



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

# Análise e Projeto de Sistemas de Controle de Conversores de Potência Multiportas.

José Djair Guedes da Silva

Dissertação de Mestrado apresentada à Coordenadoria do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestrado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.

Orientador

Montiê Alves Vitorino, Dr.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©José Djair Guedes da Silva, 8 de outubro de 2020

# Análise e Projeto de Sistemas de Controle de Conversores de Potência Multiportas.

José Djair Guedes da Silva

*Dissertação de Mestrado apresentada em 28 de fevereiro de 2020*

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.

Orientador

Montiê Alves Vitorino, Dr.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Fevereiro de 2020

S586a Silva, José Djair Guedes da.  
Análise e projeto de sistemas de controle de conversores de potência multiportas / José Djair Guedes da Silva. - Campina Grande, 2020.  
91f. : il. Color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2020.  
"Orientação: Prof. Dr. Antonio Marcus Nogueira Lima, Montiê Alves Vitorino".  
Referências.

1. Conversor Multiporta. 2. Dupla Ponte Ativa (DAB). 3. Transformador de Alta Frequência. . I. Lima, Antonio Marcus Nogueira. II. Vitorino, Montiê Alves. III. Título.

CDU 621.314(043)

# Agradecimentos

Primeiramente, agradeço a Deus, por me proporcionar força e coragem durante toda esta longa caminhada. Aos meus pais, Graça e Djalma, que com muito carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa da minha vida, sempre pacientes e dispostos a me ajudar no que eu precisasse. A toda minha família, por sua capacidade de acreditar e investir em mim, em especial a tia Toinha, que foi uma das grandes incentivadoras para que eu chegasse até aqui.

Aos professores Antônio Marcus e Montiê Vitorino, por toda orientação para conclusão deste trabalho. A todos meus amigos, em especial os que conheci durante o curso, companheiros de estudo e irmãos na amizade que fizeram parte da minha formação, pelo apoio e incentivo constante.

A todos meus professores, por me propiciarem o conhecimento não apenas racional, mas a manifestação de caráter e afetividade da educação no processo de formação profissional.

# Resumo

Neste trabalho, foi escolhida uma topologia de conversor multiporta, com o objetivo de projetar o sistema de controle de transferência de potência deste conversor estático de quatro portas que utiliza duas pontes completa e um indutor acoplado de alta frequência, seguindo o princípio do *Dual Active Bridge Converter*. Este conversor opera em diferentes modos, dependendo dos ciclos de trabalho das duas pontes. A transferência de energia entre os conversores de ponte completa é controlada pelos ciclos de trabalho e pela mudança de fase. A viabilidade do sistema foi validada por meio de resultados de simulação e experimentais. Foi proposto um sistema de controle do fluxo de potência neste conversor. O fluxo de potência apresentado para este conversor foi definido em função dos ciclos de trabalhos destes dois conversores e do deslocamento de fase, considerando a indutância de magnetização do transformador de alta frequência para obtenção do modelo do sistema. Para validar este sistema, foram feitas simulações e testes experimentais considerando o comportamento estático e dinâmico deste conversor, no qual pode-se comprovar a viabilidade de operação deste conversor.

**Palavras-chave:** Conversor Multiporta, Dupla Ponte Ativa (DAB), Transformador de Alta Frequência, Conversores Monofásicos.

# Abstract

In this paperwork, a multiport converter topology was chosen, with the objective of designing the power transfer control system of this four-port static converter that uses two complete bridges and a high frequency coupled inductor, following the Dual Active Bridge Converter principle. This converter operates in different modes, depending on the duty cycles of the two bridges. Power transfer between complete bridge converters is controlled by duty cycles and phase changes. The viability of the system was validated through simulation results and experiments. A control system of power flow has been proposed within this converter. The power flow presented for this converter has been defined depending on the duty cycles of these two converters and the phase shift, considering the magnetization inductance of the high-voltage transformer frequency to obtain the system model. To validate this system, simulations and experimental tests were done, considering the static and dynamic behavior of this converter, in which it is possible to prove its viability of operation.

**Keywords:** Multiport Converter, Dual Active Bridge, High-Frequency Transformer, Single-Phase Converters.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivos . . . . .	3
1.1.1	Objetivo Geral . . . . .	3
1.1.2	Objetivos Específicos . . . . .	3
1.2	Organização do Trabalho . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>5</b>
2.1	Classificação das topologias de conversores multiporta . . . . .	5
2.2	Estratégias de controle aplicadas em conversores multiporta . . . . .	8
2.3	Estratégias de controle para o controle do barramento CC . . . . .	10
2.4	Considerações finais . . . . .	11
<b>3</b>	<b>Conversores multiporta isolados</b>	<b>13</b>
3.1	Características . . . . .	13
3.2	Técnica de Modulação . . . . .	15
3.3	Princípio <i>Dual Active Bridge</i> DAB . . . . .	17
3.3.1	Estrutura básica do circuito de um conversor DAB . . . . .	17
3.3.2	Modos de operação do conversor DAB . . . . .	19
3.4	Topologias . . . . .	26
3.5	Considerações finais . . . . .	33
<b>4</b>	<b>Conversor de quatro portas</b>	<b>35</b>
4.1	Topologia do conversor . . . . .	35
4.1.1	Modelos de chaveamento médio . . . . .	36

4.1.2	Modelagem do transformador de alta frequência . . . . .	39
4.1.3	Modos de Operação . . . . .	43
4.2	Fluxo de Potência no Conversor . . . . .	45
4.3	Considerações Finais . . . . .	48
<b>5</b>	<b>Controle do Fluxo de potência</b>	<b>49</b>
5.1	Potência ativa e reativa em circuitos monofásicos . . . . .	49
5.2	Potência com o conversor operando CA-CC . . . . .	51
5.3	Análise da malha de controle proposta . . . . .	56
5.3.1	PLL - <i>Phase-Locked Loop</i> . . . . .	57
5.3.2	Projeto dos controladores . . . . .	59
5.4	Conclusões Parciais . . . . .	70
<b>6</b>	<b>Resultados</b>	<b>71</b>
6.1	Resultados de Simulação . . . . .	71
6.1.1	Conversor alimentado por fontes CC . . . . .	71
6.1.2	Perdas por Condução e por Chaveamento . . . . .	73
6.2	Resultados Experimentais . . . . .	78
6.3	Produção científica . . . . .	85
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>86</b>
7.1	Propostas para trabalhos futuros: . . . . .	87
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>88</b>



# Lista de símbolos e abreviaturas

$\omega_0$	Frequência de ressonância
$\omega_{cr}$	Frequência de corte do integrador não ideal
$\varphi$	diferença de fase entre as tensões do primário e secundário
$f_s$	Frequência de chaveamento
$K_i$	Ganho integral do controlador PI
$K_p$	Ganho proporcional do controlador PI
$K_{ii}$	Ganho integral do controlador PRES
$K_{pi}$	Ganho proporcional do controlador PRES
$L_m$	Indutância de magnetização
$L_{k1}$	Indutância de dispersão do primário
$L_{k2}$	Indutância de dispersão do secundário
$n$	Relação de espiras no transformador
$P_{tr}$	Potência transferida em um período de chaveamento
$T_s$	Período de chaveamento
$V_1$	Tensão de entrada do conversor DAB
$V_2$	Tensão de saída do conversor DAB
$v_p$	Tensão no primário do transformador
$v_s$	Tensão no secundário do transformador
CA	Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

d Ciclo de trabalho

DAB Conversor dupla ponte ativa (do inglês, *Dual Active Bridge*)

IGBT Transistor bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

MOSFET Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (do inglês, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

PI Proporcional Integral

PRES Proporcional Ressonante

PWM Modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation*)

# Lista de Tabelas

5.1	Valores das constantes utilizadas na simulação . . . . .	53
6.1	Valores das variáveis utilizadas na simulação . . . . .	78
6.2	Dados obtidos experimentalmente para $D_1 = 0,66$ , $D_2=0,8$ , $V_{ac1}=20V$ e $V_{ac2}=10V$ . . . . .	81
6.3	Dados obtidos experimentalmente para $D_1 = 0,66$ , $D_2=0,8$ , $V_{ac1}=50V$ e $V_{ac2}=15V$ . . . . .	82
6.4	Dados obtidos experimentalmente para $D_1 = 0,7$ , $D_2=0,7$ , $V_{ac1}=20V$ e $V_{ac2}=10V$	83
6.5	Dados obtidos experimentalmente para $D_1 = 0,75$ , $D_2=0,33$ , $V_{ac1}=50V$ e $V_{dc2}=30V$ . . . . .	84

# Lista de Figuras

3.1	a) Topologia convencional de um conversor . b) Topologia de um conversor multiporta. . . . .	14
3.2	Conversor multiporta com múltiplas entradas e saídas. . . . .	15
3.3	Modulação PWM senoidal. . . . .	16
3.4	Modulação phase-shift. . . . .	16
3.5	Topologias de conversores isolados e bidirecionais: a) <i>flyback</i> b) <i>push-pull</i> c) meia ponte . . . . .	18
3.6	a) Circuito de um conversor CC/CC DAB convencional. b) Versão ideal deste conversor. . . . .	19
3.7	Modos de operação do Conversor DAB. . . . .	21
3.8	Principais formas de onda em um conversor DAB. . . . .	22
3.9	Conversor multiporta proposto em Su e Peng[6]. . . . .	27
3.10	Conversor multiporta proposto em Chen, Liu e Wu[35]. . . . .	28
3.11	Conversor multiporta proposto em Duarte, Hendrix e Simões[36]. . . . .	29
3.12	Conversor multiporta proposto em Tao, Duarte e Hendrix[37]. . . . .	30
3.13	Topologia do conversor multiporta proposto por Zhao, Round e Kolar[10]. . . . .	31
3.14	Diagrama de blocos do sistema de controle apresentada em Zhao, Round e Kolar[10]. . . . .	32
3.15	Topologia do conversor multiporta proposto por Qian et al.[7]. . . . .	33
3.16	Topologia do conversor multiporta proposto por Asa et al.[12]. . . . .	33
4.1	Topologia do conversor multiporta estudada nessa dissertação. . . . .	36
4.2	Modelo da chave PWM. . . . .	38

4.3	Modelo do transformador não ideal. . . . .	39
4.4	Modelo do transformador com bobinas. . . . .	40
4.5	Formas de onda principais para o modo externo direito. . . . .	44
4.6	a) Modelo simplificado do conversor proposto e o equivalente b) Refletido no primário . . . . .	45
4.7	Modelo simplificado do conversor proposto onde é ignorada a indutância de magnetização. . . . .	45
4.8	Modos de operação do conversor. . . . .	47
5.1	Triângulos de potência: (a) carga indutiva; (b) carga capacitiva. . . . .	51
5.2	Topologia do conversor proposta em Krismer, Hatipoglu e Kolar[41]. . . . .	51
5.3	Topologia monofásica equivalente do conversor proposto em Krismer, Hatipoglu e Kolar[41]. . . . .	52
5.4	Potência média em um período de chaveamento para $D_1=D_2=D$ . . . . .	53
5.5	Potência $P_{1\phi,ac} \cos(4\pi f_m t)$ para diferentes valores de $\phi$ . . . . .	55
5.6	Potência média instantânea $p_{1\phi}$ para diferentes valores de $\phi$ . . . . .	55
5.7	Configuração da simulação do sistema de controle para controle da tensão de barramento. . . . .	57
5.8	Componentes de um PLL. . . . .	58
5.9	Modelo elétrico do sistema a ser controlado. . . . .	60
5.10	Diagrama de blocos da planta para controle de corrente. . . . .	61
5.11	Diagrama de blocos da malha de controle de corrente. . . . .	62
5.12	(a) Tensão controlada do barramento $V_{dc1}$ (b) Erro de tensão e (c) Corrente controlada referente a porta $V_{ac1}$ (d) Potência fornecida pela porta $V_{dc1}$ e (e) 10Corrente $I_{ac2}$ (azul) e tensão $V_{ac1}$ (vermelho). . . . .	64
5.13	(a) Tensão controlada do barramento $V_{dc1}$ (b) Erro de tensão e (c) Corrente controlada referente a porta $V_{ac1}$ (d) Potência fornecida pela porta $V_{dc1}$ e (e) 10Corrente $I_{ac2}$ (azul) e tensão $V_{ac1}$ (vermelho) com a adição de um degrau de tensão de 50 V em 0,2s. . . . .	66

5.14	Para um ângulo de fase de $-30^\circ$ (a) Tensão controlada do barramento $V_{dc1}$ (b) Corrente controlada referente a porta $V_{ac1}$ (c) Corrente $10I_{ac1}$ e tensão $V_{ac1}$ (d) Potência ativa (azul) e reativa (vermelho) fornecida a porta $V_{ac1}$ . . . . .	67
5.15	Para um ângulo de fase de $-60^\circ$ (a) Tensão controlada do barramento $V_{dc1}$ (b) Corrente controlada referente a porta $V_{ac1}$ (c) Corrente $10I_{ac2}$ e tensão $V_{ac1}$ (d) Potência ativa (azul) e reativa (vermelho) fornecida a porta $V_{ac1}$ . . . . .	68
5.16	Para um ângulo de fase de $30^\circ$ (a) Tensão controlada do barramento $V_{dc1}$ (b) Corrente controlada referente a porta $V_{ac1}$ (c) Corrente $10I_{ac2}$ e tensão $V_{ac1}$ (d) Potência ativa (azul) e reativa (vermelho) fornecida a porta $V_{ac1}$ . . . . .	69
6.1	Resultados de simulação do conversor proposto considerando (a) $\phi=-90^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$ e (c) $\phi=0^\circ$ . . . . .	72
6.2	Modelos do elemento IGBT fornecidos para cálculo das perdas no modelo térmico. . . . .	73
6.3	Curva $I_c \times V_{CE}$ (a) Modelo térmico do PSIM <sup>®</sup> (b) fornecida no <i>datasheet</i> . . . . .	74
6.4	Curva $E_{on} \times I_c$ e $E_{off} \times I_c$ (a) Modelo térmico do PSIM <sup>®</sup> (b) fornecida no <i>datasheet</i> . . . . .	75
6.5	Modelo do componente criado no PSIM <sup>®</sup> para análise das perdas. . . . .	76
6.6	Esquema de Ligações para análise das perdas. . . . .	76
6.7	Circuito para análise das perdas . . . . .	77
6.8	Montagem experimental do conversor monofásico multiporta. . . . .	79
6.9	Resultado experimental do conversor proposto considerando (a) $\phi=-90^\circ$ (b) $\phi=90^\circ$ e (c) $\phi=0^\circ$ . . . . .	80
6.10	Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.2. . . . .	81
6.11	Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.3. . . . .	82
6.12	Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.4. . . . .	83
6.13	Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.5. . . . .	85

# Capítulo 1

## Introdução

É necessário evitar o uso de energia oriunda da queima de combustíveis fósseis como óleo, gás natural ou carvão, fontes poluentes e não renováveis. Como solução, tem-se as fontes de energia renováveis, como eólica, solar e hidráulica que utilizam recursos não esgotáveis em relação a outros tipos de fontes. As diversas fontes de energia geram energia com características diferentes, com isto é necessário desenvolver sistemas de conversão que permitam a integração/compatibilização das energias geradas pelas diferentes fontes de energia tendo em vista que as características da energia que será entregue aos consumidores

Em diversos casos, necessita-se da implantação de mais de uma fonte renovável para a geração de energia. Desta forma, torna-se necessário a implantação de conversores que sejam capazes de acoplar estas fontes, que podem possuir diferentes níveis de tensão. Os conversores multi-portas possuem número reduzido de componentes e são capazes de trabalhar com estes diferentes níveis de tensão por meio do uso de um acoplamento magnético, que também possibilita o fluxo de potência bidirecional, tornando-se uma alternativa viável para estas situações.

A produção do transformador de alta frequência e o projeto do sistema de controle aumenta em complexidade com o aumento do número de portas. Entretanto, fatores como isolamento galvânico e a capacidade de manter a alimentação de cargas em uma porta, mesmo com outras portas em curto-circuito, tornam atrativa a utilização desses conversores.

Para efetuar a conexão da energia armazenada em baterias e cargas simultaneamente, é necessária a utilização de conversores de potência, que adéquem o nível e o tipo de tensão

aos desejados para cada parte do sistema elétrico. Na literatura, existem diversas topologias que realizam esse tipo de conexão, algumas delas possuem um barramento CC para realizar o acoplamento entre conversores de duas portas, e outras utilizam um único conversor, cujo acoplamento é realizado por um transformador de alta frequência com três enrolamentos.

Os conversores que utilizam o acoplamento por meio de um barramento CC possuem a vantagem de ter um menor número de chaves a serem controladas. No entanto, esta topologia apresenta algumas desvantagens, como a existência de contato elétrico entre todas as partes do circuito, facilitando a ocorrência de curto-circuito entre as mesmas. Os conversores multiportas são usados para realizar a troca de energia entre as fontes e carga.

Os conversores multiporta apresentam vantagens em relação aos conversores convencionais, como por exemplo, permitir a transferência simultânea de energia entre as portas e além disso, o fluxo de potência pode ser controlado por meio da variação da largura de pulso e do deslocamento de fase entre os sinais de comando das chaves dos inversores. Estes conversores possuem uma configuração mais simples em comparação a outras topologias de conversores, com menor número de componentes e conseqüentemente necessita de menos sinais de comando para as chaves, conseqüentemente com a redução do número de componentes, tem-se a redução do volume físico do sistema e redução do custo. Estes conversores também possuem isolamento galvânica e fácil gerenciamento do fluxo de energia entre as portas. Devido as vantagens dos conversores multiportas, numerosas topologias foram propostas.

Neste trabalho, foi projetado um sistema de controle de transferência de potência em um sistema de conversão de quatro portas CA / CC-CC / CA que utiliza dois conversores de ponte completa e um transformador de alta frequência seguindo o princípio do *Dual Active Bridge Converter*. A transferência de energia entre estes conversores é controlada pelos ciclos de trabalho e pela mudança de fase aplicada ao primário e ao secundário do transformador que conecta as duas pontes. Os limites dos modos de operação e a potência transferida por meio do transformador de alta frequência são obtidos analiticamente. O conversor DAB (*Dual Active Bridge*) se consolidou como uma alternativa robusta para aplicações CC/CC de alta potência, fornecendo a possibilidade de fluxo de potência bidirecional.



## 1.1 Objetivos

### 1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral dessa dissertação é projetar o sistema de controle de transferência de potência de um conversor estático de quatro portas que utiliza duas pontes completa e um indutor acoplado de alta frequência.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

Com este objetivo geral, destacam-se os seguintes objetivos específicos:

- Fazer um revisão bibliográfica sobre os conversores multi-porta, seu princípio de funcionamento e estratégias de controle;
- Revisar e entender o conjunto de dispositivos que formam um sistema multiporta de conversão, assim como a técnica de PWM utilizada;
- Analisar o funcionamento do conversor em diferentes pontos de operação ;
- Propor uma estratégia de controle para o fluxo de potência entre as portas deste conversor;
- Realização de testes de verificação do funcionamento do conversor por meio de ferramentas de simulação e comparação com dados experimentais;

## 1.2 Organização do Trabalho

Neste capítulo, é feita uma revisão bibliográfica sobre os conversores multiportas e também são apresentados o objetivo geral deste trabalho, assim como os objetivos específicos. Além de ser apresentada a estrutura do trabalho.

No capítulo 2 é feita uma fundamentação teórica sobre os conversores multiporta, no qual são apresentados conceitos teóricos , sendo definidas suas características e a técnica de modulação, assim como é feita uma breve abordagem sob o princípios de funcionamentos

de conversores *Dual Active Bridge*. Algumas topologias presentes nos artigos científicos são abordadas no fim deste capítulo .

No capítulo 3 é apresentada a topologia do conversor proposto, em seguida é apresentado seu modo de funcionamento e as equações que definem seu comportamento.

No capítulo 4 é feita uma abordagem sobre o controle do fluxo de potência para o conversor proposto, e é definida uma sugestão de controle.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de simulações e experimentais relacionados a este conversor. Por fim, no capítulo 6 são feitas as conclusões.

# Capítulo 2

## Revisão Bibliográfica

Nesta seção, é feita uma revisão da literatura a respeito dos conversores multiporta, a técnica de PWM utilizada e seu princípio de funcionamento. Também são citadas algumas aplicações deste conversor, assim como uma discussão sobre o controle de barramento CC em conversores de potência.

Atualmente, existe um interesse em gerar eletricidade a partir de fontes renováveis de energia. Em muitas, é necessário conectar várias fontes de energia renováveis de diferentes tipos para uma rede elétrica ou carga. Os conversores multiporta tem sido propostos para a gestão eficiente de energia e integração da rede para as múltiplas fontes/cargas a serem conectadas.

### 2.1 Classificação das topologias de conversores multiporta

De acordo com [Bhattacharjee, Kutkut e Batarseh\[1\]](#), topologias isoladas e não isoladas começaram a aparecer na literatura em torno do início dos anos 2000. A principal motivação para o desenvolvimento de topologias não isoladas foi reduzir o número de componentes e obter melhores rendimentos. No entanto, as topologias isoladas permaneceram igualmente populares devido à sua maior flexibilidade no controle do fluxo de potência entre as várias portas do conversor.

Em [Ding et al.\[2\]](#), uma família de conversores de três portas não isoladas é apresentada,

no qual são utilizadas uma carga, uma fonte renovável e uma bateria em suas portas. Com estas topologias propostas e a partir da análise dos modos de operação e requisitos de controle de potência do sistema, uma proposta de PWM é apresentada para todos estes conversores. [Zhang et al.\[3\]](#) apresenta de forma mais específica a análise de um conversor multiporta não isolado. O controle do fluxo de potência é controlado pela modulação *phase-shift*, no qual foi possível regular a tensão do barramento para os níveis do projeto. O sistema consiste de um conversor ponte completa não isolado, que é utilizado para atingir a transmissão de energia bidirecional entre quaisquer das três portas. Foi possível verificar a viabilidade e eficácia deste conversor por meio da análise de resultados experimentais com um protótipo de 1kW. Outras famílias de conversores multiporta não isoladas são apresentadas em [Chien et al.\[4\]](#) e [Gummi e Ferdowsi\[5\]](#), que se diferenciam pelas combinações de entradas/saídas ou o tipo de acoplamento entre estas portas.

Tratando apenas dos conversores multiporta isolados, existem na literatura três conjuntos de topologias. Na primeira, o isolamento é feito utilizando um transformador de dois enrolamentos, em que duas portas não são isoladas e uma terceira porta é isolada das portas não isoladas. Em [Su e Peng\[6\]](#), é apresentado um conversor bidirecional com esta característica, no qual a finalidade é conectar três redes de tensões para aplicações automotivas. Este conversor consiste de duas meia pontes e um transformador de alta frequência, que fornece a possibilidade de trabalhar com diferentes níveis de tensão e também fornece isolamento galvânico entre as duas pontes. A utilização de duas meia pontes possibilita a redução do custo e maior densidade de potência.

Em [Qian et al.\[7\]](#), é apresentada uma interface de três portas para aplicações fotovoltaicas, onde tem-se uma porta de entrada do painel, e uma porta bidirecional associada a uma bateria e uma porta de saída isolada que gera uma tensão senoidal retificada. Dessa forma, esta estrutura utiliza apenas um estágio de comutação, substituindo a necessidade de um conversor extra e conseqüentemente reduzindo o número de componentes do circuito.

Por fim, [Qian, Abdel-Rahman e Batarseh\[8\]](#) apresenta uma nova topologia de conversor com uma interface com quatro portas de energia: duas fontes, um sistema de armazenamento bidirecional e uma carga isolada. Esta topologia de conversor multiporta é derivada do conversor multiporta com duas meia pontes, sendo necessário a inclusão de duas chaves e dois diodos para a inclusão das demais portas. O chaveamento com tensão nula é realizado

para todas as quatro chaves principais. Este conversor de quatro portas é recomendado para sistemas de energia renovável, onde o armazenamento de energia é necessário, ao mesmo tempo que permite regulação de carga.

No segundo conjunto de topologias de conversores multiportas isolados, todas as portas são isoladas galvanicamente por meio da utilização de um transformador de múltiplos enrolamentos. Ou uma ponte completa ou uma meia ponte pode ser utilizada. Neste conjunto de conversores, [Liu e Li\[9\]](#) apresentou um conversor composto por três meia-pontes e um transformador de múltiplos enrolamentos de alta frequência. O fluxo de energia bidirecional é alcançado por meio do ajuste do ângulo de mudança de fase das tensões nos dois lados do transformador. Foi mostrado que duas fontes de energia com diferentes níveis de tensão podem ser combinadas para fornecer energia simultaneamente e em qualquer sentido neste sistema, além disso, este conversor apresentou alta eficiência e confiabilidade operando com o compartilhamento de potências entre as fontes. Este conversor pode ainda ser aplicado em veículos com célula de combustível/elétrico híbrido e sistemas distribuídos de energia renovável.

Uma topologia semelhante a anterior, porém utilizando ponte completa, foi proposta por [Zhao, Round e Kolar\[10\]](#), no qual o foco do trabalho é discutir a otimização do comportamento do sistema e as leis de controle que garantem perdas mínimas. E em [Itoh et al.\[11\]](#), um conversor com quatro portas com um acoplamento magnético é proposto, no qual as duas pontes podem ser controladas independentemente em um circuito, ajustando a diferença do ângulo de fase. Existem quatro portas CC no circuito, e a energia CC pode ser entregue multi direcionalmente entre as quatro portas CC.

O terceiro e último conjunto de conversores multiporta isolados é composto por múltiplos transformadores acoplados, no qual cada transformador está associado a pelo menos duas portas do conversor por meio de uma ponte. Como exemplo desta topologia, [Asa et al.\[12\]](#) apresenta um conversor multiporta ressoante com deslocamento de fase, onde o fluxo de energia pode ser mantido com a mudança de fase entre as portas, enquanto o ciclo de trabalho gerencia a tensão de saída no terminais de carga. Os transformadores conectados em série no lado secundário permitem dividir a potência em cada porta e reduzir as tensões nas chaves em comparação com os transformadores conectados em paralelo.

Em [Jakka, Shukla e Demetriades\[13\]](#), um duplo transformador é utilizado para interligar

as duas fontes de geração de energia do sistema. O circuito é composto por três pontes completas, no qual todas as chaves do conversor podem ser ligadas com comutação com tensão nula. Este conversor também oferece o isolamento entre as portas assim como a mitigação de condições de curto-circuito magneticamente. No próximo capítulo, algumas destas topologias serão apresentadas.

## 2.2 Estratégias de controle aplicadas em conversores multiporta

O princípio de funcionamento destes conversores segue o princípio dual-active-bridge, que foi apresentado em [Doncker, Divan e Kheraluwala\[14\]](#) para aplicações de alta potência, onde duas pontes são operadas por mudança de fase para controlar o fluxo de energia entre a carga e a rede, e a indutância de dispersão do transformador é utilizada como principal elemento de transferência de potência. Em [Kheraluwala et al.\[15\]](#) e [Mi et al.\[16\]](#), é feita uma análise detalhada deste princípio e também são apresentadas técnicas de chaveamento e controle para estes conversores.

Em termos de estratégias de controle para este tipo de conversor, existem na literatura diferentes modelos de controle com diferentes finalidades. Em [Vargas et al.\[17\]](#), é avaliado a controlabilidade do conversor DAB (*Dual Active Bridge*) quando submetido a perturbações de carga, considerando que o conversor compõe um sistema de conversores em cascata, no qual um conversor CC/CC DAB é conectado em série com um conversor CC/CA em ponte completa. O conversor DAB é controlado por um controlador PI com o zero localizado em 1 Hz e ganho proporcional ajustado inicialmente para a frequência de cruzamento de ganho igual a 20Hz. Um controlador ressonante é utilizado para controlar a tensão de saída CA do conversor CC/CA, com frequência de ressonância ajustada em 60 Hz.

Um estudo das limitações de um controlador PI convencional para conversores CC/CC DAB que aciona um inversor CC/CA monofásico é descrito em [Qin e Kimball\[18\]](#). Como a frequência de comutação do inversor é muito maior que a do conversor DAB, o inversor monofásico é modelado com uma corrente de dupla frequência, o efeito desta corrente é analisado. Neste trabalho são propostos dois métodos para solucionar este problema, o

primeiro utiliza um controlador PI seguido de controle *feedforward*, em que o controlador PI é responsável apenas pelo controle da tensão de saída CC, enquanto o restante da malha fica responsável por rastrear a potência flutuante em 120 Hz. O segundo método proposto neste trabalho, apresentada um controlador ressonante, em que a parte PI regula a tensão de saída CC e a porção ressonante compensa diretamente a porção de ondulação de 120 Hz. Por meio de simulações e experimentos, a solução *feedforward* forneceu uma boa solução na rejeição das ondulações para cargas com fator de potência unitário, porém para cargas com fator de potência mais baixo, esta solução não apresentou um bom desempenho. A segunda solução, com o controlador PI ressonante, apresentou resultado similar com cargas com fator de potência unitário, porém foram obtidos bons resultados também em cargas com fator de potência não unitário, em que pode-se obter uma maior robustez neste método. A estratégia de controle proposta em [Alomari e Smadi\[19\]](#) é baseada, inicialmente na modelagem do sistema multi-porta. Com o modelo de espaço de estados e o modelo de pequeno sinais, é proposto um sistema de controle de múltiplas entradas e múltiplas saídas. Neste sistema, a porta de saída está sempre recebendo sua demanda de energia, enquanto a produção de energia no módulo fotovoltaico é maximizada. A bateria armazena a energia excedente produzida pelo painel ou fornece certa quantidade de energia pra carga, quando a produção do painel é insuficiente.

Em [Xie et al.\[20\]](#) e [Xie, Sun e Freudenberg\[21\]](#) é proposto um modelo do método baseado no controle preditivo, em que o controle é realizado utilizando análise das perturbações integradas ao sistema, também é apresentado um modelo do fluxo de potência para definir a transferência de potência interna e o deslocamento de fase, necessários para o controle com mudança de fase em um conversor DAB. [Segaran, McGrath e Holmes\[22\]](#) explana outra forma de aplicação do controle preditivo em conversores DAB, neste trabalho esta forma de controle é utilizada para estudar a resposta dinâmica do conversor com base nos harmônicos nas formas de onda defasadas, no qual é utilizada a modulação *phase-shift*.

Para melhorar a eficiência destes conversores, estudos foram feitos para minimização das perdas. O modelo de perda de energia para o conversor DAB é apresentado em [Krismer e Kolar\[23\]](#), no qual os resultados calculados são verificados por meio dos resultados experimentais para verificar a precisão do modelo de perda de potência proposta. Com um sistema experimental de 2kW, foi possível calcular a eficiência esperada do conversor assim como a

distribuição das perdas de potência, sendo possível avaliar o aumento da temperatura para cada componente do sistema e identificar os componentes onde ocorrem as maiores perdas de potência

Uma estratégia de controle não-linear para um conversor DAB é apresentada e validada por meio de simulações e experimentos em [Cardozo et al.\[24\]](#). [Qian et al.\[25\]](#) apresenta uma família de conversores multiporta bidirecionais que possui sua topologia baseada no conversor DAB para um componente magnético acoplando as diferentes portas, neste trabalho é analisada a dinâmica e as características deste conversor.

## 2.3 Estratégias de controle para o controle do barramento CC

O controle do barramento CC é essencial, e tem como principal objetivo deixar fixa a tensão CC que será a tensão de entrada em inversores CC/CA. Em sistemas fotovoltaicos, por exemplo, o painel é submetido a diferentes irradiações, o que faz com que sua tensão de saída apresente uma variação considerável. Existem diversas estratégias para obter o controle da tensão do barramento CC, tanto utilizando métodos de controle analógico como por meio de algoritmos em controles baseados em DSPs.

Em [Duarte\[26\]](#) é apresentado um sistema de controle, em que o inversor de tensão é controlado em corrente por meio de dois controladores PI. Sendo um deles utilizado para manter o controle da tensão do barramento CC constante e outro para corrente a ser injetada na rede elétrica. Quanto ao controle da tensão do barramento CC, faz-se a medida do valor de tensão atual neste barramento e compara-se com um valor de referência definido de acordo com o projeto. Efetua-se, então, a diferença entre estes dois valores de tensão e o resultado é a entrada do controlador (PI).

O controlador PI convencional lida com a limitação de ter um único ganho proporcional e integral que podem resultar em um tempo de resposta insuficiente e *overshoot*. Em [Tripathi e Hanamoto\[27\]](#), é apresentado uma configuração de controlador PI que utiliza dois ganhos proporcionais e um ganho integral, o que fornece um aumento nos graus de liberdade do controlador. Com este controlador, foi possível obter uma boa resposta transitória em



comparação com o controlador PI convencional. A resposta transitória para o controle do barramento CC obtida foi satisfatória, sem a presença de *overshoot* e com um bom tempo de acomodação em comparação ao controlador PI convencional.

Os conversores em cascata geralmente utilizam um controlador PI para regular a tensão no barramento. Para reduzir a complexidade em sistemas que possuam malhas de controle em cascata, [Tian et al.\[28\]](#) propõe a utilização de um controle coordenado em cascata que utiliza apenas um controlador de tensão proporcional, resultando em um sistema dinamicamente mais rápido em comparação ao controlador PI convencional, fornecendo a possibilidade de trabalhar em sistemas com fluxo de potência unidirecional ou bidirecional. É feita uma análise destas duas soluções de controle utilizando a topologia do conversor DAB (*DualActiveBridge*).

Um sistema de controle adaptativo é proposto em [Xia e Ayyanar\[29\]](#), com a finalidade de melhorar a eficiência geral do sistema. Neste trabalho é analisado a relação entre a tensão mínima necessária para ser controlada no barramento e as tensões de entrada do sistema, potência aparente e fator de potência. Com a aplicação desta estratégia de controle, foi possível validar a melhor eficiência do conversor por meio da redução das perdas que esta estratégia de controle proporcionou.

Um controlador do barramento de tensão rápido é desejável para reduzir o capacitor do barramento. [He et al.\[30\]](#) propõe um método de controle do barramento aplicado a fontes fotovoltaicas conectadas a rede para reduzir a ondulação da tensão do barramento e efetuar o controle desta tensão. O esquema proposto fornece um excelente desempenho dinâmico, assim como uma função para evitar sobretensão no barramento CC, limitando a potência de entrada.

## 2.4 Considerações finais

Nesta seção foi feita uma revisão da literatura a respeito dos conversores multiporta, a técnica de PWM utilizada e seu princípio de funcionamento e também foram citadas algumas aplicações deste conversor, assim como uma discussão sobre o controle de barramento CC em conversores de potência.

O conversor escolhido neste trabalho é formado por dois conversores de ponte completa

PWM não isolados, nos quais os indutores são substituídos pela indutância dos enrolamentos do transformador. A possibilidade de transferência de energia entre os conversores ocorre sem aumentar o número de componentes por meio da indutância de dispersão. Cada conversor é capaz de transferir energia entre sua porta CA e CC. Este conversor será apresentado no capítulo 4.

Em termos da elaboração do sistema de controle neste conversor, a complexidade do sistema aumenta com o aumento no número de portas do conversor, porém com o isolamento galvânico e a capacidade de manter a alimentação de cargas em uma porta, mesmo com outras portas em curto-circuito, tornam viável a utilização de conversores multiporta.

A partir do entendimento do funcionamento dos conversores multiporta e escolha do conversor estudado neste trabalho, é necessário desenvolver uma estratégia de controle deste conversor, que será abordada nos demais capítulos da dissertação.

# Capítulo 3

## Conversores multiporta isolados

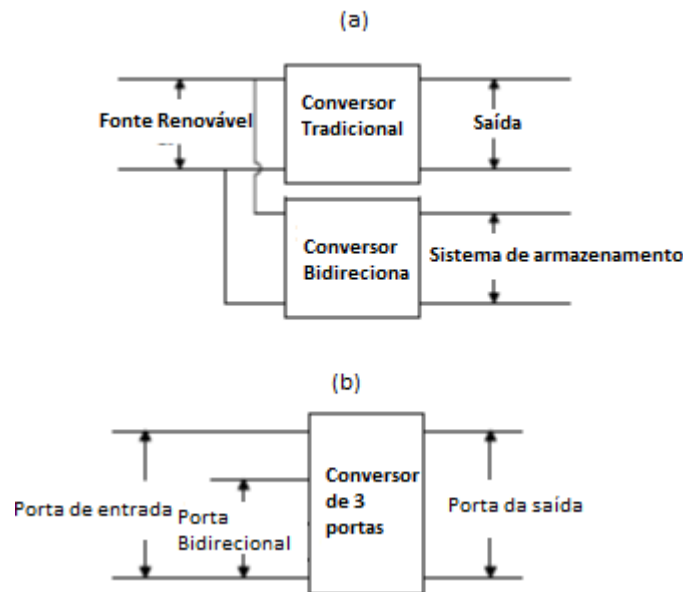
Este capítulo apresenta uma revisão sobre as principais topologias de conversores multiportas isolados presentes em trabalhos acadêmicos desenvolvidos ao longo dos últimos anos, assim como uma explanação sobre o princípio de funcionamento do princípio *dual-active-bridge* e o tipo de modulação recomendado para estes tipos de conversores.

### 3.1 Características

Uma fonte de energia é conectada a uma carga por meio de um conversor, e quando necessário um sistema de armazenamento de energia é conectado ao sistema com a utilização de um conversor bidirecional, conforme indicado na Fig. 3.1 (a), onde a bidirecionalidade possibilita o carregamento e o descarregamento do sistema de armazenamento. Com a finalidade de melhorar a eficiência deste sistema, que emprega o uso de um conversor para cada fonte, a utilização dos conversores multiporta torna-se uma solução viável. No diagrama de blocos presente na Fig. 3.1 (b), tem-se um conversor multiporta, em que é necessário apenas a utilização de um conversor.

Os conversores multiporta podem ter várias portas de entrada e portas de saída, conforme indicado na Figura 3.2, onde o termo porta é definido como um ponto no conversor no qual pode ser conectada uma carga ou fonte. Este tipo de topologia torna possível simplificar o sistema, tornando-o mais compacto, já que são necessários uma quantidade reduzida de componentes em relação aos conversores convencionais e conseqüentemente mais barato em

Figura 3.1: a) Topologia convencional de um conversor . b) Topologia de um conversor multiporta.

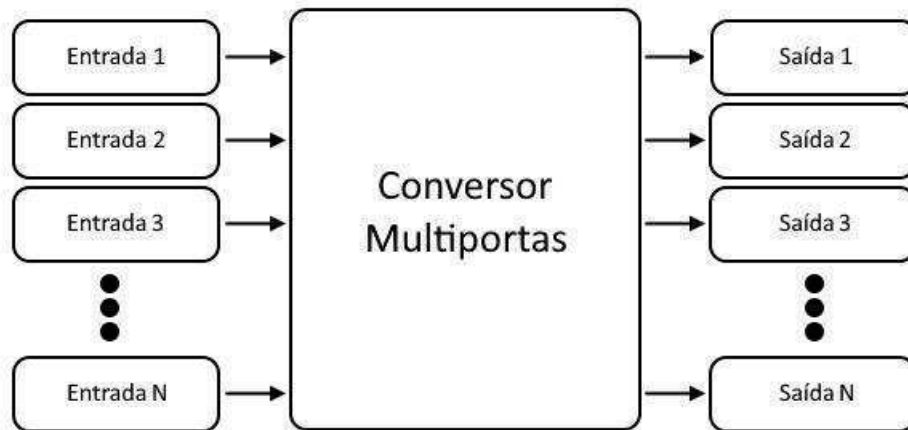


Fonte: O Autor

relação a estes conversores que possuem mais etapas de conversão, mais componentes e existe a necessidade de implementação do controle para cada conversor. Estes tipos de conversores podem ser classificados em isolados (Meia ponte, Ponte completa, *Forward*, *Flyback* e *Pushpull*) e não isolados (*Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *Zeta* e *Sepic*). Aqui irão ser tratados apenas os conversores isolados.

Estes conversores possuem a capacidade do fluxo de potência bidirecional, ou seja, além de poderem carregar por meio da rede e armazenar a energia em baterias, conseguem enviar a energia das baterias de volta para a rede, ajudando assim a alimentar as cargas existentes no sistema de energia elétrica. Com isso utilizam-se transformadores de alta frequência, o que garante isolamento galvânica entre os barramentos e possibilita maior variação dos níveis de tensão entre estes barramentos. As variáveis de controle de um sistema com conversores multiporta são os ciclos de trabalho de cada conversor, além do deslocamento empregado na modulação *phase-shift*. As correntes e tensões nos conversores multiporta são estabelecidos de forma a estabelecer o fluxo de potência entre as portas deste conversor.

Figura 3.2: Conversor multiporta com múltiplas entradas e saídas.



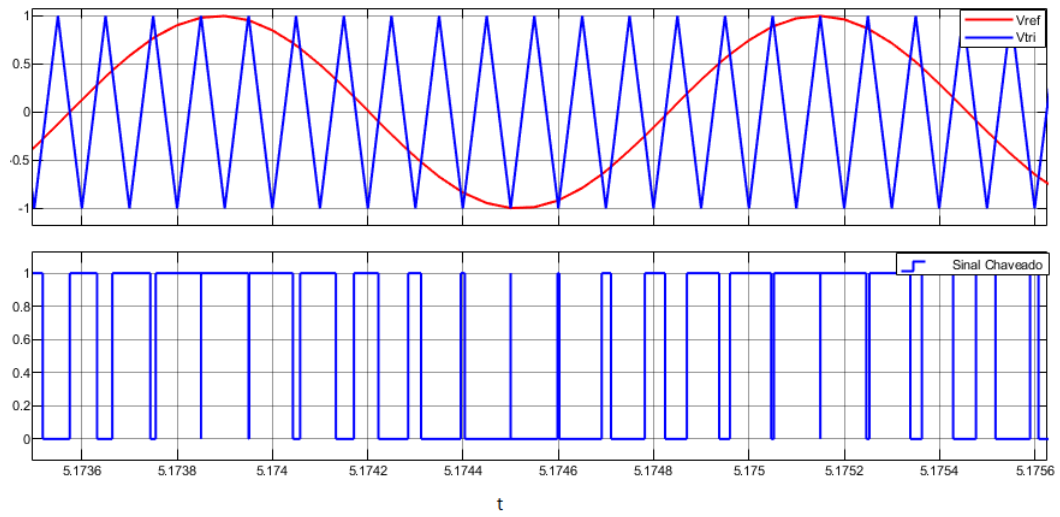
Fonte: O Autor

## 3.2 Técnica de Modulação

A modulação por deslocamento de fase, conhecida como modulação *phase-shift*, é uma alteração na modulação por largura de pulso que, por meio da comparação de uma portadora triangular com uma determinada referência gera-se um sinal chaveado. Este sinal chaveado varia de acordo com a amplitude da referência em comparação com a portadora, conforme indicado na Fig. 3.3. Neste tipo de modulação, a razão cíclica é definida como a relação entre o tempo em que o sinal PWM está no nível lógico 1 e o período total de comutação  $T_s$ .

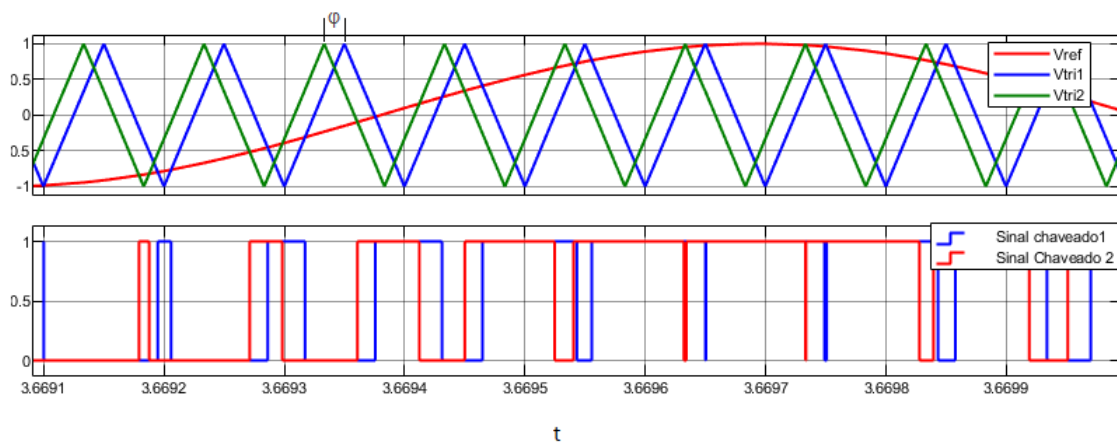
Para os conversores que seguem o princípio DAB, o processo de modulação é feito de forma que as tensões nos terminais dos enrolamentos do transformador sejam quadradas e simétricas, no qual o fluxo de potência entre as portas é controlado por defasagem angular (*phase-shift*) entre as tensões quadradas nos terminais dos enrolamentos do transformador. Na modulação por deslocamento de fase da portadora, altera-se apenas a fase da onda portadora (amplitude e frequência permanecem constantes). A cada período de chaveamento, todas as portadoras adicionais serão interceptadas pelo sinal de referência, independentemente de sua amplitude, conforme indicado na Fig. 3.4, no qual estão representadas as portadoras defasadas por um ângulo  $\varphi$ .

Figura 3.3: Modulação PWM senoidal.



Fonte: O Autor

Figura 3.4: Modulação phase-shift.



Fonte: O Autor

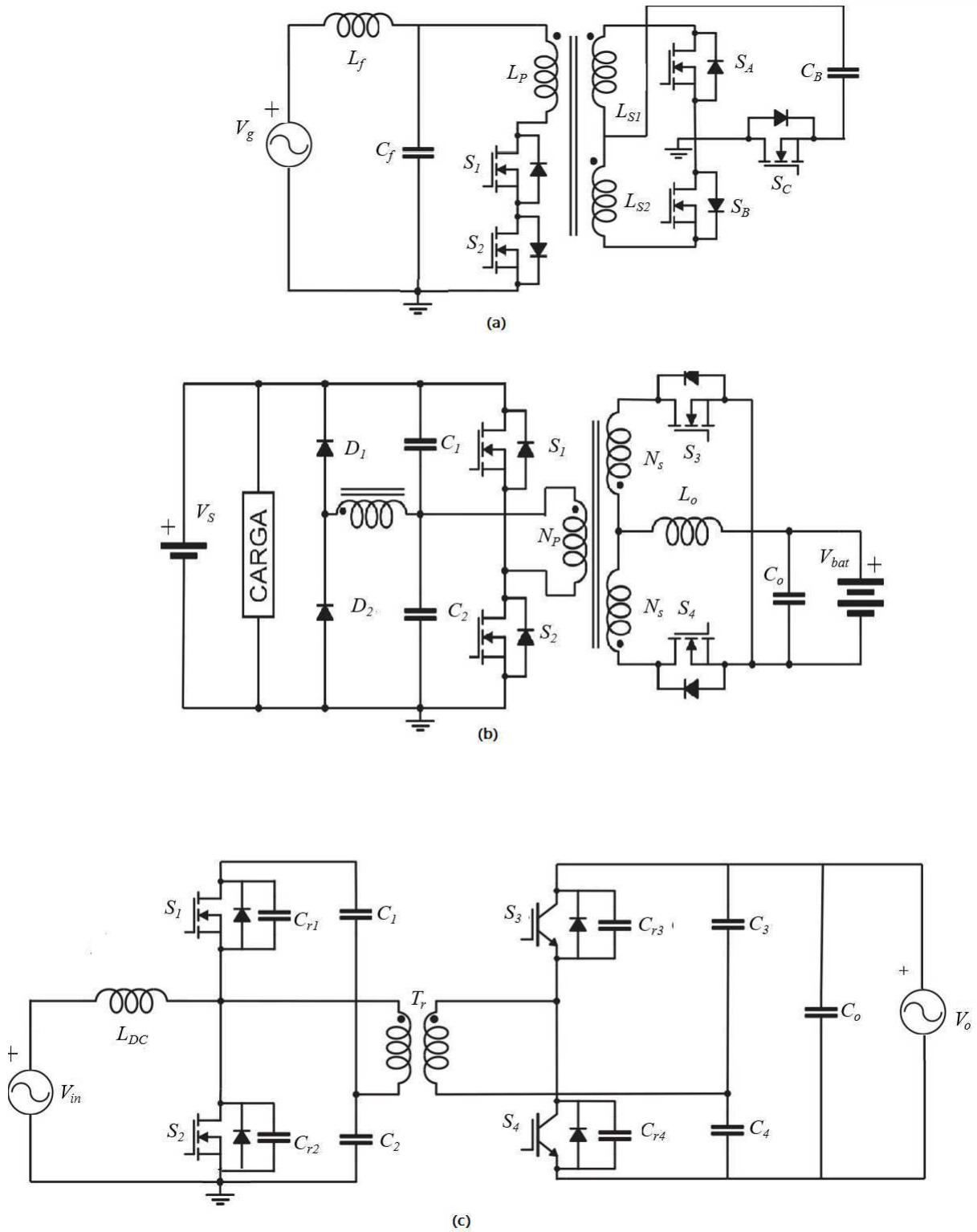
### 3.3 Princípio *Dual Active Bridge* DAB

Nos últimos anos uma considerável quantidade de novas topologias de conversores isolados vem surgindo no mercado. A maioria dos conversores isolados bidirecionais seguem uma estrutura física similar, com dois conversores chaveados e um transformador de alta frequência. Neste tipo de conversor, a potência pode ser transferida nos dois sentidos. Dentro do conjunto dos conversores multiportas com acoplamento magnético, as topologias derivadas do conversor *Dual Active Bridge* (DAB) tem sido objeto de várias pesquisas e aplicações.

#### 3.3.1 Estrutura básica do circuito de um conversor DAB

Algumas topologias de conversores apresentam a característica de isolamento elétrica entre seus componentes por meio de um elemento magnético. Uma destas topologias é a do conversor *Flyback*, que apesar da sua estrutura básica ser unidirecional, ela pode ser adaptada para possibilitar o fluxo bidirecional de potência, conforme é feito em [Saranya e Chandran\[31\]](#), que propõe um conversor *flyback* bidirecional com a finalidade de inserir potência na rede CC por meio de um painel fotovoltaico. Nesta topologia, são utilizadas chaves bidirecionais e é adicionado um terceiro enrolamento no transformador, que possibilita o uso como elemento retificador, conforme indicado na Fig. 3.5 (a). Outra topologia com estas características é o conversor *push-pull*, que da mesma forma que o *flyback*, possui característica de fluxo de potência unidirecional e pode ser adaptado para operar com fluxo de potência bidirecional. [Jain, Daniele e Jain\[32\]](#) propôs uma destas adaptações por meio da união de um conversor meia ponte e um conversor *push-pull*, conforme indica a Fig. 3.5 (b), a finalidade deste trabalho foi fazer com que este conversor fosse utilizado no carregamento de uma bateria a partir do barramento CC. Como último exemplo, tem-se o conversor em meia ponte, cuja topologia consiste de uma lado de alta tensão e um de baixa. Esta topologia foi proposta em [Peng et al.\[33\]](#), e é apresentada na Fig. 3.5 (c), e neste trabalho tem como finalidade aplicações com células combustíveis. No lado de baixa tensão, as chaves  $S_1$  e  $S_2$  e o indutor  $L_{dc}$  operam na forma de elevador de tensão, produzindo uma tensão quadrada que é refletida no primário do transformador, e as chaves  $S_3$  e  $S_4$  fazem o lado de alta tensão operar como retificador. Estas três topologias podem ser observadas na Figura 3.5.

Figura 3.5: Topologias de conversores isolados e bidirecionais: a) *flyback* b) *push-pull* c) meia ponte

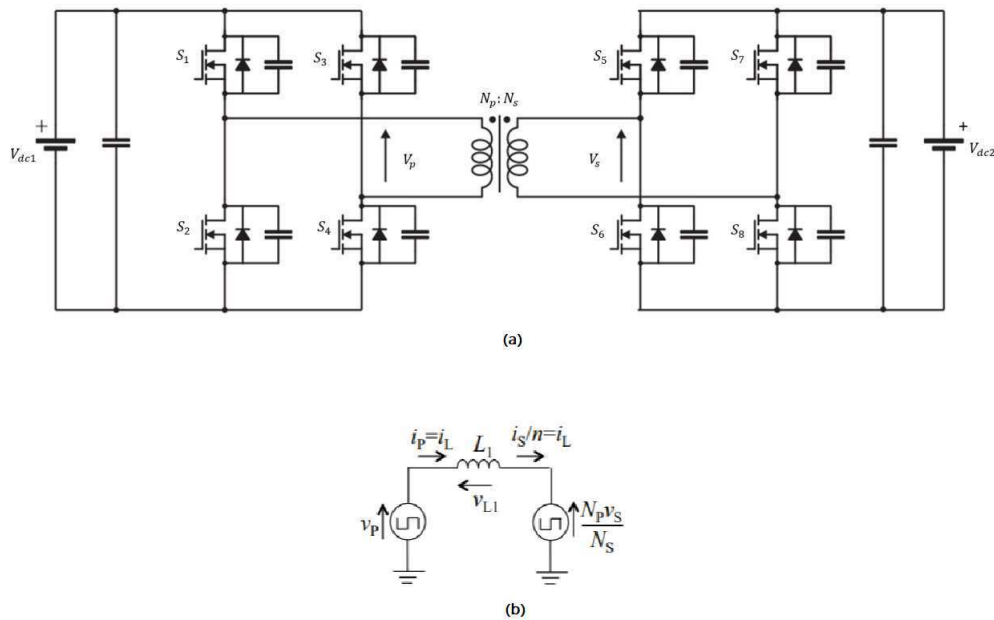


Fonte: O Autor



Por meio da adição de um braço de chaves em cada lado do conversor de meia ponte, tem-se a topologia convencional do conversor DAB. A Fig. 3.6 (a), apresenta o circuito de um conversor CC/CC DAB, que consiste de duas pontes completas conectadas por meio de um transformador. Cada chave possui um capacitor e um diodo antiparalelo. A ponte principal, converte a tensão de alimentação CC  $V_{dc1}$  para 2 ou 3 níveis de tensão CA quadrada, que é refletida na tensão  $v_p$  no lado do primário do transformador, tudo isto ocorre por meio do controle das quatro chaves  $S_1$ - $S_4$ . Na ponte secundária, as quatro chaves  $S_5$ - $S_8$ , convertem a alimentação de tensão CC  $V_{dc2}$  para tensão CA quadrada, refletida em  $v_s$ . O enrolamento primário e secundário do transformador ( $N_P$  e  $N_S$ ) determinam as tensões no primário e secundário. Quando um conversor ideal é considerado, pode ser resumido na Fig. 3.6 (b).

Figura 3.6: a) Circuito de um conversor CC/CC DAB convencional. b) Versão ideal deste conversor.



Fonte: O Autor

### 3.3.2 Modos de operação do conversor DAB

Na Figura 3.7 são identificados os modos de operação do conversor DAB, considerando o fluxo de potência da esquerda para a direita. Com a utilização da modulação *phase shift*, em cada etapa de operação do conversor, a corrente é conduzida pela combinação dos diodos

antiparalelo e/ou pelas chaves. Estas etapas de operação são descritas a seguir.

Na primeira etapa de operação, considerando um tempo inicial  $t_0$ , a corrente no indutor  $L$  circula no conversor através dos diodos  $D_1$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_7$ , partindo de um valor inicial, variando conforme indicado em (3.1), no qual  $V_1$  é a tensão média no lado de baixa tensão e  $V_2'$  é a tensão média no lado de alta tensão refletida no primário.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1 + V_2'}{L} \quad (3.1)$$

Em uma segunda etapa, a corrente do indutor parte do valor nulo e percorre as chaves  $S_1$ ,  $S_4$ ,  $S_6$  e  $S_7$ , porém em sentido contrário em relação a última etapa. Esta etapa vai até o momento em que  $S_6$  e  $S_7$  são bloqueadas e  $S_5$  e  $S_8$  são acionadas. Nesta terceira etapa, apesar das chaves  $S_5$  e  $S_8$  estarem sendo acionadas, o elemento indutivo impede que o sentido da corrente seja alterado abruptamente, neste caso os diodos  $D_5$  e  $D_8$  conduzem a corrente no lado de alta tensão. Nesta etapa, a expressão da corrente no indutor é dada por (3.2).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1 - V_2'}{L} \quad (3.2)$$

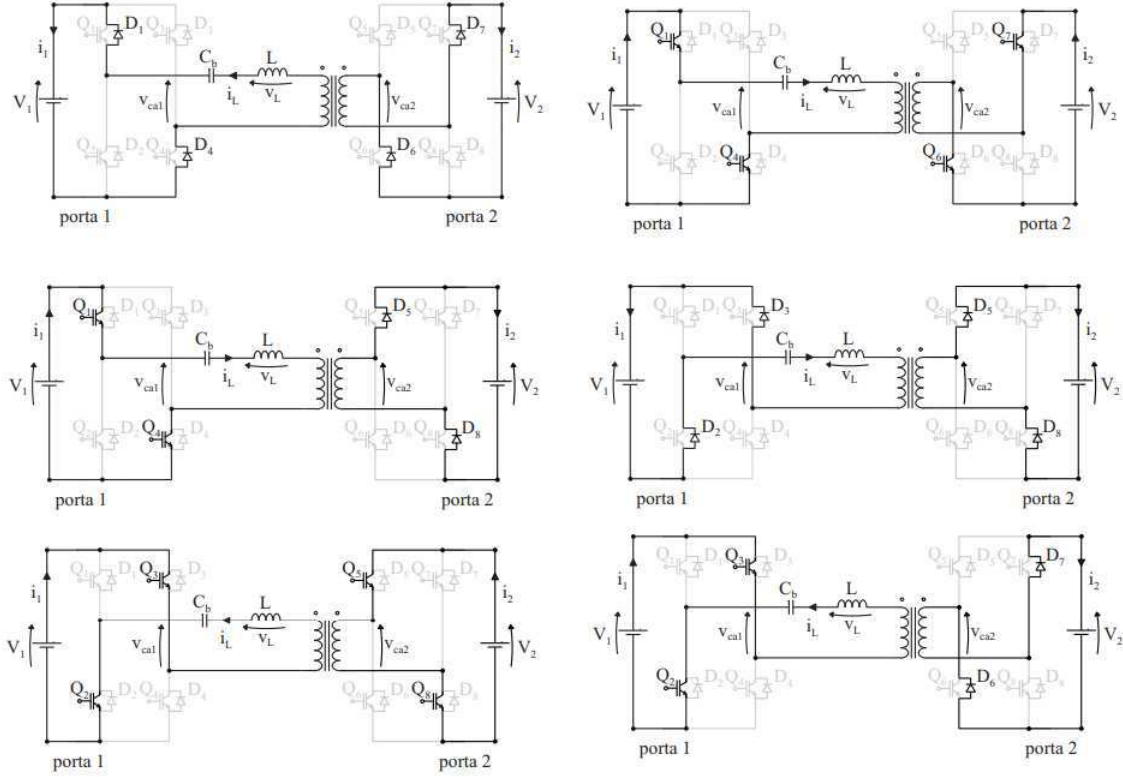
A etapa anterior se encerra quando as chaves  $S_1$  e  $S_4$  são bloqueadas, com isto, tem-se o início da quarta etapa, em que as chaves  $S_2$  e  $S_3$  são comandadas a conduzir, porém devido ao sentido da corrente, os diodos  $D_2$  e  $D_3$  conduzem esta corrente. No outro lado do conversor, a corrente circula através dos diodos  $D_5$  e  $D_8$ . Com esta configuração de diodos em roda livre, a corrente diminui a uma taxa dada por (3.3).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V_1 + V_2'}{L} \quad (3.3)$$

Na quinta etapa, a corrente do indutor é percorrida pelas quatro chaves do conversor, no qual sua variação é a mesma da etapa anterior. No instante que antecede a última etapa,  $S_5$  e  $S_8$  são bloqueados e  $S_6$  e  $S_7$  entram em condução. Nesta última etapa, devido ao sentido da corrente,  $D_6$  e  $D_7$  conduzem esta corrente e no outro lado do conversor,  $S_2$  e  $S_3$  entram em condução. Nesta etapa, a corrente varia conforme indicado em (3.4) e ao final desta última etapa, tem-se a conclusão de um período de chaveamento, e o processo é reiniciado.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V_1 - V_2'}{L} \quad (3.4)$$

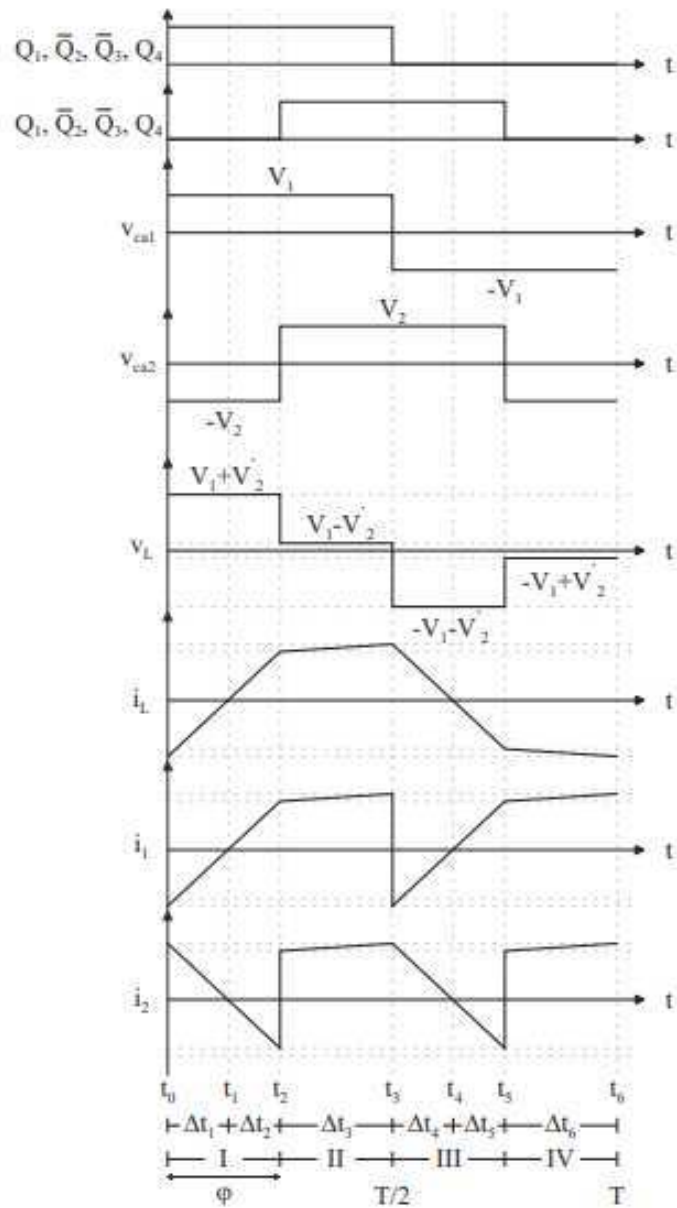
Figura 3.7: Modos de operação do Conversor DAB.



Fonte: Adaptado de [Mamede\[34\]](#)

As relações matemáticas no conversor são obtidas a a partir da corrente no indutor  $L$  em cada etapa de operação, a metodologia apresentada a seguir para o desenvolvimento destas equações é apresentado em [Mamede\[34\]](#). A corrente no indutor  $i_L$  pode ser descrita pelo conjunto de equações de segmentos de reta para cada etapa de operação, conforme indicado em (3.5), de acordo com a Fig. 3.8, que apresenta as formas de onda para o conversor DAB para as etapas de operação descritas anteriormente, em que é possível perceber que as tensões  $v_{ca1}(t)$  e  $v_{ca2}(t)$  são constantes e seus valores alternam entre valores positivos e negativos com amplitude igual ao valor da tensão constante de sua respectiva porta. Caso as tensões  $V_1$  e  $V_2'$  sejam iguais,  $v_L(t)$  será nula durante a terceira e sexta etapas de operação e, por consequência, a derivada de corrente no indutor também será nula nestes intervalos.

Figura 3.8: Principais formas de onda em um conversor DAB.



Fonte: Adaptado de [Mamede\[34\]](#)

É possível perceber ainda que a corrente  $i_1(t)$  e  $i_2(t)$  apresentam o mesmo comportamento do indutor externo, em sentido contrário.

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{V_1+V_2'}{L}(t-t_0), & t_0 < t < t_2 \\ i_L(t_2) + \frac{V_1-V_2'}{L}(t-t_2), & t_2 < t < t_3 \\ i_L(t_3) - \frac{V_1+V_2'}{L}(t-t_3), & t_3 < t < t_5 \\ i_L(t_5) - \frac{V_1-V_2'}{L}(t-t_5), & t_5 < t < t_6 \end{cases} \quad (3.5)$$

A partir da Fig. 3.8, é possível visualizar algumas relações entre os valores das correntes em cada instante de tempo, conforme indicado em (3.6). Ainda é possível descrever os instantes de tempo em que ocorrem as mudanças entre as etapas de operação no conversor, conforme indicado em (3.7), em que  $\varphi$  representa o defasamento entre as tensões  $v_{ca1}$  e  $v_{ca2}$ .

$$\begin{aligned} i_L(t_0) &= -i_L(t_3) = i_L(t_6) \\ i_L(t_1) &= i_L(t_4) = 0 \\ i_L(t_2) &= -i_L(t_5) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} t_0 &= 0 \\ t_1 &=? \\ t_2 &= t_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f} \\ t_3 &= \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \\ t_4 &=? \\ t_5 &= \frac{\varphi + \pi}{2\pi f} \\ t_6 &= T = \frac{1}{f} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Com alguns dos instantes de tempo conhecidos e utilizando (3.5) das correntes, pode-se encontrar o valor da corrente em cada instante de tempo. Para  $t=t_2$  ao primeiro segmento

de reta e  $t=t_3$  ao segundo seguimento de reta de (3.5), têm-se que:

$$i_L(t_2) = i_L(t_0) + \frac{V_1 + V_2'}{L}(t_2 - t_0) \quad (3.8)$$

$$i_L(t_3) = i_L(t_2) + \frac{V_1 - V_2'}{L}(t_3 - t_2) \quad (3.9)$$

Substituindo (3.8) em (3.9), pode-se chegar em (3.10).

$$i_L(t_3) = i_L(t_0) + \frac{V_1 + V_2'}{L}(t_2 - t_0) + \frac{V_1 - V_2'}{L}(t_3 - t_2) \quad (3.10)$$

Como  $i_L(t_3) = -i_L(t_0)$ , tem-se que:

$$i_L(t_0) = -\frac{V_1 + V_2'}{2L}(t_2 - t_0) - \frac{V_1 - V_2'}{2L}(t_3 - t_2) \quad (3.11)$$

Substituindo so valores dos tempos em (3.11) e resolvendo para  $i_L(t_0)$ , é possível encontrar a corrente inicial no indutor, conforme indicado em (3.12).

$$i_L(t_0) = \frac{-V_1\pi + V_2'(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL} \quad (3.12)$$

Substituindo (3.11) em (3.8), tem-se que:

$$i_L(t_2) = -\frac{V_1 + V_2'}{2L}(t_2 - t_0) - \frac{V_1 - V_2'}{2L}(t_3 - t_2) + \frac{V_1 + V_2'}{L}(t_2 - t_0) \quad (3.13)$$

Substituindo novamente os valores dos tempos em (3.13) e resolvendo a equação para  $i_L(t_2)$ , tem-se que:

$$i_L(t_2) = \frac{V_1(-\pi + 2\varphi) + V_2'\pi}{4\pi fL} \quad (3.14)$$

Considerando as relações dadas em (3.6) e os valores calculados, tem-se o valor da corrente no indutor nos pontos de interesse, conforme indicado em (3.15).

$$\begin{aligned}
 i_L(t_0) &= \frac{-V_1\pi + V_2'(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL} \\
 i_L(t_1) &= 0 \\
 i_L(t_2) &= \frac{V_1(-\pi + 2\varphi) + V_2'\pi}{4\pi fL} \\
 i_L(t_3) &= \frac{V_1\pi + V_2'(-\pi + 2\varphi)}{4\pi fL} \\
 i_L(t_4) &= 0 \\
 i_L(t_5) &= \frac{-V_1(\pi - 2\varphi) - V_2'\pi}{4\pi fL} \\
 i_L(t_6) &= \frac{-V_1\pi + V_2'(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Com o valor inicial das correntes em cada etapa de operação, fazendo  $t = t_1$  e  $i_L(t_1) = 0$  em (3.5), obtêm-se o instante em que a corrente é nula, conforme indicado em (3.16).

$$t_1 = \frac{V_1\pi + V_2'(-\pi + 2\varphi)}{4\pi f(V_1 + V_2')} \tag{3.16}$$

Como  $t_4$  é igual a  $t_1$  somado a meio período de operação, é possível obter todos os instantes de tempo, conforme indicado em (3.17).

$$\begin{aligned}
 t_0 &= 0 \\
 t_1 &= \frac{V_1\pi + V_2'(-\pi + 2\varphi)}{4\pi f(V_1 + V_2')} \\
 t_2 &= t_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f} \\
 t_3 &= \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \\
 t_4 &= \frac{V_13\pi + V_2'(\pi + 2\varphi)}{4\pi f(V_1 + V_2')} \\
 t_5 &= \frac{\varphi + \pi}{2\pi f} \\
 t_6 &= T = \frac{1}{f}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

### 3.4 Topologias

Os conversores multiporta podem ter muitas portas de entrada e portas de saída, onde o termo porta é definido como um ponto no conversor no qual pode ser conectada uma carga ou fonte. Geralmente, as portas de entrada estão associadas as fontes ao qual elas estão conectadas e as portas de saída, as cargas. Nas portas de um conversor multiporta, podem ser conectadas fontes AC (porta AC) e fontes CC (porta CC). Uma porta bidirecional é aquela que fornece e absorve potência para as outras portas do conversor.

Em um conversor convencional de duas portas, a principal função é implementar a transferência de energia entre estas duas portas. As diferentes topologias de conversores multiportas podem ser vistas como a junção de diversos conversores de duas portas, no qual a função destes conversores é implementar uma topologia simplificada para a transferência de potencia entre as portas do conversor. A seguir são apresentadas algumas topologias de conversores multiporta presentes na literatura.

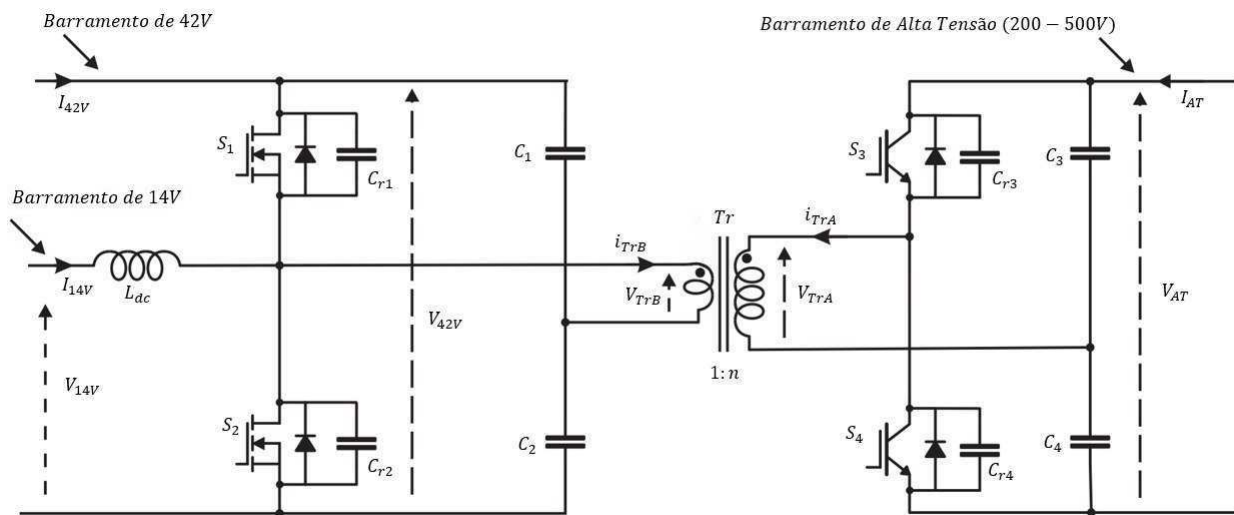
Em [Su e Peng\[6\]](#) é proposto um conversor multiporta bidirecional com custo reduzido para conectar três níveis de tensão. Conforme indicado na Fig. 3.9, este conversor consiste de duas meia pontes e um transformador de alta frequência que fornece isolamento entre as portas. O lado direito do conversor consiste em duas chaves,  $S_3$  e  $S_4$  e um divisor de tensão capacitivo,  $C_3$  e  $C_4$ , conectados ao barramento CC de alta tensão. O lado esquerdo também é composto por duas chaves e dois capacitores que estão ligados diretamente aos barramentos de 42V e 14V, separados por meio de um indutor  $L_{dc}$ . Para este conversor, tem-se que  $V_{14V} = DV_{42V}$ , no qual o ângulo do deslocamento de fase entre as tensões primária e secundária do transformador são utilizadas para o controle do fluxo de potência.

A equação que define o fluxo de potência neste conversor é derivada das equações de tensão e corrente no transformador. A equação de potência pode ser representada conforme indica em (3.18), em que  $n$  é a relação de espiras do transformador,  $L_s$  a indutância de dispersão e  $f_{ch}$  a frequência de chaveamento. Com este trabalho foi possível construir um conversor que utiliza número reduzido de componentes de comutação e faz o controle do fluxo de potência entre as portas do conversor voltado para aplicações automotivas.

$$P = \frac{V_{42V}V_{AT}}{n} \frac{\phi}{2\pi f_{ch}L_s} \left( \frac{2}{9} - \frac{\phi}{4\pi} \right) \quad (3.18)$$



Figura 3.9: Conversor multiporta proposto em Su e Peng[6].

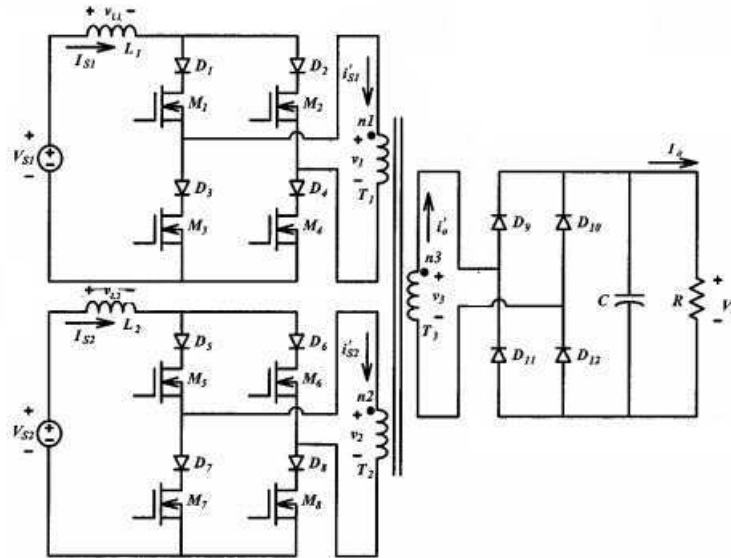


Fonte: Adaptado de Su e Peng[6]

Na topologia apresentada por Chen, Liu e Wu[35], pode ser observado a implantação de duas fontes alimentadas por corrente, que podem ser representadas por duas fontes de corrente. Este conversor consiste de duas pontes completa para efetuar o chaveamento das fontes, um transformador com três enrolamentos e um circuito de chaveamento de saída. Cada uma das chaves está ligada em série com um diodo de bloqueio, que é utilizado para regular a direção do fluxo de corrente, impedindo o fluxo de energia reverso. Quando uma ponte ligada a uma das fontes estiver transferindo potência, a outra ponte estará no estágio de roda livre, no qual as tensões induzidas em cada um dos enrolamentos do transformador serão fixadas de acordo com a tensão de saída, entretanto nesta topologia também é possível transferir energia a partir das duas fontes simultaneamente, sem ocorrer interferência entre elas. É feita uma análise detalhada dos modos de operação deste conversor e ao final do trabalho foi possível estabelecer vantagens desta topologia, como o fato das fontes poderem fornecer energia a saída de forma individual ou simultaneamente, as tensões de entrada podem ter valores diferentes e o isolamento elétrico entre as portas é garantido.

A topologia presente na Fig. 3.11, foi proposta em Duarte, Hendrix e Simões[36], trata-se de um conversor com três portas, em que além do isolamento galvânico, este circuito tem a vantagem de suportar diferentes níveis de tensão, sendo necessário a escolha apropriada do número de voltas para os enrolamentos do transformador. As tensões apresentadas nos

Figura 3.10: Conversor multiporta proposto em [Chen, Liu e Wu\[35\]](#).

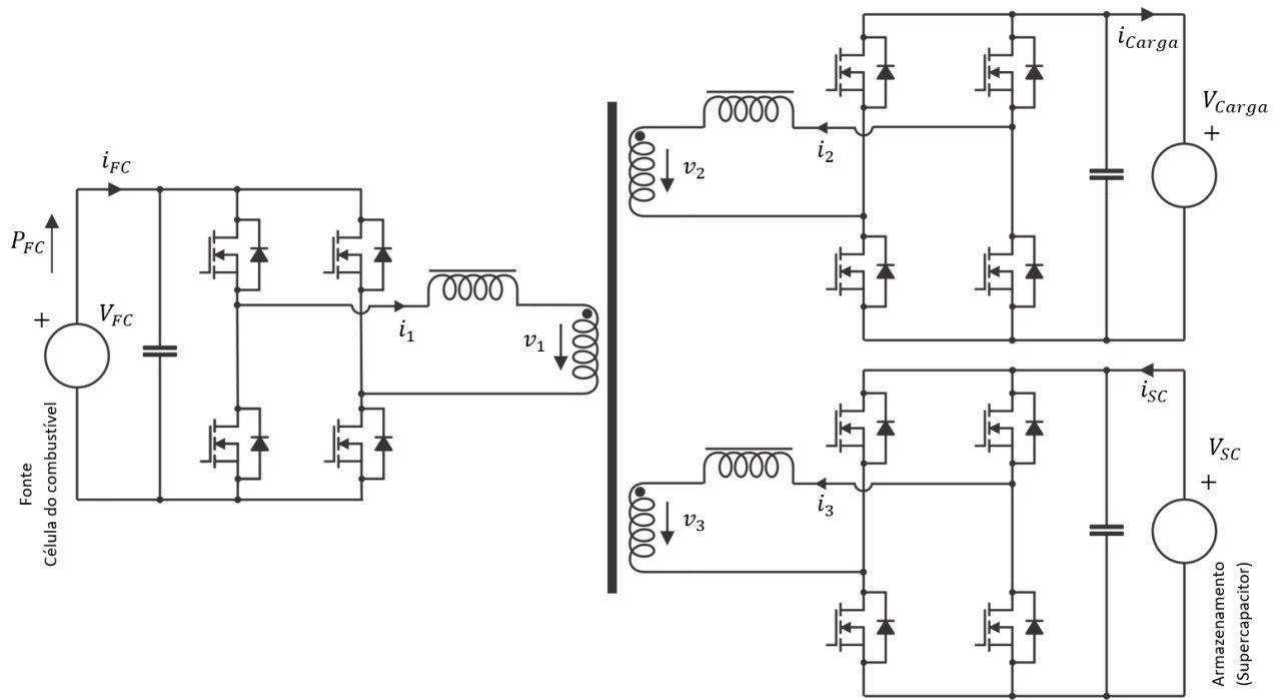


Fonte: Adaptado de [Chen, Liu e Wu\[35\]](#).

enrolamentos possuem a mesma frequência, e o fluxo de energia entre as três portas podem ser controlados por meio da modulação *phase-shift*. As portas são conectadas em uma célula de combustível de 25-39 V e uma bateria de 48 V, desta forma quando ocorre excesso ou falta de energia devido a variações da carga, este conversor regula o fluxo de energia por meio da bateria, enviando ou retirando energia.

O circuito da Fig. 3.11 pode ser visto como um conjunto de indutores (indutância de magnetização do transformador, indutância de dispersão e indutâncias externas), no qual as fontes de tensão são deslocadas em fase umas das outras, o que define o fluxo de potência entre as portas. Este modelo do transformador possibilita a análise do sistema assim como a obtenção das fórmulas de potência transferida entre as portas. A partir da análise deste circuito, é possível obter as equações das potências transferidas entre as portas do circuito, conforme indicado em (3.19), em que  $P_{10}$  representa a potência transferida entre a carga (índice 1) e a célula de combustível (índice 0),  $V_1^* = V_1/n_1$  tensão da carga referente ao lado da célula combustível,  $\omega$  a frequência de chaveamento,  $L_{10}$  o indutor externo que liga estas duas portas e  $\phi_{10}$  o deslocamento de fase (em radianos) da ponte que está conectado a carga em relação a ponte onde está conectado a célula de combustível.

Figura 3.11: Conversor multiporta proposto em Duarte, Hendrix e Simões[36].



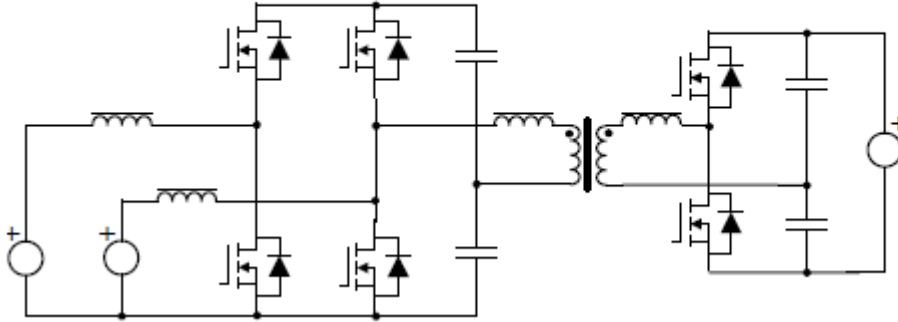
Fonte: Adaptado de Duarte, Hendrix e Simões[36].

Com esta equação, diferentes estratégias de controle podem ser adotadas, dependendo das referências adotadas. Neste trabalho, o controle do fluxo de potência é feito para manter a saída de tensão constante durante o transitório com a utilização da estratégia *feed-forward*.

$$P_{10} = \frac{\phi_{10} V_0 V_1^*}{\omega L_{10}} \left( 1 - \frac{|\phi_{10}|}{\pi} \right) \quad (3.19)$$

Uma topologia de conversor proposta por Tao, Duarte e Hendrix[37], combina um barramento CC com um acoplamento magnético, conforme indicado na Fig. 3.12. Nesta topologia de conversor, a fonte principal é uma célula de combustível, a fonte de armazenamento e um super capacitor, que são interconectados por meio de um barramento CC, já que suas tensões operacionais estão próximas e ambos são dispositivos de baixa tensão. A porta onde está a carga está conectada a uma ponte chaveada e ao enrolamento do transformador. Seis chaves são usadas no projeto do conversor e todas as três portas de energia são bidirecionais. Este sistema é adequado para aplicações onde as baixas tensões no lado da fonte e do sistema de armazenamento necessitam ser aumentadas para o lado da carga.

Figura 3.12: Conversor multiporta proposto em Tao, Duarte e Hendrix[37].



Fonte: Adaptado de Tao, Duarte e Hendrix[37].

Nesta topologia, a variação de tensão do capacitor está associada ao ciclo de trabalho das duas chaves à direita, que é definido de acordo com (3.20), em que  $V_{DC}$  é a tensão do barramento CC e  $V_{SC}$  é a tensão do super capacitor. Os outros dois braços chaveiam com ciclo de trabalho de 50% e seus sinais de chaveamento são deslocados de um ângulo  $\phi$ . O fluxo de potência entre os lados de baixa e alta tensão é controlado por meio da mudança do ângulo de fase entre as tensões das chaves que estão associadas a fonte de geração e a carga. Por meio da análise do modelo do circuito, similar a análise anterior, é possível chegar na equação da potência transferida entre as portas, conforme indicado em (3.21). A tensão da carga é controlada regulando-se o ângulo  $\phi$ , com uma malha de controle de corrente externa e uma malha de controle de tensão interna.

$$D_{SC} = \frac{V_{DC} - V_{SC}}{V_{DC}} \quad (3.20)$$

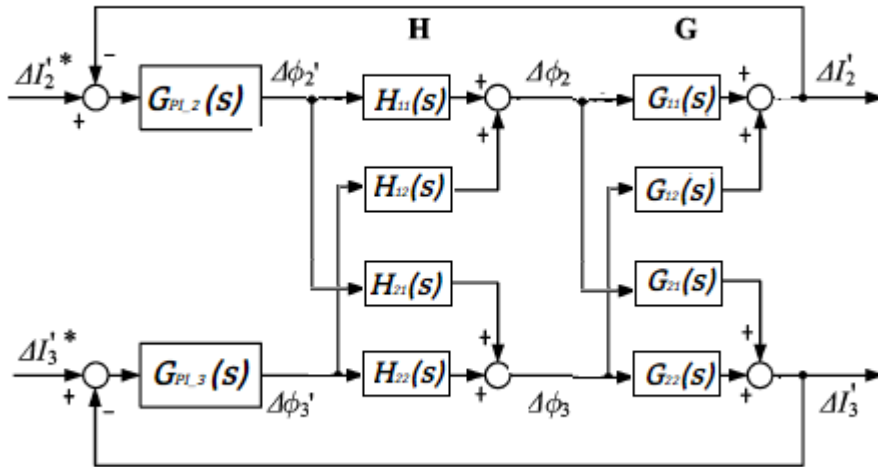
$$P = \frac{V_{DC} V_c \phi}{4n\omega L} \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (3.21)$$

Na topologia proposta por Zhao, Round e Kolar[10], propõe-se uma otimização das topologias dos conversores multiporta, com o intuito de minimizar o sistema de perdas, onde o poder de funcionamento com tensão nula dentro do conversor é assegurado, e a variação do ciclo de trabalho em cada porta reduzem as perdas de comutação para variações de tensão



$$P_{12} = \frac{\phi_2 (\pi - \phi_2) V_1 V_2}{2\pi^2 f_s (L_1 + L_2)} \quad (3.22)$$

Figura 3.14: Diagrama de blocos do sistema de controle apresentada em Zhao, Round e Kolar[10].



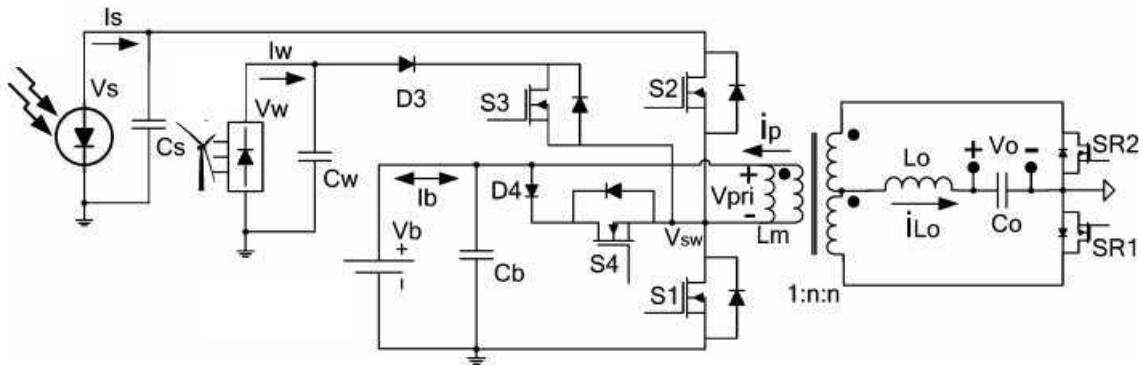
Fonte: Adaptado de Zhao, Round e Kolar[10].

Em Qian et al.[7], é apresentada uma topologia de conversor de quatro portas baseada no conversor de meia ponte de três portas. Conforme indicado na Fig. 3.15, uma porta é adicionada por meio da adição de um diodo  $D_3$  e uma chave  $S_3$ . Um outro caminho para a transferência de potência é obtido com a adição da chave  $S_4$  e do diodo  $D_4$ . Este trabalho apresentou esta topologia para aplicações em sistemas híbridos de geração de energia, no qual são utilizadas a energia fotovoltaica e a energia eólica. Um retificador CA/CC é necessário para ser instalado antes da porta onde será colocada a fonte eólica.

Na estrutura de controle proposta, são apresentadas três malhas de controle: uma para regular a tensão do painel fotovoltaico, uma para regular a tensão da fonte eólica e uma para regular a tensão de saída. Para projetar estas malhas de controle, um modelo de pequenos sinais é sugerido, assim como uma malha de desacoplamento, para que as malhas de controle sejam projetadas de forma independente.

Por fim, em Asa et al.[12], um conversor multiporta que utiliza dois transformadores em sua topologia é proposto. Com uma topologia com um número reduzido de chaves compa-

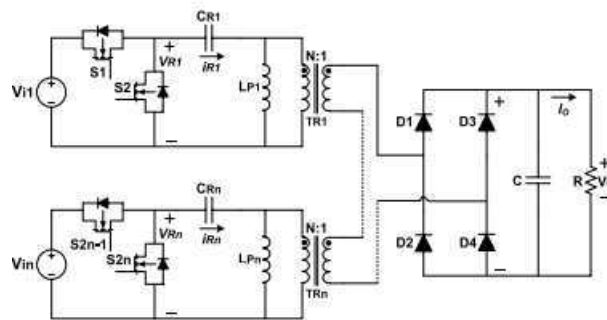
Figura 3.15: Topologia do conversor multiporta proposto por Qian et al.[7].



Fonte: Adaptado de Qian et al.[7].

rado com as topologias de ponte completa, este conversor opera com frequência constante. Conforme indicado na Fig. 3.16, este conversor é composto por dois inversores ressonantes de meia ponte e uma ponte monofásica retificadora no secundário do transformador, que consiste de quatro diodos em um arranjo de ponte completa e um capacitor de filtro em paralelo.

Figura 3.16: Topologia do conversor multiporta proposto por Asa et al.[12].



Fonte: Adaptado de Asa et al.[12].

### 3.5 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentadas as principais características dos conversores multiporta, em que foi possível perceber que com a utilização dos conversores multiporta pode-se melhorar a eficiência dos sistemas que utilizam mais de uma fonte de geração/armazenamento

de energia em relação aos conversores convencionais. Com um único conversor multiporta pode-se conectar as diversas fontes/cargas do sistema, o que torna o sistema mais compacto com a redução no número de componentes.

A técnica de modulação apresentada para este conversor é a modulação *phase shift*, em que apenas a fase da onda portadora é modificada, o que vai resultar em um ângulo de defasagem entre as tensões de entrada e saída do conversor. Este ângulo de defasagem é o responsável pelo fluxo de potência transferida neste conversor.

Também é apresentado uma revisão de trabalhos que utilizam a topologia dos conversores multi-porta, cujas topologias se diferenciam pelo elemento indutivo que conecta as portas do conversor. As equações de potência transferida nestes conversores está relacionada diretamente com o ângulo de defasagem utilizado na modulação *phase shift*. Com o entendimento do funcionamento dos conversores multiporta, sua técnica de modulação e suas características, foi escolhido uma topologia de conversor que será estudada neste trabalho.



# Capítulo 4

## Conversor de quatro portas

O conversor *Dual Active Bridge* (DAB) consolidou-se como uma alternativa robusta para aplicações CC de alta potência com restrições de densidade de potência. DAB oferece fluxo de potência bidirecional e a capacidade de trabalhar com chaveamento com tensão nula, dependendo da estratégia de modulação. Estes conversores podem ser utilizados para integrar múltiplas portas, como por exemplo, sistemas de geração com fontes renováveis e o sistemas de geração com armazenamento de energia de bateria, eles também podem ser implementados com a topologia de uma meia ponte ou ponte completa.

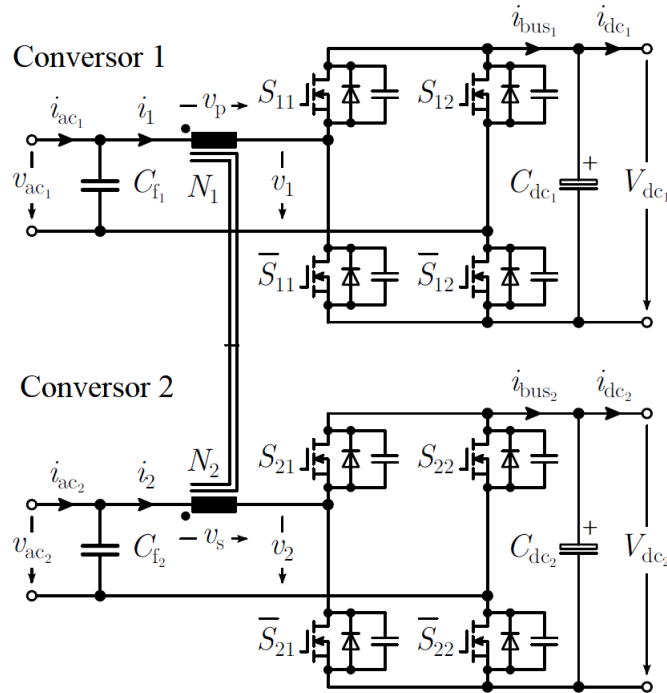
### 4.1 Topologia do conversor

A topologia escolhida neste trabalho é apresentado em [Acevedo-Bueno et al.\[38\]](#) e é composto por dois conversores de ponte completa PWM não isolados, nos quais os indutores são substituídos pela indutância dos enrolamentos do transformador, como ilustrado na Fig. 4.1. Assim, a capacidade de transferência de energia entre os conversores é fornecida sem aumentar o número de componentes por meio da indutância de dispersão. Cada conversor é capaz de transferir energia entre sua porta CA e CC.

Cada conversor é capaz de transferir energia, de acordo com o PWM entre sua porta CA e CC, como um retificador convencional seguindo (4.1).

$$v_{ac,j} = r_j i_j + L_j \frac{d}{dt} i_j + v_j, \quad (4.1)$$

Figura 4.1: Topologia do conversor multiporta estudada nessa dissertação.



Fonte: Adaptado de [Acevedo-Bueno et al.\[38\]](#).

Onde,  $r_j$  e  $L_j$  representam a resistência e a indutância dos respectivos enrolamentos do transformador; e o subscrito  $j = 1; 2$  indica o conversor correspondente. O modelo simplificado é mostrado na Fig. 4.6, onde  $v_{ac1}$  e  $v_{ac2}$  são assumidos como constantes durante um período de chaveamento em relação a que eles poderiam ter valores positivos ou negativos. Como consequência, a transferência de potência completa é determinada pela superposição de uma componente da tensão do indutor de dispersão e um componente do ciclo de trabalho.

### 4.1.1 Modelos de chaveamento médio

O modelo com chaveamento baseia-se na modelagem dos conversores estáticos de forma explícita, em que os componentes de chaveamento não lineares presentes no conversor podem ser modelados por chaves ideais (ON/OFF) ou por chaves com características de tensão e corrente detalhadas. Na literatura, existem duas técnicas clássicas para modelagem dos conversores: modelo médio em espaço de estados e modelo médio da chave PWM.

A representação por meio das equações de espaço de estado consiste em um modelo matemático de um sistema físico composto de um conjunto de variáveis de entrada, de saída e de estado relacionadas entre si por meio de equações diferenciais. Estas equações podem ser representadas na forma matricial conforme indicado em (4.2), em que  $x$  representa o vetor das variáveis de estado,  $u$  representa as entradas do sistema e  $y$  representa o vetor de saída.

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{4.2}$$

As variáveis presentes no vetor  $x$  estão relacionadas aos elementos que armazenam energia, como indutores e capacitores. O modelo médio de espaço de estados é obtido por meio da análise do circuito do conversor, considerando a presença de chaves e diodos está análise não é feita de forma direta. Deve-se analisar todos os subintervalos de chaveamento (chave aberta e chave fechada). Os circuitos resultantes em cada um dos casos é linear, e desta forma pode ser representados por equações em espaço de estados.

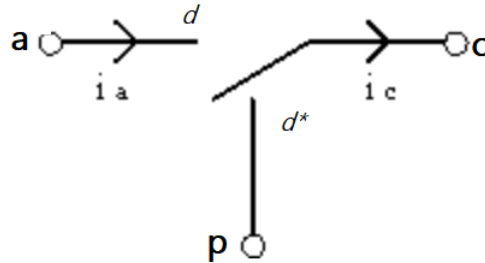
Após determinada as equações em espaço de estados para todos os subintervalos, o modelo resultante em um período de chaveamento é dado pela soma ponderada em relação a função das matrizes encontradas para cada subintervalo. O modelo médio é obtido com a substituição das variáveis de estado ea função de comutação conforme indicado em (4.2) por seus valores médios, em que para um conversor *boost*, por exemplo, que possui uma chave que vai possibilitar dois modos (ON/OFF) para esta chaves, tem-se que o modelo médio em espaço de estados pode ser representado por (4.3), em que  $d$  é o ciclo de trabalho do com que a chave deste conversor opera.

$$\begin{aligned}\frac{d\bar{x}}{dt} &= (dA_1 + (1-d)A_2)\bar{x} + (dB_1 + (1-d)B_2)\bar{u} \\ \bar{y} &= (dC_1 + (1-d)C_2)\bar{x} + (dD_1 + (1-d)D_2)\bar{u}\end{aligned}\tag{4.3}$$

O modelo médio da chave PWM foi proposto por [Vorpérian\[39\]](#), no qual as topologias de conversores CC/CC possuem uma chave controlada e outra não-controlada associadas

a elementos lineares invariantes no tempo, em que o conjunto destas duas chaves recebe o nome de chave PWM. A chave pode ser modelada conforme indicado na Fig. 4.2, em que  $d$  é o ciclo de trabalho e  $d^*=1-d$ , o seu complemento.

Figura 4.2: Modelo da chave PWM.



Fonte: O Autor

É possível perceber que a chave PWM possui três terminais, as relações entre as correntes nestes terminais são indicadas em (4.4) e (4.5), e da mesma forma para as tensões, conforme indicado em (4.6) e (4.7).

$$\begin{aligned} i_a(t) &= i_c(t), & 0 \leq t \leq dT \\ i_a(t) &= 0, & dT \leq t \leq T \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} i_p(t) &= 0, & 0 \leq t \leq dT \\ i_p(t) &= i_c(t), & dT \leq t \leq T \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} v_{cp}(t) &= v_{ap}(t), & 0 \leq t \leq dT \\ v_{cp}(t) &= 0, & dT \leq t \leq T \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} v_{ac}(t) &= 0, & 0 \leq t \leq dT \\ v_{ac}(t) &= v_{ap}(t), & dT \leq t \leq T \end{aligned} \quad (4.7)$$

Desta forma o modelo médio da chave PWM é dada por (4.8)-(4.11).

$$\bar{i}_a = d\bar{i}_c \quad (4.8)$$

$$\bar{i}_p = (1 - d)\bar{i}_c \quad (4.9)$$

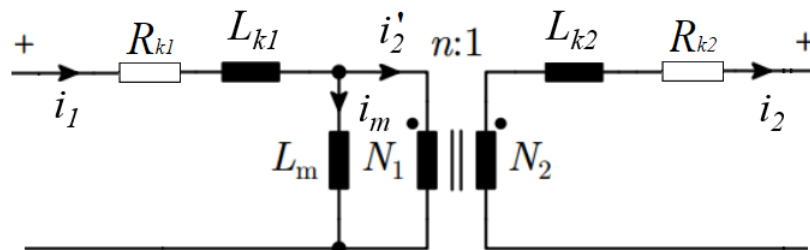
$$\bar{v}_{cp} = d\bar{v}_{ap} \quad (4.10)$$

$$\bar{v}_{ac} = (1 - d)\bar{v}_{ap} \quad (4.11)$$

### 4.1.2 Modelagem do transformador de alta frequência

Em termos práticos, os transformadores apresentam corrente de magnetização, resistência nas bobinas e fluxo magnético de dispersão. A Fig. 4.3 representa o modelo de um transformador não-ideal. Nota-se a presença de uma indutância de magnetização  $L_m$  que representa o fluxo magnético de dispersão, dado que o núcleo real não possui permeabilidade infinita.

Figura 4.3: Modelo do transformador não ideal.



Fonte: O Autor

A corrente no primário possui duas componentes: a corrente magnetização  $i_m$  e a refletida para o secundário  $i'_2$ , dada por (4.12), em que  $n$  corresponde a relação de espiras no

transformador  $n = N_1/N_2$ .

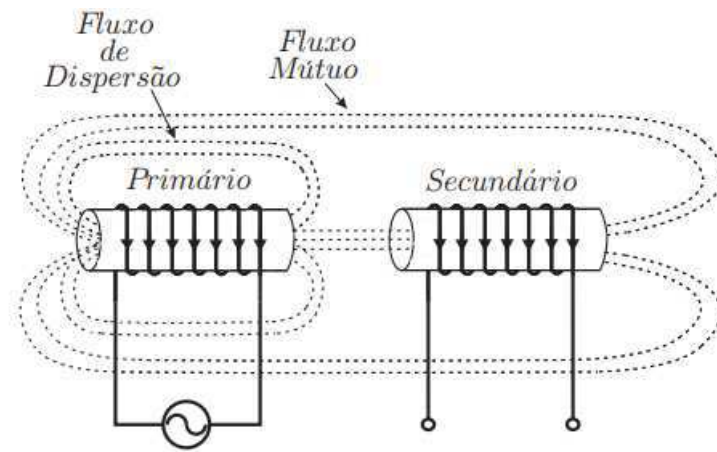
$$i'_2 = \frac{1}{n}i_2 \quad (4.12)$$

As resistências dos enrolamentos são representadas pelas resistências dos fios para o primário e secundário. A resistência CA devido ao fluxo nos condutores é dada por (4.13), em que  $\sigma$  representa a profundidade pelicular e  $r_0$  o raio do condutor.

$$R_{ca} = R_{cc} \left[ 1 + \frac{\left(\frac{r_0}{\sigma}\right)^4}{48 + 0,8\left(\frac{r_0}{\sigma}\right)^4} \right] \quad (4.13)$$

Em termos de dispersão magnética, considerando-se inicialmente duas bobinas, em que a primeira é alimentada por uma tensão senoidal, resultando numa corrente  $i_1$  percorrendo a bobina, enquanto que a segunda está em aberto. Considerando também os fluxos entre as duas bobinas e o de dispersão, conforme indicado na Fig. 4.4.

Figura 4.4: Modelo do transformador com bobinas.



Fonte: Apadtado de Dutra[40]

Considerando  $\phi_{11}$  e  $\phi_{22}$  os fluxos totais nas duas bobinas, tem-se que:

$$\phi_{11} = \phi_{l1} + \phi_{12} + \phi_{21} \quad (4.14)$$

$$\phi_{22} = \phi_{l2} + \phi_{12} + \phi_{21} \quad (4.15)$$

no qual  $\phi_{l1}$  e  $\phi_{l2}$  são os fluxos de dispersão associados às bobinas 1 e 2,  $\phi_{12}$  é o fluxo mútuo entre as bobinas 1 e 2 causado pela corrente  $i_2$  e  $\phi_{21}$  é o fluxo mútuo entre as bobinas 1 e 2 causado pela corrente  $i_1$ . Com isto, derivam-se as equações de tensão, dadas por (4.16) e (4.17).

$$V_1 = [L_{l1} + L_1] \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (4.16)$$

$$V_2 = [L_{l2} + L_2] \frac{di_2}{dt} + M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (4.17)$$

As indutâncias próprias das bobinas 1 e 2, considerando  $M_{12} = M_{21} = M$ , são expressas por:

$$L_{11} = L_{l1} + L_1 \quad (4.18)$$

$$L_{22} = L_{l2} + L_2 \quad (4.19)$$

A indutância mútua é razão do fluxo ligando uma bobina em função da corrente na outra, logo:

$$L_1 = \frac{N_1}{N_2} M \quad (4.20)$$

$$L_2 = \frac{N_2}{N_1} M \quad (4.21)$$

Desta forma, tem-se que:

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \quad (4.22)$$

As indutâncias de dispersão são dadas por:

$$L_{l1} = L_{11} - \frac{N_1}{N_2} M \quad (4.23)$$

$$L_{l2} = L_{22} - \frac{N_2}{N_1} M \quad (4.24)$$

Definindo

$$k_1 = \frac{L_1}{L_{11}} = 1 - \frac{L_{l1}}{L_{11}} \quad (4.25)$$

e

$$k_2 = \frac{L_2}{L_{22}} = 1 - \frac{L_{l2}}{L_{22}} \quad (4.26)$$

Logo:

$$k = \sqrt{k_1 k_2} \quad (4.27)$$

e

$$M = k \sqrt{L_{11} L_{22}} \quad (4.28)$$

em que  $k$  é denominado coeficiente de acoplamento.

Em termos de eletrônica de potência, são definidas as equações para tensão e perdas do transformador. Inicialmente, considerando a lei de Faraday, tem-se a relação para a tensão em uma bobina, conforme indicado em (4.29), em que  $N$  representa o número de espiras e  $A_m$  é a área da seccional reta efetiva do núcleo magnético

$$v = N \frac{d\phi}{dt} = N A_m \frac{dB}{dt} \quad (4.29)$$

O valor médio da tensão aplicada em um determinado intervalo  $t$ , em que o valor da densidade de fluxo vai de zero até seu ponto máximo  $B_{max}$  é dado pela Equação ??.

$$\bar{v} = \frac{1}{t} \int_0^t v(t) dt = \frac{1}{t} N A_m \int_0^{B_{max}} dB = \frac{1}{t} N A_m B_{max} \quad (4.30)$$

Definindo como  $k_{rms}$  a razão entre a tensão rms e o valor médio, tem-se que:



$$k_{rms} = \frac{V_{rms}}{\bar{v}} \quad (4.31)$$

Com isto, tem-se que:

$$V_{rms} = \frac{k}{T} f N B_{max} A_m = K f N B_{max} A_m \quad (4.32)$$

no qual:

$$K = \frac{k}{T f} \quad (4.33)$$

em que  $T$  é o período de  $v(t)$  e  $f = 1/T$  e  $K$  é definido como sendo o fator de forma de onda.

As perdas ôhmicas nos enrolamentos são dadas por (4.34), em que  $\rho_w$  é a resistividade do material do condutor,  $l_{wi}$  é o comprimento do condutor que pode ser definido pelo produto do número de voltas e do caminho médio magnético (CMM).

$$I^2 R = \rho_w \frac{l_{wi}}{A_{wi}} I_i^2 = \rho_w \frac{N_i CMM (J_o A_{wi})^2}{A_{wi}} \quad (4.34)$$

As perdas no núcleo são dadas por (4.35), em que  $K_c$ ,  $\alpha$  e  $\beta$  são constantes dependentes do material do núcleo.

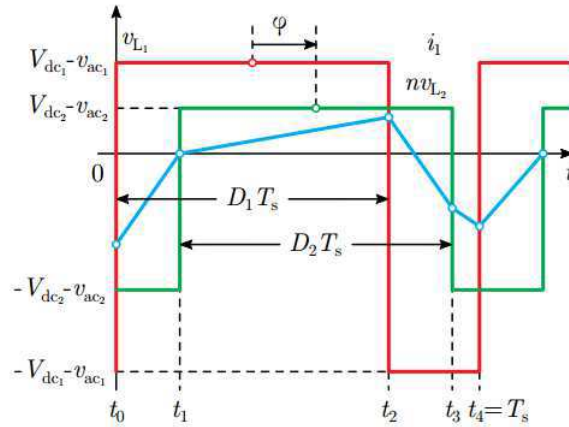
$$P_{fe} = K_c f^\alpha B_{max}^\beta \quad (4.35)$$

### 4.1.3 Modos de Operação

Este conversor opera em diferentes modos, dependendo do ciclo de trabalho das pontes e do deslocamento de fase entre eles. Neste trabalho, as pontes são operadas usando modulação bipolar, considerando o deslocamento de fase ( $\varphi$ ) como o ângulo entre os pontos médios de  $v_{L1}$  e  $nv_{L2}$  tomando como referência o primeiro de acordo com a Fig. 4.5.

Em um único período de comutação, existem quatro estágios, já que o conversor é operado com modulação bipolar. Estes estágios são descritos para o modo externo à direita, conforme indicado na Fig. 4.5.

Figura 4.5: Formas de onda principais para o modo externo direito.



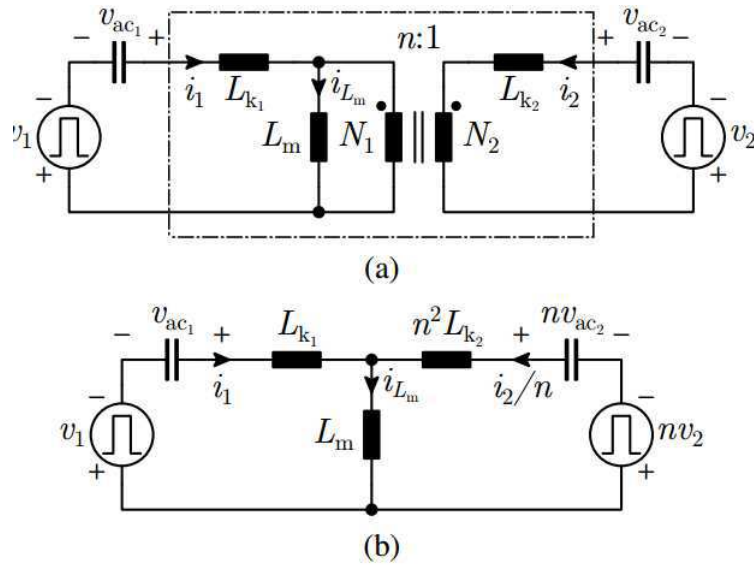
Fonte: Adaptado de [Acevedo-Bueno et al.\[38\]](#).

- Estágio 1 ( $t_0-t_1$ ): Antes de  $t_0$ , os diodos antiparalelos de  $D_{S21}$  e  $D_{S11}$  estão conduzindo  $i_{Lk}$ . Então,  $S_{21}$  e  $S_{11}$  são desligados em tensão zero e suas capacitâncias parasitas correspondentes ( $C_{S21}$ ;  $C_{S21}$ ) começam a carregar. Finalmente,  $S_{11}$  e  $S_{21}$  são ativados;
- Estágio 2 ( $t_1-t_2$ ): Antes de  $t_1$ , a corrente de fuga é positiva. Portanto, é possível desativar o  $S_{22}$  e o  $S_{12}$  com ZVS. Após o tempo morto, as chaves complementares no conversor 2 são ligadas enquanto a corrente continua a crescer com menos inclinação;
- Estágio 3 ( $t_2-t_3$ ): Antes de  $t_2$ ,  $D_{S11}$  e  $D_{S21}$  conduzem a corrente de dispersão no lado primário. Assim, as respectivas chaves podem ser desligadas com tensão zero. Depois, as capacitâncias parasitas são carregadas no tempo morto. Então, as chaves  $S_{11}$  e  $S_{21}$  recebem uma lógica “1” e ligam. Entretanto, a corrente de fuga diminui com forte inclinação;
- Estágio 4 ( $t_3-t_4$ ): Antes de  $t_3$ , os diodos antiparalelos de  $S_{12}$  e  $S_{21}$  conduzem permitindo o desligamento com tensão zero das respectivas chaves. Após o tempo morto,  $S_{12}$  e  $S_{22}$  são responsáveis pela condução da corrente de dispersão que ainda diminui com menos inclinação.

Os outros modos compartilham o mesmo princípio e permitem identificar as características de comutação. Caso estivéssemos desconsiderando o indutor de magnetização  $L_m$ , o

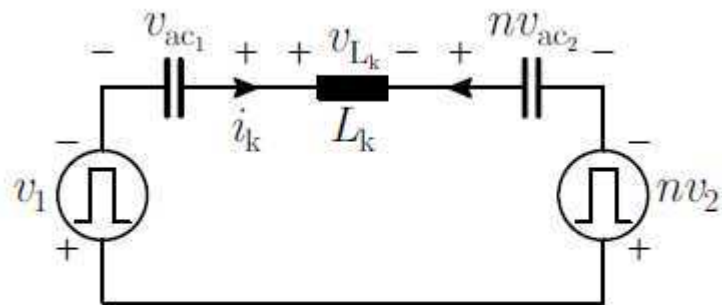
circuito equivalente simplificado do conversor seria representado pela Fig. 4.7.

Figura 4.6: a) Modelo simplificado do conversor proposto e o equivalente b) Refletido no primário



Fonte: Adaptado de Acevedo-Bueno et al.[38].

Figura 4.7: Modelo simplificado do conversor proposto onde é ignorada a indutância de magnetização.



Fonte: Adaptado de Acevedo-Bueno et al.[38]

## 4.2 Fluxo de Potência no Conversor

Para analisar o fluxo de potência que flui entre as portas deste conversor, é necessário determinar a potência transferida por estas portas. Tomando como base o modelo repre-

sentado na Fig. 4.6 (b), considerando os componentes refletidos no primário, pode-se obter as seguintes equação a partir das malhas de corrente:

$$v_1 - v_{ac,1} + L_{k,1} \frac{d}{dt} i_1(t) + L_m \frac{d}{dt} i_{Lm}(t) = 0 \quad (4.36)$$

$$- L_m \frac{d}{dt} i_{Lm}(t) - L'_{k,2} \frac{d}{dt} i'_2(t) + n v_{ac,1} - n v_2 = 0 \quad (4.37)$$

$$i_1(t) + i'_2(t) = i_{Lm}(t) \quad (4.38)$$

Desenvolvendo este sistema de equações, podem ser obtidas as expressões das derivadas das correntes no primário e secundário, como segue:

$$v_{ac,1} - v_1 = L_{k,1} \frac{d}{dt} i_1(t) + L_m \frac{d}{dt} [i_1(t) + i'_2(t)] \quad (4.39)$$

$$v_{ac,1} - v_1 = (L_{k,1} + L_m) \frac{d}{dt} i_1(t) + L_m \frac{d}{dt} i'_2(t) \quad (4.40)$$

$$n v_{ac,2} - n v_2 = L_m \frac{d}{dt} [i_1(t) + i'_2(t)] + L'_{k,2} \frac{d}{dt} i'_2(t) \quad (4.41)$$

$$n v_{ac,2} - n v_2 = L_m \frac{d}{dt} i_1(t) + (L_m + L'_{k,2}) \frac{d}{dt} i'_2(t) \quad (4.42)$$

$$\frac{d}{dt} i_1(t) = \frac{(L_m + L'_{k,2})(v_{ac,1} - v_1) - L_m(n v_{ac,2} - n v_2)}{L_m(L_{k,1} + L'_{k,2}) + L_{k,1} L'_{k,2}} \quad (4.43)$$

$$\frac{d}{dt} i'_2(t) = \frac{-L_m(v_{ac,1} - v_1) + (L_m + L_{k,1})(n v_{ac,2} - n v_2)}{L_m(L_{k,1} + L'_{k,2}) + L_{k,1} L'_{k,2}} \quad (4.44)$$

A partir destas equações, e com os tempos  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$  definidos, considerando a corrente no indutor de dispersão nula em um período de chaveamento, é possível obter a equação de potência. Por meio do uso da ferramenta MatLab, foi possível obter a expressão de potência transferida entre as portas do conversor, no qual foram definidos em um *script* as

equações das correntes e tensões em cada etapa de operação, assim como os instantes de tempo necessários para o cálculo da potência.

Para determinar a potência transferida, também se necessita da corrente primária de alta frequência e da tensão do indutor de dispersão. Estes dois parâmetros irão auxiliar no processo de definição da direção em que a potência irá fluir entre todas as portas do conversor. Estas equações são obtidas por análise simples da topologia e estão indicadas, respectivamente em (4.45) e (4.46).

$$v_{Lk} = (v_{ac1} - v_1) - n(v_{ac2} - v_2) \quad (4.45)$$

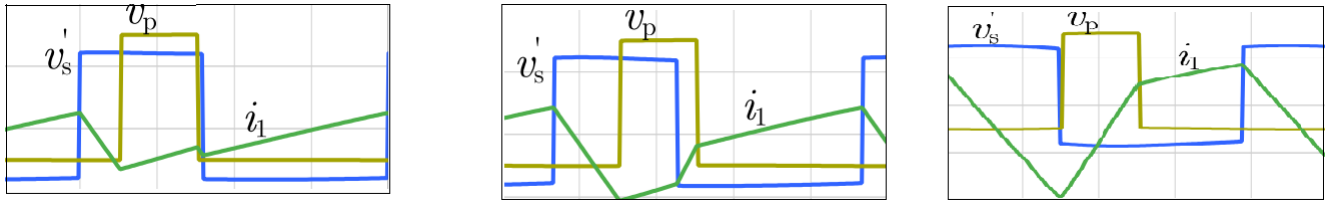
$$i_{Lk}(t_m) = \frac{(v_{ac1} - v_1) - n(v_{ac2} - v_2)}{L_k}(t_m - t_{m-1}) + i_{Lk}(t_{m-1}) \quad (4.46)$$

Com as expressões de corrente para cada intervalo do período de chaveamento, o cálculo da potência transferida é obtida por meio de (4.47):

$$P(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v(t)i(t)dt. \quad (4.47)$$

Para cada modo de operação ilustrado na Fig. 4.8, tem-se que:

Figura 4.8: Modos de operação do conversor.



Fonte: Adaptado de Acevedo-Bueno et al.[38]

para:  $\frac{D_1-D_2}{2} \leq \phi \leq -\frac{D_1-D_2}{2}$ , tem-se que:

$$p_{tr} = \frac{4(1 - D_1)D_2\phi L_m V_{dc1} n V_{dc2}}{[L_m (L_{k,1} + L'_{k,2}) + L_{k,1} L'_{k,2}] f_s} \quad (4.48)$$

para:  $-\frac{D_1+D_2}{2} \leq \phi \leq \frac{D_1-D_2}{2}$  ou  $-\frac{D_1-D_2}{2} \leq \phi \leq \frac{D_1+D_2}{2}$

$$p_{tr} = -\text{sgn}(\phi) \frac{-[(D_1 - D_2)^2 + 4|\phi|(2D_1D_2 - D_1 - D_2) + 4\phi^2] L_m V_{dc1} n V_{dc2}}{2 [L_m (L_{k,1} + L'_{k,2}) + L_{k,1} L'_{k,2}] f_s} \quad (4.49)$$

$$\text{Para: } -\frac{D_1+D_2}{2} \leq \phi \leq \frac{D_1-D_2}{2}$$

$$p_{tr} = -\text{sgn}(\phi) \frac{2D_1D_2(2|\phi| - 1)L_m V_{dc1} n V_{dc2}}{[L_m (L_{k,1} + L'_{k,2}) + L_{k,1} L'_{k,2}] f_s} \quad (4.50)$$

### 4.3 Considerações Finais

Neste capítulo é apresentada a topologia do conversor multiporta escolhida para o desenvolvimento deste trabalho. O conversor possui quatro portas, e é formado por dois conversores ponte completa interligador por meio de um elemento magnético. O fluxo de potência apresentado para este conversor foi definido em função dos ciclos de trabalhos destes dois conversores e do deslocamento de fase, considerando a indutância de magnetização do transformador de alta frequência para obtenção do modelo do sistema. Posteriormente, para validar este sistema, serão feitas simulações e testes experimentais considerando o comportamento estático e dinâmico deste conversor.

# Capítulo 5

## Controle do Fluxo de potência

O fluxo de potência permite analisar as características de funcionamento global do sistema. Considerando que um sistema de energia elétrica tem por função fornecer as potências ativas e reativas necessárias à carga ligada a ele, torna-se necessário um estudo sobre as estratégias de controle para definir o fluxo de potência nos conversores.

### 5.1 Potência ativa e reativa em circuitos monofásicos

Em um sistema monofásico com uma fonte senoidal e uma carga linear, os valores instantâneos da tensão e da corrente são dados pelas Equações 5.1 e 5.2, respectivamente.

$$v(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (5.1)$$

$$i(t) = I_p \sin(\omega t - \theta) \quad (5.2)$$

em que:  $V_p$  e  $I_p$  são os valores de pico de tensão e corrente, respectivamente;  $\omega$  é a frequência angular, dada em  $rad/s$  e  $\theta$  equivale a diferença angular entre os sinais de tensão e corrente. Estas equações podem ser reescritas em termos do seu valor eficaz, conforme indicado em (5.3) e (5.4), em que  $V$  e  $I$  são os valores eficazes (ou RMS - *Root Mean Square*) da tensão e da corrente, respectivamente.

$$v(t) = \sqrt{2} \frac{V_p}{\sqrt{2}} \sin(\omega t) = \sqrt{2} V \sin(\omega t) \quad (5.3)$$

$$i(t) = \sqrt{2} \frac{I_p}{\sqrt{2}} \sin(\omega t - \theta) = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \theta) \quad (5.4)$$

A potência instantânea é computada pelo produto entre os valores instantâneos da tensão e da corrente, conforme indicam (5.5), (5.6) e (5.7):

$$p(t) = v(t)i(t) = V_p \sin(\omega t) I_p \sin(\omega t - \theta) \quad (5.5)$$

$$= 2VI \sin(\omega t) \sin(\omega t - \theta) \quad (5.6)$$

$$= VI \cos(\theta) - VI \cos(2\omega t - \theta) \quad (5.7)$$

Com a análise de (5.7), é possível perceber que a potência instantânea em um circuito monofásico possui uma componente constante e uma componente pulsante com o dobro da frequência da rede. A equação (5.7) pode ser reorganizada de acordo com (5.8). Esta equação representa duas partes de potência instantânea, a primeira parte possui valor médio igual a  $VI \cos(\theta)$ , e é definido como sendo a potência ativa  $P$  e a segunda parte que possui valor médio igual a  $VI \sin(\theta)$  é definida como a potência reativa  $Q$ .

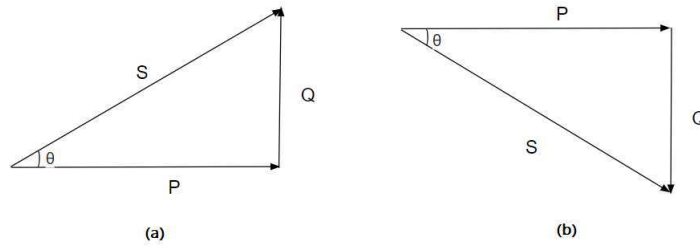
$$p(t) = VI \cos(\theta)(1 - \cos(2\omega t)) - VI \sin(\theta) \sin(2\omega t) \quad (5.8)$$

Outra notação de potência utilizada é a potência aparente, que é definida por meio de (5.9). Esta potência representa o valor real total de potência consumida. É calculada pela soma vetorial das potências ativa e reativa. Considerando  $\theta$  o ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente, para  $\theta$  for positivo, tem-se que a corrente está adiantada em relação a tensão e para  $\theta$  negativo, tem-se que a corrente está atrasada em relação a tensão. A partir da definição da potência aparente, é possível definir uma representação gráfica denominada triângulo de potências, conforme ilustrado na Fig. 5.1.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (5.9)$$



Figura 5.1: Triângulos de potência: (a) carga indutiva; (b) carga capacitiva.



Fonte: O Autor.

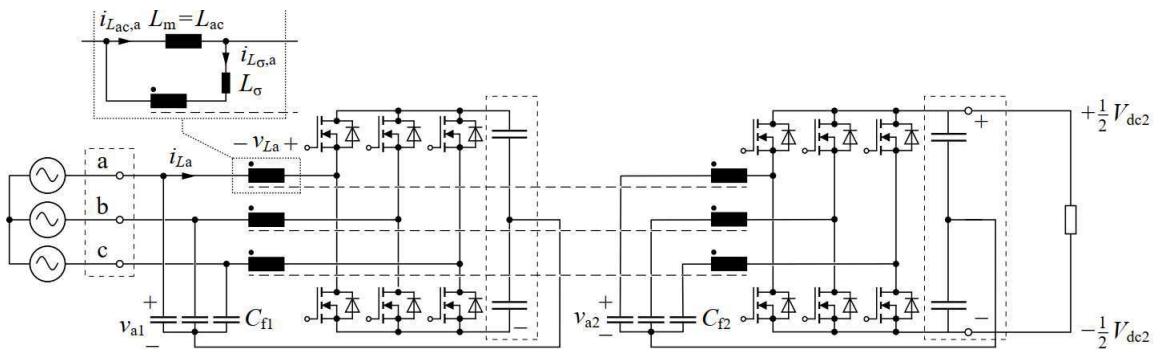
O fator de potência é um parâmetro definido como sendo a razão entre a potência ativa e a potência aparente, conforme indicado em (5.10). Este parâmetro indica a eficiência de utilização do sistema, pois representa a fração da máxima potência que poderia ser transferida para a carga, mantendo-se constantes os valores eficazes de tensão e corrente.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{VI \cos(\theta)}{VI} = \cos(\theta) \quad (5.10)$$

## 5.2 Potência com o conversor operando CA-CC

A topologia do conversor DAB bidirecional isolado apresentado em [Krismer, Hatipoglu e Kolar\[41\]](#) e ilustrado por meio da Fig. 5.2 apresenta o mesmo formato do conversor proposto neste trabalho para o caso trifásico.

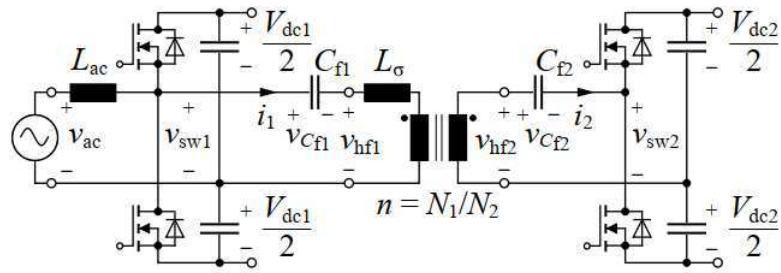
Figura 5.2: Topologia do conversor proposta em [Krismer, Hatipoglu e Kolar\[41\]](#).



Fonte: Adaptado de [Krismer, Hatipoglu e Kolar\[41\]](#).

Neste trabalho, é feita a análise do conversor equivalente monofásico (Fig. 5.3), considerando os ciclos de trabalho das duas pontes  $D_1$  e  $D_2$  iguais a  $D$ . Com isto, foi obtida a expressão de potência para um período de chaveamento, considerando a operação do conversor CC/CC, conforme indica (5.11).

Figura 5.3: Topologia monofásica equivalente do conversor proposto em [Krismer, Hatipoglu e Kolar\[41\]](#).



Fonte: Adaptado de [Krismer, Hatipoglu e Kolar\[41\]](#).

$$P_{1\phi} = \frac{nV_{dc1}V_{dc2}\phi}{2f_s L_\sigma 2\pi} \left( 2D(1-D) - \frac{|\phi|}{2\pi} \right) \quad (5.11)$$

que é válida para:

$$\frac{|\phi|}{2\phi} < \min(D, 1-D) \quad (5.12)$$

Na Fig. 5.4 estão plotadas as formas de onda da potência média em um período de chaveamento para diferentes valores de ciclo de trabalho, referente a (5.11), onde as demais constantes estão referenciadas na Tabela 5.1. Para este caso, é possível perceber que a potência máxima ocorre em  $D=0,5$ . Ainda de acordo com (5.11), para um dado valor de ciclo de trabalho, a potência máxima é dada por (5.13).

$$P_{1\phi} = \frac{nV_{dc1}V_{dc2}\phi^2 P_{1\phi,max}}{8f_s L_\sigma \pi^2} \quad (5.13)$$

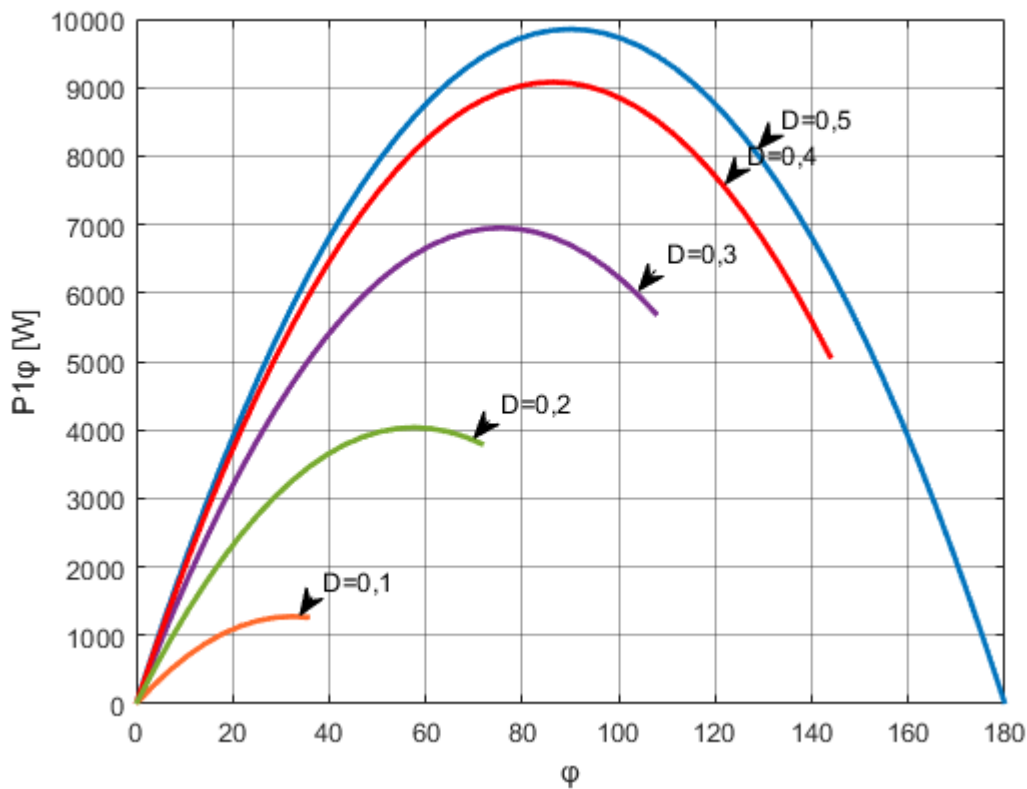
em que:

$$\phi_{P_{1\phi,max}}^2 = 2\pi D(1-D) \quad (5.14)$$

Tabela 5.1: Valores das constantes utilizadas na simulação

Constante	Valor
$f_s$	35kHz
$L_\sigma$	58 $\mu$ H
$n$	2
$V_{dc1}$	800 V
$V_{dc2}$	400 V

Figura 5.4: Potência média em um período de chaveamento para  $D_1=D_2=D$ .



Fonte: O Autor.

Para analisar o sistema operando AC/DC, é considerada uma tensão de entrada,

$$V_{ac}(t) = V_m \sin(2\pi f_m t) \tag{5.15}$$

É considerada a modulação senoidal, ou seja, os estágios de entrada e saída aplicam um ciclo de trabalho variável no tempo, que foi definido por (5.16). Substituindo (5.15) e (5.16)

em (5.11), tem-se a expressão da potência para este conversor operando no modo CA/CC, indicada em (5.17)-(5.19).

$$D_1(t) = D_2(t) \approx \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{ac}(t)}{V_{dc1}/2} \right) \quad (5.16)$$

$$p_{1\phi}(t) = P_{1\phi,dc} + P_{1\phi,ac} \cos(4\pi f_m t) \quad (5.17)$$

Em que:

$$P_{1\phi,dc} = \frac{nV_{dc1}V_{dc2}\phi}{2f_s L_\sigma 2\pi} \left[ \frac{1}{2} - \left( \frac{V_m}{V_{dc1}} \right)^2 - \frac{|\phi|}{2\pi} \right] \quad (5.18)$$

$$P_{1\phi,ac} = \frac{nV_{dc1}V_{dc2}\phi}{2f_s L_\sigma 2\pi} \left( \frac{V}{V_{dc1}} \right) \quad (5.19)$$

$$\frac{|\phi|}{2\pi} < \frac{1}{4} - \left( \frac{V_m}{V_{dc1}} \right)^2 \quad (5.20)$$

A potência média instantânea (5.17) é uma função senoidal que possui duas vezes a frequência da rede e amplitude  $P_{1\phi,ac}$  com um deslocamento  $P_{1\phi,dc}$ , conforme é possível observar nas Figs. 5.5 e 5.6, para  $V_{ac}=230$  V.

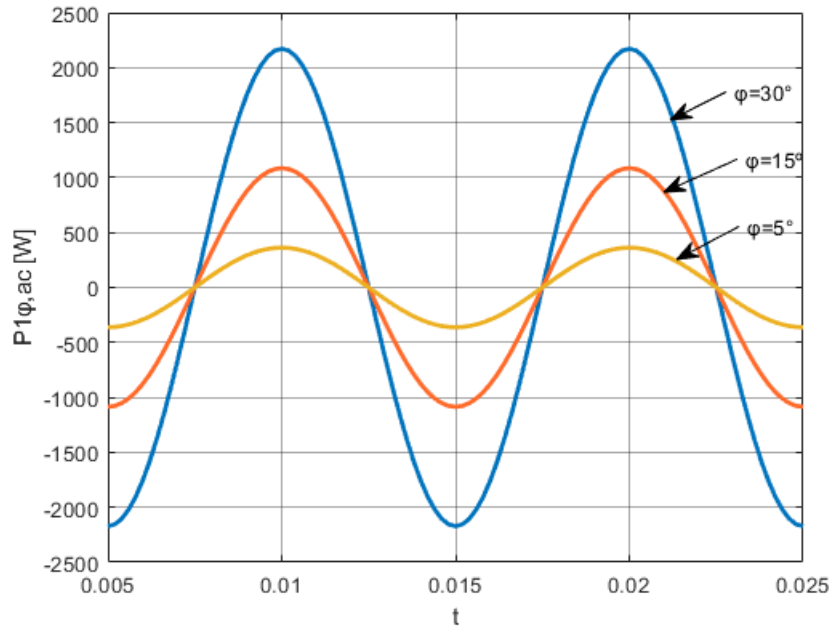
Esta mesma metodologia foi adotada para o conversor proposto neste trabalho, para a condição de funcionamento definida pelas condições de (4.49), onde foi considerado  $D_1 = D_2 = D$ , no qual  $D$  é definido por (5.16) e considerando uma tensão  $V_{ac}$  definida por (5.15). As restrições para o valor de  $\phi$  serão  $-D \leq \phi < 0$  ou  $0 < \phi \leq D$ . Substituindo a expressão de  $D$  em (4.49), tem-se que:

$$C = \frac{L_m V_{dc1} n V_{dc2}}{2 [L_m (L_{k,1} + L'_{k,2}) + L_{k,1} L'_{k,2}] f_s} \quad (5.21)$$

$$p_{12}(t) = -sgn(\phi) [-4|\phi|(2D(t) - 2D(t)^2) + 4\phi^2] C \quad (5.22)$$

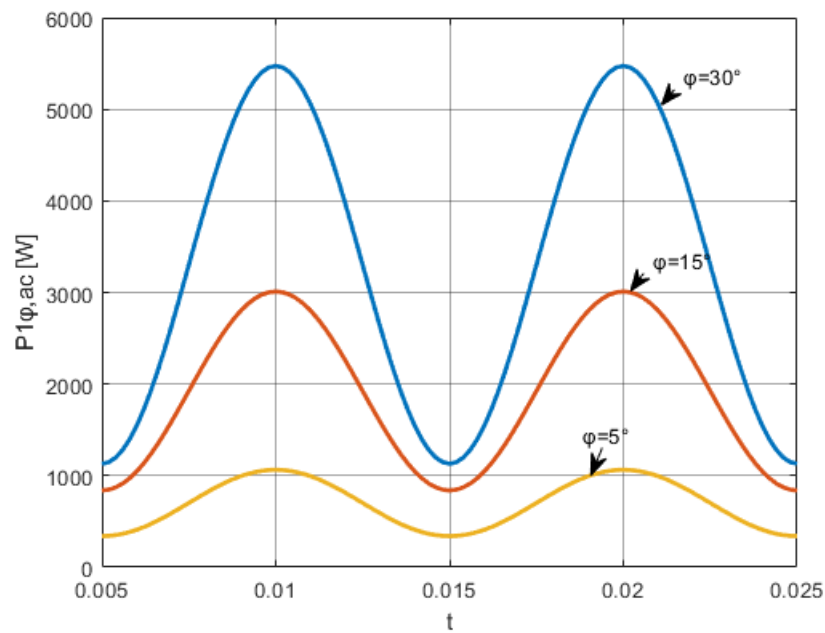
$$p_{12}(t) = -sgn(\phi) [-8|\phi|(2D(t) - 2D(t)^2) + 4\phi^2] C \quad (5.23)$$

Figura 5.5: Potência  $P_{1\phi,ac}\cos(4\pi f_m t)$  para diferentes valores de  $\phi$ .



Fonte: O Autor.

Figura 5.6: Potência média instantânea  $p_{1\phi}$  para diferentes valores de  $\phi$ .



Fonte: O Autor.

$$D(t) - D(t)^2 = \frac{1}{2} + \frac{V_{ac}(t)}{V_{DC1}} - \left( \frac{1}{2} + \frac{V_{ac}(t)}{V_{DC1}} \right)^2 \quad (5.24)$$

$$D(t) - D(t)^2 = \frac{1}{4} - \left( \frac{V_{ac}(t)}{V_{DC1}} \right)^2 \quad (5.25)$$

$$D(t) - D(t)^2 = \frac{1}{4} - \frac{V_m^2(2\pi f_m t)}{V_{DC1}^2} \quad (5.26)$$

$$D(t) - D(t)^2 = \frac{1}{4} - \left( \frac{V_m}{V_{DC1}} \right)^2 \frac{1 - \cos(4\pi f_m t)}{2} \quad (5.27)$$

Substituindo( 5.27) em (5.23):

$$p_{12,ac}(t) = -sgn(\phi) \left[ \left( -2|\phi| + 4 \left( \frac{V_{ac}}{V_{DC1}} \right)^2 + 4\phi^2 \right) C - \left( 4|\phi|C \left( \frac{V_{ac}}{V_{DC1}} \right)^2 \right) \cos(4\pi f_m t) \right] \quad (5.28)$$

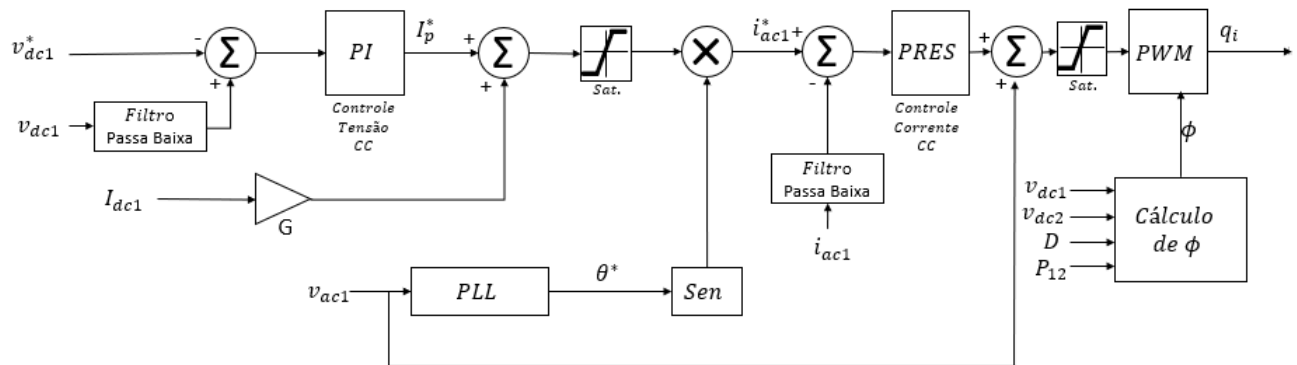
A equação (5.28) é uma solução que contempla ambos os modos de operação do conversor, para  $\phi > 0$  (modo externo a direita) e para  $\phi < 0$  (modo externo a esquerda). De acordo com as restrições de (4.49), para  $D_1 = D_2$ , este modo vai ter as seguintes restrições:  $-D \leq \phi < 0$  ou  $0 < \phi \leq D$ .

### 5.3 Análise da malha de controle proposta

Inicialmente, foi montado o sistema de controle descrito na Fig. 5.7, no qual o controlador PI é utilizado para manter o controle da tensão do barramento CC constante e o controlador proporcional ressonante, responsável por controlar a corrente do lado CA. No controlador PI, faz-se a medida do valor de tensão do barramento e compara-se com um valor de referência definido, efetua-se então, a diferença entre estes dois valores de tensão e o resultado é a entrada do controlador PI. Na saída deste controlador, tem-se a referência de corrente (amplitude) que é multiplicada por uma onda senoidal pura em fase com a corrente do lado CA de amplitude 1, obtida por meio de um PLL (*Phase Locked Loop*). O controlador ressonante compara uma corrente de referência com o valor que o lado CA está fornecendo,

e a saída deste controlador gera o sinal que atua na modulação da largura de pulsos (PWM), no qual é definido um valor fixo de  $\phi$ . Esta mesma malha de controle foi aplicada para as duas pontes do conversor tratado neste trabalho.

Figura 5.7: Configuração da simulação do sistema de controle para controle da tensão de barramento.



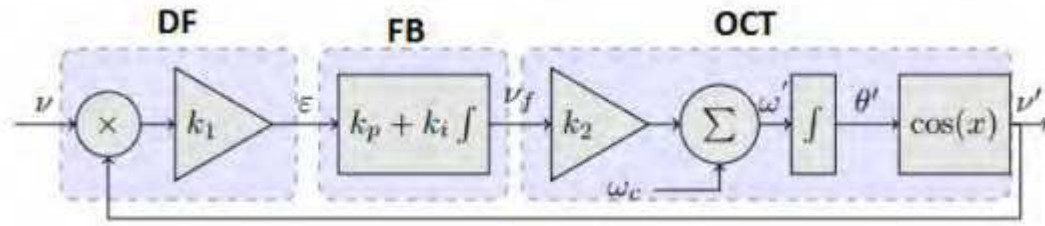
Fonte: O Autor.

### 5.3.1 PLL - Phase-Locked Loop

O funcionamento básico de uma PLL consiste em ter um sistema realimentado regulado por um PI que detecta o ângulo de fase. O ângulo de fase da tensão é uma informação necessária para o bom funcionamento da maior parte dos conversores controlados. Essa informação pode ser usada para calcular e controlar o fluxo de potência ativa e reativa ou para transformar as variáveis de realimentação em referências para o controle.

Trata-se de um algoritmo de controle robusto, que identifica o sincronismo mesmo na presença de distorções harmônicas. O PLL é formado por um detector de fase (DF), um filtro passa-baixa (FB) e um oscilador controlado por tensão (OCT), conforme indicado na Fig. 5.8.

Figura 5.8: Componentes de um PLL.



Fonte: O Autor.

Considerando o sinal de entrada  $v$  e o sinal de saída  $v'$  dados por:

$$v = V \sin(\theta) = V \sin(\omega t + \phi) \quad (5.29)$$

$$v' = \cos(\theta') = \cos(\omega' t + \phi') \quad (5.30)$$

O sinal de erro gerado pelo multiplicador no bloco DF pode ser escrito de acordo como está indicado em (5.31) e quando expandido, resulta em (5.32).

$$\varepsilon_{pd} = V k_{pd} \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') \quad (5.31)$$

$$\varepsilon_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \left[ \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) + \sin((\omega + \omega')t + (\phi + \phi')) \right] \quad (5.32)$$

Considerando que os termos de alta frequência  $\sin((\omega + \omega')t + (\phi + \phi'))$  na saída do bloco DF serão totalmente filtrados pelo FB, então:

$$\varepsilon_{pd}^- = \frac{V k_{pd}}{2} \left[ \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) \right] \quad (5.33)$$

Considerando que o PLL entra em regime, isto é  $\omega' \approx \omega$ :

$$\varepsilon_{pd}^- = \sin(\phi - \phi') \quad (5.34)$$

Verifica-se que o sinal de erro produzido pelo bloco DF é não linear devido a presença da função senoidal. Quando o erro for muito pequeno, isto é  $\phi \approx \phi'$ , a saída do bloco DF



pode ser linearizada em torno de um ponto de operação.

$$\sin(\phi - \phi') \approx \sin(\theta - \theta') = \theta - \theta' \quad (5.35)$$

Em regime permanente, tem-se que:

$$\varepsilon_{pd}^- = \frac{Vk_{pd}}{2}(\theta - \theta') \quad (5.36)$$

Por sua vez, a frequência média do OCT é determinada por:

$$\bar{\omega}' = (\omega_c + \Delta\bar{\omega}') = (\omega_c + k_{oct}\bar{v}_{fb}). \quad (5.37)$$

Considerando apenas as variações de pequenos sinais:

$$\bar{\omega}' = k_{oct}\bar{v}_{fb}. \quad (5.38)$$

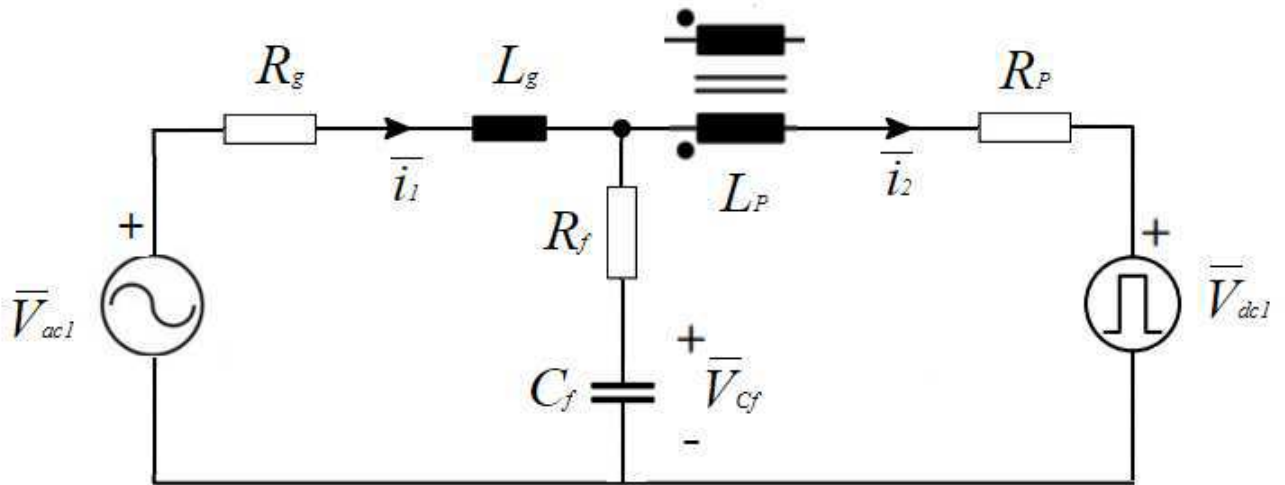
Por fim, as variações de fase detectadas pelo PLL podem ser escritas da seguinte maneira:

$$\tilde{\theta}'(t) = \int \tilde{\omega}' dt = \int k_{oct}\tilde{v}_{fb}dt. \quad (5.39)$$

### 5.3.2 Projeto dos controladores

Inicialmente, para projetar a malha de controle, deve-se obter o modelo da planta do sistema que se deseja controlar. A Fig. 5.9 representa o modelo elétrico equivalente do sistema a ser controlado.

Figura 5.9: Modelo elétrico do sistema a ser controlado.



Fonte: O Autor.

A partir da análise das malhas do circuito, pode-se chegar as expressões que descrevem o comportamento do sistema, conforme indicado em (5.40)-(5.40).

$$L_g \frac{d\bar{i}_1}{dt} = -\bar{V}_{Cf} - R_f(\bar{i}_1 - \bar{i}_2) - R_g \bar{i}_1 + \bar{v}_{ac1}. \quad (5.40)$$

$$C_f \frac{d\bar{V}_{Cf}}{dt} = \bar{i}_1 - \bar{i}_2. \quad (5.41)$$

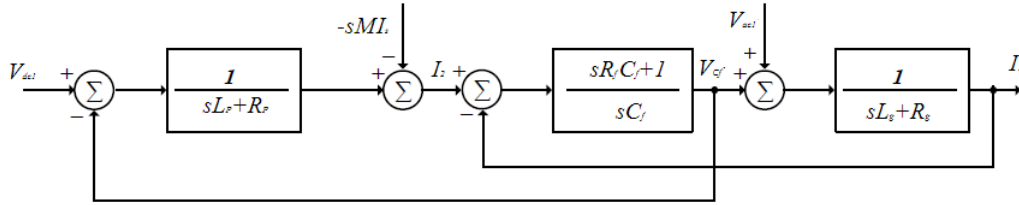
$$L_P \frac{d\bar{i}_2}{dt} = -\bar{V}_{dc1} + \bar{V}_{Cf} - R_f(\bar{i}_2 - \bar{i}_1) - R_P \bar{i}_2 - M \frac{d\bar{i}_s}{dt}. \quad (5.42)$$

em que:  $\bar{V}_{ac1}$  e  $\bar{i}_1$  representam o valor médio da tensão e da corrente na porta  $V_{ac1}$  do conversor;  $\bar{V}_{dc1}$  e  $\bar{i}_2$  representam o valor médio da tensão e da corrente do inversor, respectivamente;  $L_g$  e  $R_g$  representam o indutor e a resistência de acoplamento com a fonte CA  $V_{ac1}$ .  $C_f$  representa o capacitor do filtro, com uma resistência  $R_f$ ;  $L_P$  representa a indutância própria do primário do transformador;  $M$  é a indutância mútua entre os enrolamentos do transformador e  $\bar{i}_2$  a corrente do secundário do transformador.

Por meio da transformada de Laplace das equações que descrevem o sistema, é possível obter um diagrama de blocos do sistema, conforme indicado na Fig. 5.10. É possível perceber que a tensão  $V_{ca1}$  e o termo  $sMI_s$  formam perturbações para o sistema. Como é

necessário, para o projeto dos controladores, um sistema com uma entrada e uma saída e considerando a tensão  $V_{ca1}$  e o termo  $sMI_s$  como perturbações, tem-se a representação em espaço de estado do sistema, conforme indicado em ( ).

Figura 5.10: Diagrama de blocos da planta para controle de corrente.



Fonte: O Autor.

$$\begin{pmatrix} \frac{d\bar{i}_2}{dt} \\ \frac{d\bar{V}_{Cf}}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_1}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_f + R_P}{L_P} & \frac{1}{L_P} & \frac{R_f}{L_P} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & \frac{1}{C_f} \\ \frac{R_f}{L_g} & -\frac{1}{R_g} & \frac{R_f + R_g}{R_g} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_2 \\ \bar{V}_{Cf} \\ \bar{i}_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_P} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} V_{dc1} \quad (5.43)$$

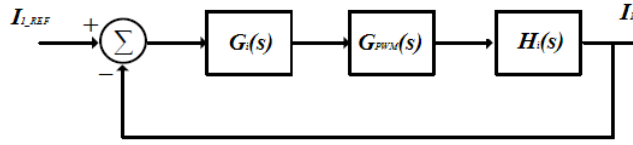
$$y = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_2 \\ \bar{V}_{Cf} \\ \bar{i}_1 \end{pmatrix} \quad (5.44)$$

A função de transferência obtida a partir deste modelo é de terceira ordem, equivalente a função de transferência de um filtro LCL, o que torna complexo o cálculo dos controladores de corrente. De acordo com [Silva\[42\]](#) para simplificação do projeto, pode-se simplificar a função de transferência de um filtro LCL pela de um simples filtro L equivalente, dado por (5.45).

$$H_L(s) = \frac{1}{(L_g + L_P)s + (R_g + R_P)} \quad (5.45)$$

A malha de controle de corrente é indicada na Fig. 5.11, em que  $G_i(s)$  representa o controlador de corrente,  $G_{PWM}(s)$  representa a função de transferência do PWM e  $H_i(s)$  representa a função de transferência do sistema.

Figura 5.11: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



Fonte: O Autor.

A função de transferência do PWM pode ser dada por um simples atraso de meio período de amostragem do sinal, conforme indicado em (5.46), em que  $h$  representa o período de amostragem do sinal.

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{0,5hs + 1} \quad (5.46)$$

A função de transferência para o controlador de corrente utilizada foi a de um ressonante, conforme indicado em (5.47), em que  $\omega_0$  é a frequência de ressonância e  $\omega_{cr}$  representa a frequência de corte do integrador não ideal ( $\omega_{cr} \ll \omega_0$ ), foram adotados  $\omega_{cr}=10\text{Hz}$  e  $\omega_0=2\pi f_f$ , no qual  $f_f$  é a frequência fundamental de 60 Hz.

$$H_{PRES}(s) = K_{pi} + \frac{2K_{ii}\omega_{cr}s}{s^2 + 2\omega_{cr}s + \omega_0^2} \quad (5.47)$$

No projeto do controlador ressonante, foi escolhido o zero do controlador PI de forma a cancelar o polo mais lento da planta e ajustar o ganho proporcional para alocar os polos de malha fechada segundo o comportamento desejado. De acordo com Silva[42], o valor do ganho proporcional do controlador pode ser calculado a partir das especificações da banda passante desejada para a malha fechada. Matematicamente, a banda passante de uma função de transferência é igual a frequência cuja a qual o seu módulo é igual a -3 dB. Após estas considerações, tem-se que:

$$K_{pi} = \frac{\omega_{ci} \left( \sqrt{2\omega_{ci}^2 + \tau_h^2} - \omega_{ci} \right)}{K\tau_h\tau_i} \quad (5.48)$$

$$K_{ii} = K_{pi}\tau_i \quad (5.49)$$

em que:  $\omega_{ci}$  representa a frequência de banda passante da malha fechada de corrente,  $\tau_h = \frac{1}{0,5h}$ , em que  $h$  é o período de amostragem do sinal,  $K = 1/R_L$ ,  $\tau_i = R_L/L_f$ ,  $R_L$  e  $L_f$  são parâmetros da função de transferência do filtro, conforme é descrito em [Silva\[42\]](#).

No sistema de controle da malha de tensão, foi utilizado um controlador PI convencional, conforme indicado na função de transferência referenciada em (5.50), em que  $K_p$  e  $K_i$  são os ganhos proporcional e integral do controlador. É utilizado um PLL para sincronizar a referência de corrente que é fornecida pelo controlador de tensão.

$$H_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.50)$$

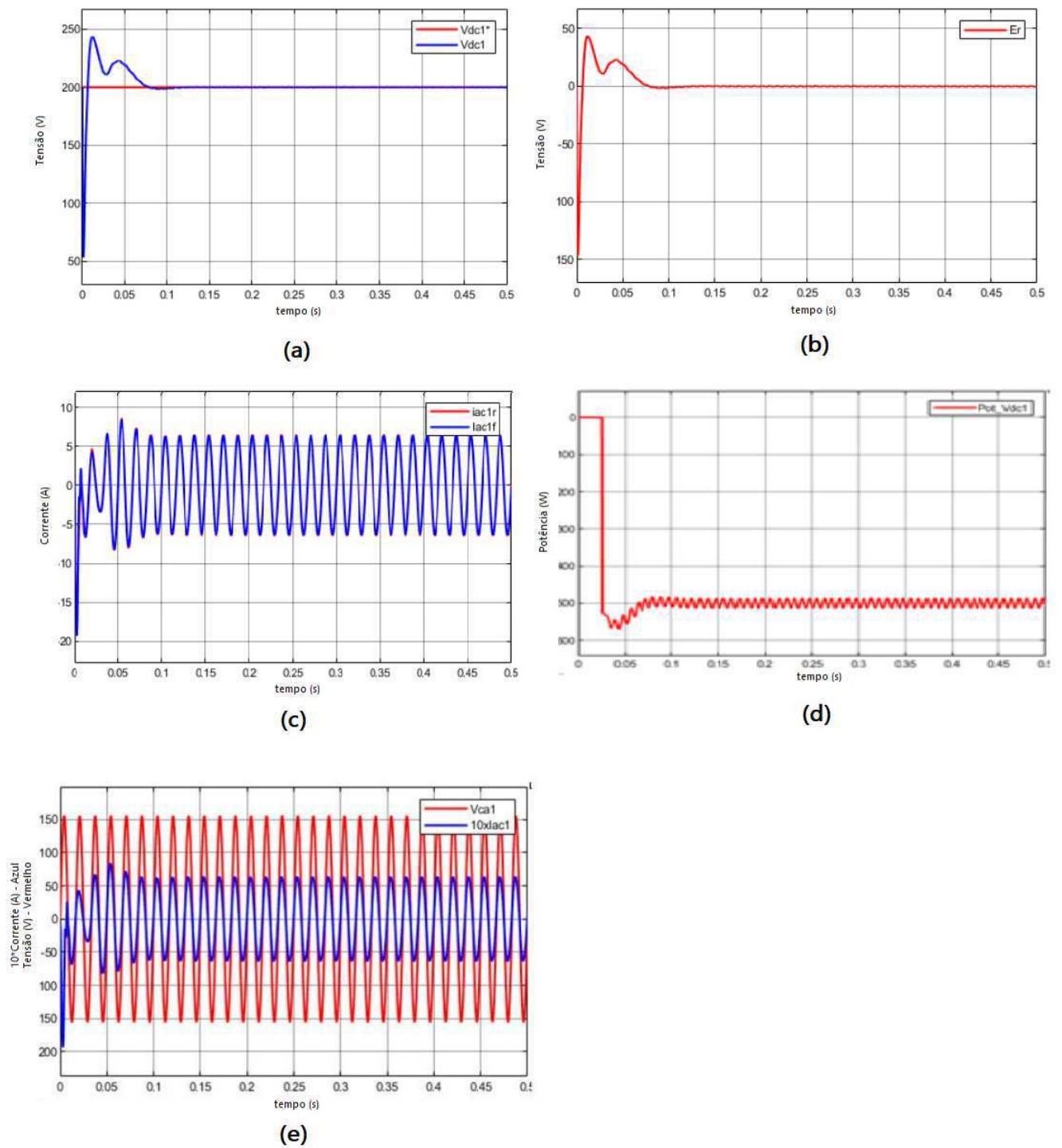
Para o projeto dos controladores, foi seguida a metodologia apresentada em [Ogata\[43\]](#), no qual os ganhos do controlador de tensão são definidos por (5.51) e (5.52).

$$K_p = \frac{2\xi\omega_n C_{dc}}{K_v} \quad (5.51)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2 C_{dc}}{K_v} \quad (5.52)$$

em que:  $\xi$  representa o fator de amortecimento,  $C_{dc}$  é a tensão do barramento,  $\omega_n = \frac{4,6}{\xi t_s}$ ,  $K_v = \frac{V_{ca}}{V_{cc}}$ .

Figura 5.12: (a) Tensão controlada do barramento  $V_{dc1}$  (b) Erro de tensão e (c) Corrente controlada referente a porta  $V_{ac1}$  (d) Potência fornecida pela porta  $V_{dc1}$  e (e) 10Corrente  $I_{ac2}$  (azul) e tensão  $V_{ac1}$  (vermelho).

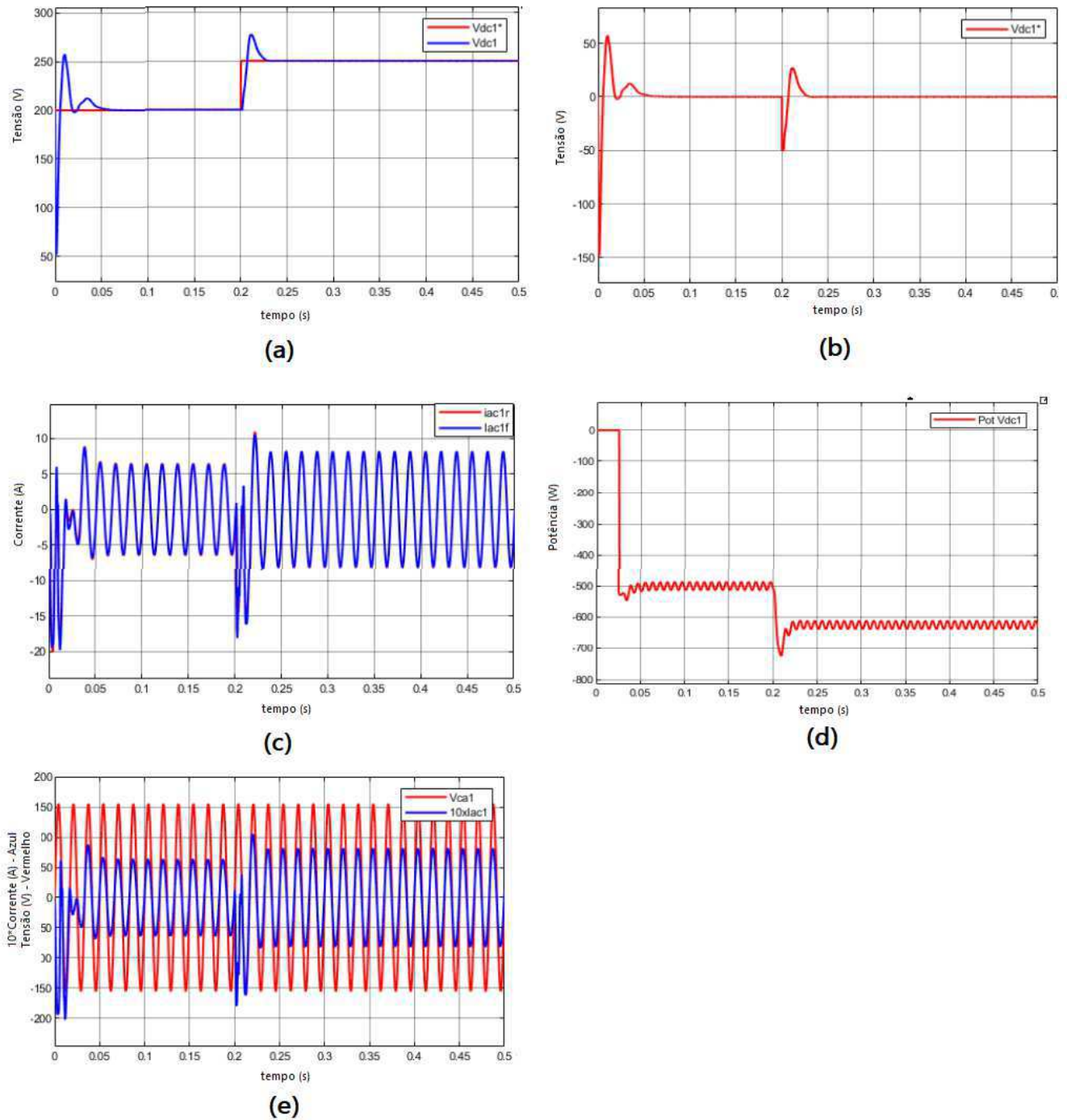


Fonte: O Autor.

Para a implementação deste sistema de controle, nas portas  $V_{ac1}$  e  $V_{ac2}$ , foram incluídas fontes CA de 110 V, foi possível efetuar o controle da tensão da porta  $V_{dc1}$ , considerando  $D1=D2$ , conforme indicado na Fig. 5.12 (a) com erro de tensão nulo (Fig. 5.12 (b)). A Fig. 5.12 (c) ilustra o controle de corrente referente a porta  $V_{ac2}$ . Para analisar o fluxo de potência no conversor, foi inserida uma fonte de corrente de 2,5 A na porta  $V_{dc1}$ , como a tensão neste barramento está sendo controlada em 200V, esta porta ira fornecer uma potência de 500 W, conforme indicado na Fig. 5.12 (d). Conforme indicado na Fig. 5.12 (e), na porta  $V_{ac1}$  o sistema de controle colocou a tensão e a corrente em fase, com isto tem-se fator de potência unitário, e nesta situação está sendo fornecido apenas potência ativa. Os ganhos utilizados foram:  $K_p = 0,17$ ,  $K_i = 2,4$ ,  $K_{pi} = 16$  e  $K_{ii} = 599$ .

Com a finalidade de analisar a malha de controle, foram feitos alguns testes para mostrar o desempenho desta malha de controle aplicada ao conversor estudado neste trabalho. No primeiro teste, foi adicionado um degrau de entrada na malha de tensão, em que a referência de tensão começa em 200V em 0s e em 0,2s vai para 250V. A Fig. 5.13 ilustra as formas de onda obtidas para esta condição. Em comparação com as formas de onda da Fig 5.12, é possível perceber que após a perturbação em 0,2s causada pela adição de um degrau de tensão de 50V, o sistema continua controlando a tensão no barramento  $V_{dc1}$  e a corrente  $I_{ac1}$ , a corrente  $I_{ac1}$  e a tensão  $V_{ac1}$  continuam em fase após esta perturbação, como o aumento da tensão do barramento  $V_{dc1}$  e mantendo-se a corrente fornecida por esta porta constante, tem-se conseqüentemente um aumento na potência fornecida ao sistema, conforme indicado na Fig. 5.13 (d).

Figura 5.13: (a) Tensão controlada do barramento  $V_{dc1}$  (b) Erro de tensão e (c) Corrente controlada referente a porta  $V_{ac1}$  (d) Potência fornecida pela porta  $V_{dc1}$  e (e) 10Corrente  $I_{ac2}$  (azul) e tensão  $V_{ac1}$  (vermelho) com a adição de um degrau de tensão de 50 V em 0,2s.

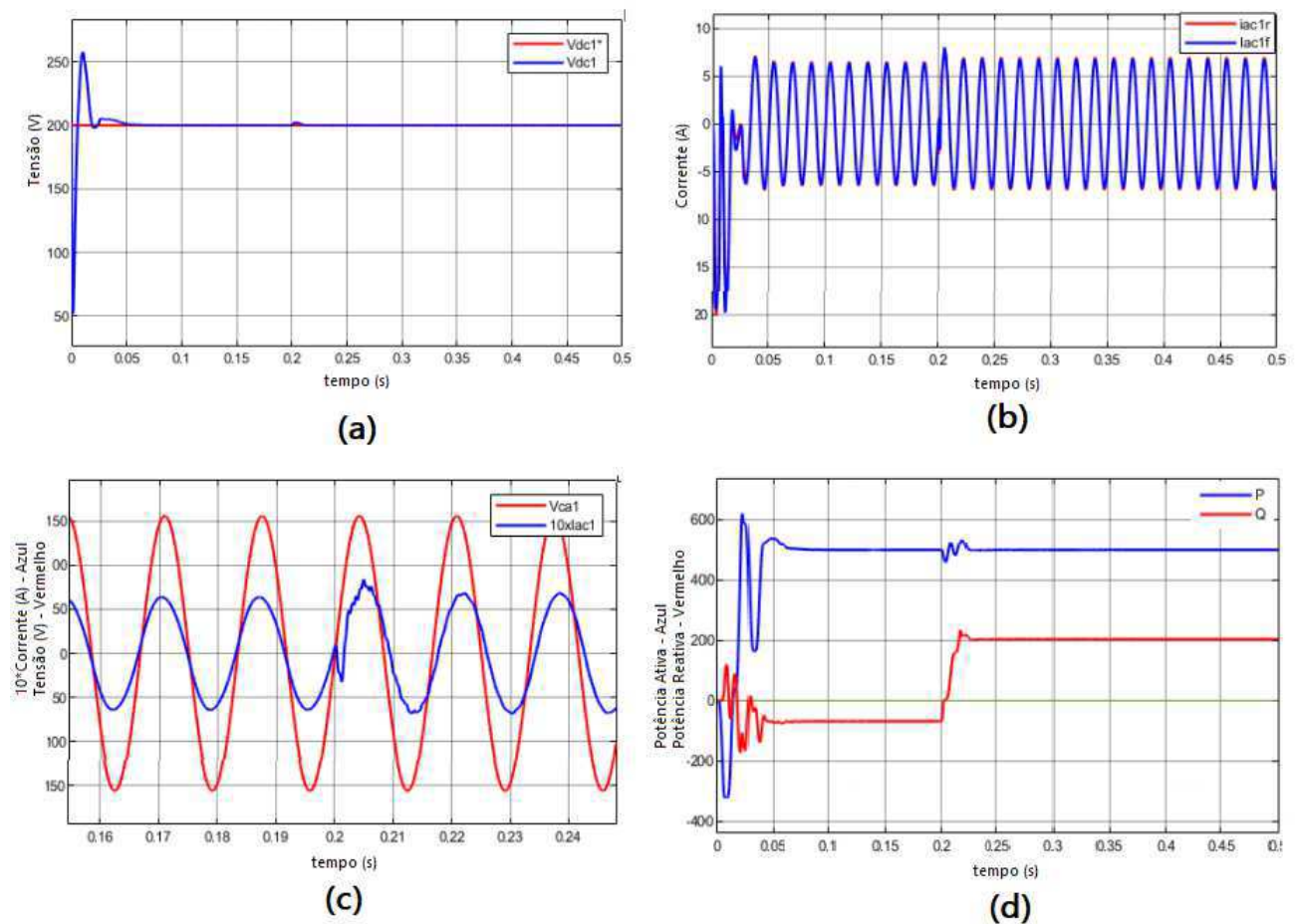


Fonte: O Autor.



No segundo teste, retirou-se o degrau da malha de tensão e foi imposto uma fase não nula entre a corrente  $I_{ac1}$  e a tensão  $V_{ac1}$ , por meio do ângulo fornecido pelo PLL. Este teste foi feito para os seguintes valores de ângulo de fase:  $-30^\circ$ ,  $-60^\circ$  e  $30^\circ$ , o comportamento para cada uma destas situações está indicado nas Figs. 5.14, 5.15 e 5.16, respectivamente.

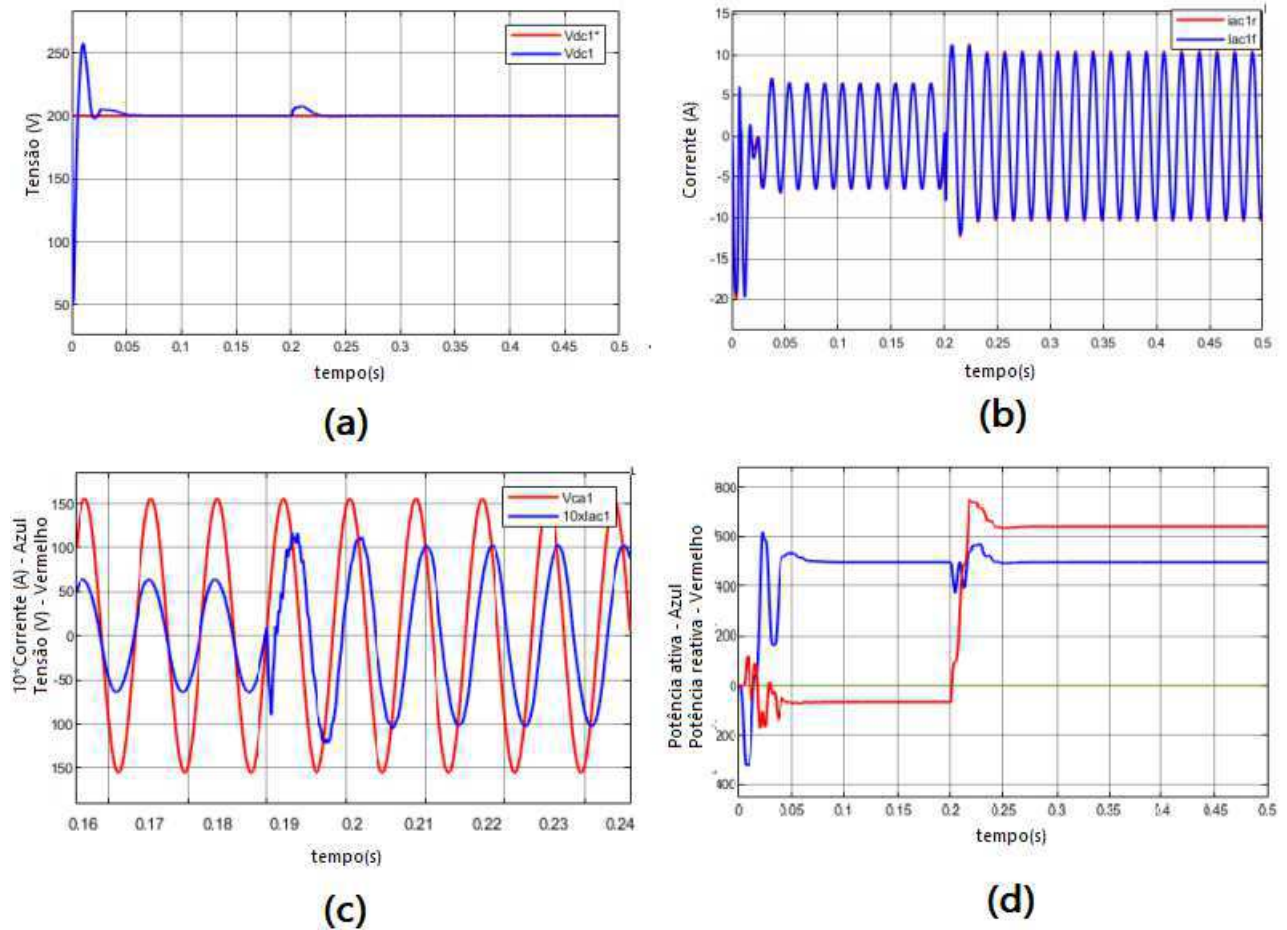
Figura 5.14: Para um ângulo de fase de  $-30^\circ$  (a) Tensão controlada do barramento  $V_{dc1}$  (b) Corrente controlada referente a porta  $V_{ac1}$  (c) Corrente  $10I_{ac1}$  e tensão  $V_{ac1}$  (d) Potência ativa (azul) e reativa (vermelho) fornecida a porta  $V_{ac1}$ .



Fonte: O Autor.

Nestes três testes de mudança de fase, inicialmente o sistema começa com ângulo de fase nulo entre a corrente  $I_{ac1}$  e tensão  $V_{ac1}$ , em 0,02s, impõe-se ângulos diferentes de zero. A partir de 0,02s a malha de controle está fazendo com que o sistema injete potência ativa e reativa na rede.

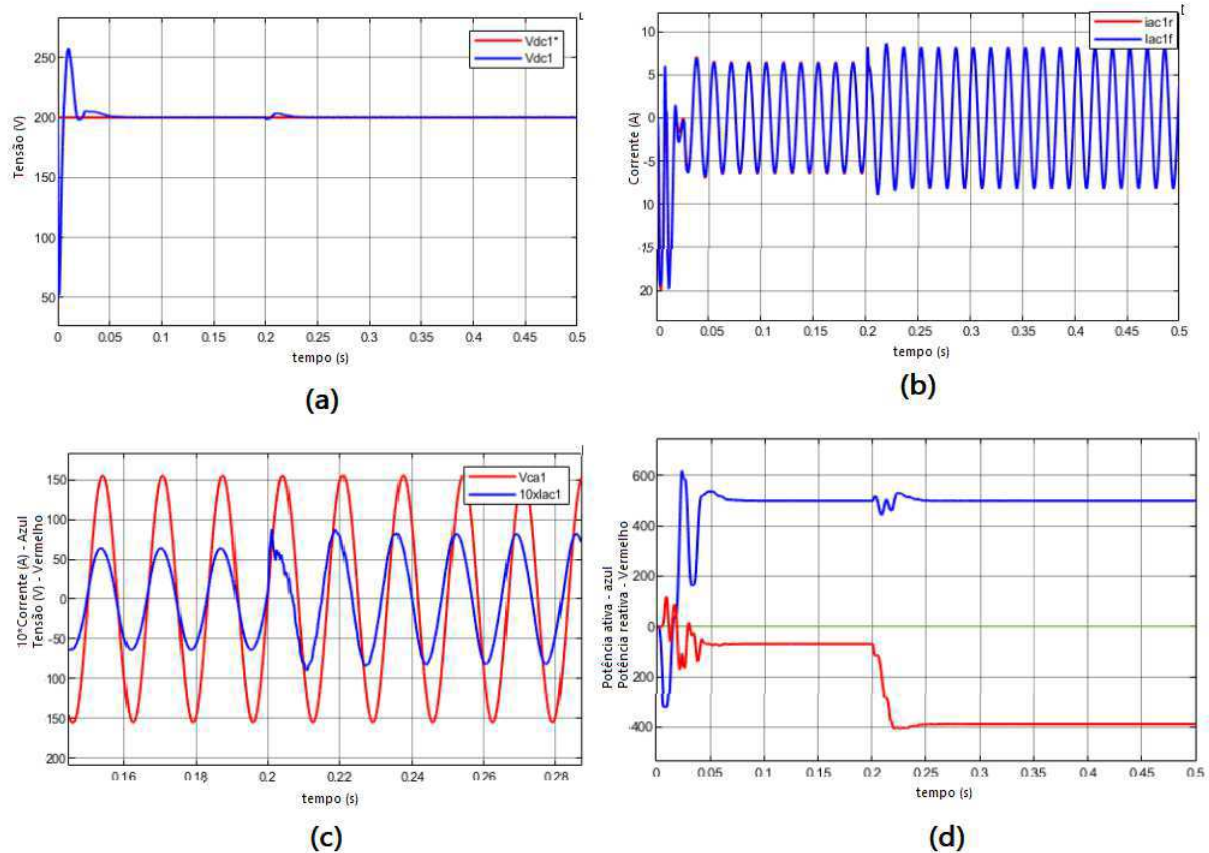
Figura 5.15: Para um ângulo de fase de  $-60^\circ$  (a) Tensão controlada do barramento  $V_{dc1}$  (b) Corrente controlada referente a porta  $V_{ac1}$  (c) Corrente  $10I_{ac2}$  e tensão  $V_{ac1}$  (d) Potência ativa (azul) e reativa (vermelho) fornecida a porta  $V_{ac1}$ .



Fonte: O Autor.

Foi possível perceber que, para estes três diferentes ângulos de fase, o sistema rapidamente chega no transitório, mantendo o controle de tensão do barramento e da corrente da rede, conforme indicado nas Figs. 5.14 (a) (b) 5.15 (a) (b) 5.16 (a) (b).

Figura 5.16: Para um ângulo de fase de  $30^\circ$  (a) Tensão controlada do barramento  $V_{dc1}$  (b) Corrente controlada referente a porta  $V_{ac1}$  (c) Corrente  $10I_{ac2}$  e tensão  $V_{ac1}$  (d) Potência ativa (azul) e reativa (vermelho) fornecida a porta  $V_{ac1}$ .



Fonte: O Autor.

Conforme pode ser observado nas Figs. 5.14 (b) 5.15 (b) 5.16 (b) , ocorre um aumento na corrente  $I_{ac1}$  após a mudança de fase, em 0,02s para compensar a adição da potência reativa que está sendo imposta pelo sistema de controle.

Para  $\phi = -30^\circ$  e  $\phi = -60^\circ$ , tem-se um fator de potência capacitivo (potência reativa positiva), conforme indicado nas Figs. 5.14 (d) e 5.15 (d), a partir de 0,02s ocorre um aumento positivo na potência reativa. Enquanto para  $\phi = 30^\circ$ , o que implica em um fator de potência indutivo (potência reativa negativa), no qual é possível perceber um aumento negativo na porção da potência reativa conforme esperado, indicado na Fig. 5.16 (d).

## 5.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foi feita uma breve revisão das relações de potência ativa e reativa em sistemas monofásicos, em seguida foi adotada uma metodologia para definir a equação que fornece a quantidade de potência transferida no conversor, considerando o comportamento dinâmico, onde foram consideradas duas portas com fontes CA.

A partir da definição da solução de partida como sendo o sistema de controle do conversor associado as portas  $V_{dc1}$  e  $V_{ac1}$  para um ciclo de trabalho  $D(t)$  e um ângulo  $\phi$  fixo igual a zero, foi possível comprovar o desempenho da malha de controle proposta para diferentes condições.

# Capítulo 6

## Resultados

### 6.1 Resultados de Simulação

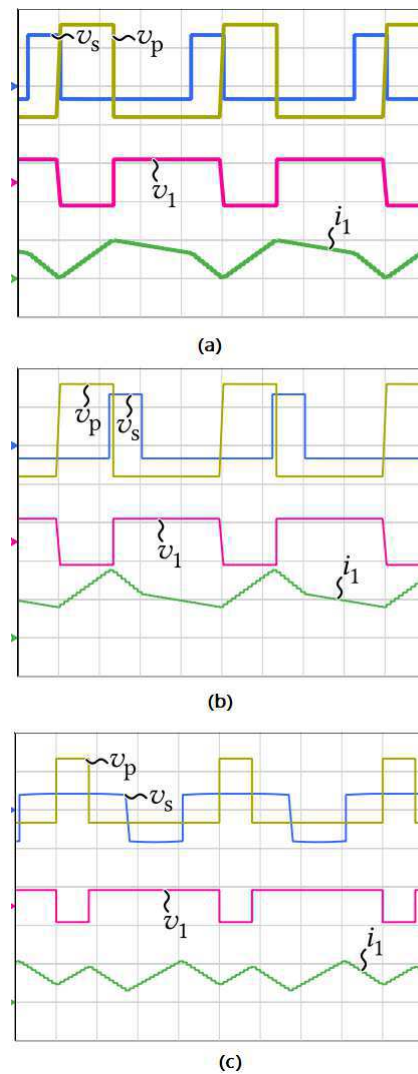
O software utilizado para obtenção dos resultados foi o PSIM<sup>®</sup>, que é um pacote de *software* de simulação de circuito eletrônico, projetado especificamente para uso em simulações de eletrônica de potência e acionamentos de motor, mas que pode ser usado para simular qualquer circuito eletrônico. O PSIM<sup>®</sup> tem uma velocidade de simulação muito mais rápida do que os simuladores baseados no SPICE baseados no uso de chaves ideais. Com os módulos adicionais Digital e SimCoupler, praticamente qualquer tipo de algoritmo lógico pode ser simulado. Como o PSIM<sup>®</sup> usa comutadores ideais, as formas de onda simuladas refletirão isso, tornando o PSIM<sup>®</sup> mais adequado para estudos de nível de sistema, em vez de alternar estudos de transição. Além disso, o PSIM<sup>®</sup> possui uma interface simplificada em comparação com outros simuladores e, como resultado, possui uma interface mais intuitiva.

#### 6.1.1 Conversor alimentado por fontes CC

Nas simulações, foram utilizados os seguintes parâmetros: capacitores do lado ca,  $C_{f1} = C_{f2} = 15\mu\text{F}$ ; capacitores do lado cc,  $C_{dc1} = C_{dc2} = 600\mu\text{F}$ ; indutâncias de dispersão,  $L_{k1} = 47,50\mu\text{H}$  e  $L_{k2} = 1,59\mu\text{H}$ ; indutância de magnetização,  $L_m = 1,137\text{mH}$ ; autoindutâncias,  $L_1 = 1.185\text{mH}$  e  $L_2 = 39,6\mu\text{H}$ ;  $n = N_1/N_2 = 5,46$ ; frequência de comutação,  $f_{sw} = 25\text{kHz}$ . Considerando inicialmente  $V_{ac1}=50\text{V}$  e  $V_{ac2}=15\text{V}$  e nas outras duas portas  $V_{dc1}$  e  $V_{dc2}$ ,

sendo inseridas cargas de  $100\Omega$  e considerando os ciclos de trabalho  $D_1$  e  $D_2$  como sendo 0,75 e 0,60, respectivamente. A Fig. 6.1, apresenta os resultados da simulação para estas condições com diferentes valores de  $\phi$ .

Figura 6.1: Resultados de simulação do conversor proposto considerando (a)  $\phi=-90^\circ$  (b)  $\phi=90^\circ$  e (c)  $\phi=0^\circ$ .



Fonte: O Autor.

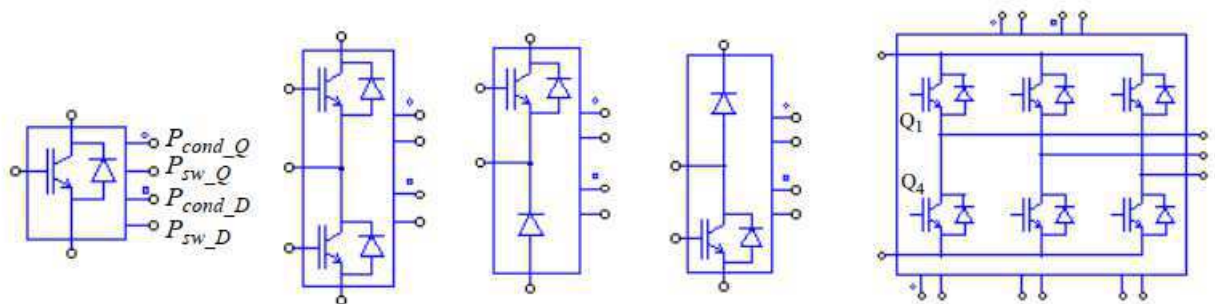
Este resultado de simulação foi produzido considerando todos os modos de operação do conversor e considerando um ângulo de defasamento entre as tensões do primário e do secundário positivo. Com isto, foi possível comprovar que as formas de onda da corrente no primário ( $i_1$ ) coincidem com os pontos em que ocorrem mudança na tensão  $v_1$ . Também foi possível comprovar estes resultados por meio da comparação com os resultados

experimentais, com os mesmos parâmetros, que serão apresentados posteriormente.

### 6.1.2 Perdas por Condução e por Chaveamento

Nesta seção será descrito o processo de calcular as perdas de energia do IGBT por meio do uso do software PSIM<sup>®</sup>. O módulo térmico é um módulo complementar ao *software* do PSIM<sup>®</sup> que fornece uma forma rápida de estimar as perdas por condução e chaveamento de elementos semicondutores (diodos, IGBTs e MOSFETs). O cálculo das perdas é um aspecto importante na configuração do conversor. No PSIM<sup>®</sup> existem modelos de dispositivos contendo todos os dados necessários para o cálculo das perdas prontos que podem ser utilizados, porém nem sempre o modelo que o usuário está utilizando estará disponível. Com o módulo térmico, pode-se facilmente adicionar as informações de qualquer dispositivo. Para o cálculo das perdas, foi utilizado o modelo com um único IGBT fornecido pela ferramenta, porém existem outros modelos, conforme indicado na Fig. 6.2.

Figura 6.2: Modelos do elemento IGBT fornecidos para cálculo das perdas no modelo térmico.



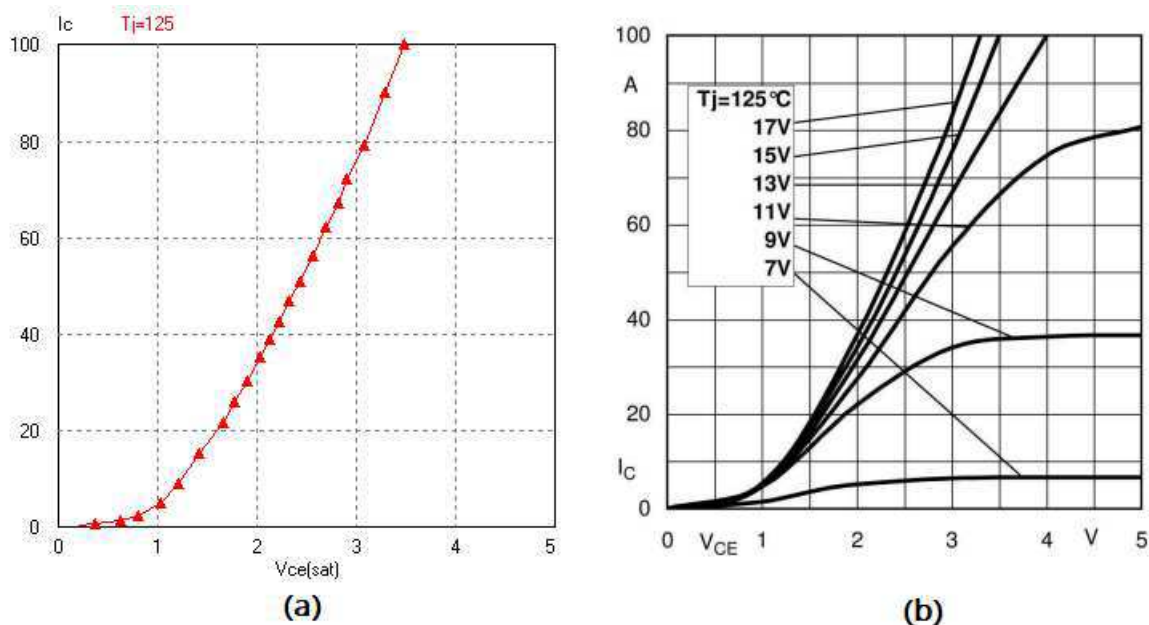
Fonte: O Autor.

O Módulo IGBT utilizado foi o Semikon SK45GH063 (600V, 150A). No ambiente do PSIM<sup>®</sup> foram incluídas as curvas deste módulo para que as perdas pudessem ser calculadas. Isto é possível por meio do uso da ferramenta Device Database Editor, no qual é possível incluir todas as informações do módulo, necessárias para o cálculo das perdas que estão presentes no seu *datasheet*. Foram adicionadas 3 curvas fornecidas no *datasheet* para o



modelo térmico do PSIM<sup>®</sup>, a curva da tensão de saturação do coletor/emissor em função da corrente do coletor para um temperatura de 125° e uma tensão gate/emissor de 15V, conforme indicado na Fig. 6.3. As outras duas curvas são da energia de chaveamento ( $E_{on}$  e  $E_{off}$ ) em função da corrente do coletor, para uma tensão de barramento de 300V, tensão gate/emissor variando de -15V a 15V e resistência do gate de 22Ω, conforme indicado na Fig. 6.4. Também foram fornecidas as resistências térmicas presentes no *datasheet*.

Figura 6.3: Curva  $I_c \times V_{CE}$  (a) Modelo térmico do PSIM<sup>®</sup> (b) fornecida no *datasheet*



Fonte: O Autor.

Após a inclusão dos dados do dispositivo, um elemento é criado com quatro terminais, estes terminais irão fornecer as perdas por condução e por chaveamento de cada elemento, conforme indicado na Fig. 6.5.

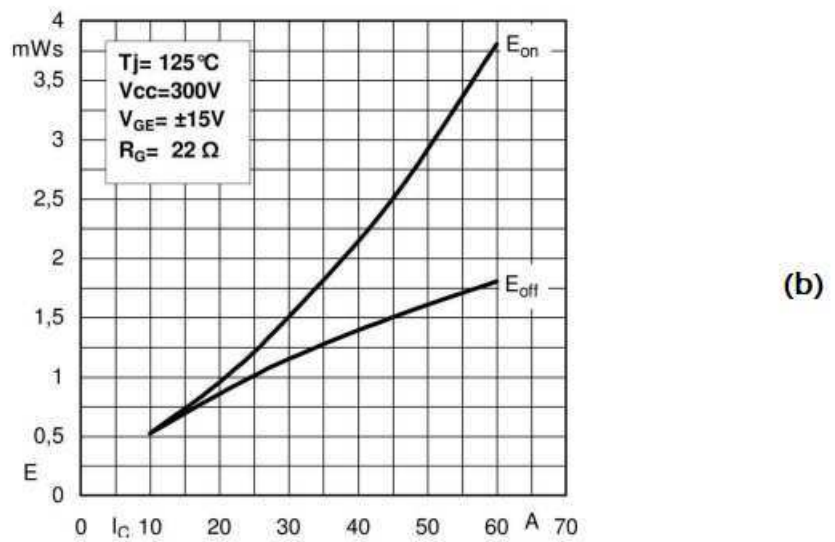
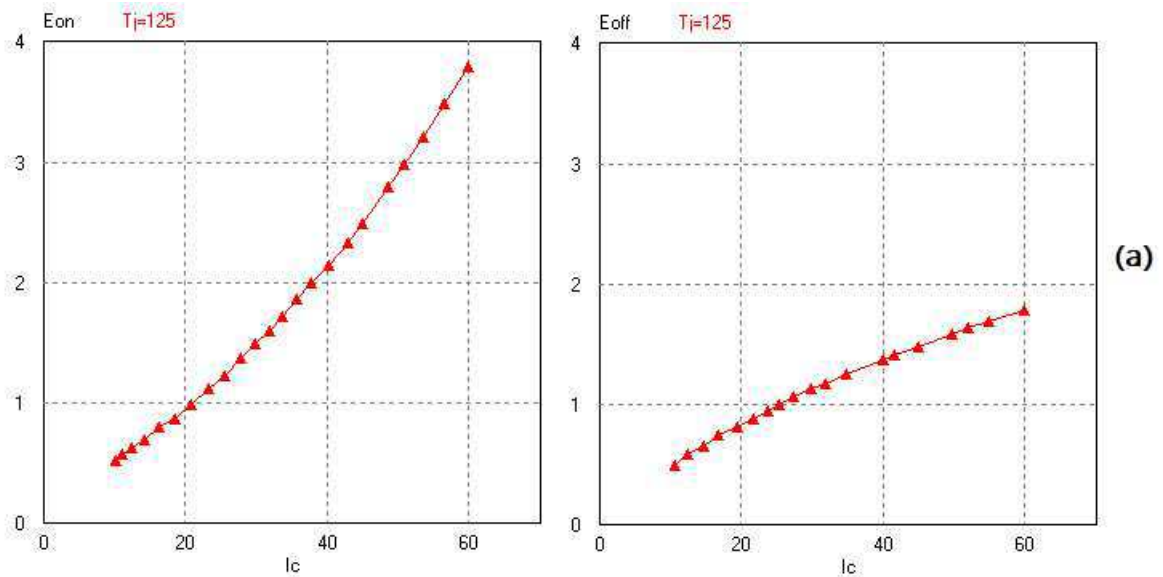
Todos estes 4 pontos, por convenção do *software* devem ser ligados ao amperímetro conforme indicado na Fig. 6.6, de forma que a saída final deste esquema é a perda total por chaveamento e por condução deste dispositivo.

O esquema da Fig. 6.7 foi montado para análise das perdas, no qual, para cada elemento chaveado é possível obter as perdas individuais por chaveamento e por condução. A perda total é obtida somando as perdas individuais de cada elemento do sistema.

A perda por condução é calculada da seguinte maneira:

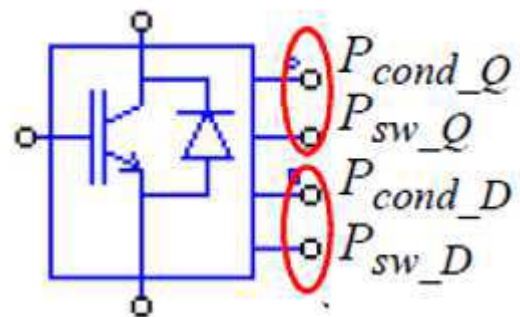


Figura 6.4: Curva  $E_{on} \times I_c$  e  $E_{off} \times I_c$  (a) Modelo térmico do PSIM<sup>®</sup> (b) fornecida no *datasheet*



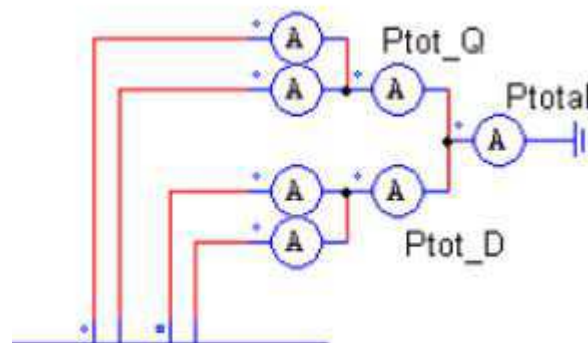
Fonte: O Autor.

Figura 6.5: Modelo do componente criado no PSIM<sup>®</sup> para análise das perdas.



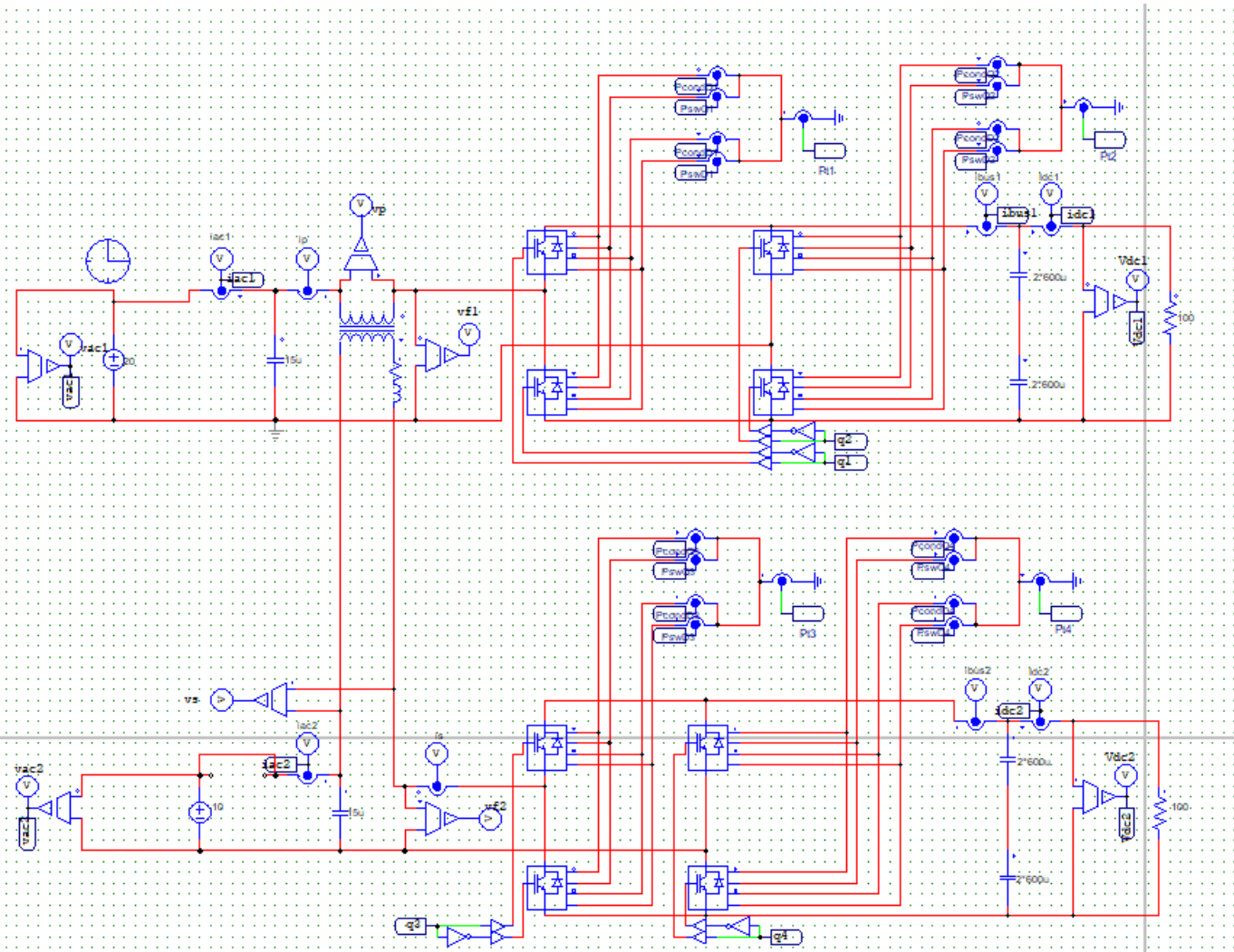
Fonte: O Autor.

Figura 6.6: Esquema de Ligações para análise das perdas.



Fonte: O Autor.

Figura 6.7: Circuito para análise das perdas



Fonte: O Autor.

$$P_{cond,Q} = V_{CE(sat)} I_C \quad (6.1)$$

em que  $V_{CE(sat)}$  é a tensão de saturação coletor/emissor e  $I_C$  é a corrente do coletor. Quando o transistor está conduzindo periodicamente com um ciclo de trabalho  $D$ , então a perda por condução é calculada da seguinte maneira:

$$P_{cond,Q} = V_{CE(sat)} I_C D \quad (6.2)$$

A perda por chaveamento é calculada da seguinte maneira:

$$P_{sw,Q,on} = E_{on} f V_{cc} / V_{cc,datasheet} \quad (6.3)$$

e

$$P_{sw,Q,off} = E_{off} f V_{cc} / V_{cc,datasheet} \quad (6.4)$$

em que:  $E_{on}$  é a energia de perda 'turn-on',  $E_{off}$  é a energia de perda 'turn-off',  $f$  é a frequência definida como elemento de entrada do dispositivo criado,  $V_{cc}$  é a tensão do barramento e  $V_{cc,datasheet}$  é a tensão do barramento para  $E_{on}$  e  $E_{off}$  presente do *datasheet*.

Na Tabela 5.1 estão definidas as potências obtidas na simulação, assim como as perdas totais por chaveamento e condução.

Tabela 6.1: Valores das variáveis utilizadas na simulação

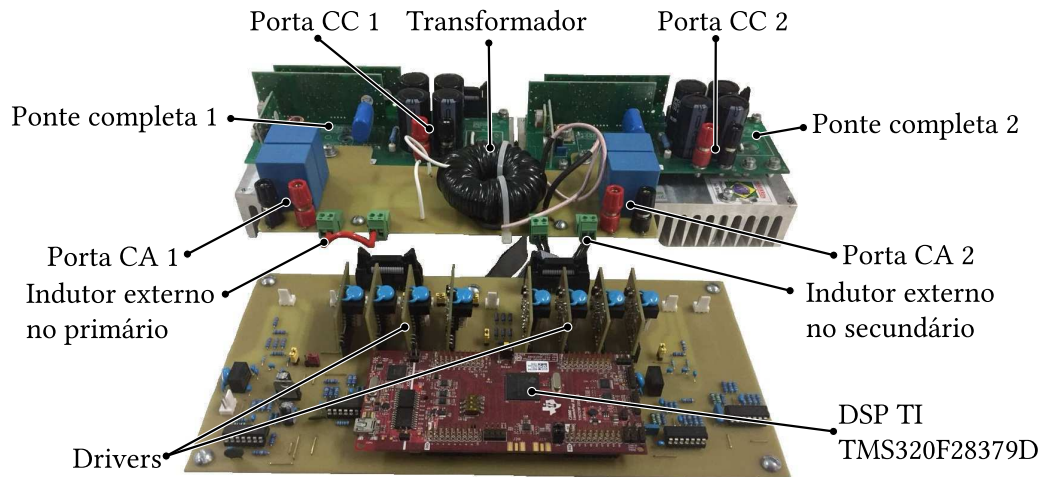
Variável	Valor
$P_{ac1}$	67,39 W
$P_{ac2}$	59,43 W
$P_{chav.}$	1,88328 W
$P_{cond.}$	1,03388 W

## 6.2 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando o protótipo representado na Fig. 6.8, cujas especificações são as mesmas das simulações. Foram utilizados dois módulos de

ponte completa IGBT SK45GH063 da SEMIKRON; e uma placa de controle TMS320F28379D. Um indutor externo de 40  $\mu\text{H}$  foi conectado em série com enrolamento secundário para limitar o atual. A Fig. 6.9, apresenta os resultados experimentais para  $V_{ac1}=50\text{V}$ ,  $V_{ac2}=15\text{V}$ ,  $V_{dc1} = V_{dc2} = 100\Omega$ ,  $D_1 = 0,75$  e  $D_2 = 0,60$  para diferentes valores de  $\phi$ .

Figura 6.8: Montagem experimental do conversor monofásico multiporta.



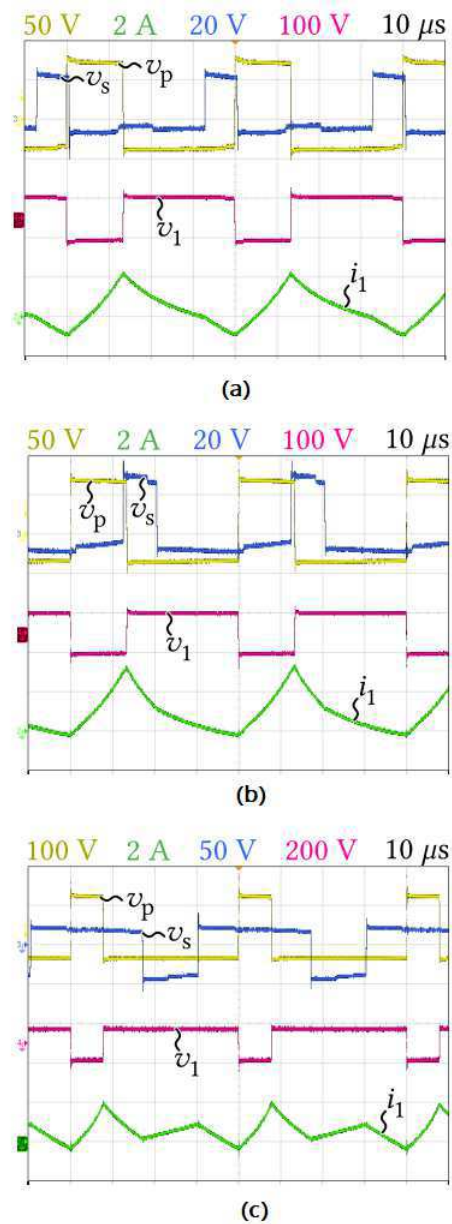
Fonte: O Autor.

Com os resultados de simulações e experimentais, foi possível confirmar que a forma de onda da corrente no primário do transformador é alterada nos pontos em que ocorrem mudanças na tensão  $v_1$ .

Para analisar o comportamento do perfil de potência neste conversor, foram feitos testes para diferentes condições de funcionamento. Inicialmente, as portas  $V_{ac1}$  e  $V_{ac2}$  foram alimentadas com 20V e 10V respectivamente, e as demais portas foram inseridas cargas de  $100\Omega$ , para  $D_1=0,66$  e  $D_2=0,8$ . Neste caso, é possível perceber a troca de potência entre as fontes  $V_{ac1}$  e  $V_{ac2}$  para um  $\phi > 30$ , em que a fonte  $V_{ac2}$  absorve energia da fonte  $V_{ac1}$ , conforme ilustrado na Fig. 6.10. Para os demais casos, as fontes fornecem energia em proporções diferentes, porém o perfil de potência permanece o mesmo, conforme indicado nas Figs. 6.11 e 6.12.

Nota-se que, conforme esperado, as potências das portas  $V_{dc1}$  e  $V_{dc2}$  permaneceram constantes com a variação do  $\phi$ , enquanto a porta  $V_{ac1}$  e  $V_{ac2}$  estão fornecendo potência para o sistema até um momento em que a porta  $V_{ac2}$  passa a consumir potência, sendo a porta  $V_{ac1}$  a única responsável pelo fornecimento da potência do sistema. Este comportamento foi

Figura 6.9: Resultado experimental do conversor proposto considerando (a)  $\phi = -90^\circ$  (b)  $\phi = 90^\circ$  e (c)  $\phi = 0^\circ$ .



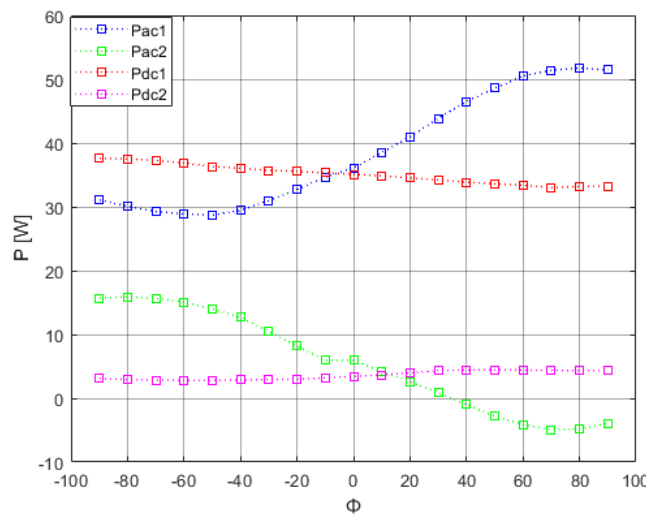
Fonte: O Autor.

observado nas condições de teste referenciados nas Figs. 6.10-6.12.

Tabela 6.2: Dados obtidos experimentalmente para  $D_1 = 0,66$ ,  $D_2=0,8$ ,  $V_{ac1}=20V$  e  $V_{ac2}=10V$ .

$\phi$	$P_{ac1}$	$P_{ac2}$	$P_{dc1}$	$P_{dc2}$	$I_{ac1}$	$I_{ac2}$	$I_{dc1}$	$I_{dc2}$
-90	31,07	15,7	37,61	3,07	1,57	1,65	0,653	0,222
-80	30,08	15,88	37,51	2,93	1,52	1,67	0,653	0,217
-70	29,26	15,65	37,27	2,85	1,48	1,64	0,651	0,215
-60	28,88	15,1	36,86	2,8	1,46	1,58	0,648	0,213
-50	28,7	14	36,31	2,81	1,45	1,46	0,644	0,213
-40	29,44	12,67	36,06	2,86	1,49	1,31	0,642	0,215
-30	30,96	10,48	35,71	2,94	1,57	1,08	0,64	0,217
-20	32,72	8,18	35,56	2,98	1,66	0,84	0,638	0,22
-10	34,64	5,93	35,31	3,19	1,76	0,6	0,636	0,224
0	36,12	5,93	35,09	3,42	1,84	0,45	0,634	0,231
10	38,47	4,21	34,87	3,66	1,96	0,26	0,632	0,237
20	40,98	2,61	34,51	3,98	2,09	0,09	0,629	0,245
30	43,84	0,86	34,23	4,33	2,24	-0,1	0,627	0,253
40	46,51	-1,02	33,86	4,44	2,38	-0,28	0,624	0,256
50	48,58	-2,81	33,61	4,45	2,49	-0,4	0,622	0,256
60	50,53	-4,12	33,39	4,41	2,59	-0,48	0,62	0,255
70	51,4	-4,94	33,03	4,37	2,64	-0,51	0,615	0,254
80	51,76	-4,84	33,19	4,34	2,66	-0,47	0,618	0,253
90	51,43	-3,93	33,24	4,34	2,64	-0,38	0,619	0,253

Figura 6.10: Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.2.

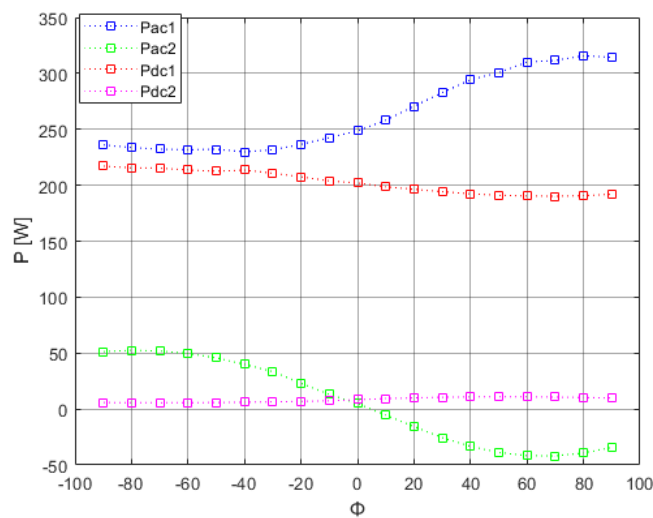


Fonte: O Autor.

Tabela 6.3: Dados obtidos experimentalmente para  $D_1 = 0,66$ ,  $D_2=0,8$ ,  $V_{ac1}=50V$  e  $V_{ac2}=15V$

$\phi$	$P_{ac1}$	$P_{ac2}$	$P_{dc1}$	$P_{dc2}$	$I_{ac1}$	$I_{ac2}$	$I_{dc1}$	$I_{dc2}$
-90	236,05	51,309	217,138	5,807	4,85	3,71	0,289	1,49
-80	233,664	52,54	215,577	5,637	4,8	3,81	0,284	1,48
-70	232,251	51,926	215,34	5,601	4,77	3,76	0,283	1,48
-60	231,764	49,655	213,591	5,656	4,76	3,58	0,284	1,47
-50	232,204	45,691	212,533	5,803	4,77	3,266	0,287	1,47
-40	229,817	39,9	213,564	6,085	4,72	2,8	0,292	1,48
-30	231,717	33,501	210,765	6,404	4,76	2,32	0,298	1,471
-20	236,488	22,963	207,561	6,851	4,86	1,56	0,307	1,458
-10	242,614	13,131	203,89	7,345	4,99	0,876	0,317	1,44
0	248,543	4,878	202,048	8,31	5,113	0,321	0,334	1,435
10	258,286	-5,466	198,601	9,34	5,32	-0,354	0,351	1,42
20	270,63	-15,69	196,435	9,973	5,58	-1	0,362	1,413
30	282,89	-25,575	194,241	10,542	5,84	-1,6065	0,372	1,405
40	294,211	-33,418	192,365	10,829	6,08	-2,075	0,376	1,398
50	300,675	-38,847	191,05	10,951	6,22	-2,395	0,378	1,393
60	310,214	-41,693	190,414	10,884	6,42	-2,561	0,377	1,391
70	311,535	-41,865	190,205	10,649	6,45	-2,57	0,373	1,391
80	315,817	-39,35	190,662	10,313	6,54	-2,423	0,367	1,392
90	314,368	-34,282	191,976	9,826	6,51	-2,128	0,359	1,397

Figura 6.11: Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.3.



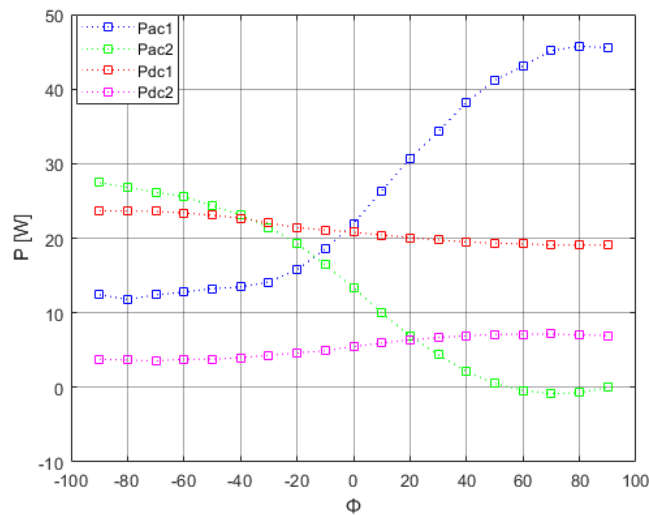
Fonte: O Autor.



Tabela 6.4: Dados obtidos experimentalmente para  $D_1 = 0,7$ ,  $D_2=0,7$ ,  $V_{ac1}=20V$  e  $V_{ac2}=10V$

$\phi$	$P_{ac1}$	$P_{ac2}$	$P_{dc1}$	$P_{dc2}$	$I_{ac1}$	$I_{ac2}$	$I_{dc1}$	$I_{dc2}$
-90	12,4146	27,45	23,67482	3,77289	0,627	3	0,481	0,206
-80	11,781	26,8095	23,65077	3,65216	0,595	2,93	0,481	0,202
-70	12,4146	26,169	23,59305	3,546	0,627	2,86	0,481	0,197
-60	12,771	25,5671	23,3752	3,7758	0,645	2,77	0,479	0,203
-50	13,2462	24,3538	23,085	3,772	0,669	2,63	0,475	0,205
-40	13,464	23,0945	22,67865	3,9879	0,68	2,47	0,471	0,211
-30	14,1372	21,4776	22,02144	4,29024	0,714	2,28	0,464	0,218
-20	15,7806	19,3053	21,41959	4,61944	0,797	2,03	0,457	0,226
-10	18,5328	16,416	21,09284	4,90268	0,936	1,71	0,454	0,23
0	21,978	13,3712	20,7911	5,4858	1,11	1,37	0,451	0,246
10	26,334	9,999	20,4279	5,9415	1,33	1,01	0,447	0,255
20	30,69	6,9	20,0679	6,36768	1,55	0,69	0,443	0,264
30	34,3	4,3559	19,756	6,6798	1,75	0,43	0,44	0,27
40	38,22	2,142	19,4892	6,93	1,95	0,21	0,436	0,275
50	41,16	0,5135	19,3488	7,089	2,1	0,05	0,435	0,278
60	43,095	-0,412	19,2262	7,1424	2,21	-0,04	0,434	0,279
70	45,144	-0,8248	19,0944	7,1446	2,28	-0,08	0,432	0,278
80	45,738	-0,7217	19,0728	7,04	2,31	-0,07	0,432	0,275
90	45,54	0	19,07712	6,9575	2,3	0	0,432	0,275

Figura 6.12: Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.4.



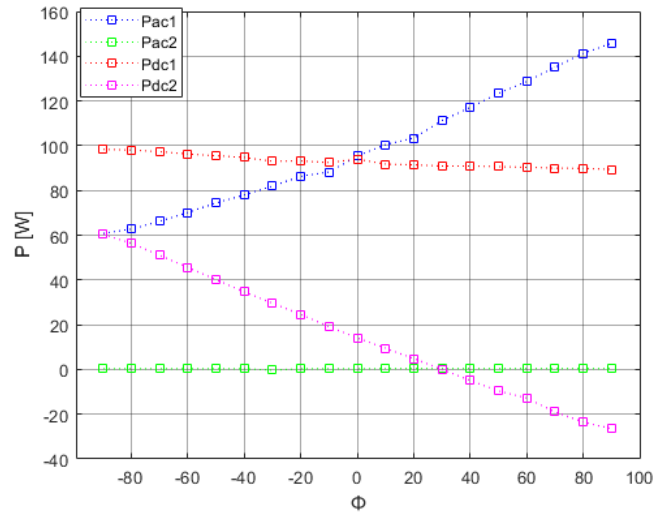
Fonte: O Autor.

Po fim, a porta  $V_{dc2}$  foi substituída por uma fonte de 30 V, e a porta  $V_{ac1}$  permaneceu alimentada com 50 V. Conforme ilustrado na Fig. 6.13, a e as demais portas alimentadas com uma carga de 100  $\Omega$ . Foi possível perceber a troca de potência entre as portas  $V_{ac1}$  e  $V_{dc2}$ , demonstrando assim a característica bidirecional deste conversor.

Tabela 6.5: Dados obtidos experimentalmente para  $D_1 = 0,75$ ,  $D_2=0,33$ ,  $V_{ac1}=50V$  e  $V_{dc2}=30V$

$\phi$	$P_{ac1}$	$P_{ac2}$	$P_{dc1}$	$P_{dc2}$	$I_{ac1}$	$I_{ac2}$	$I_{dc1}$	$I_{dc2}$
-90	2,88	29,72	15,4	7,38	0,144	3,37	0,436	0,316
-80	2	29,95	15,48	7,28	0,1	3,4	0,437	0,314
-70	1,66	29,78	15,49	7,25	0,083	3,38	0,437	0,314
-60	1,68	29,32	15,49	7,31	0,084	3,32	0,437	0,315
-50	2,1	28,56	15,48	7,47	0,105	3,22	0,437	0,318
-40	2,88	27,38	15,38	7,65	0,144	3,07	0,436	0,321
-30	4,03	25,89	15,18	7,96	0,202	2,88	0,433	0,327
-20	5,54	24,15	14,93	8,28	0,278	2,66	0,43	0,332
-10	7,35	19,64	14,34	8,76	0,369	2,14	0,422	0,342
0	9,67	19,64	14	9,07	0,49	2,19	0,418	0,346
10	11,96	20,28	13,67	9,45	0,6	1,97	0,413	0,352
20	14,56	18,38	13,3	9,82	0,73	1,77	0,408	0,358
30	17,14	16,66	13	10,2	0,87	1,57	0,404	0,364
40	19,54	14,88	12,8	10,5	0,99	1,41	0,401	-0,369
50	21,43	13,42	12,7	10,69	1,09	1,28	0,4	-0,372
60	22,7	12,26	12,63	10,8	1,15	1,21	0,399	-0,374
70	23,48	11,63	12,58	10,82	1,19	1,19	0,398	-0,374
80	23,87	11,53	12,57	10,75	1,21	1,2	0,398	-0,373
90	23,28	12,25	12,58	10,63	1,18	1,28	0,398	-0,371

Figura 6.13: Comportamento das potências das 4 portas do conversor referente aos dados da tabela 6.5.



Fonte: O Autor.

### 6.3 Produção científica

Como parte do estudo realizado, foi publicado o seguinte artigo em congressos internacional:

- "Four-Port AC/DC-DC/AC Dual Active Bridge Based Converter"

**Autores:** Diego A. Acevedo-Bueno, Jose D. G. da Silva, Jonatas R. Kinas, Montié A. Vitorino, Antônio M. N. Lima, Edison R. C. da Silva and Alexandre C. Oliveira

**Publicado em:** 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). Sept,2019. Genova, Italy.

# Capítulo 7

## Conclusão

Com trabalho obteve-se um detalhamento sobre o funcionamento e as aplicações dos conversores multi-porta. Em diversos casos, necessita-se da implantação de mais de uma fonte renovável para a geração de energia. Desta forma, torna-se necessário a implantação de conversores que sejam capazes de acoplar estas fontes, que pode possuir diferentes níveis de tensão. Foi proposto uma topologia de conversor multi-pota. Esta topologia é composta por duas pontes completas ligadas por um transformador de alta frequência. Foi analisado seu funcionamento e proposto uma estratégia de controle para este conversor.

Verificou-se que o conversor proposto apresentou bons rendimentos para as diferentes condições que ele foi submetido, demonstrando ser uma topologia robusta para aplicações onde se deseje incluir mais de uma fonte de geração de energia. O fluxo de potência apresentado para este conversor foi definido em função dos ciclos de trabalhos destes dois conversores e do deslocamento de fase, considerando a indutância de magnetização do transformador de alta frequência para obtenção do modelo do sistema.

Foi proposta uma estratégia de controle inédita para este conversor para mensurar o fluxo de potência que flui neste conversor, em que verificou-se a funcionalidade da malha de controle do sistema. Esta solução de controle não foi implementada no sistema real. Por meio de simulações computacionais, pôde-se verificar as operações do conversor proposto, em que obteve-se resultados satisfatórios em termos teóricos e experimentais. Na validação experimental, os resultados de simulação e experimentais comprovaram a validade do conversor propostos.

Com este trabalho, ficou comprovado, por meio da análise do comportamento da potência neste conversor no estado estático, o seu perfil de potência, no qual pode-se definir o perfil da troca de energia entre as portas deste conversor e a propriedade de fluxo de potência bidirecional entre as portas. Em termos de estratégia de controle, ficou evidente, por se tratar de uma topologia que foi proposta recentemente, a necessidade do desenvolvimento de novas propostas de controle para este conversor.

## 7.1 Propostas para trabalhos futuros:

Como forma de dar continuidade a esse projeto, têm-se em vista os seguintes trabalhos:

- Implementação do sistema de controle dinâmico proposto neste trabalho no sistema real;
- Testar outras estratégias de controle que podem ser aplicadas a este conversor;
- Implementar experimentalmente estas estratégias de controle;
- Realizar um estudo comparativo entre outros conversores multiporta similares a esta topologia;

# Referências bibliográficas

- 1 BHATTACHARJEE, Amit Kumar; KUTKUT, Nasser; BATARSEH, Issa. Review of multiport converters for solar and energy storage integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 2, p. 1431–1445, 2019.
- 2 DING, Shun; WU, Hongfei; XING, Yan; FANG, Yu; MA, Xudong. Topology and control of a family of non-isolated three-port dc-dc converters with a bidirectional cell. In: IEEE. *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.], 2013. p. 1089–1094.
- 3 ZHANG, Meng; XING, Yan; WU, Hongfei; LU, Yangjun; SUN, Kai. Performance evaluation of a non-isolated bidirectional three-port power converter for energy storage applications. In: IEEE. *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.], 2016. p. 2703–2708.
- 4 CHIEN, Li-Jhan; CHEN, Chien-Chih; CHEN, Jiann-Fuh; HSIEH, Yi-Ping. Novel three-port converter with high-voltage gain. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 29, n. 9, p. 4693–4703, 2013.
- 5 GUMMI, KartEEK; FERDOWSI, Mehdi. Double-input dc–dc power electronic converters for electric-drive vehicles—topology exploration and synthesis using a single-pole triple-throw switch. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 2, p. 617–623, 2009.
- 6 SU, G-J; PENG, Fang Z. A low cost, triple-voltage bus dc-dc converter for automotive applications. In: IEEE. *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005*. [S.l.], 2005. v. 2, p. 1015–1021.
- 7 QIAN, Zhijun; ABDEL-RAHMAN, Osama; HU, Haibing; BATARSEH, Issa. An integrated three-port inverter for stand-alone pv applications. In: IEEE. *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2010. p. 1471–1478.
- 8 QIAN, Zhijun; ABDEL-RAHMAN, Osama; BATARSEH, Issa. An integrated four-port dc/dc converter for renewable energy applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1877–1887, 2010.
- 9 LIU, Danwei; LI, Hui. A zvs bi-directional dc–dc converter for multiple energy storage elements. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 21, n. 5, p. 1513–1517, 2006.

- 10 ZHAO, Chuanhong; ROUND, Simon D; KOLAR, Johann W. An isolated three-port bidirectional dc-dc converter with decoupled power flow management. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 23, n. 5, p. 2443–2453, 2008.
- 11 ITOH, Kenichi; ISHIGAKI, Masanori; YANAGIZAWA, Naoki; TOMURA, Shuji; UMENO, Takaji. Analysis and design of a multiport converter using a magnetic coupling inductor technique. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 51, n. 2, p. 1713–1721, 2014.
- 12 ASA, Erdem; COLAK, Kerim; BOJARSKI, Mariusz; CZARKOWSKI, Dariusz. Asymmetrical duty-cycle and phase-shift control of a novel multiport cll resonant converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 1122–1131, 2015.
- 13 JAKKA, Venkat Nag Someswar Rao; SHUKLA, Anshuman; DEMETRIADES, Georgios D. Dual-transformer-based asymmetrical triple-port active bridge (dt-atab) isolated dc-dc converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 6, p. 4549–4560, 2017.
- 14 DONCKER, Rik W De; DIVAN, Deepakraj M; KHERALUWALA, Mustansir H. A three-phase soft-switched high power density dc/dc converter for high power applications. In: IEEE. *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.], 1988. p. 796–805.
- 15 KHERALUWALA, MN; GASCOIGNE, Randal W; DIVAN, Deepakraj M; BAUMANN, Eric D. Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, 1992.
- 16 MI, Chunting; BAI, Hua; WANG, Chongwu; GARGIES, Sonya. Operation, design and control of dual h-bridge-based isolated bidirectional dc-dc converter. *IET Power Electronics*, IET, v. 1, n. 4, p. 507–517, 2008.
- 17 VARGAS, Tadeu; QUEIROZ, Samuel; SILVA, Guilherme; RECH, Cassiano. Estudo da controlabilidade do conversor dual-active bridge em estruturas de conversores em cascata. p. 9, 2018.
- 18 QIN, Hengsi; KIMBALL, Jonathan W. Closed-loop control of dc-dc dual-active-bridge converters driving single-phase inverters. *ieee transactions on power electronics*, IEEE, v. 29, n. 2, p. 1006–1017, 2013.
- 19 ALOMARI, Sara; SMADI, Issam. Modeling and control of multi-port dc/dc converter. In: IEEE. *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.], 2019. p. 920–925.
- 20 XIE, Yanhui; GHAEMI, Reza; SUN, Jing; FREUDENBERG, James S. Implicit model predictive control of a full bridge dc-dc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 24, n. 12, p. 2704–2713, 2009.

- 21 XIE, Yanhui; SUN, Jing; FREUDENBERG, James S. Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power dc/dc converter over a wide operating range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 1, p. 54–66, 2009.
- 22 SEGARAN, D; MCGRATH, BP; HOLMES, DG. Adaptive dynamic control of a bidirectional dc-dc converter. In: IEEE. *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2010. p. 1442–1449.
- 23 KRISMER, Florian; KOLAR, Johann W. Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 881–891, 2009.
- 24 CARDOZO, Diogenes D Molina; BALDA, Juan Carlos; TROWLER, Derik; MANTOOTH, H Alan. Novel nonlinear control of dual active bridge using simplified converter model. In: IEEE. *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.], 2010. p. 321–327.
- 25 QIAN, Zhijun; ABDEL-RAHMAN, Osama; AL-ATRASH, Hussam; BATARSEH, Issa. Modeling and control of three-port dc/dc converter interface for satellite applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 3, p. 637–649, 2009.
- 26 DUARTE, Freitas. Controlo de um inversor monofásico para a ligação à rede de um gerador síncrono de Ímanes permanentes. dissertação de mestrado. 2013.
- 27 TRIPATHI, Ravi Nath; HANAMOTO, Tsuyoshi. Novel controller design for dc link voltage control of grid connected pv system and optimized pi response analysis with improved transients. In: IEEE. *2015 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT ASIA)*. [S.l.], 2015. p. 1–6.
- 28 TIAN, Yanjun; LOH, Poh Chiang; DENG, Fujin; CHEN, Zhe; HU, Yanting. Dc-link voltage coordinated-proportional control for cascaded converter with zero steady-state error and reduced system type. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 4, p. 3177–3188, 2015.
- 29 XIA, Yinglai; AYYANAR, Raja. Adaptive dc link voltage control scheme for single phase inverters with dynamic power decoupling. In: IEEE. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2016. p. 1–7.
- 30 HE, Fanbo; ZHAO, Zhengming; YUAN, Liqiang; LU, Sizhao. A dc-link voltage control scheme for single-phase grid-connected pv inverters. In: IEEE. *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2011. p. 3941–3945.
- 31 SARANYA, PS; CHANDRAN, Lekshmi R. Analysis of bidirectional flyback converter. In: IEEE. *2015 International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*. [S.l.], 2015. p. 0425–0429.
- 32 JAIN, Manu; DANIELE, Matteo; JAIN, Praveen K. A bidirectional dc-dc converter topology for low power application. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 15, n. 4, p. 595–606, 2000.



- 33 PENG, Fang Z; LI, Hui; SU, Gui-Jia; LAWLER, Jack S. A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 19, n. 1, p. 54–65, 2004.
- 34 MAMEDE, Martins. Interligação de conversores dab para aplicação em transformadores de estado sólido. dissertação de mestrado. *Dissertação de mestrado*, Universidade Federal de Santa Catarina, p. 195, 2016.
- 35 CHEN, Yaow-Ming; LIU, Yuan-Chuan; WU, Feng-Yu. Multi-input dc/dc converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 38, n. 4, p. 1096–1104, 2002.
- 36 DUARTE, Jorge L; HENDRIX, Marcel; SIMÕES, Marcelo Godoy. Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 480–487, 2007.
- 37 TAO, Haimin; DUARTE, Jorge L; HENDRIX, Marcel AM. Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 23, n. 2, p. 782–792, 2008.
- 38 ACEVEDO-BUENO, Diego A; SILVA, José DG da; KINAS, Jonatas R; VITORINO, Montie A; LIMA, Antonio MN; SILVA, Edison RC da; OLIVEIRA, Alexandre C. Four-port ac/dc-dc/ac dual active bridge based converter. p. P–1, 2019.
- 39 VORPÉRIAN, Vatché. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch. ii. discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 497–505, 1990.
- 40 DUTRA, Ailton. Conversores cc-ca matriciais indiretos multiníveis trifásicos com isolação galvânica npc e tipo-t dissertação de mestrado. 2019.
- 41 KRISMER, Florian; HATIPOGLU, Enes; KOLAR, Johann Walter. Novel isolated bidirectional integrated dual three-phase active bridge (d3ab) pfc rectifier. p. 3805–3812, 2018.
- 42 SILVA, Emanuel. Desenvolvimento de uma plataforma em tempo real para avaliar o impacto da geração fotovoltaica na rede elétrica de distribuição. dissertação de mestrado. 2015.
- 43 OGATA, Katsuhiko. *Ingeniería de control moderna*. [S.l.]: Pearson Educación, 2003.
- 44 ACEVEDO, Diego. Sistemas de conversão dc–ac isolados para aplicações monofásicas. exame de qualificação de doutorado. 2020.