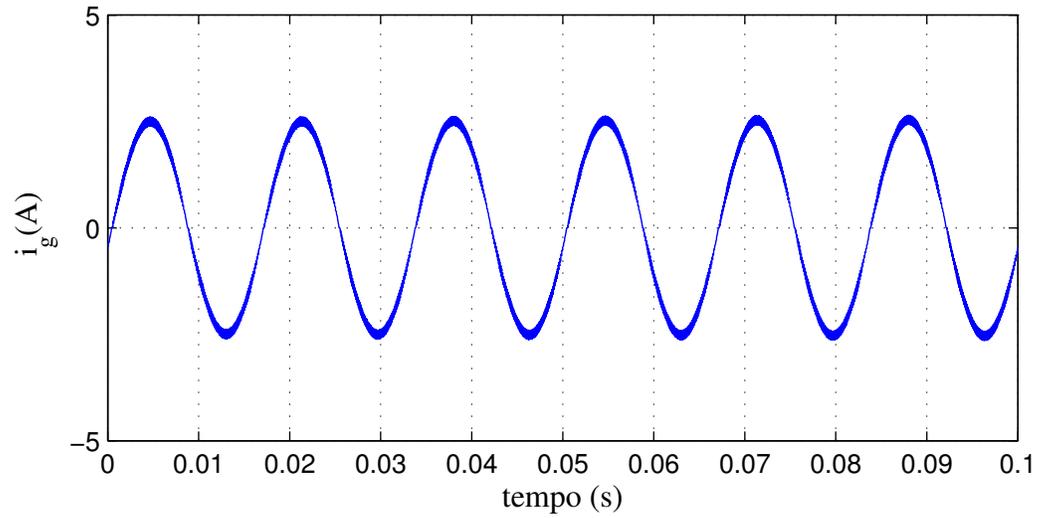


Figura 7.33: Corrente de entrada do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.

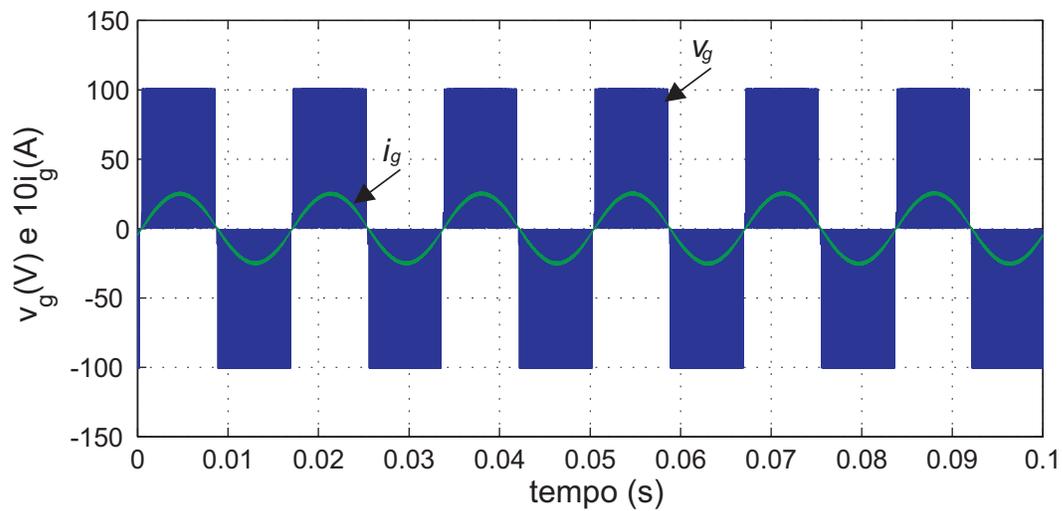


Figura 7.34: Corrente de entrada e tensão total gerada pelo conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.

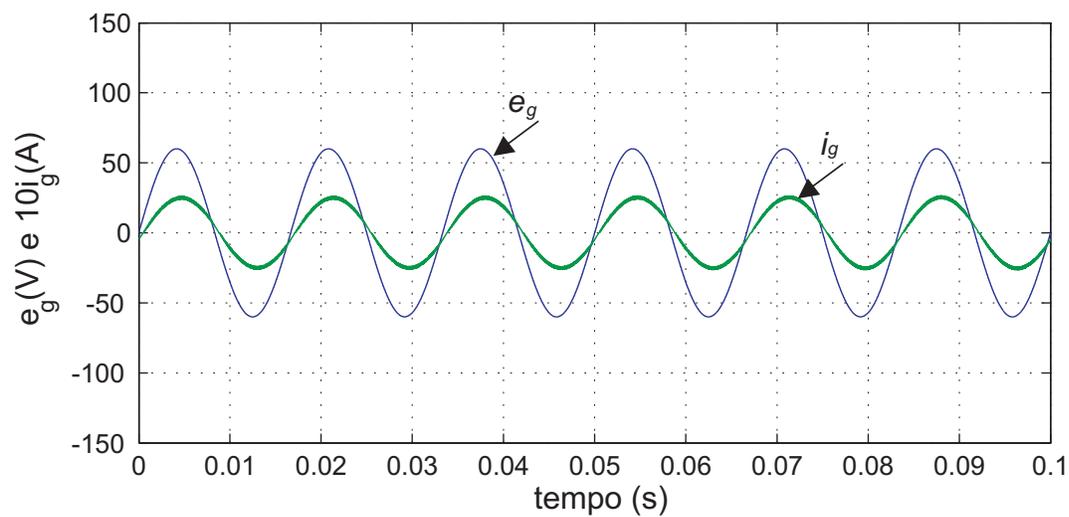


Figura 7.35: Corrente e tensão de entrada do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.

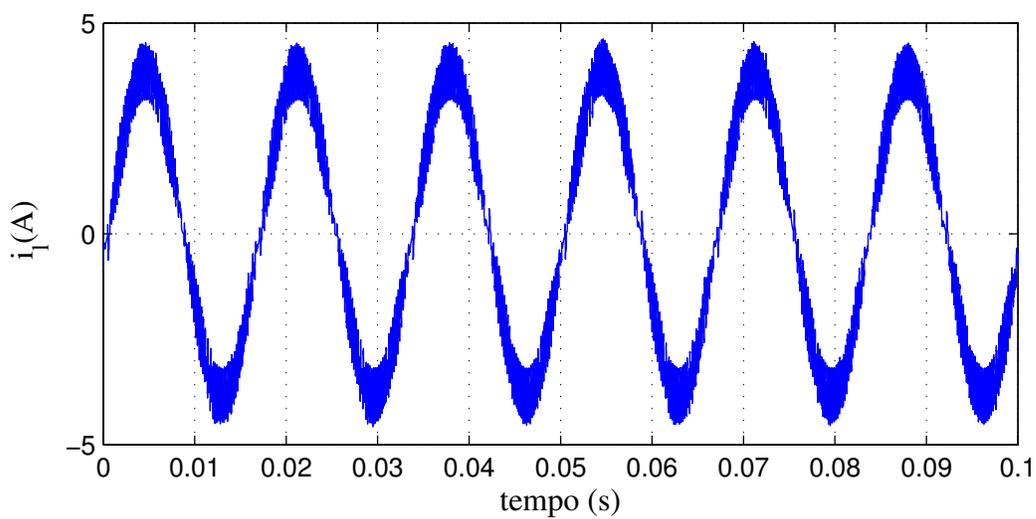


Figura 7.36: Corrente da carga do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.

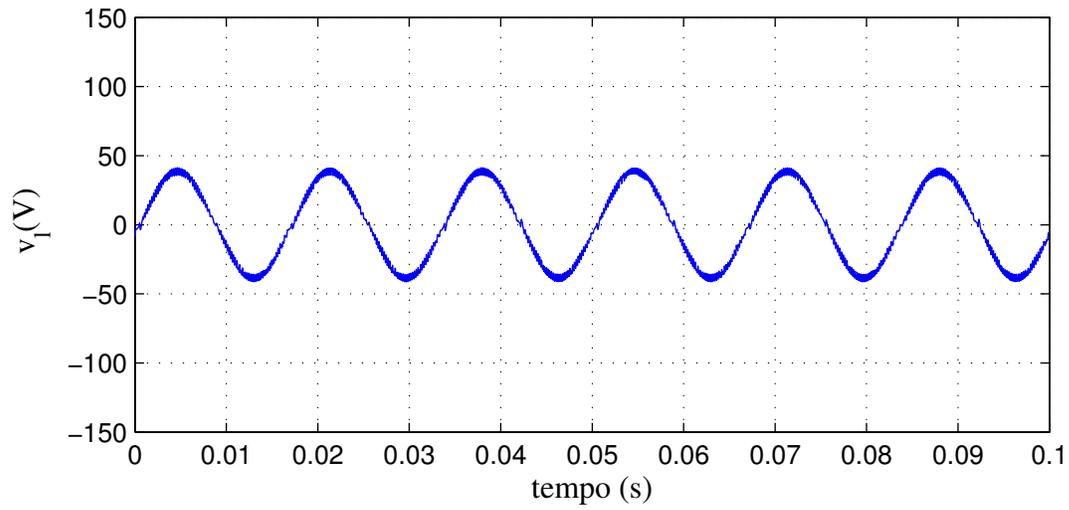


Figura 7.37: Tensão da carga do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.

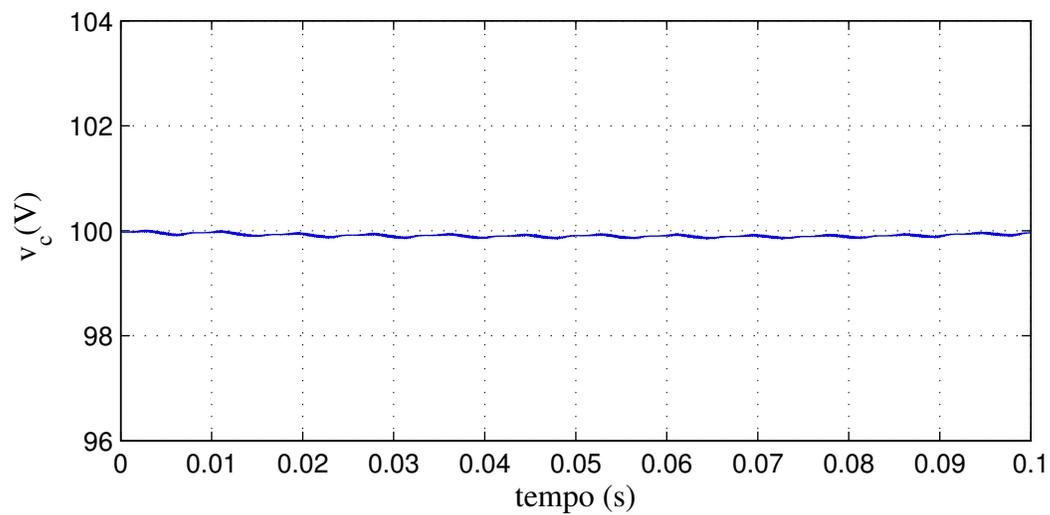


Figura 7.38: Tensão do barramento do conversor monofásico - monofásico misto com braço compartilhado obtido na simulação.

7.8 Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C3

Os resultados de simulação da configuração D1C3 são apresentados nas Figuras 7.39 - 7.45. As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; correntes da carga trifásica (i_{l1} , i_{l2} e i_{l3}); corrente no braço compartilhado (i_s); tensão no barramento CC (v_c); e tensões de linha na carga trifásica (v_{s12} , v_{s23} e v_{s31}).

Na Figura 7.39, tem-se a corrente de entrada monofásica. Sua amplitude é definida pelo controle da tensão do barramento CC . Percebe-se que a corrente segue a referência e tem um formato senoidal, a menos de dois intervalos de 60° . A THD é em torno de 20%.

Na Figura 7.41 é mostrada as tensões de linha da carga trifásica, a tensão gerada pelo retificador monofásico e a corrente da rede. Pode-se perceber que a distorção da corrente ocorre em duas condições.

Condição 1: No semiciclo positivo, não ocorre distorção enquanto as tensões de linha da carga são menores ou iguais que a tensão gerada pelo conversor. Logo, em 60° em que a tensão de linha da carga $v_{s13} > v_g$, ocorre a distorção, conforme pode ser visto na Figura 7.41.

Condição 2: No semiciclo negativo, não ocorre distorção enquanto as tensões de linha da carga são maiores ou iguais que a tensão gerada pelo conversor. Logo, em 60° em que a tensão de linha da carga $v_{s13} < v_g$, ocorre a distorção, conforme pode ser visto na Figura 7.41.

Nas Figuras 7.40 e 7.43 são mostradas as correntes na carga trifásica e a corrente no braço compartilhado. A corrente do braço compartilhado apresenta amplitude menor do que a corrente da rede, como os esperados. Pode-se notar que a corrente na carga trifásica apresenta baixa distorção harmônica.

Nas Figuras 7.42 e 7.44 são mostradas as tensão de entrada e as tensões de linha na carga. A tensão da carga deve satisfazer as exigências impostas pelo algoritmo PWM . Como pode ser visto nas figuras, a tensão de linha da carga têm uma forma senoidal e amplitude menor que a tensão da rede. A tensão no barramento CC está controlada conforme mostrada na Figura 7.45.

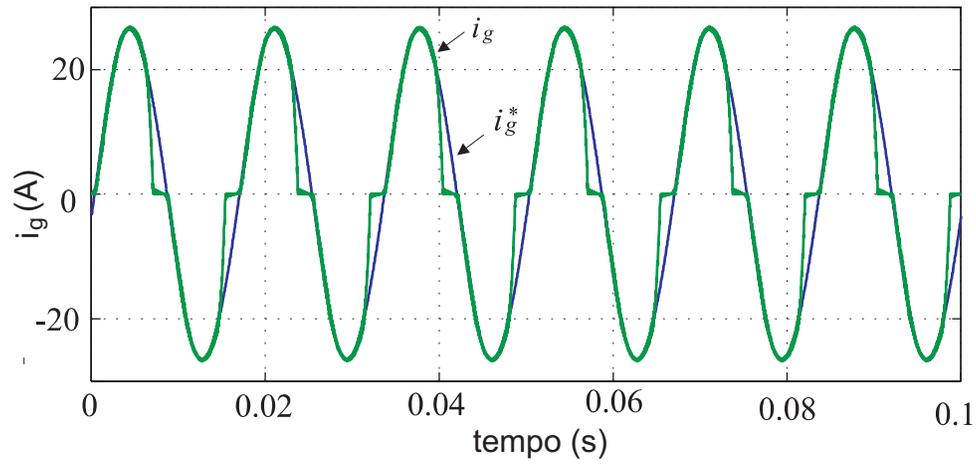


Figura 7.39: Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na simulação.

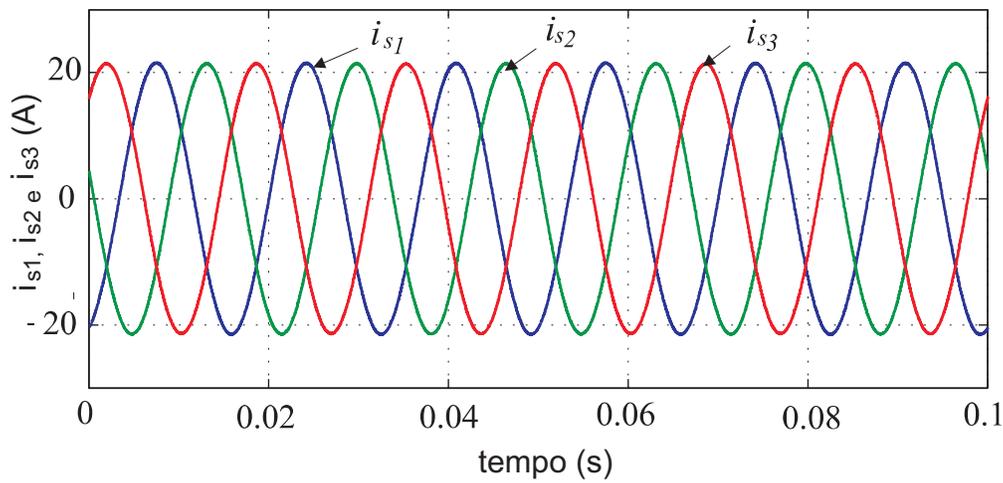


Figura 7.40: Corrente na carga trifásica do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na simulação.

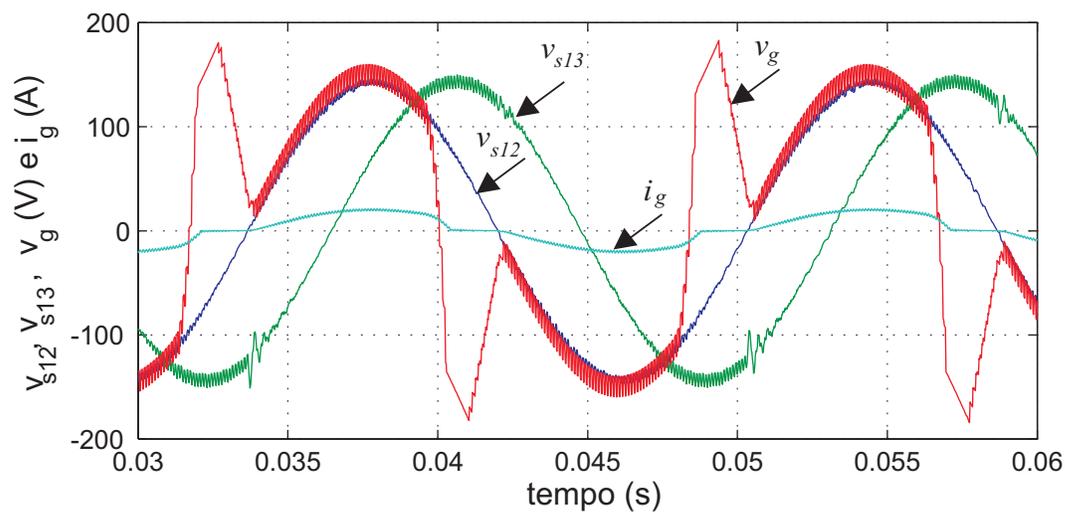


Figura 7.41: Tensões de linha da carga, tensão gerada pelo retificador, corrente da rede do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3.

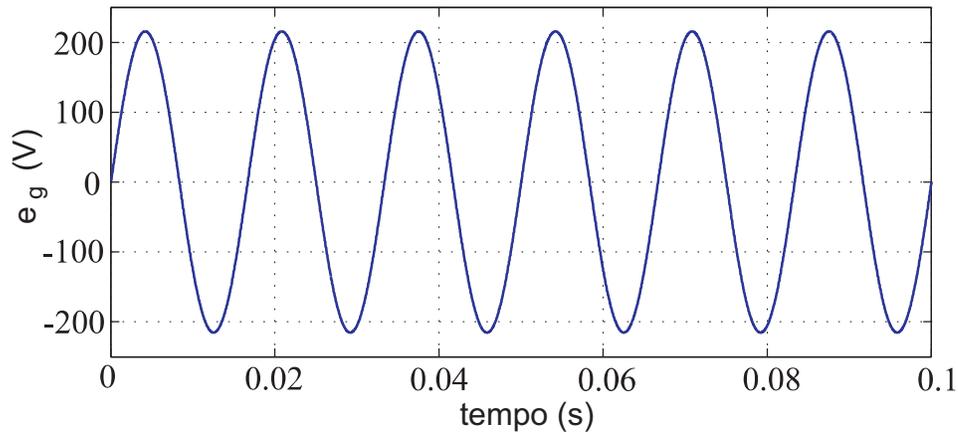


Figura 7.42: Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na simulação.

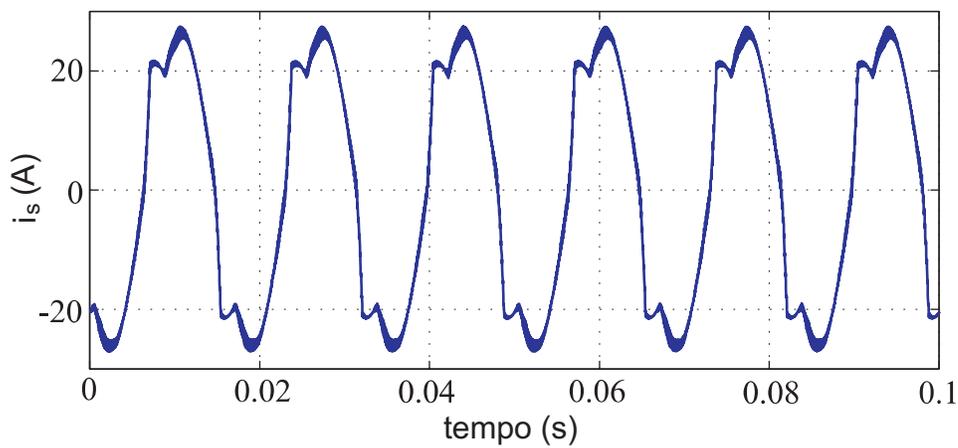


Figura 7.43: Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na simulação.

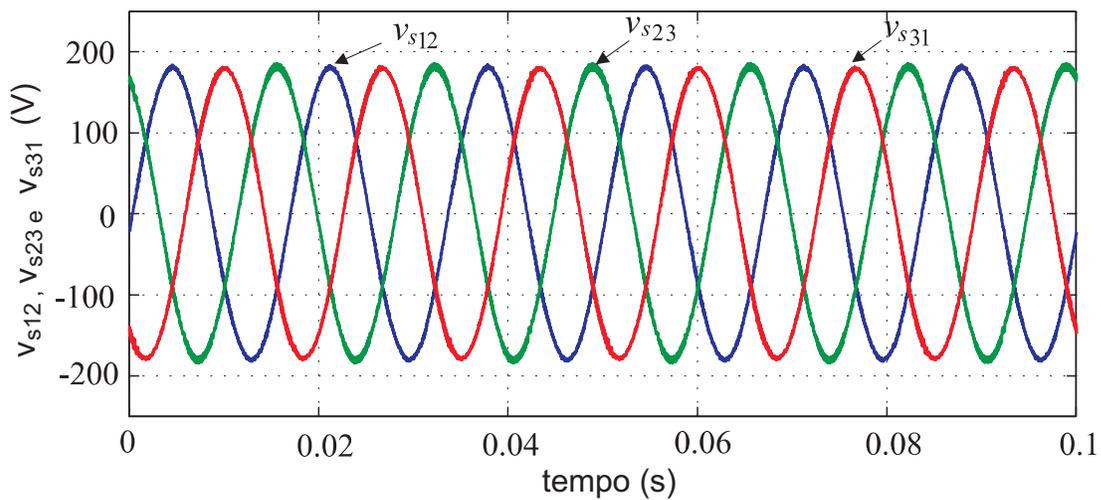


Figura 7.44: Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na simulação.

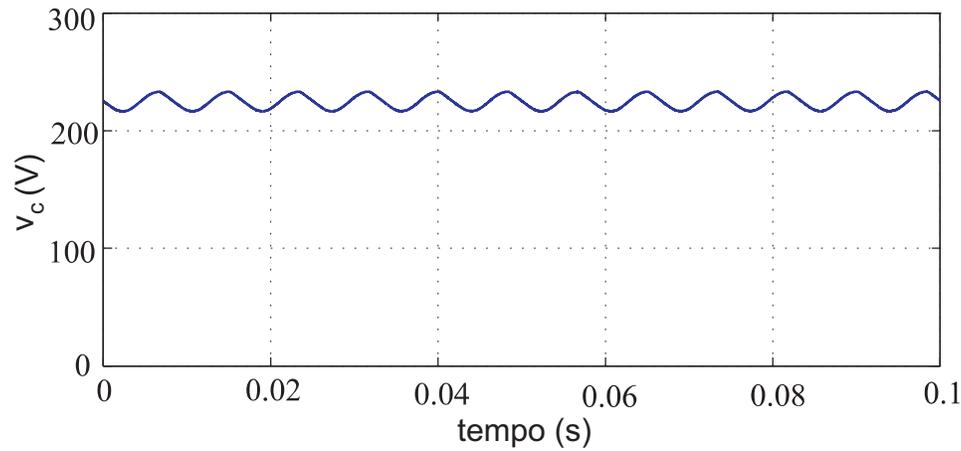


Figura 7.45: Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na simulação.

7.9 Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D2C3

Os resultados de simulação encontram-se nas Figuras 7.46 - 7.52. As grandezas mostradas nessas figuras são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; corrente nos braços com diodo (i_{g1} e i_{g2}); corrente no braço compartilhado i_s ; tensão no barramento CC (v_c); e as tensões de linha na carga trifásica (v_{s12} , v_{s23} e v_{s31}).

Observa-se que esses resultados são similares aos da configuração D1C3 apresentado na seção anterior, ou seja a corrente da rede é senoidal durante um intervalo de 240° com dois intervalos de 60° não controlados, tensões da carga senoidais e com amplitude menor que a tensão v_g e tensão do barramento CC controlada, como mostradas nas Figuras 7.46, 7.49, 7.51 e 7.52, respectivamente. A única diferença está na redução das correntes interna do retificador (i_{g1} e i_{g2}), que equivalem à metade da corrente da rede, conforme mostrado nas Figuras 7.46-7.48. Nota-se que essas correntes apresentam as mesmas características da corrente da rede. Também apresentou o mesmo resultado da configuração D1C3 de THD para a corrente da rede i_g e para as correntes nos diodos do lado do retificador i_{g1} e i_{g2} .

Da distorção da corrente da rede para esta configuração tem o mesmo motivo da distorção da corrente da rede para a configuração D1C3, mostrada na seção anterior.

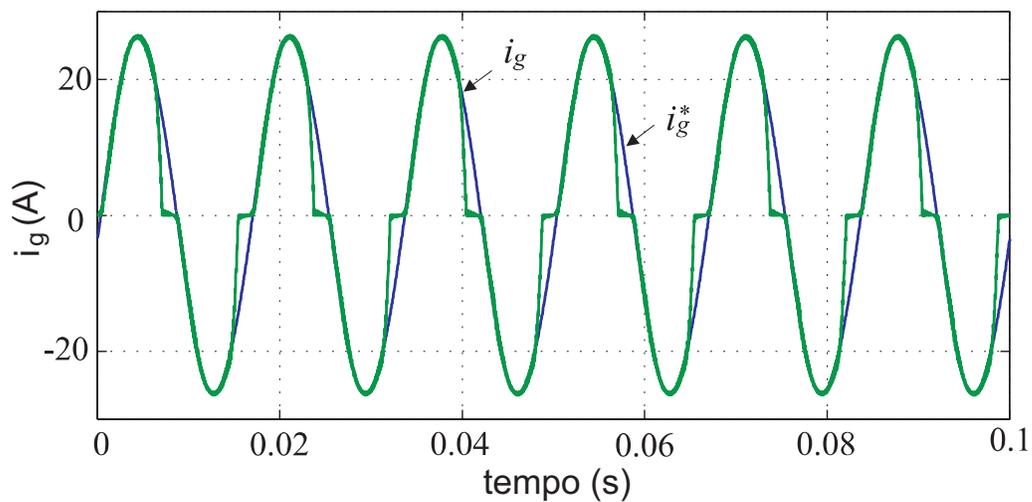


Figura 7.46: Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.

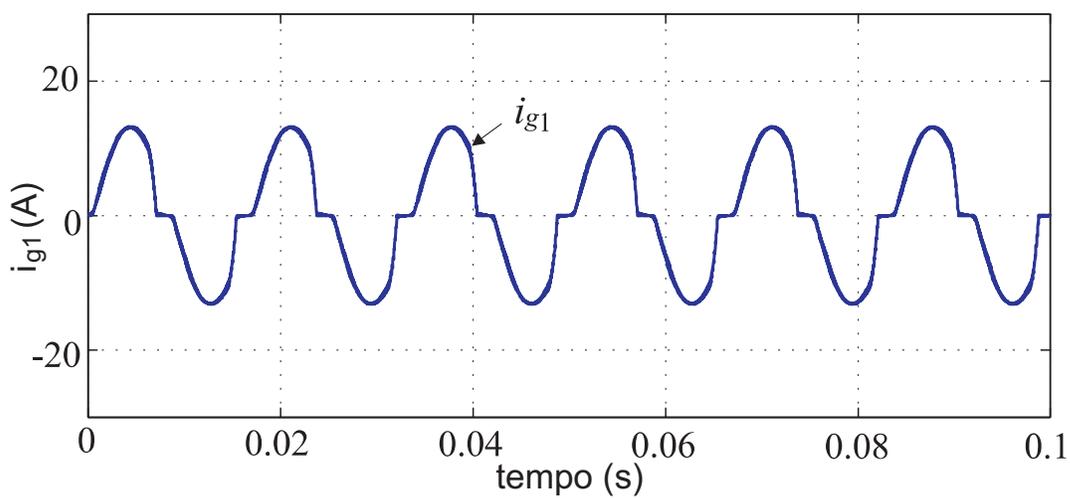


Figura 7.47: Corrente no braço g2 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.

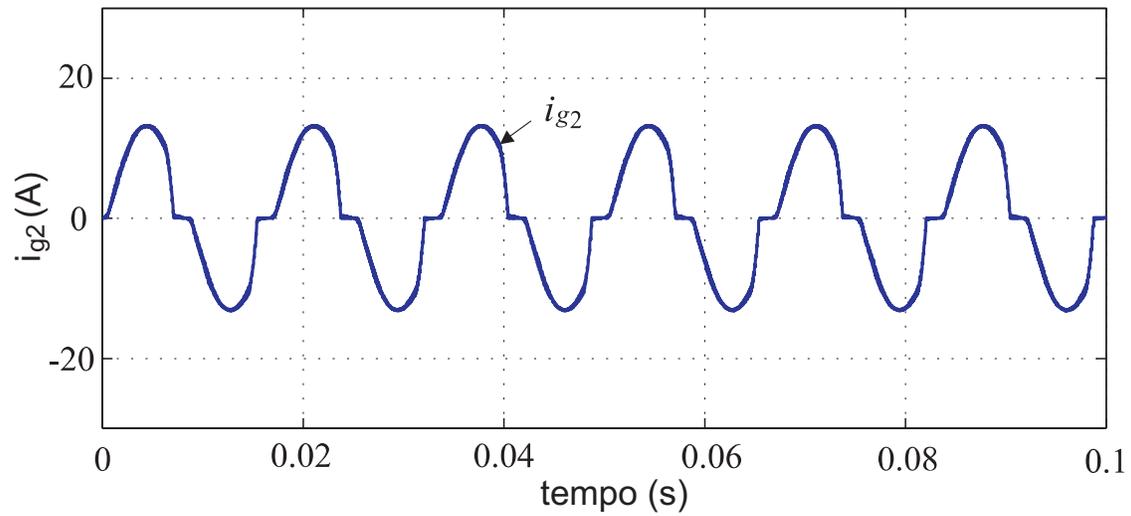


Figura 7.48: Corrente no braço g1 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.

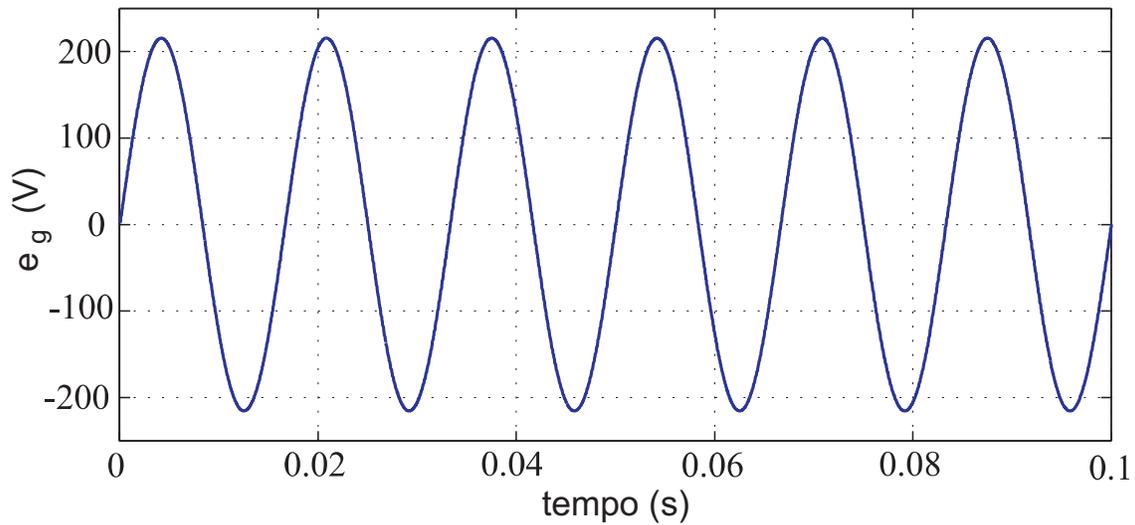


Figura 7.49: Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.

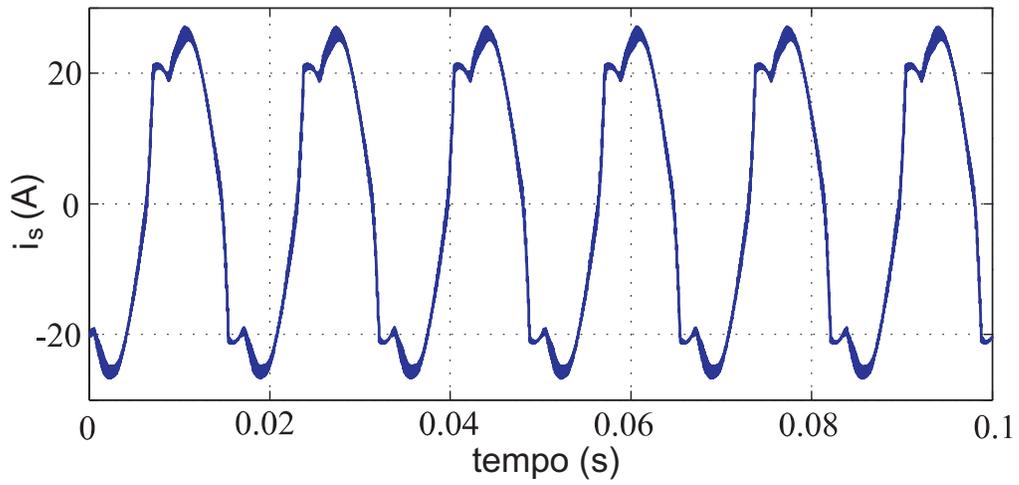


Figura 7.50: Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.

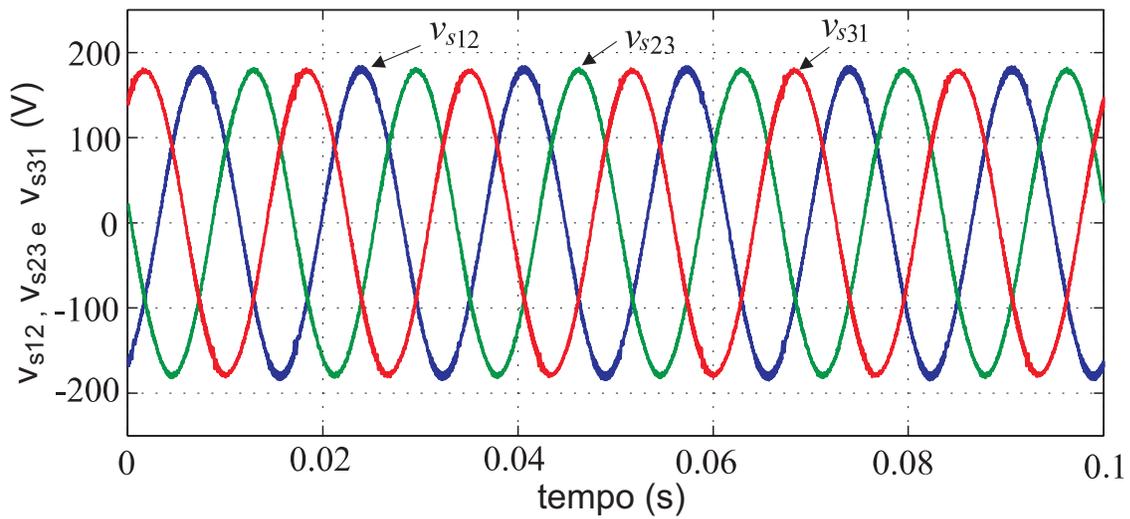


Figura 7.51: Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.

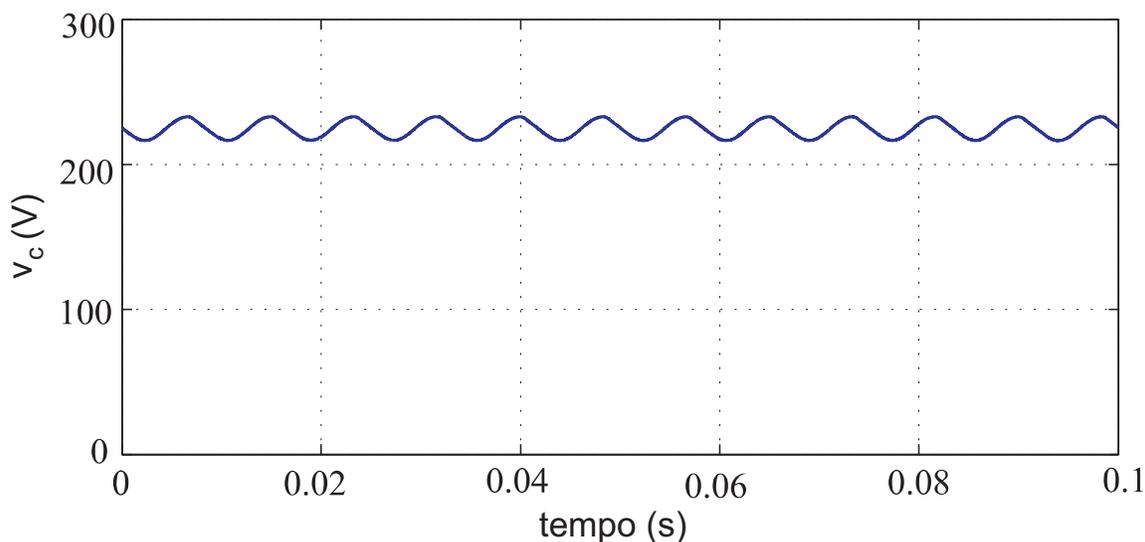


Figura 7.52: Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na simulação.

7.10 Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C4

Os resultados de simulação se encontram nas Figuras 7.53 - 7.59. As curvas mostradas são: a tensão (e_g) e a corrente (i_g) da rede monofásica; as correntes nos braços com diodo (i_{g1} e i_{g2}); a corrente no braço compartilhado (i_s); a tensão no barramento CC (v_c); e as tensões de linha na carga trifásica (v_{s12} , v_{s23} e v_{s31}).

Na Figura 7.53, tem-se a corrente de entrada monofásica. Pode-se notar que a corrente segue a referência em todo o período porque o braço com chave em paralelo corrige a distorção na corrente. Nas Figuras 7.54 e 7.55 são mostradas as correntes nos braços em paralelo, com diodo e com chave, respectivamente. A corrente i_{g2} (braço com chave) faz a compensação da distorção da corrente em i_{g1} (braço com diodo), além disso, a corrente é dividida entre os braços para se obter menos perdas totais no conversor, como mostrado no Capítulo 6, seção 6.3. A corrente da rede teve THD em torno de 6% e as correntes no braço com diodo e no braço com chave no lado do retificador teve THD em torno de 19,2% e 16,8%, respectivamente.

Na Figura 7.57 é mostrada a corrente no braço compartilhado que, como verificado, é menor que a corrente da rede. Na Figura 7.56 e 7.58 são mostradas a tensão da rede monofásica e as tensões de linha na carga trifásica, respectivamente. Nota-se que para um adequado funcionamento da configuração D1C4 a amplitude das tensões de linha na carga são menores que a amplitude da tensão da rede.

Por fim, na Figura 7.59 é mostrada a tensão no barramento CC do conversor devidamente controlada.

A principal vantagem desta configuração é, com o uso do braço com chaves no lado do retificador, ter a possibilidade de corrigir a distorção causada pelo braço com diodo.

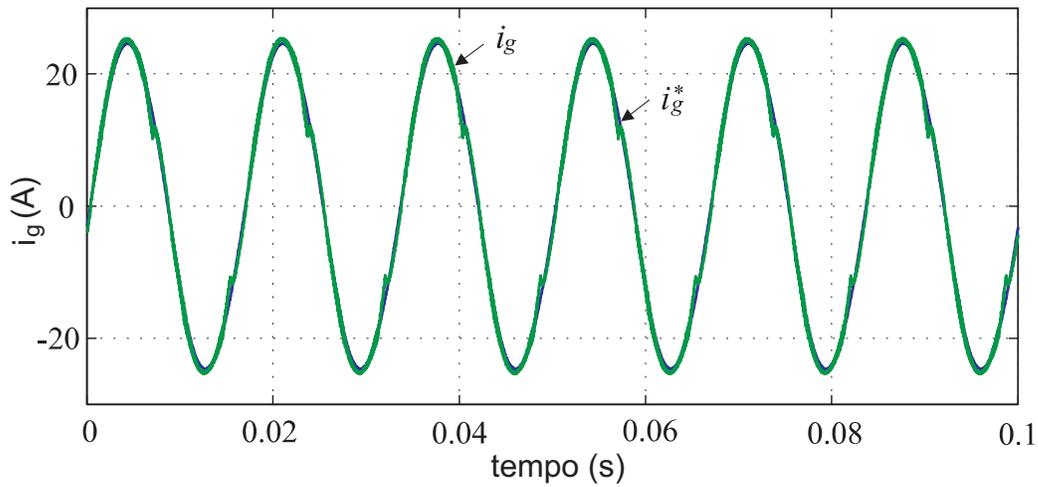


Figura 7.53: Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.

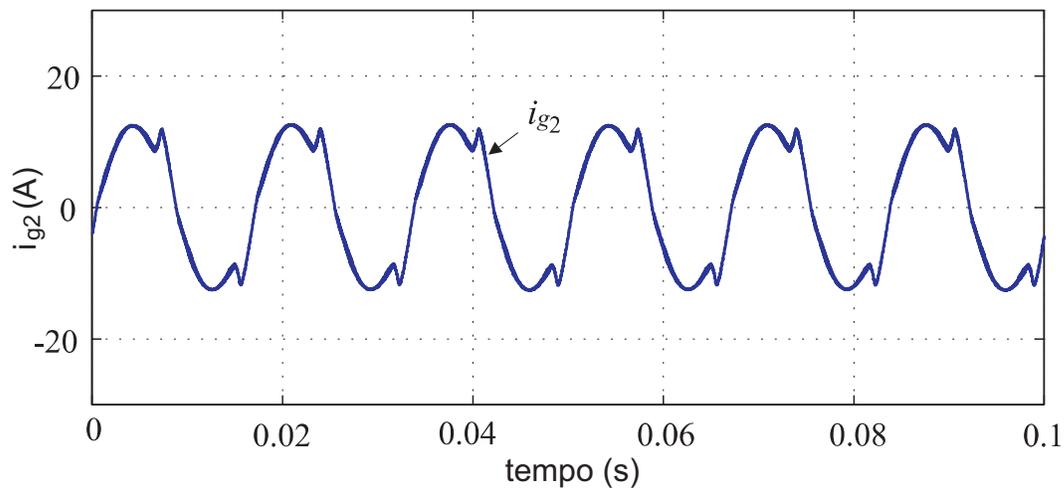


Figura 7.54: Corrente no braço g2 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.

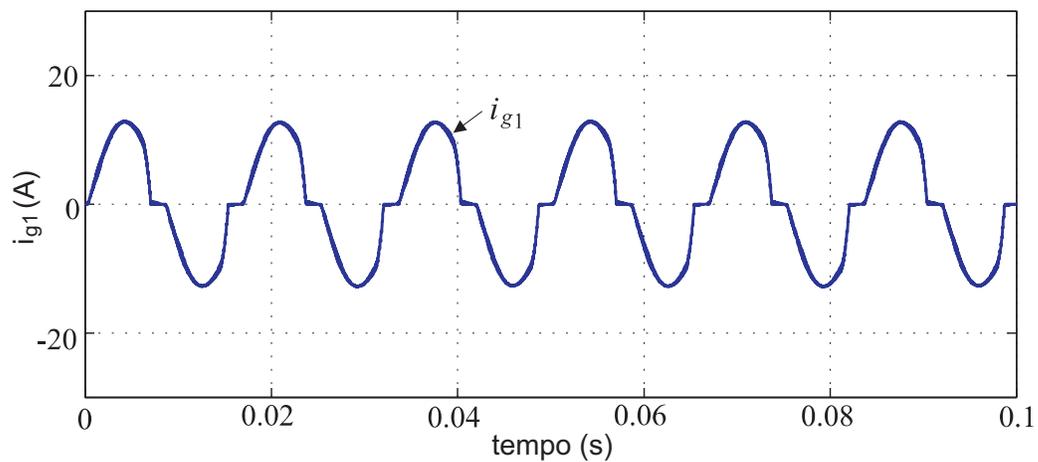


Figura 7.55: Corrente no braço g1 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.

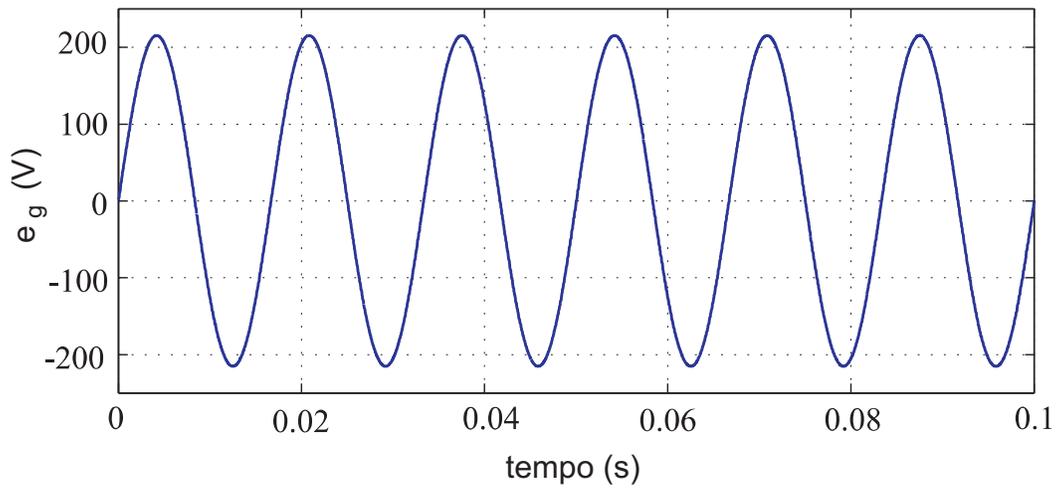


Figura 7.56: Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.

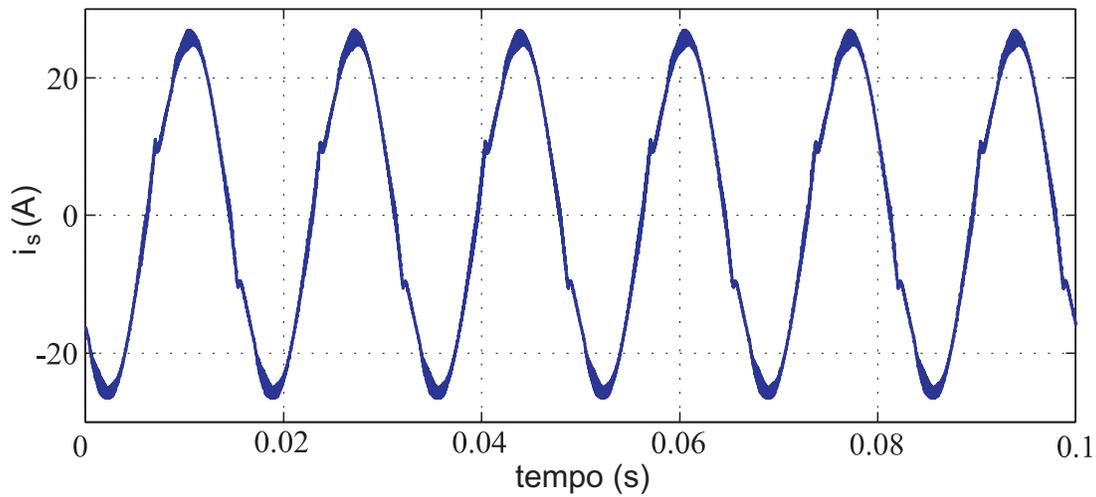


Figura 7.57: Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.

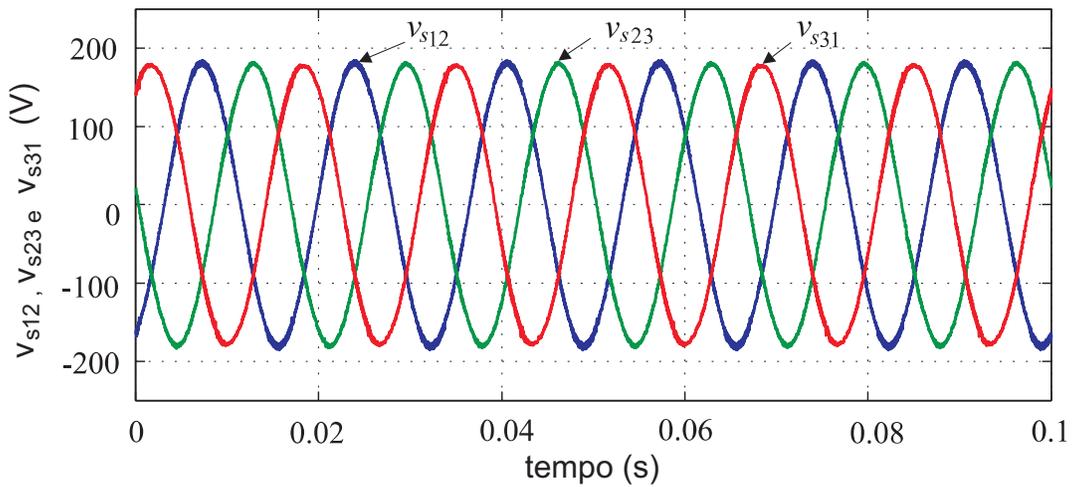


Figura 7.58: Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na simulação.

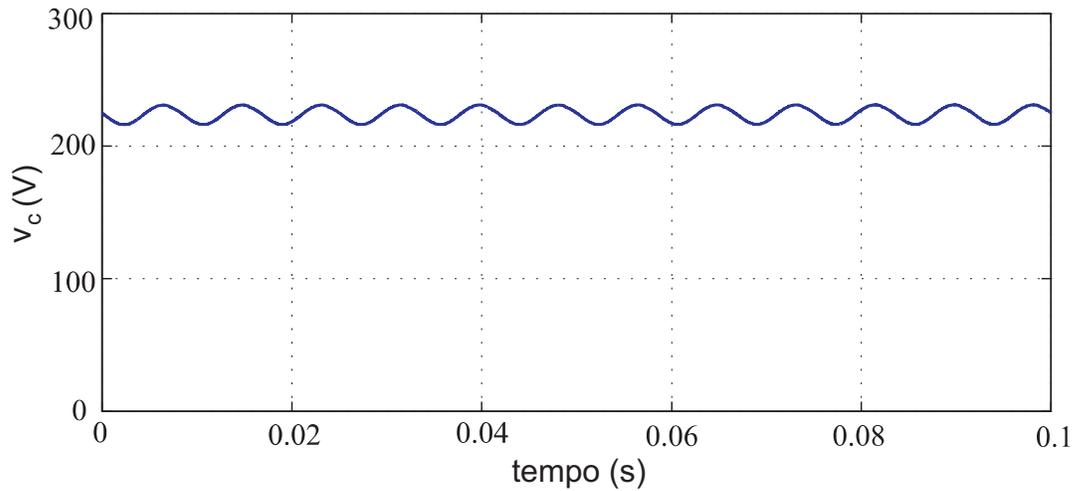


Figura 7.59: Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC4 obtido na simulação.

7.11 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação dinâmica do conversor monofásico misto mostrado na Figura 2.3, dos conversores monofásicos em paralelo mostrados nas Figuras 3.1, 3.3, 3.5 e 3.7, do conversor monofásico *CA-CC-CA* misto com braço compartilhado, mostrada na Figura 4.4 e dos conversores *CA-CC-CA* monofásico- trifásico misto com braço compartilhado mostradas nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.7.

Os resultados da corrente pela passagem pelo zero e fator de potência são similares à todas as configurações, motivo pelo qual foi mostrado apenas para a topologia básica, monofásico misto onde pode-se perceber que o método de sincronização proposto apesar de não buscar o fator de potência unitário apresenta alto valor deste e ainda diminui a distorção pela passagem pelo zero causada pela presença dos diodos.

Capítulo 8

Resultados Experimentais

8.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais da topologia monofásico misto, das topologias de conversores monofásicos mistos em paralelo CDCD1B, CDCD2B, CDDC2B e CDCC2B, da topologia do conversor $CA-CC-CA$ monofásico-monofásico misto, com número reduzido de componentes, e das topologias de conversores $CA-CC-CA$ monofásico-trifásico misto D1C3, D1C4 e D2C3 com o objetivo de validar o seu funcionamento, bem como das estratégias de controle propostas. Os resultados experimentais foram obtidos em uma plataforma de desenvolvimento com um microcomputador provido de sensores e placa de aquisição de dados. A frequência de chaveamento usada para a obtenção dos resultados foi de $10kHz$, capacitância do barramento CC de $2200\mu F$ e o período de amostragem de $100\mu s$, com filtro indutivo de entrada de $7mH$.

8.2 Conversor Monofásico Misto

Nas Figuras 8.1 - 8.2 são mostrados os resultados experimentais do conversor monofásico misto apresentado na Figura 2.3.

Na Figura 8.1 são mostradas a tensão, e_g , de entrada com a corrente de entrada, i_g [Figura 8.1(a)], a tensão no barramento capacitivo, v_c [Figura 8.1(b)], e a tensão gerada pelo conversor, v_g com a corrente de entrada, i_g [Figura 8.1(c)].

Pela Figura 8.1(a), percebe-se que, pelo método de sincronização utilizado, a corrente está um pouco defasada da tensão mas mesmo assim apresenta um fator de potência em torno de 0,97, que ainda é um valor considerado alto, ou seja, o método de sincronização proposto não afeta muito o fator de potência.

Na Figura 8.1(b), pode-se perceber que a tensão do barramento CC foi estabilizada em 80 V, que é o valor de referência dado na estratégia de controle.

Na Figura 8.1(c), é mostrada as curvas da tensão gerada pelo conversor e da corrente de entrada. Observa-se que com o método proposto, percebe-se que a corrente está em fase com a tensão

gerada pelo conversor.

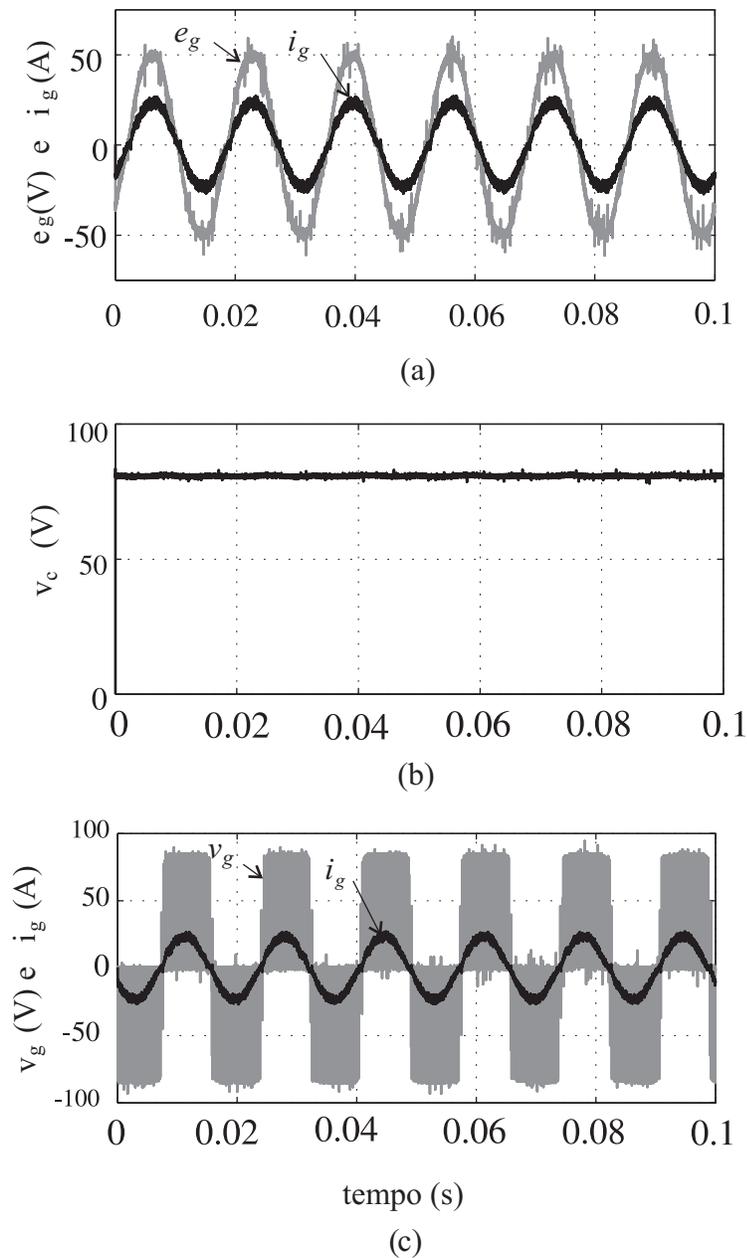


Figura 8.1: (a) Tensão de entrada e corrente de entrada multiplicada por 20. (b) Tensão no barramento capacitivo. (c) Tensão gerada pelo conversor e corrente de entrada.

Outro conjunto de resultados são mostrados na Figura 8.2. Nesses resultados são mostrados a passagem pelo zero da corrente da rede i_g com o método de sincronização proposto, mostrado na Figura 8.2(a) e sem o método de sincronizado, mostrado na Figura 8.2(b). Pode-se perceber visualmente que a distorção da corrente pela passagem pelo zero foi menor com o método de sincronização proposto. Em números, ocorreu a redução de 39,18% da distorção harmônica da corrente utilizando o método proposto de sincronização.

Nas Figuras 8.3 - 8.5 são mostradas os resultados experimentais para um transitório de carga, onde esta passou de 50 W para 100 W. Pode-se perceber a robustez do método de controle uti-

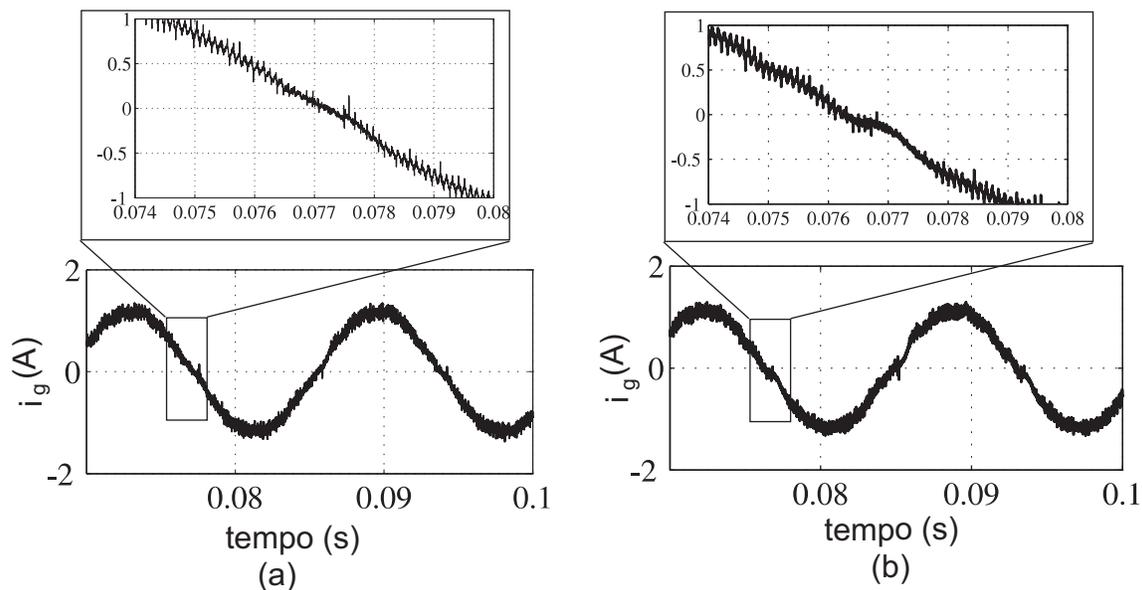


Figura 8.2: (a) Passagem pelo zero da corrente sincronizada com a tensão gerada pelo conversor misto (b) Passagem pelo zero da corrente sincronizada com a tensão de entrada.

lizado, pois mesmo com um transitório de carga, o sistema demorou apenas 1,5 segundos para se estabilizar completamente. Nas Figuras são mostradas a tensão de entrada, e_g , e a corrente de entrada, i_g (Figura 8.3); tensão gerada pelo conversor, v_g , e corrente de entrada, i_g (Figura 8.4); e a tensão no barramento capacitivo, v_c (Figura 8.5). Em cada Figura é mostrado o transitório completo bem como as imagens dos gráficos antes e depois da mudança de carga.

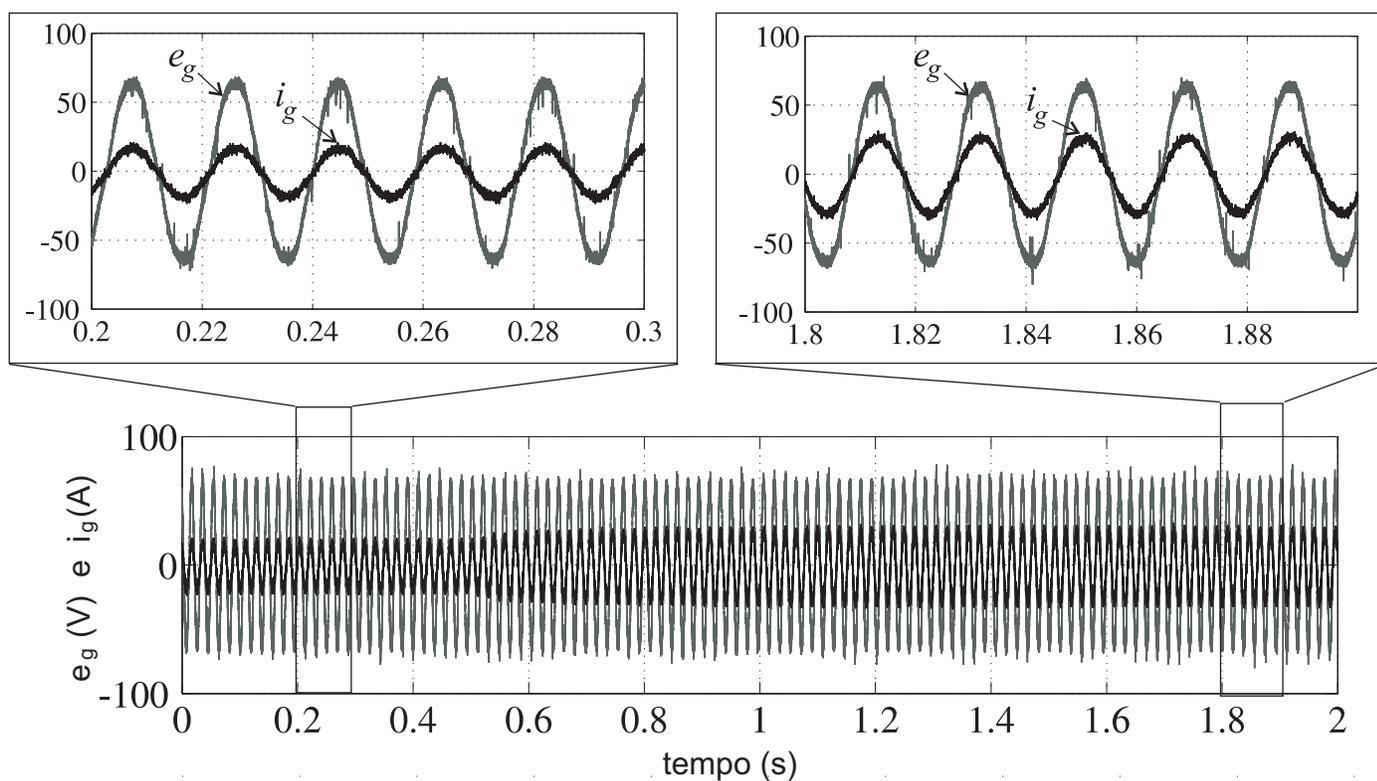


Figura 8.3: Tensão de entrada e corrente de entrada com a aplicação de um transitório de carga.

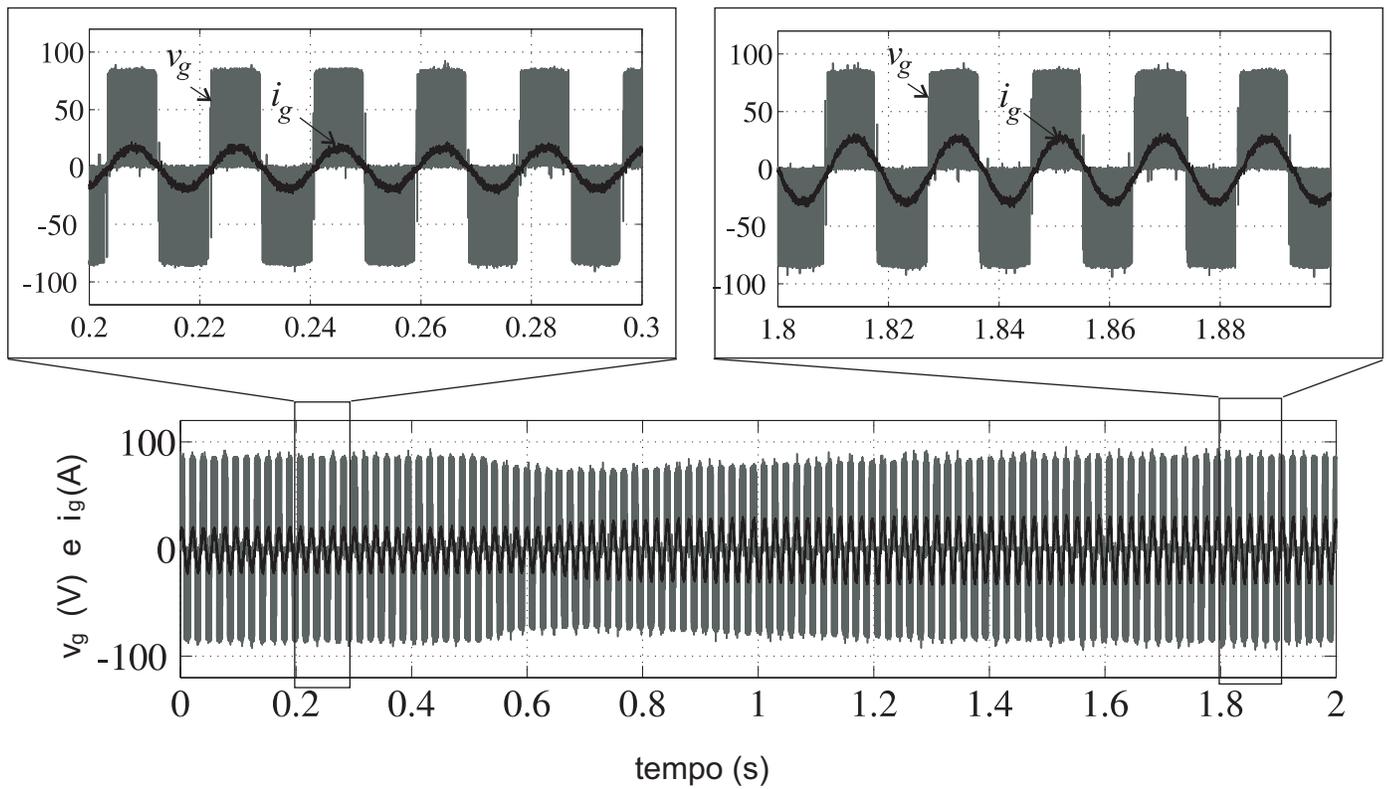


Figura 8.4: Tensão gerada pelo conversor e corrente de entrada com a aplicação de um transitório de carga.

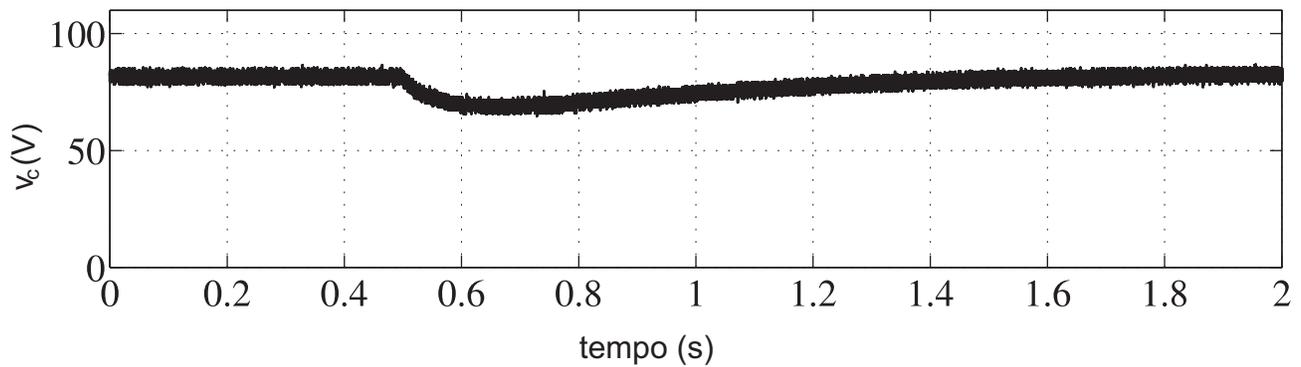


Figura 8.5: Tensão do barramento do conversor monofásico misto com a aplicação de um transitório de carga.

8.3 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD1B

Nas Figuras 8.6 - 8.9 são mostrados os resultados experimentais do conversor monofásico misto paralelo CDCD1B mostrado na Figura 3.1 para uma carga de 100 W.

Na Figura 8.6 são mostradas a tensão e_g de entrada com a corrente de entrada, i_g , e a corrente de entrada, i_g , com a corrente em um dos conversores, i_{1a} . Nota-se que a corrente i_g é senoidal e não apresenta distorção no cruzamento pelo zero devido ao método de sincronização proposto e a corrente i_{1a} possui a mesma forma de onda da corrente da rede mas com metade da amplitude da mesma.

Na Figura 8.7, observa-se as tensões geradas e as correntes dos conversores A e B. Pelo o uso do método proposto, pode-se perceber que a corrente de cada conversor está em fase com a tensão gerada do seu respectivo conversor.

Na Figura 8.8, é mostrada a tensão total gerada pela configuração, que é a média aritmética das tensões geradas pelos conversores A e B. Na Figura 8.9, pode-se perceber que a tensão do barramento capacitivo foi estabilizada em 240 V, que é o valor de referência dado na estratégia de controle.

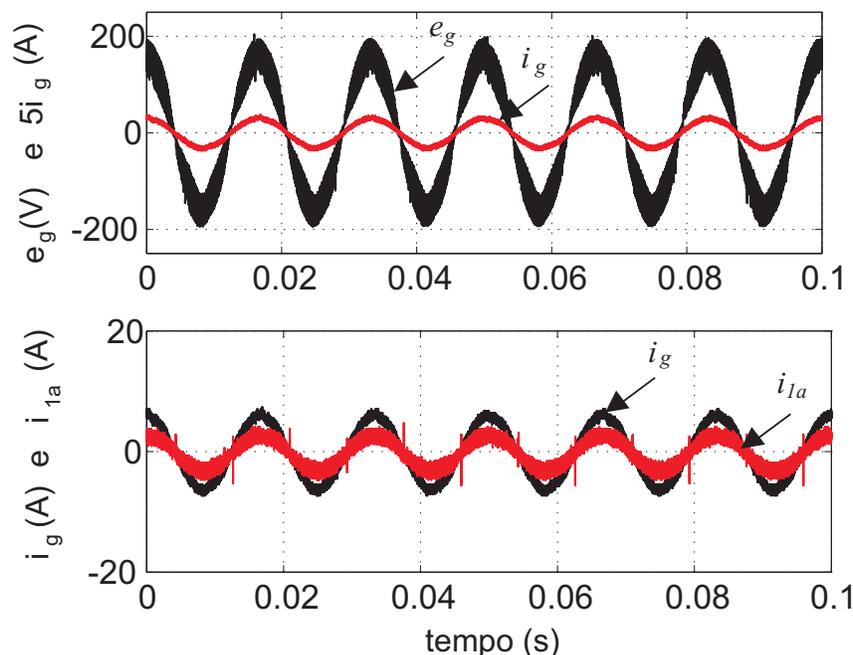


Figura 8.6: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente total de entrada e corrente de entrada em dos conversores.

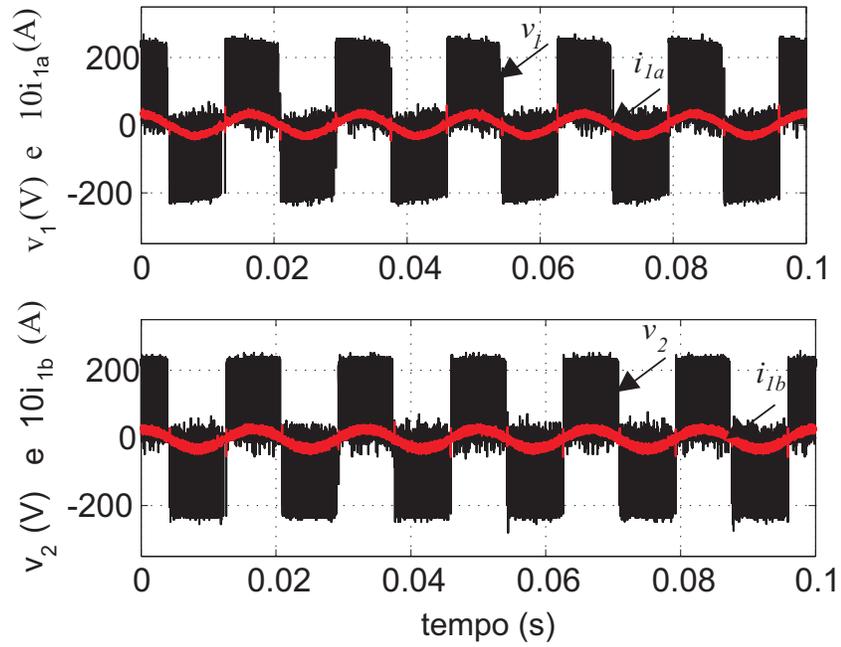


Figura 8.7: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão gerada pelos conversores com suas respectivas correntes.

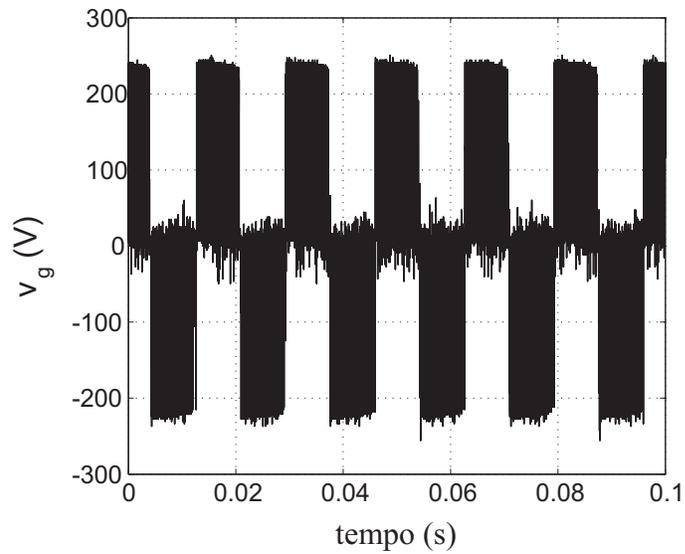


Figura 8.8: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão total gerada pelo conversor.

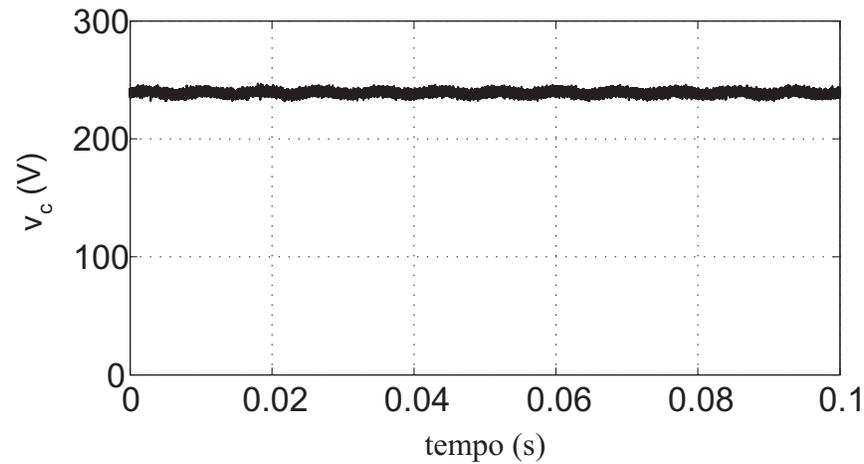


Figura 8.9: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD1B. Tensão no barramento capacitivo.

8.4 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCD2B

Nas Figuras 8.10 - 8.13 são mostrados os resultados experimentais da topologia CDCD2B, apresentada na Figura 3.3, para uma carga de 100 W.

Na Figura 8.10 são mostradas a tensão e_g de entrada com a corrente de entrada i_g . Foi usado o método de sincronização proposto, eliminando a distorção pela passagem pelo zero. Também é mostrada a corrente de entrada i_g com a corrente do conversor A i_{1a} . Percebe-se que a corrente interna do conversor equivale a metade da corrente da rede, contribuindo na redução das perdas nos semicondutores.

Na Figura 8.11, observa-se as tensões geradas pelos conversores A e B com suas respectivas correntes. Pelo o uso do método de sincronização proposto, pode-se perceber que a corrente em cada conversor está em fase com a sua tensão gerada.

Na Figura 8.12, é mostrada a tensão total gerada pelo conversor, que é a média aritmética das tensões geradas pelos dois conversores. Na Figura 8.13, pode-se perceber que a tensão do barramento capacitivo foi estabilizada em 240 V, que é o valor de referência dado na estratégia de controle.

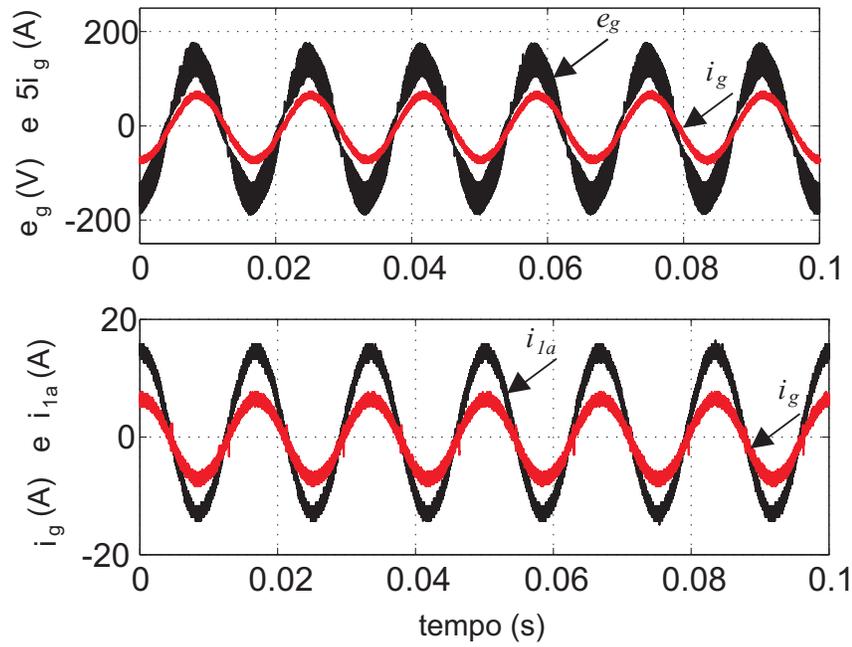


Figura 8.10: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente total de entrada e corrente de entrada em dos conversores.

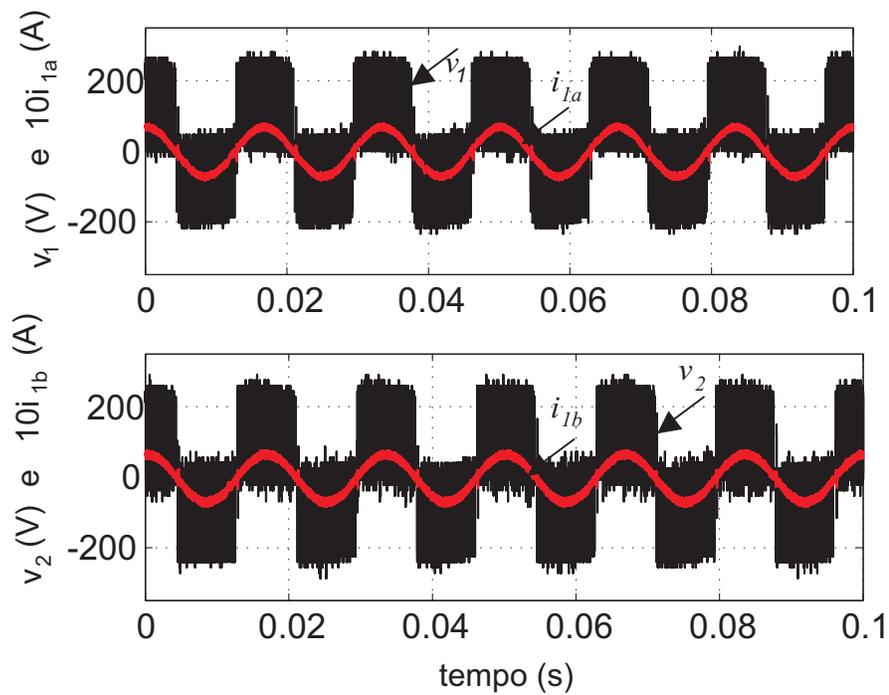


Figura 8.11: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão gerada pelos conversores com suas respectivas correntes.

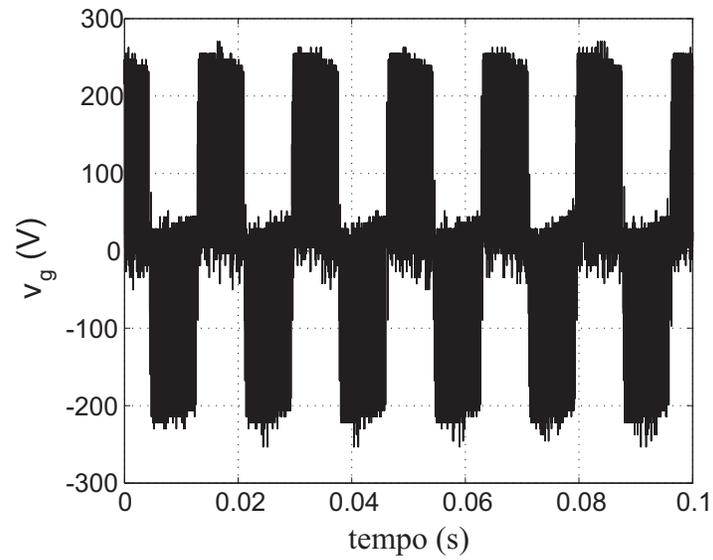


Figura 8.12: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão total gerada pelo conversor.

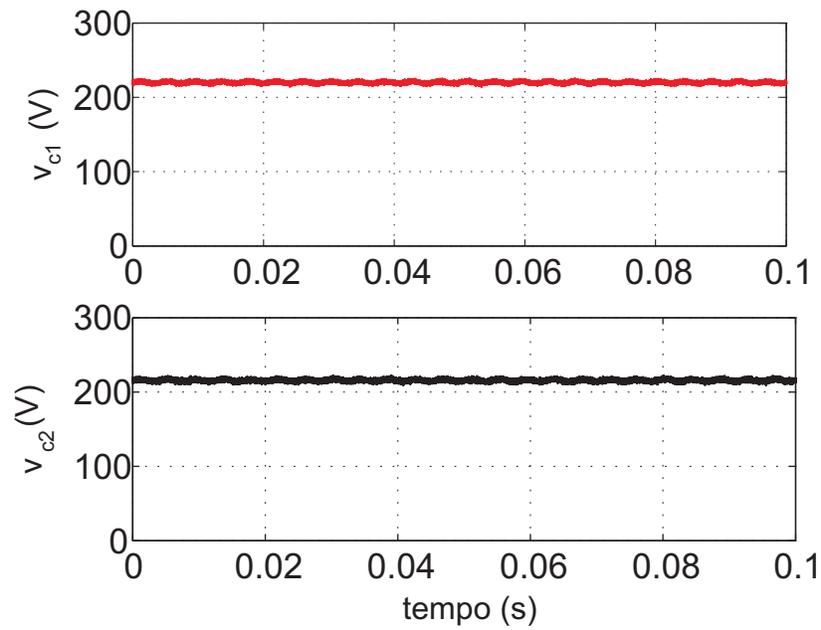


Figura 8.13: Topologia monofásico misto paralelo - CDCD2B. Tensão no barramento capacitivo de cada conversor.

8.5 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDDC2B

Nas Figuras 8.14 - 8.17 são mostrados os resultados experimentais da topologia conversor monofásico misto paralelo CDDC2B, mostrada na Figura 3.5, para uma carga de 100 W. São mostrados a tensão de entrada da rede monofásica (e_g); a corrente de entrada da rede monofásica (i_g); As correntes de cada conversor, (i_{1a}) e (i_{1b}); as tensões geradas em cada conversor (v_{g1}) e (v_{g2}); a tensão total gerada pelo conversor (v_g); e as tensões nos barramentos CC (v_{c1}) e (v_{c2}).

Na Figura 8.14 são mostradas a tensão, e_g de entrada com a corrente de entrada, i_g , e a corrente de entrada total, i_g , com a corrente em um dos conversores, i_{1a} . Percebe-se que a ondulação da corrente total é menor, e conseqüentemente tem-se uma redução na *THD* quando comparada com as topologias CDCD1B e CDCD2B. Isto se deve ao fato da tensão média gerada pelos conversores (v_g) apresentar mais de três níveis de tensão, conforme mostrada na Figura 8.16.

Na Figura 8.15, observa-se as tensões geradas pelos conversores A e B e as correntes de cada conversor.

Na Figura 8.17, pode-se perceber que a tensão do barramento capacitivo foi estabilizada em 240 V, que é o valor de referência dado na estratégia de controle.

Pode-se perceber pelos resultados a semelhança entre os resultados experimentais e os resultados de simulação, comprovando e validando experimentalmente o modelo do sistema, a estratégia de controle e a estratégia *PWM* discutidas anteriormente.

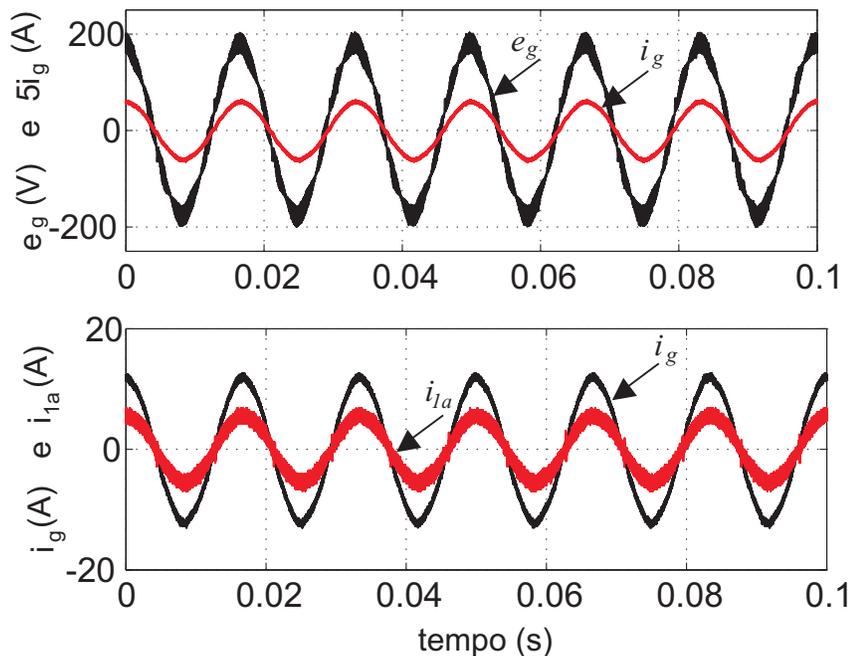


Figura 8.14: Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente total de entrada e corrente de entrada em dos conversores.

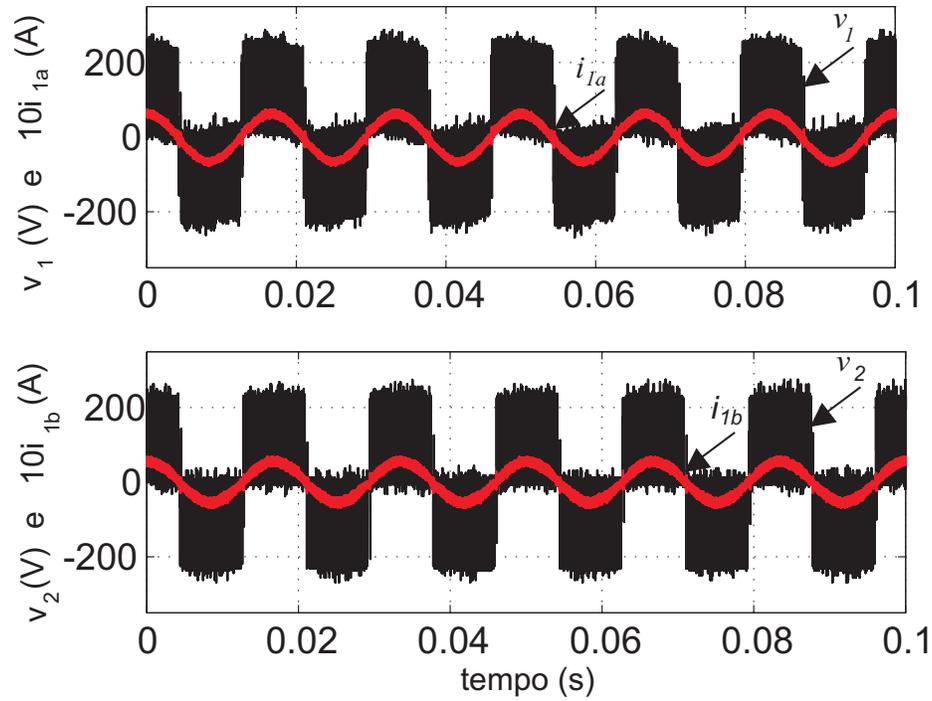


Figura 8.15: Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão gerada pelos conversores com suas respectivas correntes.

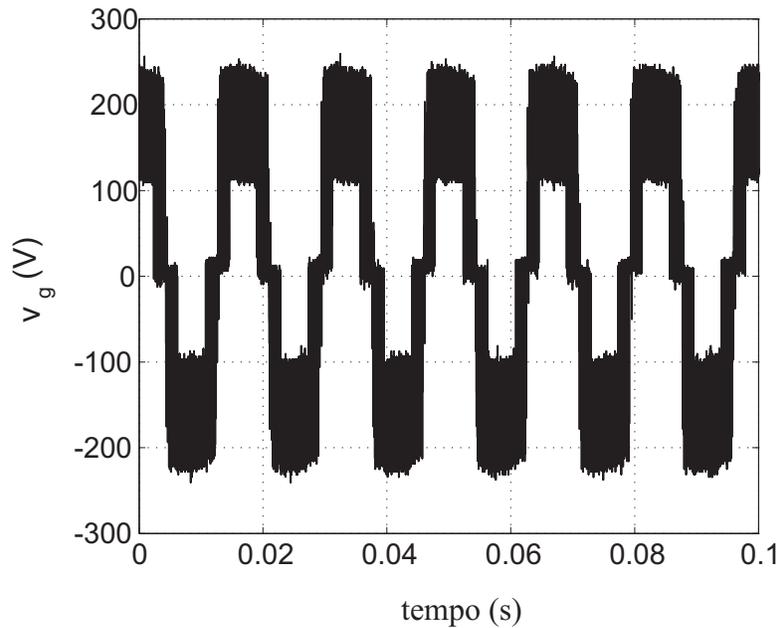


Figura 8.16: Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão total gerada pelo conversor.

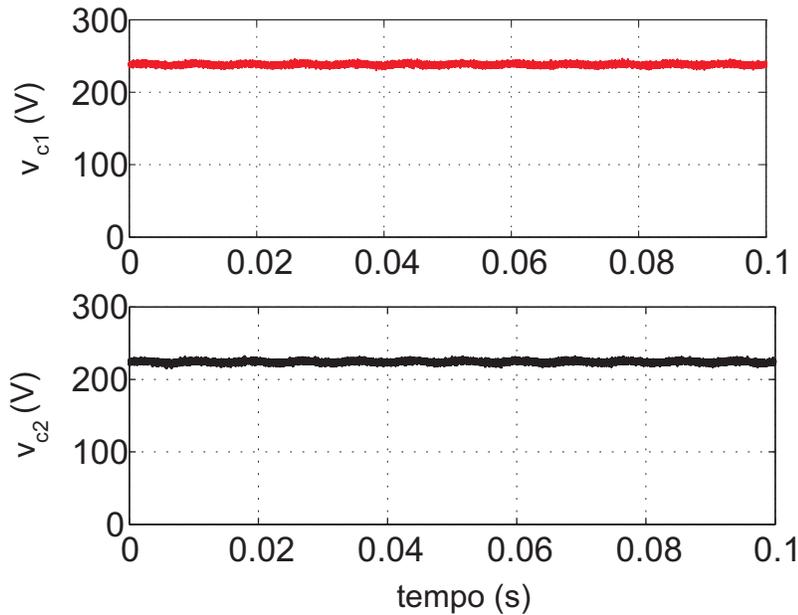


Figura 8.17: Topologia monofásico misto paralelo - CDDC2B. Tensão no barramento capacitivo de cada conversor.

8.6 Conversor Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B

Nas Figuras 8.18 - 8.21 são mostrados os resultados experimentais da topologia conversor monofásico misto paralelo CDCC2B, Figura 3.7.

Na Figura 8.18 são mostradas a tensão, e_g de entrada com a corrente de entrada, i_g , e as correntes de entrada de cada conversor, i_{1a} e i_{1b} . Pode-se perceber que a corrente da rede está em fase com a tensão da rede, pois o controle é feito de tal forma que a distorção da corrente no conversor com diodo é compensada pela corrente do conversor monofásico completo, desta forma, pode-se obter baixa distorção harmônica e alto fator de potência.

Na Figura 8.19 são mostradas as tensões geradas pelos dois conversores. Na Figura 8.20, é mostrada a tensão gerada pelos conversores A e B. Percebe-se que a tensão total gerada pelo conversor apresenta cinco níveis de tensão, melhorando a qualidade da corrente total de entrada no conversor, como visto no capítulo de análise de *THD* e nos resultados de simulação.

Na Figura 8.21, nota-se que a tensão do barramento capacitivo foi estabilizada em 100 V, que é o valor de referência dado na estratégia de controle.

Novamente, os resultados experimentais comprovaram as equações e estratégias dadas no modelo da configuração.

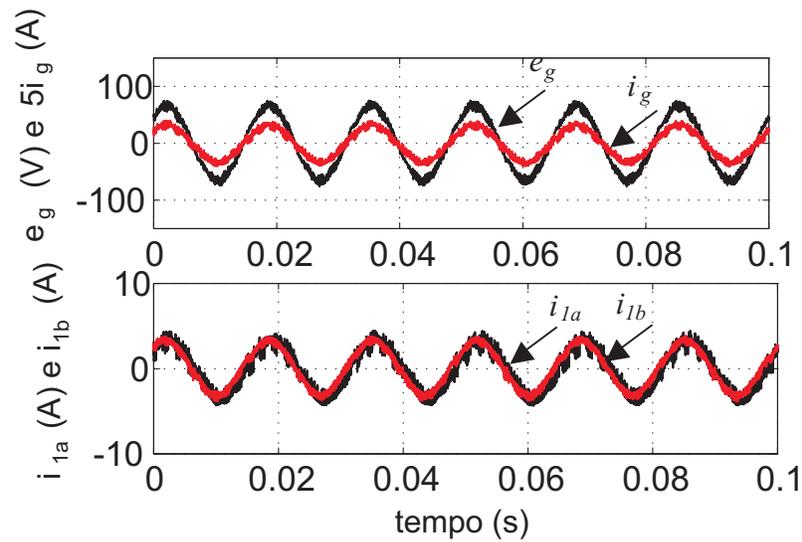


Figura 8.18: Topologia monofásico misto paralelo - CDCC2B. Tensão de entrada e corrente total de entrada multiplicada por 5. Corrente de entrada nos dois conversores em paralelo.

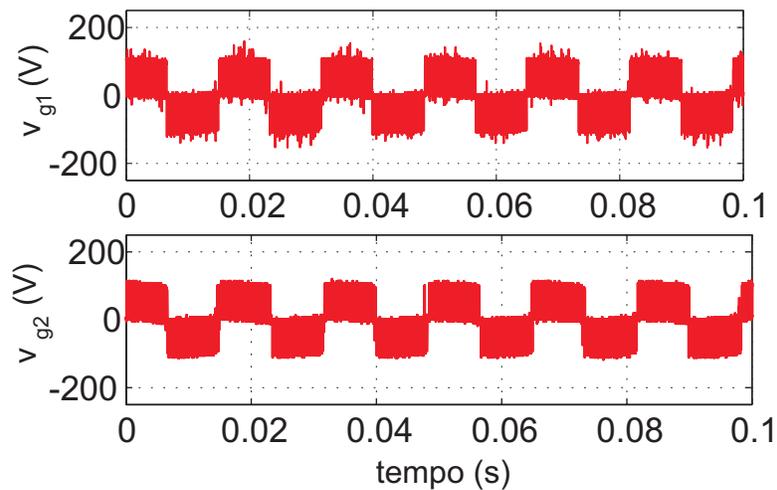


Figura 8.19: Topologia monofásico misto paralelo - CDCC2B. Tensão gerada pelos conversores.

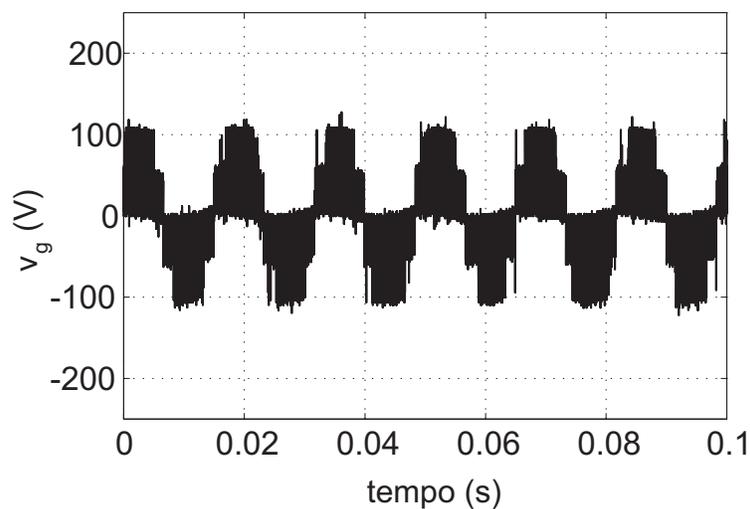


Figura 8.20: Topologia Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B. Tensão total gerada pelo conversor.

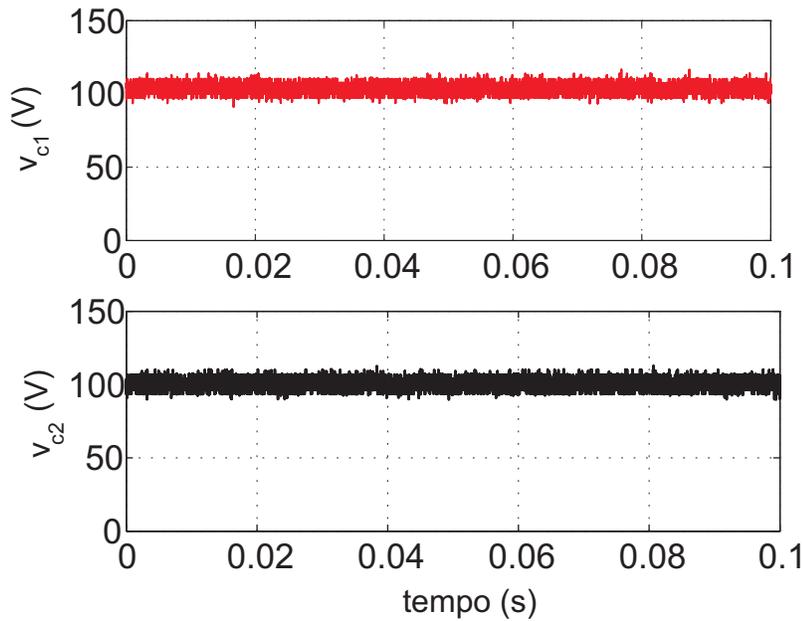


Figura 8.21: Topologia Monofásico Misto Paralelo - CDCC2B. Tensão no barramento capacitivo de cada conversor.

8.7 Conversor Monofásico-Monofásico Misto Com Braço Compartilhado

Nas Figuras 8.22 - 8.26 são mostrados os resultados experimentais do conversor monofásico-monofásico misto com braço compartilhado mostrado na Figura 3.5.

Na Figura 8.22 são mostradas as formas de onda da tensão e corrente da rede e_g e i_g . Percebe-se que, pelo método de sincronização utilizado, a corrente está um pouco defasada da tensão, mas mesmo assim apresenta fator de potência em torno de 0,98, ou seja, com o método de sincronização proposto garante um elevado fator de potência além de eliminar a distorção pelo cruzamento pelo zero, como pode ser visto na Figura 8.22.

Na Figura 8.23, observa-se a tensão gerada pelo conversor e a corrente da rede. A partir desta Figura, percebe-se que a corrente da rede está em fase da tensão gerada pelo conversor v_g , devido ao método de sincronismo proposto.

A corrente e a tensão da carga são mostradas nas Figuras 8.25 e 8.24, respectivamente. Pode-se perceber que a tensão da carga é menor que a tensão da rede e tem o formato senoidal, obedecendo as condições imposta na seção *PWM* para o funcionamento adequado e com baixa distorção da configuração proposta. Na Figura 8.26, pode-se perceber que a tensão do barramento capacitivo foi estabilizada em 80 V, que é o valor de referência dado na estratégia de controle.

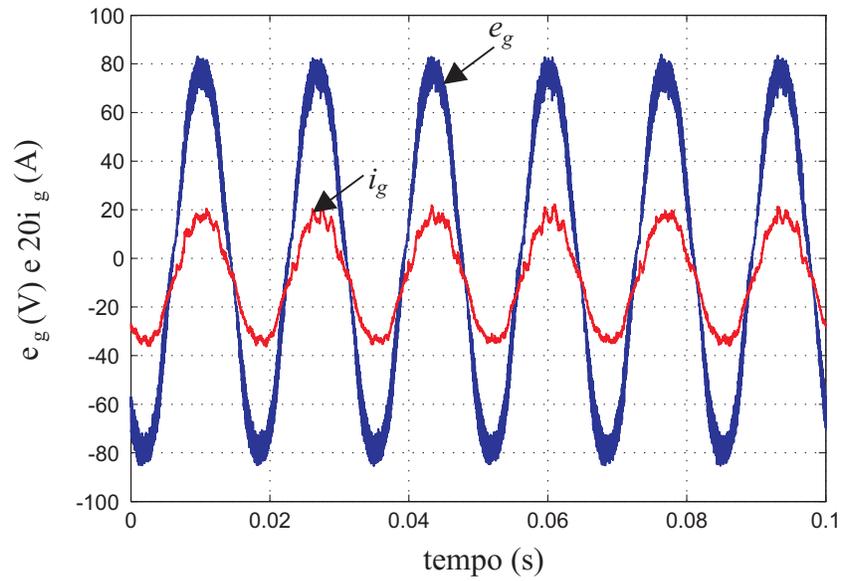


Figura 8.22: Tensão de entrada e corrente de entrada multiplicada por 20, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.

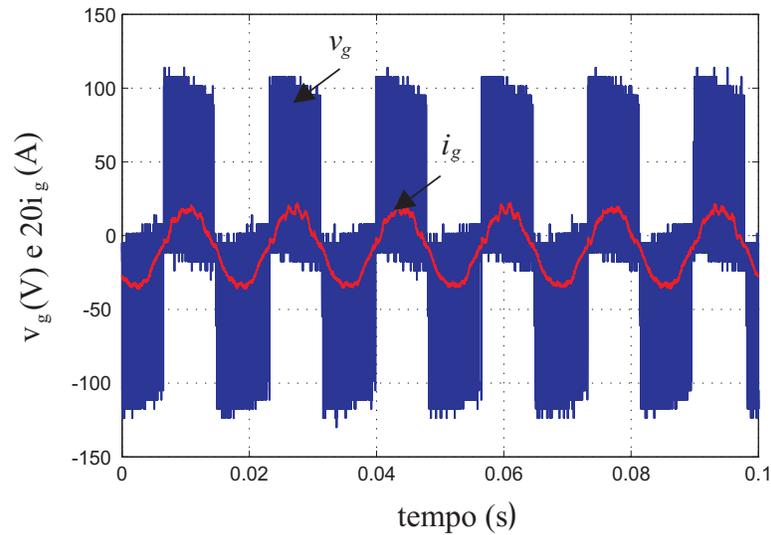


Figura 8.23: Tensão gerada pelo conversor com a corrente da rede, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.

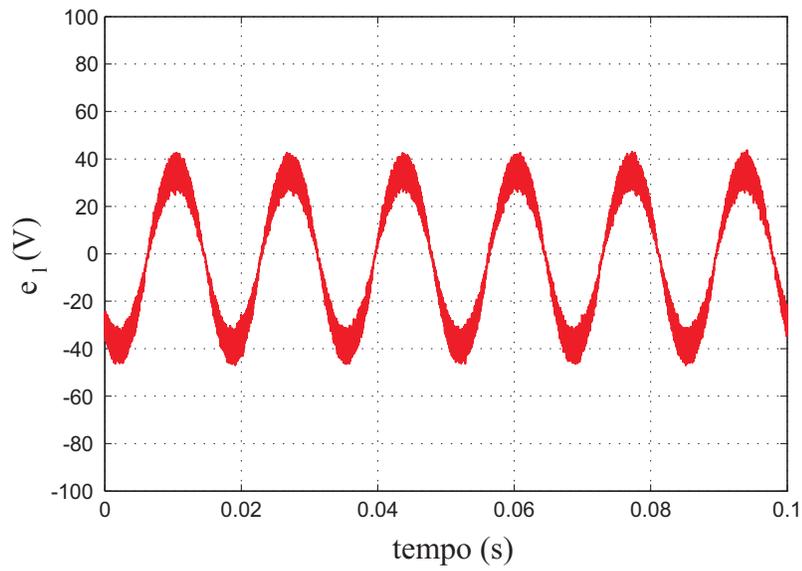


Figura 8.24: Tensão da carga monofásica, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.

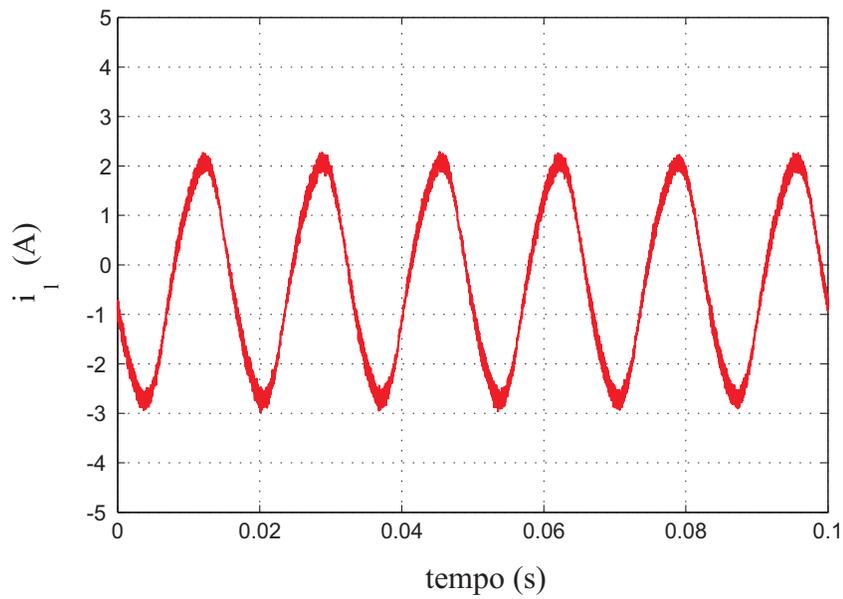


Figura 8.25: Corrente da carga monofásica, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.

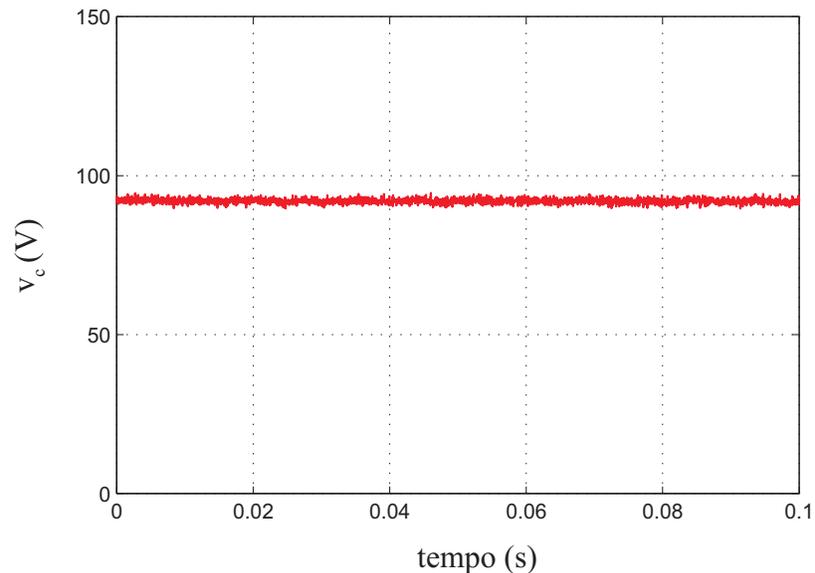


Figura 8.26: Tensão no barramento capacitivo, da topologia monofásico-monofásico misto com braço compartilhado.

8.8 Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C3

Nas Figuras 8.27 a 8.32 são mostrados os resultados experimentais obtidos com a configuração D1C3.

A corrente da rede (i_g) pode ser vista na Figura 8.27. A partir desta Figura nota-se que a corrente da rede é senoidal durante dois períodos de 120° , entretanto apresenta dois períodos de aproximadamente 60° com distorção no cruzamento pelo zero. Esses resultados estão de acordo com a análise teórica apresentada no capítulo 5 como também são bastante similares aos resultados obtidos em simulação.

Na Figura 8.28 é mostrada a corrente na carga trifásica. A alta distorção mostrada na Figura diz respeito ao fato de não ter sido usado um filtro na carga trifásica. Na Figura 8.30 é mostrada a corrente no braço compartilhado. Percebe-se que a amplitude da corrente é menor que a amplitude da corrente da carga e do que a amplitude da corrente da rede. Na Figura 8.29 é mostrada a tensão de entrada da rede monofásica e na Figura 8.31 são mostradas as tensões de linha na carga trifásica. Pode-se notar que as tensões de linha são senoidais e a amplitude dessas tensões são menores que a da tensão da rede. Por fim, na Figura 8.32 é mostrada a tensão no barramento CC do conversor.

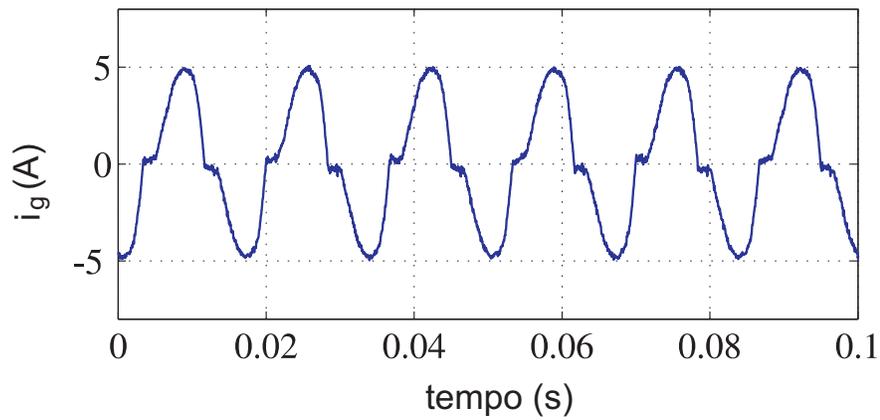


Figura 8.27: Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na bancada experimental.

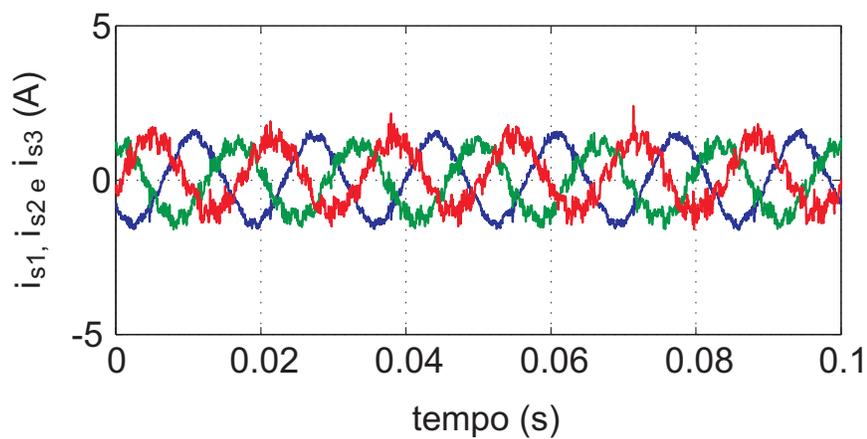


Figura 8.28: Corrente na carga trifásica do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na bancada experimental.

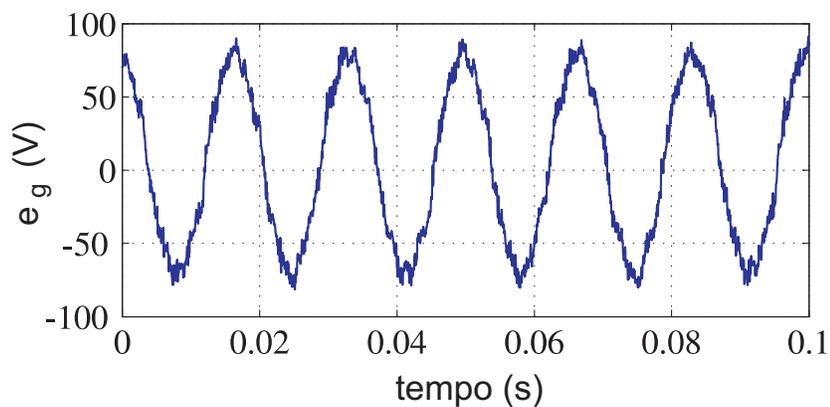


Figura 8.29: Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado DIC3 obtido na bancada experimental.

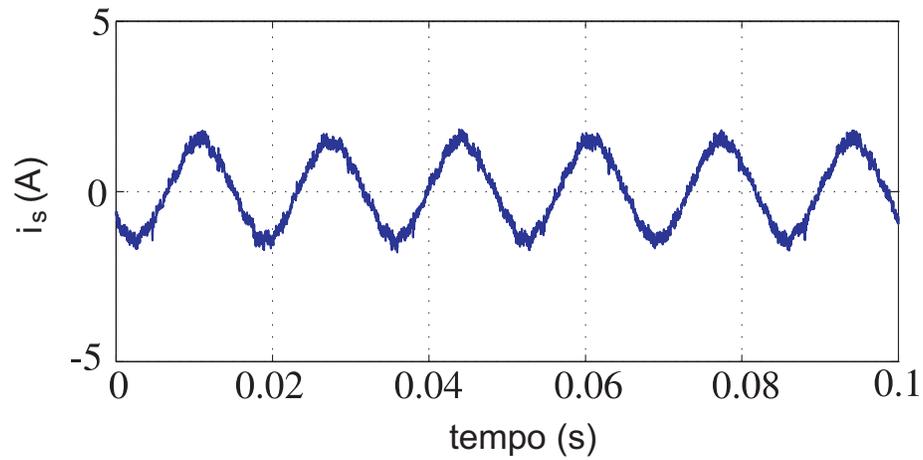


Figura 8.30: Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.

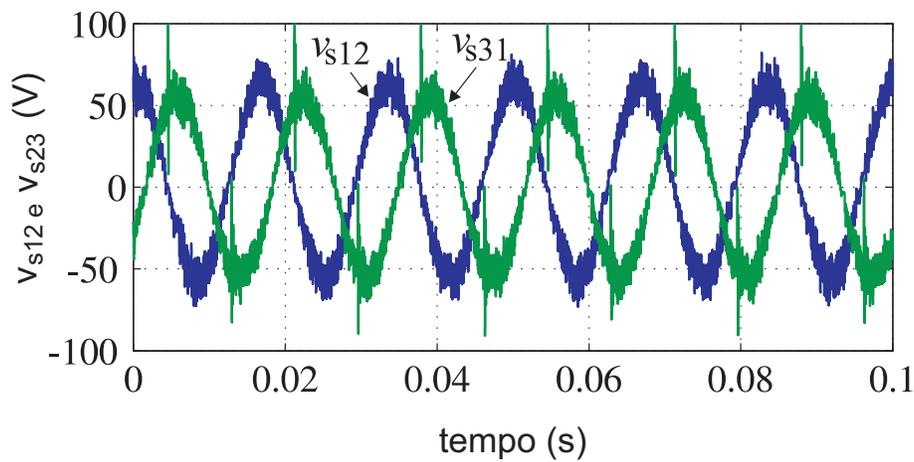


Figura 8.31: Tensão de linha na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.

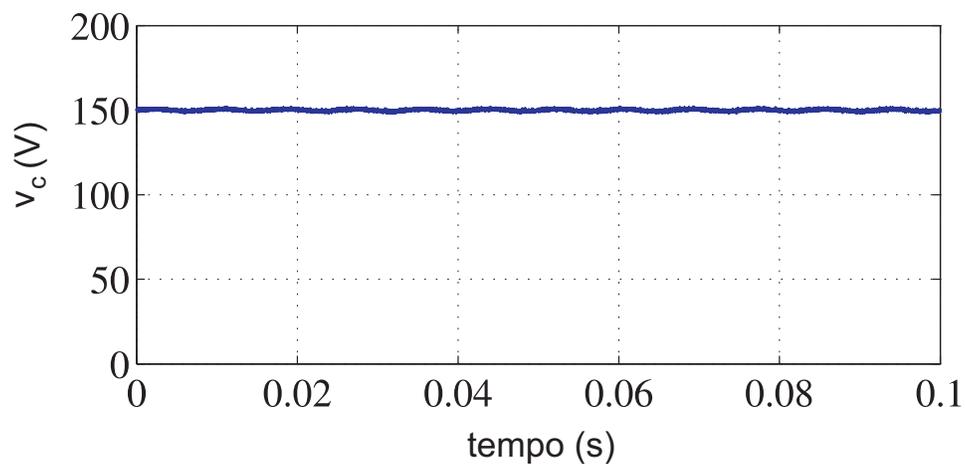


Figura 8.32: Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C3 obtido na bancada experimental.

8.9 Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D2C3

Os resultados experimentais são mostrados nas Figuras 8.33 - 8.39. Percebe-se que os resultados muito se assemelham ao da configuração D1C3, com a diferença que a corrente da rede é dividida entre os braços com diodo em paralelo do retificador, de forma a reduzir as perdas totais nos semicondutores.

Na Figura 8.33, tem-se a corrente de entrada monofásica. Sua amplitude é definida pelo controle da tensão do barramento. Percebe-se que a corrente segue a referência, a menos do intervalo de 60° , como na configuração anterior.

Nas Figuras 8.34 e 8.35 são mostradas as correntes nos braços com diodo. Percebe-se que essas correntes são de mesma amplitude e mesmo formato da corrente da rede monofásica (i_g), mas com a metade de seu valor para diminuir as perdas totais do conversor. Na Figura 8.37 é mostrada a corrente no braço compartilhado. Percebe-se que a amplitude da corrente é menor que a amplitude da corrente da carga. Na Figura 8.36 é mostrada a tensão de entrada da rede monofásica e na Figura 8.38 é mostrada as tensões de linha na carga trifásica. Pode-se notar que essas tensões são senoidais. Por fim, na Figura 8.39 é mostrada a tensão no barramento CC do conversor.

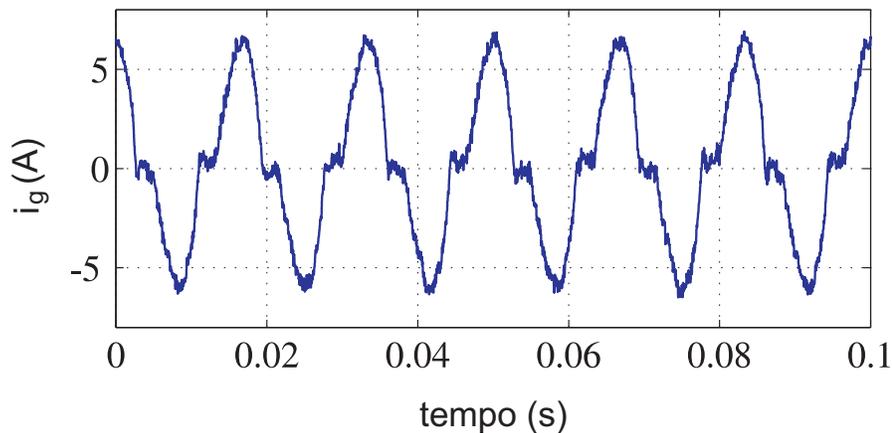


Figura 8.33: Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.

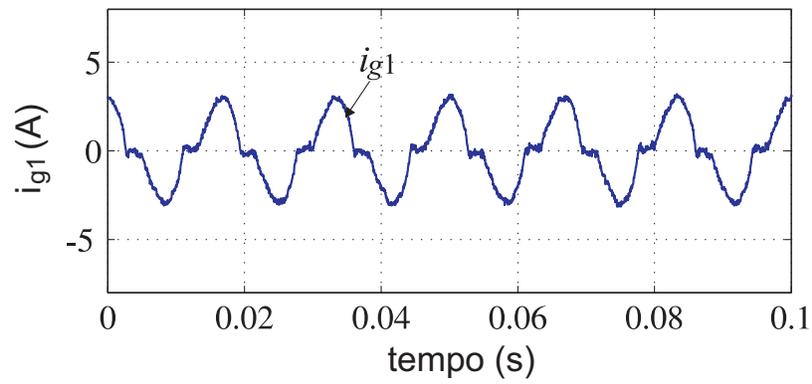


Figura 8.34: Corrente no braço g1 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.

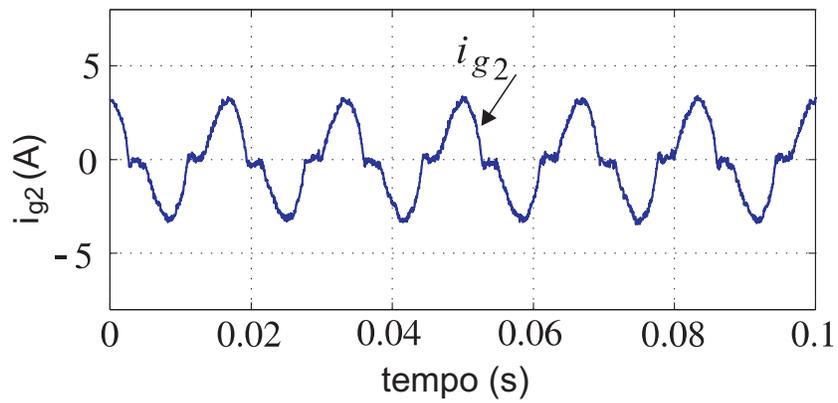


Figura 8.35: Corrente no braço g2 de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.

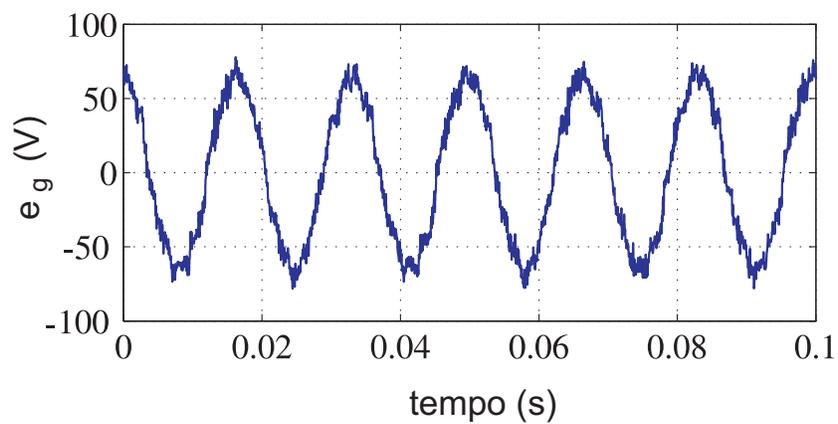


Figura 8.36: Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.

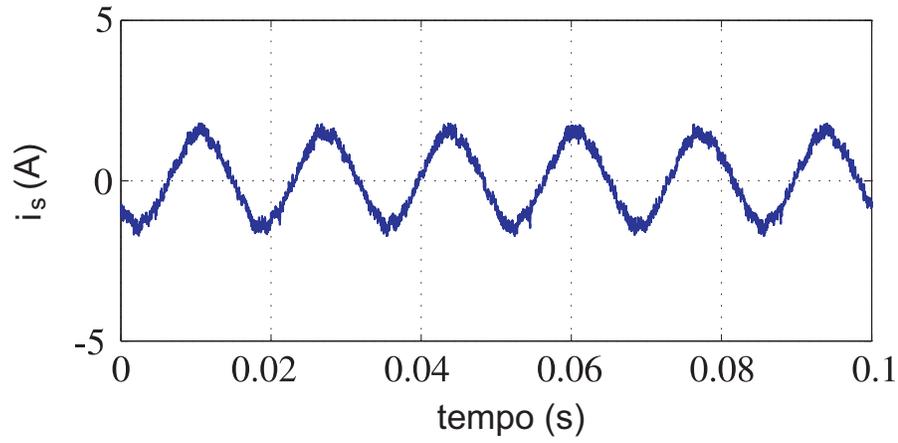


Figura 8.37: Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.

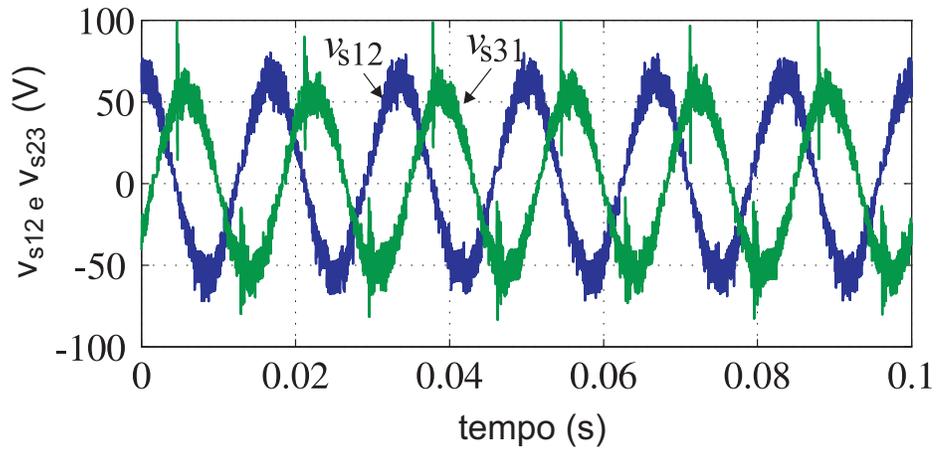


Figura 8.38: Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.

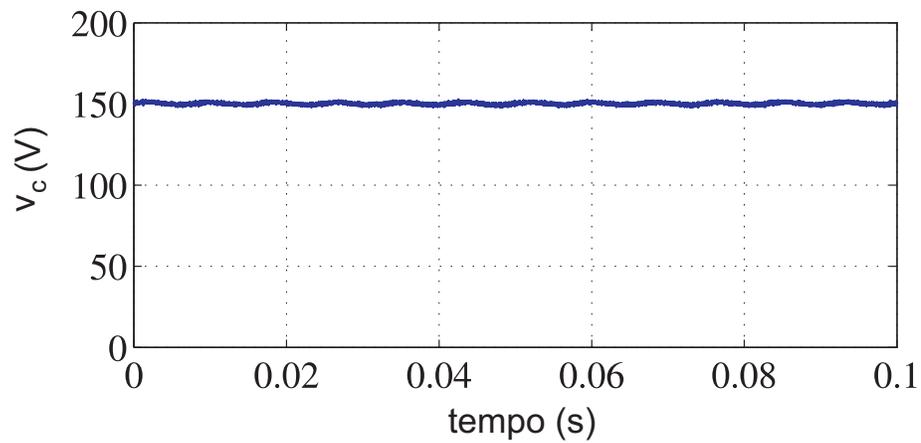


Figura 8.39: Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D2C3 obtido na bancada experimental.

8.10 Conversor Monofásico - Trifásico misto com braço compartilhado D1C4

Os resultados experimentais se encontram nas Figuras 8.40 - 8.46. As curvas mostradas são: tensão (e_g) e corrente (i_g) da rede monofásica; corrente nos braços com diodo (i_{g1} e i_{g2}); corrente no braço compartilhado (i_s); tensão no barramento CC (v_c); e as tensões de linha na carga trifásica (v_{s12} e v_{s23}).

Na Figura 8.40, tem-se a corrente de entrada monofásica. Sua amplitude é definida pelo controle da tensão do barramento. Percebe-se que a corrente segue a referência em todo o período, porque o braço com chave em paralelo corrige a distorção na corrente e ainda diminui as perdas totais no conversor, pelo uso de braços paralelos.

Nas Figuras 8.41 e 8.42 são mostradas as correntes nos braços em paralelo, com diodo e com chave, respectivamente. Percebe-se que a corrente i_{g2} (braço com chave) faz a compensação da distorção da corrente em i_{g1} (braço com diodo).

Na Figura 8.44 é mostrada a corrente no braço compartilhado. Nota-se que a amplitude dessa corrente é menor que a da corrente da rede. Na Figura 8.43 é mostrada a tensão de entrada da rede monofásica e na Figura 8.45 é mostrada as tensões na carga trifásica. Pode-se notar que essas tensões são senoidais e de amplitude inferior à tensão da rede, como proposto pela estratégia *PWM*. Por fim, na Figura 8.46 é mostrada a tensão estabilizada no barramento CC do conversor.

Pelas figuras pode-se notar que a principal vantagem na utilização desta configuração é a possibilidade de ter a corrente da rede com baixa distorção harmônica, seguindo uma forma senoidal em todo o período da senoide, devido ao fato da presença do braço com chaves em paralelo com o braço com diodos, corrigindo a distorção na corrente nos dois intervalos de 60° das configurações D1C3 e D2C3. Além da baixa distorção, a corrente é dividida entre o braço com diodos e o braço com chaves, diminuindo assim, as perdas de condução em cada dispositivo semicondutor do lado retificador.

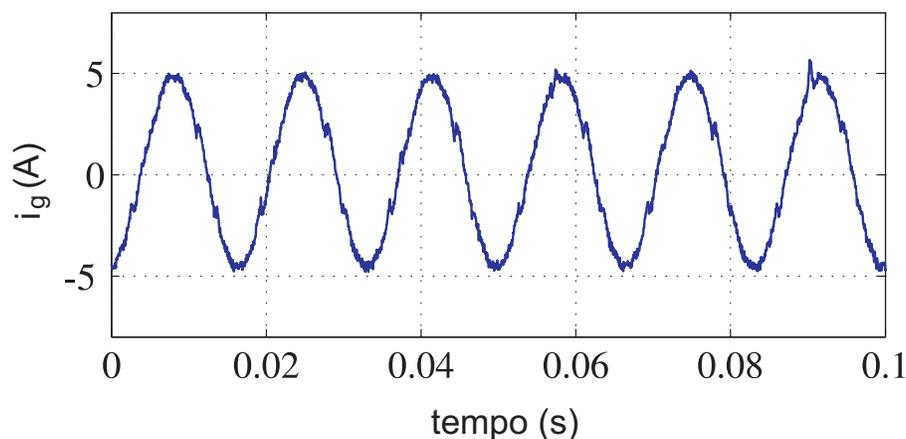


Figura 8.40: Corrente de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.

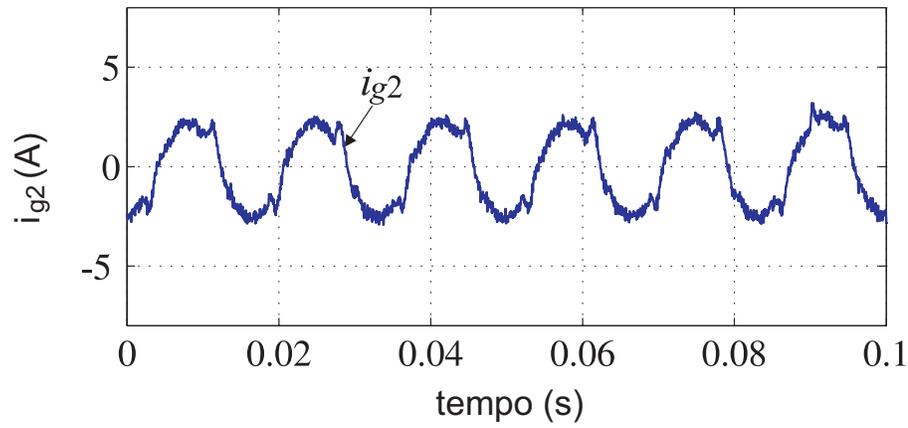


Figura 8.41: Corrente no braço g2 com chave do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.

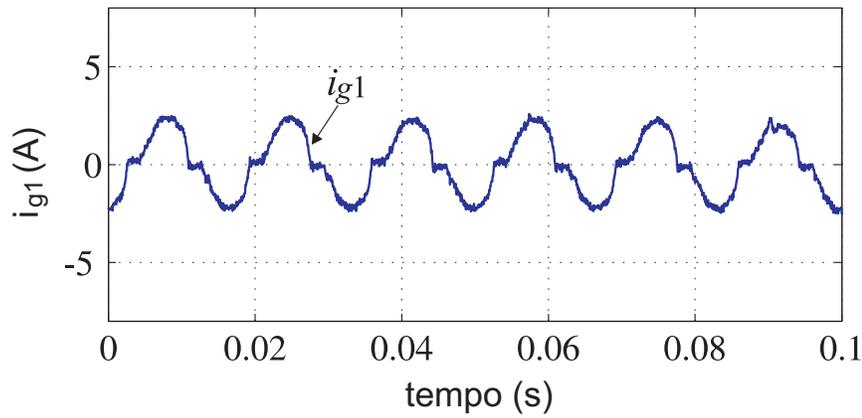


Figura 8.42: Corrente no braço g1 do braço de diodo do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.

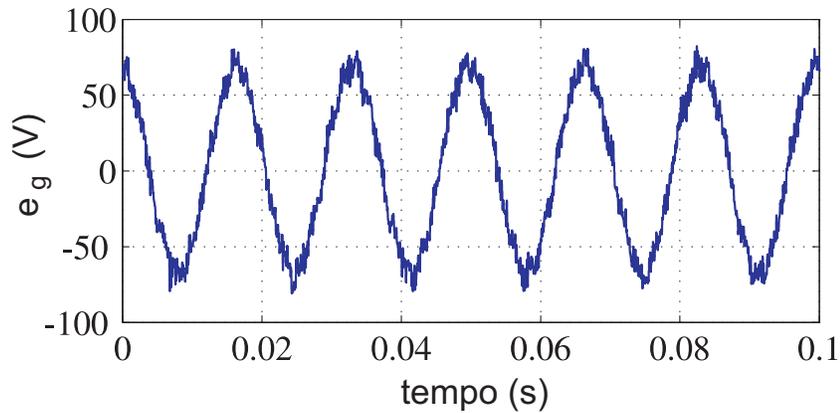


Figura 8.43: Tensão de entrada do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.

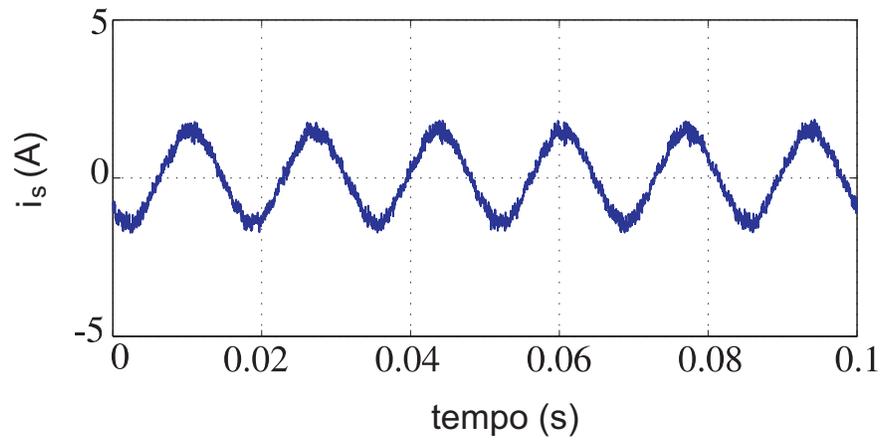


Figura 8.44: Corrente no braço compartilhado do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.

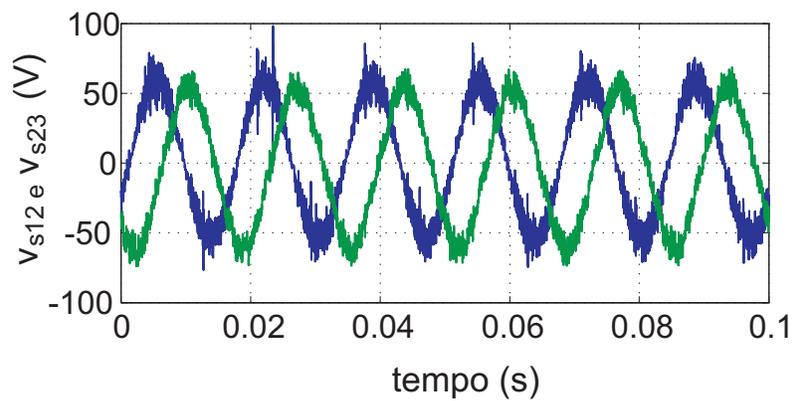


Figura 8.45: Tensão na carga do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.

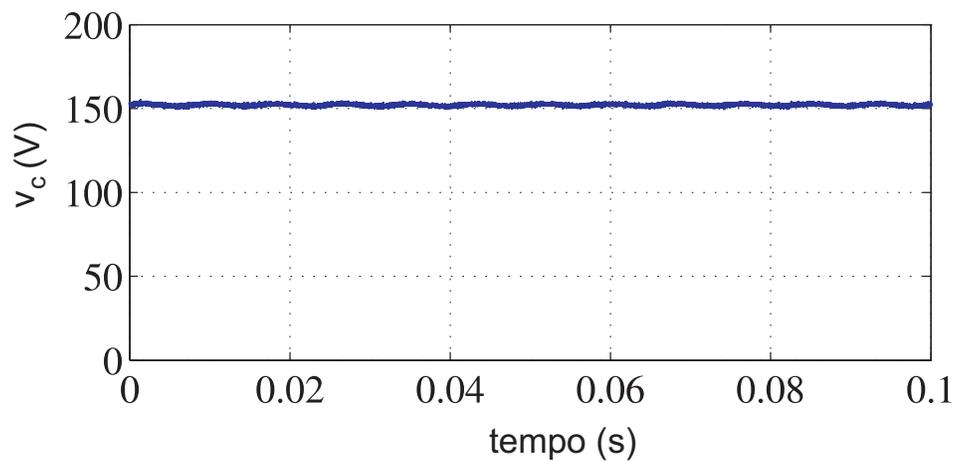


Figura 8.46: Tensão no barramento do conversor monofásico - trifásico misto com braço compartilhado D1C4 obtido na bancada experimental.

8.11 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados resultados experimentais da topologia monofásica mista mostrado na Figura 2.3, das topologias monofásicas em paralelo mostradas nas Figuras 3.1, 3.3, 3.5 e 3.7, da topologia monofásica *CA-CC-CA* mista com braço compartilhado, mostrada na Figura 4.4 e das topologias *CA-CC-CA* monofásica- trifásica mista com braço compartilhado mostradas nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.7.

Nota-se que o método de sincronização proposto para a conversor misto é bastante viável, visto que apesar de não buscar o fator de potência unitário, apresenta alto fator de potência e ainda reduz a distorção harmônica da corrente pois reduz a distorção da corrente pela passagem pelo zero, que ocorre com a sincronização da corrente com a tensão de entrada devido aos diodos.

Capítulo 9

Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros

9.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho foi apresentado uma topologia do conversor monofásico misto, quatro topologias de conversores paralelos mistos (CDCD1B, CDCD2B, CDDC2B e CDCC2B), um conversor monofásico *CA-CC-CA* misto com braço compartilhado e três conversores *CA-CC-CA* monofásico-trifásico misto com braço compartilhado (D1C3, D2C3 e D1C4).

Foram apresentados os seus modelos dinâmicos, as estratégias *PWM* e as estratégias de controle, bem como os resultados de simulação e resultados experimentais. Também foi realizada uma análise de distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores dos conversores.

Foi apresentado o método de sincronização da corrente com a tensão gerada pelo conversor, nas topologias mistas, a fim de diminuir a distorção harmônica da corrente pela passagem pelo zero.

Com o método de sincronização proposto em comparação com o método de sincronização convencional, ocorreu a diminuição da distorção harmônica da corrente de quase de 40% para a topologia do monofásico misto, redução em torno de 2% para as topologias paralelas monofásicas mistas CDCD1B e CDCD2B, diminuição de 13,5% para a topologia CDDC2B. Para a topologia paralela mista CDCC2B, não foi preciso usar o método de sincronização, visto que o conversor monofásico completo pode corrigir a distorção causada pelo conversor monofásico misto, assim, pode-se fazer a corrente em fase com a tensão de entrada, apresentando *THD* em torno 1,9%. Entre os conversores em paralelo, o conversor CDDC2B foi o que apresentou a menor *THD* entre os conversor paralelos, seguido do conversor CDCC2B, que teve o segundo melhor desempenho em *THD*. Os conversores CDCD1B e CDCD2B tiveram desempenho similares.

Para a topologia *CA-CC-CA* monofásico - monofásico mista com braço compartilhado a corrente foi sincronizada com a tensão gerada pelo conversor a fim de diminuir a distorção harmônica da corrente, obtendo *THD* de aproximadamente 3,96%.

Os conversores *CA-CC-CA* monofásico - trifásico misto com braço compartilhado, D1C3, D2C3 e D1C4 tiveram *THD* em torno de 20%, 20% e 5,96%. Percebe-se que as topologias D1C3

e D2C3 tiveram o mesmo desempenho mas a vantagem de se usar a D2C3 é a divisão da corrente da rede entre os braços em paralelo, diminuindo assim as perdas totais no conversor. A que obteve menor THD foi D1C4 pelo fato de ter um braço com chaves controladas em paralelo com o braço com diodo.

As perdas nos semicondutores das topologias propostas usando o método de sincronização foram menores que as topologias convencionais, como a topologia monofásica mista apresentou uma redução de mais de 35% nas perdas totais dos semicondutores. Isto se deve ao fato de diminuir as perdas de chaveamento, por ter apenas um braço com chaves.

Já as topologias paralelas monofásicas mistas apresentaram uma redução de quase de 30%, para as topologias CDCD1B, CDCD2B e CDDC2B e para a topologia CDDC2B e redução de quase 10% para a topologia CDCC2B, quando comparado com a topologia monofásico convencional, que usa 4 braços com chaves, num total de oito chaves. Isto se deve ao fato de se ter conversores em paralelo, que divide a corrente para diminuir as perdas e também por usar braços com diodos, diminuindo as perdas por chaveamento, em comparação com o monofásico convencional.

Para a topologia $CA-CC-CA$ monofásico misto com braço compartilhado, ocorreu a redução de aproximadamente 24% sobre a topologia $CA-CC-CA$ monofásico com braço compartilhado que usa três braços com chaves com total de 6 chaves.

Por fim, para os conversores $CA-CC-CA$ monofásico-trifásico misto com braço compartilhado, o que teve o melhor desempenho em relação as perdas foi a topologia D1C4, mas todas as três propostas tiveram uma redução de aproximadamente 20% em relação a topologia convencional $CA-CC-CA$ monofásico-trifásico com braço compartilhado C4.

Pode-se perceber, pelos resultados de simulação e experimentais, que mesmo que o fator de potência seja prejudicado no método de sincronização proposto (corrente com a tensão gerada) em relação ao método usual que é sincronizar a corrente com a tensão de entrada para ter alto fator de potência, o método se mostra bastante útil no que diz respeito a diminuição da distorção harmônica na corrente e ainda sim ter fator de potência considerado alto e dentro dos padrões usuais na indústria.

9.2 Trabalhos Futuros

Foram apresentados neste trabalho configurações de conversores $CA-CC$ monofásico misto, conversores $CA-CC$ monofásico paralelo misto, $CA-CC-CA$ monofásico-monofásico misto com braço compartilhado e $CA-CC-CA$ monofásico- trifásico misto com braço compartilhado. Poderão ser realizados estudos futuros de configurações mistas trifásicas, como conversores $CA-CC$ trifásico misto, $CA-CC$ trifásico paralelo misto, $CA-CC-CA$ trifásico-trifásico. Além das configurações trifásicas, poderão ser desenvolvidas configurações de conversores mistos em série, tanto monofásico como trifásico.

Um estudo detalhado do fator de potência junto com o projeto do filtro indutivo são trabalhos a serem desenvolvidos.

Referências

- [1] BOSE, B. (2000) "Energy, environment, and advances in power electronics", IEEE Transactions Power Electronics, (6):688 –701, Vol.15.
- [2] ANEEL (2005) "Atlas de energia elétrica do Brasil", ANEEL, pp. , Vol. 2.
- [3] ANEEL (2008) "Atlas de energia elétrica do Brasil", ANEEL, pp. , Vol. 3.
- [4] C. WANG, L. WANG, L. S. e NI, Y. (2007) "A survey on wind power technologies in power systems", Power Engineering Society General Meeting, pp. 1 –6, Vol. 3.
- [5] SOTER, S. e WEGENER, R. (2007) "Development of induction machines in wind power technology", In: *IEMDC '07*, pp. 1490 –1495, vol. 2.
- [6] MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M. e ROBBINS, W. P. (2003) "Power Electronics: Converters, Applications and Design", John Wiley e Sons, INC, United States of America, 3^o edic..
- [7] L. HANSEN, P. MADSEN, F. B. H. C. U. L. e ESKILDSEN, K. (2001) "Generators and power electronics technology for wind turbines", In: *IECON '01*, pp. 2000 –2005, vol. 3.
- [8] R. MELICIO, V. M. e CATALAO, J. (2008) "Two-level and multilevel converters for wind energy systems: A comparative study", In: *EPE-PEMC 2008*, pp. 1682 –1687, 13th.
- [9] O. BOUHALI, E. BERKOUK, C. S. e FRANCOIS, B. (2004) "A five-level diode clamped inverter with self-stabilization of the dc-link voltage for grid connection of distributed generators", IEEE International Symposium Industrial Electronics, pp. 947 – 952, Vol. 2.
- [10] J. VILLATE, S. CEBALLOS, E. R. P. I. e GABIOLA, I. (2005) "Experimental validation of multilevel converters for variable speed wind turbines", European Conference Power Electronics and Applications, p. 8.
- [11] J.-C. HWANG, M.-H. C. e YEH, S.-N. (2007) "Application of three-level converters to wind power systems with permanentmagnet synchronous generators", In: *IECON 2007*, pp. 1615 –1620.
- [12] XU, H. e JIANLIN LI (2009) "Fpga based multiplex pwm generator for multilevel converters applied wind power generator", In: *APEEC 2009*, pp. 1 –4.
- [13] J. KARPAGAM, P. M. e JEROME, J. (2007) "Application of matrix converter in wind energy conversion system employing synchronous generator", In: *ICTES 2007*, pp. 270 –276.

- [14] K. GHEDAMSI, D. A. e BERKOUK, E. (2006) "Application of matrix converter for variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator", In: *SPEEDAM 2006*, pp. 1201–1205.
- [15] L. ZHANG, C. W. e SHEPHERD, W. (1997) "Application of a matrix converter for the power control of a variable-speed wind-turbine driving a doubly-fed induction generator", In: *IECON 1997*.
- [16] BRAGA, H. A. C. e BARBI, I. (2000) "Conversores Estáticos Multiníveis-Uma Revisão", *Controle e Automação*, (01):20–28, Vol.11.
- [17] AMARAL, A. M. R. e CARDOSO, A. (2008) "An Economic Offline Technique for Estimating the Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE Transactions Instrumentation and Measurement*, (12):2697–2710, Vol.57.
- [18] DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B. e DA SILVA, E. R. C. (2009) "Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction", In: *COBEP'09 IEEE*, pp. 1155–1162, Vol.1.
- [19] CAVALCANTI, M. C.; DA SILVA, E. R.; BOROYEVICH, D.; DONG, W. e JACOBINA, C. B. (2003) "A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters", In: *PESC'03 IEEE*, pp. 1845–1850, Vol.3.
- [20] BRAGA, H. A. C. E BARBI, I. (2000) "Conversores Estáticos Multiníveis-Uma Revisão", *Controle e Automação*, pp. 20–28.
- [21] GARTH, D. R.; MULDOON, W. J. B. G. C. e COSTAGUE, E. N. (1971) "Multi-phase, 2 Kilowatt, High Voltage, Regulated Power Supply", *IEEE Proceedings - Power Conditioning Specialists Conference*, pp. 110–116.
- [22] DING, K.; CHENG, K. W. E.; XUE, X. D.; DIVAKAR, B. P.; WANG, S. X.; XU, C. D. e WANG, D. H. (2009) "A novel single-phase voltage sag restorer with diode-clamped multilevel bridge", In: *PESA'09*, pp. 1–6.
- [23] PENG, F. Z. (2000) "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing", In: *IAC'00 IEEE*, pp. 2024–2031, Vol.3.
- [24] LOH, P. C.; HOLMES, D. G.; FUKUTA, Y. e LIPO, T. A. (2003) "Reduced common-mode modulation strategies for cascaded multilevel inverters", *IEEE Transactions Industry Applications*, (5):1386–1395, Vol.39.
- [25] LOH, P. C.; HOLMES, D. G.; FUKUTA, Y. e LIPO, T. A. (2004) "A reduced common mode hysteresis current regulation strategy for multilevel inverters", *IEEE Transactions Power Electronics*, (1):192–200, Vol.19.
- [26] ILHAMI COLAK, ERSAN KABALCI, R. B. e SAGIROGLU, S. (2009) "The Design and Analysis of a 5-Level Cascaded Voltage Source Inverter with Low THD", *IEEE Transactions Power Electronics*, pp. 575–580.

- [27] FIGUEIREDO, J.; TOFOLI, F. e SILVA, B. (2010) A review of single-phase PFC topologies based on the boost converter, In: *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*, pp. 1 –6.
- [28] ROCHA, N. (2010) "Associação em Paralelo de Conversores Estáticos com Barramento CC", Tese de doutorado, Universidade Federal Campina Grande, Rua Aprígio Veloso, Campos I.
- [29] QUEIROZ, A. P. D. (2010) "Conversores Estáticos CA-CC-CA Obtidos a Partir da Conexão de Módulos Monofásicos", Dissertação, Universidade Federal de Campina Grande.
- [30] JACOBINA, C.; DOS SANTOS, E. e FABROCIO, E. (2008) Single-phase to three-phase drive system using two parallel single-phase rectifiers, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 901 –905.
- [31] SAINT, B. (2009) Rural distribution system planning using Smart Grid Technologies, In: *Rural Electric Power Conference, 2009. REPC '09. IEEE*, pp. B3 –B3–8.
- [32] RODRIGUEZ, J.; DIXON, J.; ESPINOZA, J.; PONTT, J. e LEZANA, P. (2005) PWM regenerative rectifiers: state of the art, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **52**(1):5 – 22.
- [33] DEGHAN, S.; MOHAMADIAN, M. e VARJANI, A. (2009) A New Variable-Speed Wind Energy Conversion System Using Permanent-Magnet Synchronous Generator and -Source Inverter, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, **24**(3):714 –724.
- [34] OLIVEIRA, D.; REIS, M.; SILVA, C.; COLADO BARRETO, L.; ANTUNES, F. e SOARES, B. (2010) A Three-Phase High-Frequency Semiconrolled Rectifier for PM WECS, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(3):677 –685.
- [35] OLIVEIRAJR., DEMERCIL S. ; SILVA, C. E. D. A. E. . O. F. H. M. D. . B. L. H. S. C. . A. F. L. (2011) "A Three-phase Rectifier For Wecs With Indirect Current Control", *Eletron. Potn.*, pp. 28–36, vol. 16.
- [36] F. BELTRAME, L. ROGGIA, J. S. e PINHEIRO, J. (2010) "Análise comparativa de conversores monofasicos aplicados à correção de fator de potência", *IEEE Power Electron*, pp. 284–293, vol. 15.
- [37] QI, T.; XING, L. e SUN, J. (2009) Dual-Boost Single-Phase PFC Input Current Control Based on Output Current Sensing, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **24**(11):2523 –2530.
- [38] LIM, J.-W. e KWON, B.-H. (1999) A power-factor controller for single-phase PWM rectifiers, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **46**(5):1035 –1037.
- [39] ITOH, R. e ISHIZAKA, K. (1989) Single-phase sinusoidal convertor using MOSFETs, *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, **136**(5):237 –242.
- [40] TSAI, W.-I.; SUN, Y.-Y. e SHIEH, W.-S. (1991) Modelling and control of single phase switching mode rectifiers with near-optimum dynamic regulation, In: *Industrial Electronics, Control*

and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on, pp. 501 –506 vol.1.

- [41] MARTINEZ, R. e ENJETI, P. (1996) A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **11**(2):311 –317.
- [42] DIXON, J. e OOI, B. (1989) Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **25**(4):644 –651.
- [43] OGASAWARA, S.; TAKAGAKI, J.; AKAGI, H. e NABAE, A. (1992) A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **28**(5):1023 –1030.
- [44] MATSUI, K.; MURAI, Y.; WATANABE, M.; KANEKO, M. e UEDA, F. (1993) A pulsewidth-modulated inverter with parallel connected transistors using current-sharing reactors, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **8**(2):186 –191.
- [45] TALEBI, N.; SADRNIA, M. e RAFIEI, S. (2009) Current and voltage control of paralleled multi-module inverter systems, In: *Control and Automation, 2009. MED '09. 17th Mediterranean Conference on*, pp. 1498 –1503.
- [46] RAMOS, R.; BIEL, D.; FOSSAS, E. e GUINJOAN, F. (2008) Interleaving Quasi-Sliding-Mode Control of Parallel-Connected Buck-Based Inverters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(11):3865 –3873.
- [47] PAN, C.-T. e LIAO, Y.-H. (2008) Modeling and Control of Circulating Currents for Parallel Three-Phase Boost Rectifiers With Different Load Sharing, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **55**(7):2776 –2785.
- [48] PAN, C.-T. e LIAO, Y.-H. (2007) Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **54**(2):825 –838.
- [49] CAI, H.; ZHAO, R. e YANG, H. (2008) Study on Ideal Operation Status of Parallel Inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **23**(6):2964 –2969.
- [50] CHUNG, V. e ROBINSON, F. (1994) Interleaved switching topology for three-phase power-factor correction, In: *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on*, pp. 280 –285.
- [51] CHOI, J.-H.; KWON, J.-M.; JUNG, J.-H. e KWON, B.-H. (2005) High-performance online UPS using three-leg-type converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **52**(3):889 –897.
- [52] DOS SANTOS, E.; JACOBINA, C.; DIAS, J. e ROCHA, N. (2011) Fault tolerant ac-dc-ac single-phase to three-phase converter, *Power Electronics, IET*, **4**(9):1023 –1031.

- [53] DE FREITAS, I.; JACOBINA, C.; DA SILVA, E. e OLIVEIRA, T. (2010) Single-Phase AC-DC-AC Three-Level Three-Leg Converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **57**(12):4075 –4084.
- [54] DOS SANTOS, E. C. (2007) "Sistemas de Conversão Estático com Número Reduzido de Componentes", Tese de doutorado, Universidade Federal Campina Grande, Rua Aprigio Veloso, Campos I.
- [55] FREITAS, I. S. (2007) "Sistemas Estáticos de Conversores CA/CA com Barramento CC e Número Reduzido de Componentes", Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Rua Aprigio Veloso, Campos I.
- [56] DE LIMA MONTENEGRO DUARTE, A. R. C.; BEZERRA, U. H.; DE LIMA TOSTES, M. E. e DA ROCHA FILHO, G. N. (2007) Alternative energy sources in the Amazon, *Power and Energy Magazine, IEEE*, **5**(1):51 –57.
- [57] MACHADO, R.; BUSO, S. e POMILIO, J. (2004) A line-interactive single-phase to three-phase converter system, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 1, pp. 753 – 758 Vol.1.
- [58] CIPRIANO, E.; JACOBINA, C.; DA SILVA, E. e ROCHA, N. (2012) Single-Phase to Three-Phase Power Converters: State of the Art, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **27**(5):2437 –2452.
- [59] CAVALCANTI, R.; ROCHA, N.; JACOBINA, C.; MARINUS, N. e DOS SANTOS, E. (2011) Synchronization method for asymmetrical bridgeless boost rectifier, In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, pp. 1009 –1014.
- [60] JACOBINA, C.; ROCHA, N.; MARINUS, N. e SANTOS, E. (2012) AC-AC single-phase DC-link converter with four controlled switches, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 1927 –1932.
- [61] JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; PINHEIRO, R. F.; DE SILVA, E. R. C. e LIMA, A. M. N. (1999) "Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters", In: *IAS'99 IEEE*, pp. 2173–2179, Vol.4.
- [62] JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; PINHEIRO, R. F.; DA SILVA, E. R. C. e LIMA, A. M. N. (2001) "Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters", *IEEE Transactions Industry Applications*, (6):1807–1816, Vol.37.
- [63] HOLTZ, J. (1994) Pulsewidth modulation for electronic power conversion, *Proceedings of the IEEE*, **82**(8):1194 –1214.