



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDERSON SANTOS VIEIRA

**CONVERSOR DAB PARA APLICAÇÕES VEHICLE-TO-GRID EM
MICRORREDES CC**

FORTALEZA

2016

ANDERSON SANTOS VIEIRA

**CONVERSOR DAB PARA APLICAÇÕES VEHICLE-TO-GRID EM
MICRORREDES CC**

Monografia apresentada ao Programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Ph.D. Fernando Luiz Marcelo Antunes

FORTALEZA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

V713c Vieira, Anderson Santos.
Conversor DAB para aplicações vehicle-to-grid em microrredes CC / Anderson Santos Vieira. – 2016.
130 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia,
Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2016.

Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

1. Eletrônica de Potência. 2. Microrredes. 3. Veículos Elétricos. 4. Conversor Dual-Active-Bridge. 5.
Vehicle-to-Grid. I. Título.

CDD 621.3

ANDERSON SANTOS VIEIRA

**CONVERTOR DAB PARA APLICAÇÕES VEHICLE-TO-GRID EM
MICRORREDES CC**

Monografia apresentada ao Programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr.-Ing. Sérgio Daher
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. MSc. Luan Carlos dos Santos Mazza
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Aos meus pais, Antônio e Vânia,

A minha amada, Gabrielle,

Aos meus primos, Júlio e Miguel,

Aos meus grandes amigos, Breno, Bruno, Caio, Lucas, Marcus, Tiago, Pedro e Walter.

AGRADECIMENTO

Primeiramente, a Deus, por toda a força, saúde e vontade de continuar aprendendo.

A meus pais, Antônio e Vânia, por todo o carinho, paciência, educação e apoio nos momentos bons e ruins. Obrigado por sempre estarem presente na minha vida e por me ajudarem a ser o que sou hoje.

A meu orientador e grande amigo, Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, por toda a atenção ao longo de todo o curso de graduação, pela confiança, pelas boas conversas e pelo auxílio indispensável na produção deste trabalho.

A LAP Engenharia, pela oportunidade de estágio, pela aprendizagem e pela experiência profissional que me proporcionou.

A meus primos, Júlio e Miguel, por terem me acompanhado durante quase toda minha vida, comemorado minhas vitórias e me apoiado durante minhas derrotas e por sempre terem sido grandes amigos.

A meus amigos, Breno, Bruno, Caio, Lucas, Marcus, Tiago, Pedro e Walter, por todo o apoio fornecido durante todo meu curso de graduação, pelos projetos em equipe, pelos bons momentos, sem os quais eu não teria metade da determinação que tenho hoje.

A meus amigos, Filipe, Lívia, Matias e Rodolfo, por, indiretamente, contribuírem para a elaboração deste trabalho e por serem pessoas muito especiais na minha vida.

A minha querida Gabrielle, que sempre acreditou no meu potencial e me apoiou durante toda a produção deste trabalho, além de dar todo o amor e carinho que eu preciso para continuar vivendo.

A todos que me apoiaram e continuam torcendo por mim.

Muito obrigado!

*“Comece fazendo o necessário, depois o que é possível, e de repente você estará
fazendo o impossível.”*

(Francisco de Assis)

RESUMO

Este trabalho tem como foco o estudo e implementação do conversor CC-CC de topologia *Dual Active Bridge* em aplicações *Vehicle-to-Grid*, propondo a criação de um fluxo bidirecional de potência entre o banco de baterias de um veículo elétrico e uma microrrede CC. A análise teórica do conversor DAB será realizada para duas metodologias de chaveamento, a modulação *Phase Shift* convencional, que controla o fluxo de potência por meio do ângulo de defasagem entre as tensões dos enrolamentos do transformador, e a *Phase Shift Plus One Side Modulation* (PSPM), onde é adicionado um segundo grau de liberdade por meio da modulação por largura de pulso da tensão de uma das portas. Os requisitos necessários para garantir comutação suave por tensão nula serão analisados para cada metodologia de chaveamento. O modelo dinâmico do conversor será obtido por meio da análise de modelagem harmônica, cujo resultado será utilizado para projeto de um controlador digital apropriado para a estabilização do sistema. O projeto do um conversor DAB de 6 kW será realizado com base na coleta de dados reais de veículos elétricos e microrredes CC existentes. A validação do mesmo será realizada por meio de resultados de simulação.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência. Microrredes. Veículos Elétricos. Conversor *Dual-Active-Bridge*. *Vehicle-to-Grid*.

ABSTRACT

This work focuses on the study and implementation of the DC-DC Dual Active Bridge Bidirectional Converter on Vehicle-to-Grid applications, proposing the creation of a bidirectional power flow between the battery bank of an electrical vehicle and a DC microgrid. The theoretical analysis of the DAB converter will be done for two switching methodologies, the conventional Phase Shift modulation, which controls the power flow through the offset angle between the transformer's winding voltages, and the Phase Shift Plus One Side Modulation (PSPM), where a second degree of freedom is added by modulating the voltage pulse width of one of the ports. The necessary requirements to ensure zero-voltage soft switching will be analyzed for each switching methodology. The converter's dynamic model will be obtained through the harmonic modelling analysis, whose result will be used to project an appropriate digital controller to stabilize the system. The project of a 6 kW DAB converter will be made based on actual data collection of existing electrical vehicles and DC microgrids. The validation of the former will be done through simulation results.

Keywords: Power Electronics. Microgrids. Electrical Vehicles. Dual-Active-Bridge Converter. Vehicle-to-Grid.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Geração mundial de energia elétrica por fonte primária.....	17
Figura 2 – Evolução da população e do consumo de energia elétrica mundial.....	18
Figura 3 – Taxa de crescimento médio anual da potência instalada mundial de fontes renováveis de energia durante os anos de 1990 e 2014.....	19
Figura 4 - Evolução do estoque global de veículos elétricos.	22
Figura 5 - Diagrama de blocos de uma típica microrrede de corrente contínua.....	27
Figura 6 - Exemplo de cadeia de conversões de energia elétrica.	29
Figura 7 - Diagrama esquemático do funcionamento de uma bateria.	31
Figura 8 - Comparação entre as cinco principais tecnologias de baterias de lítio-íon.	36
Figura 9 - Tempo de viagem médio nas maiores capitais brasileiras em 2009.....	39
Figura 10 - Estado de carga da bateria de um veículo elétrico ao longo do dia.....	40
Figura 11 - Curva de demanda diária dos consumidores atendidos pela Enel Distribuição Ceará.....	41
Figura 12 - Estrutura proposta para implementação da tecnologia V2G.	43
Figura 13 - Conversor DAB (<i>Dual-Active-Bridge</i>).	44
Figura 14 - Estrutura típica de análise do Conversor DAB.....	45
Figura 15 - Representação do transformador pela relação inversa entre as espiras.	47
Figura 16 - Modelo simplificado do conversor DAB.....	48
Figura 17 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modulação <i>Phase Shift</i>	49
Figura 18 – 1ª etapa de operação em modulação <i>Phase Shift</i>	50
Figura 19 - 2ª etapa de operação em modulação <i>Phase Shift</i>	50
Figura 20 - 3ª etapa de operação em modulação <i>Phase Shift</i>	51
Figura 21 - 4ª etapa de operação em modulação <i>Phase Shift</i>	52
Figura 22 - 5ª etapa de operação em modulação <i>Phase Shift</i>	52
Figura 23 - 6ª etapa de operação em modulação <i>Phase Shift</i>	53
Figura 24 - Principais formas de onda do conversor DAB em modulação <i>Phase Shift</i>	54
Figura 25 - Potência ativa em p.u. do conversor DAB <i>versus</i> defasagem angular ($d = 1$).	59
Figura 26 - Corrente eficaz na porta 1 para vários valores de d	62
Figura 27 - Potência ativa e reativa do conversor em função da defasagem angular.....	64
Figura 28 - Fator de potência do conversor em função da defasagem angular.	64
Figura 29 - Regiões de comutação dissipativa e não dissipativa em função de d	66
Figura 30 - Inclusão do capacitor de acoplamento no conversor DAB.....	68

Figura 31 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modulação PSPM.	70
Figura 32 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modo PSPM, com (a) modulação de largura de pulso na porta 1 e (b) modulação de largura de pulso na porta 2.....	71
Figura 33 - Formas de onda ideais do conversor em modulação PSPM. (a) Modo abaixador com $0 \leq \varphi < m\pi$; (b) Modo abaixador com $m\pi \leq \varphi < \pi$;	72
Figura 34 - Formas de onda ideais do conversor em modulação PSPM. (a) Modo abaixador com $(m - 1)\pi \leq \varphi < 0$; (b) Modo abaixador com $-\pi \leq \varphi < (m - 1)\pi$;	73
Figura 35 - Curva de potência ativa em função da defasagem angular ($d = 0,8$).....	76
Figura 36 - Curva de potência ativa em função da defasagem angular ($m = 0,5$).....	76
Figura 37- (a) Modelo simplificado do conversor DAB. (b) Modelo fundamental.	80
Figura 38 - Comparação entre as potencias ativa e reativa do modelo real e fundamental.....	82
Figura 39 - Lei de Kirchhoff das Tensões e Lei de Kirchhoff das Correntes.....	82
Figura 40 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modulação <i>Phase Shift</i>	84
Figura 41 - Diagramas de Bode das funções de transferência do conversor DAB.	94
Figura 42 - Diagrama de Bode de $GV2\varphi$ e $GV2\varphi z - 1$ em domínio discreto.	96
Figura 43 - Diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada.	98
Figura 44 - Resposta ao degrau em malha aberta e em malha fechada.	98
Figura 45 - Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.....	99
Figura 46 - Fluxograma do controlador projetado.	100
Figura 47 - Curvas de potência do conversor para a faixa de operação de tensão da porta 1.	101
Figura 48 - Resposta à mudança de ângulo de defasagem ($\Delta\varphi = 5^\circ$). (a) Modelo matemático. (b) Resultado de simulação.....	102
Figura 49 - Resposta à mudança de ângulo de defasagem ($\Delta\varphi = 20^\circ$). (a) Modelo matemático. (b) Resultado de simulação.....	103
Figura 50 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).....	104
Figura 51 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.	105
Figura 52 - Tensão <i>drain-source</i> (verm.), <i>gate-source</i> (preto), e corrente (azul) nas chaves S_1 (sup.) e S_5 (inf.).	106
Figura 53 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).....	107
Figura 54 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.	108
Figura 55 - Tensão <i>drain-source</i> (verm.), <i>gate-source</i> (preto), e corrente (azul) nas chaves S_1 (sup.) e S_5 (inf.).	109
Figura 56 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).....	111
Figura 57 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.	112

Figura 58 - Tensão <i>drain-source</i> (verm.), <i>gate-source</i> (preto), e corrente (azul) nas chaves S ₁ (sup.) e S ₅ (inf.).	113
Figura 59 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).	114
Figura 60 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.	115
Figura 61 - Tensão <i>drain-source</i> (verm.), <i>gate-source</i> (preto), e corrente (azul) nas chaves S ₁ (sup.) e S ₅ (inf.).	116
Figura 62 - Tensão da porta 2 (verm.), corrente de carga/geração (azul) e ângulo de defasagem do conversor, em graus (preto). Degraus de geração de energia na microrrede CC.	118
Figura 63 - Tensão da porta 2 (verm.), corrente de carga/geração (azul) e ângulo de defasagem do conversor, em graus (preto). Degraus de demanda de energia na microrrede CC.	119
Figura 64 - Operação em malha fechada ($V_I = 300$ V). (a) Degraus de geração de energia na microrrede CC. (b) Degraus de demanda de energia na microrrede CC.	120
Figura 65 - Operação em malha fechada ($V_I = 420$ V). (a) Degraus de geração de energia na microrrede CC. (b) Degraus de demanda de energia na microrrede CC.	122
Figura 66 - Topologia do controle otimizado com <i>feedforward</i> .	123
Figura 67 - Comparação de respostas da tensão da porta 2 à degraus de variação de corrente (inf.) em sistema sem controlador <i>feedforward</i> (sup.) e com <i>feedforward</i> (meio).	123
Figura 68 - Circuito do conversor simulado.	130
Figura 69 - (a) Controlador digital implementado em C-Block. (b) Circuito de acionamento dos braços de chaves, com tempo morto.	130

LISTA DE TABELA

Tabela 1 - Principais vantagens e desvantagens das baterias de chumbo-ácido.	33
Tabela 2 - Principais vantagens e desvantagens das baterias de níquel-hidreto-metálico.....	34
Tabela 3 - Principais vantagens e desvantagens das baterias ZEBRA.	35
Tabela 4 - Comparação entre as cinco principais tecnologias de baterias de lítio-íon.....	37
Tabela 5 - Principais vantagens e desvantagens das baterias de lítio-íon.	38
Tabela 6 - Comparação entre bancos de baterias de veículos elétricos comerciais.	40
Tabela 7 - Principais vantagens e desvantagens do conversor DAB.....	44
Tabela 8 - Semicondutores acionados por etapa em modulação <i>Phase Shift</i>	53
Tabela 9 - Condições para comutação não dissipativa em modulação <i>Phase Shift</i>	65
Tabela 10 - Equações da corrente na indutância em cada intervalo das Figuras 33 e 34.....	74
Tabela 11 - Valores instantâneos da corrente na indutância em $\omega t = \varphi$ e $\omega t = \pi$	77
Tabela 12 - Condições de operação em comutação não dissipativa por região de operação. ..	77
Tabela 13 - Corrente eficaz na indutância de transmissão para todas as regiões de operação em modulação PSPM.	78
Tabela 14 - Tabela verdade da corrente da porta 2 em relação a corrente da indutância.	85
Tabela 15 - Índices de modulação adotados.	92
Tabela 16 - Ângulos de defasagem nominais para cada situação de operação.	92
Tabela 17 - Valores eficazes de corrente nas chaves.....	93
Tabela 18 - Índices de modulação das pontes.	99
Tabela 19 - Parâmetros do conversor DAB.....	101
Tabela 20 - Comparação entre resultados teóricos e simulados ($V_1 = 360$ V).....	110
Tabela 21 - Comparação entre resultados teóricos e simulados ($V_1 = 300$ V).....	115
Tabela 22 - Comparação entre resultados teóricos e simulados ($V_1 = 420$ V).	117

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
DAB	<i>Dual-Active-Bridge</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
EV	Veículo elétrico
HEV	Veículo elétrico híbrido
PEV	Veículo elétrico <i>plug-in</i>
BEV	Veículo elétrico a bateria
IVA	Imposto sobre o valor acrescentado
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
HFAC	<i>High Frequency Alternating Current</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
PSPM	<i>Phase Shift Plus One Side Modulation</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>
USD	Unidade monetária, <i>United States Dollars</i>
EUR	Unidade monetária, <i>Euros</i>
V	Unidade de tensão, volt
A	Unidade de corrente, ampère
W	Unidade de potência, watt
kWh	Unidade de energia, quilowatt-hora
TWh	Unidade de energia, terawatt-hora
kW	Unidade de potência, quilowatt
MW	Unidade de potência, megawatt
kg	Unidade de massa, quilograma
kW/kg	Unidade de potência específica, quilowatt por quilograma
kWh/kg	Unidade de energia específica, quilowatt-hora por quilograma

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	17
1.1.	Objetivos.....	24
1.2.	Motivação	24
1.3.	Metodologia	24
1.4.	Estrutura do Trabalho	24
2.	ASPECTOS BÁSICOS – UMA REVISÃO.....	26
2.1.	Microrredes CC	26
2.1.1.	<i>Definição.....</i>	26
2.1.2.	<i>Impactos positivos da implementação das microrredes.....</i>	27
2.1.3.	<i>Possíveis dificuldades de implementação das microrredes.....</i>	29
2.1.4.	<i>Exemplos de aplicações.....</i>	30
2.2.	Baterias	31
2.2.1.	<i>Definição.....</i>	31
2.2.2.	<i>Classificação de células e baterias.....</i>	31
2.2.3.	<i>Baterias secundárias</i>	32
2.3.	Vehicle-to-Grid	38
2.3.1.	<i>Introdução a tecnologia V2G</i>	38
2.3.2.	<i>Características dos BEVs</i>	39
2.4.	Conversor CC-CC Bidirecional Proposto	43
3.	ESTUDO DO CONVERTOR DAB.....	45
3.1.	Apresentação do Conversor DAB	45
3.2.	Estudo do Conversor DAB com modulação <i>Phase-Shift</i>.....	48
3.2.1.	<i>Etapas de operação do conversor DAB em modulação Phase Shift.....</i>	49
3.2.2.	<i>Análise quantitativa do conversor DAB em modulação Phase Shift.....</i>	55
3.3.	Estudo do Conversor DAB com modulação PSPM	70
3.3.1.	<i>Etapas de operação do conversor DAB em modulação PSPM.....</i>	71
3.3.2.	<i>Figuras de mérito do conversor DAB em modulação PSPM.....</i>	74
3.4.	Modelagem dinâmica do conversor DAB	79
3.5.	Projeto do Conversor DAB proposto	88
3.5.1.	<i>Especificações gerais do conversor DAB.....</i>	89
3.5.2.	<i>Parâmetros escolhidos do conversor DAB.....</i>	89
3.5.3.	<i>Dimensionamento dos componentes</i>	90
3.5.4.	<i>Esforços de tensão e corrente nas chaves</i>	91

3.5.5. <i>Função de transferência do conversor</i>	93
3.5.6. <i>Projeto do controlador do conversor DAB</i>	95
3.6. Considerações finais	100
4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	101
4.1. Validação da função de transferência	102
4.2. Operação em malha aberta	103
4.2.1. <i>Tensão nominal na porta 1 ($V_1 = 360\text{ V}$)</i>	104
4.2.2. <i>Tensão mínima na porta 1 ($V_1 = 300\text{ V}$)</i>	110
4.2.3. <i>Tensão máxima na porta 1 ($V_1 = 420\text{ V}$)</i>	116
4.2.4. <i>Considerações gerais</i>	117
4.3. Operação em malha fechada	117
4.3.1. <i>Tensão nominal na porta 1 ($V_1 = 360\text{ V}$)</i>	118
4.3.2. <i>Tensão mínima na porta 1 ($V_1 = 300\text{ V}$)</i>	119
4.3.3. <i>Tensão máxima na porta 1 ($V_1 = 420\text{ V}$)</i>	121
4.4. Otimização do controlador	121
4.5. Considerações gerais	124
5. CONCLUSÃO	125
5.1. Sugestões para trabalhos futuros	126
REFERÊNCIAS	127
APÊNDICE A – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO	130

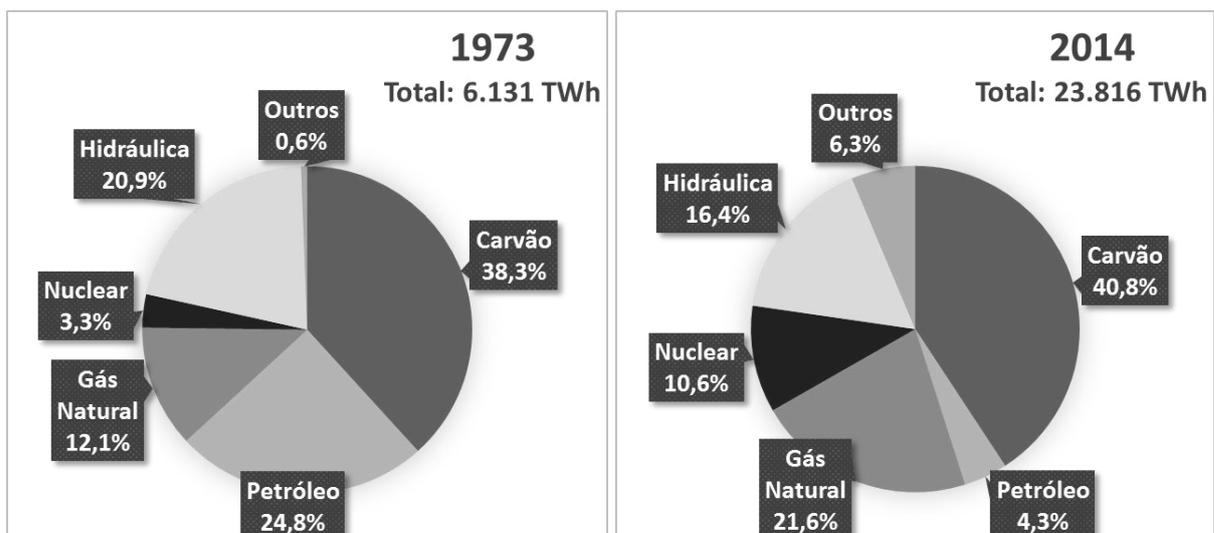
1. INTRODUÇÃO

A demanda energética no mundo antes da revolução industrial era atendida principalmente pelo trabalho humano e animal, e em menores ocasiões pela queima de madeira para aquecer, cozinhar e fundir metais. A descoberta do carvão em abundância na natureza, junto com o desenvolvimento tecnológico atribuído às descobertas científicas da época, acarretaram na revolução industrial no final do século XVIII. Com ela, o surgimento de máquinas a vapor, linhas de montagem mecanizadas e melhorias nos meios de transporte. Desde essa época, a presença dos combustíveis fósseis na matriz energética sempre foi predominante no mundo.

O consumo energético mundial anual foi avaliado em aproximadamente 160.000 TWh em 2014. Atualmente, mais de 80% da demanda energética mundial é atendida pela queima de combustíveis fósseis, tais como carvão, petróleo e gás natural (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2016).

A eletricidade é uma forma extremamente rica da energia, graças a sua flexibilidade, fácil transporte e alta eficiência na maioria dos processos na qual é utilizada. A geração mundial de energia elétrica, em 2014, foi avaliada em 23.816 TWh, onde a principal fonte foi o carvão mineral, responsável por mais de 40% da geração total.

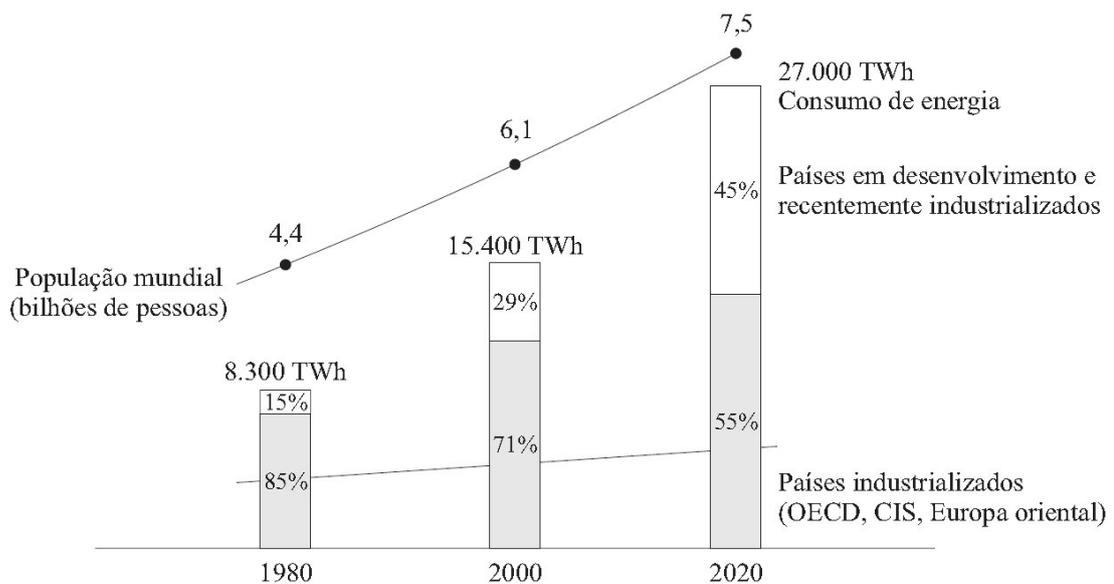
Figura 1 - Geração mundial de energia elétrica por fonte primária.



Fonte: International Energy Agency – Key World Energy Statistics 2016.

Devido ao aumento da utilização de equipamentos eletroeletrônicos e atividade industrial, associadas ao crescimento populacional, a demanda por energia elétrica é crescente, assim como a utilização de combustíveis fósseis na geração da mesma. Esse fato representa um problema para o cenário mundial, visto que combustíveis fósseis, compostos ricos em carbono, possuem ciclos extremamente longos até serem recompostos pela natureza, e por isso são considerados fontes de energia esgotáveis. Além disso, a queima de combustíveis fósseis produz dióxido de carbono (CO_2), que em excesso contribui para o aumento indesejado do efeito estufa, aumentando a temperatura média global. Sua combustão também libera outros poluentes, como óxidos de nitrogênio (NO_x) ou óxidos de enxofre (SO_x), dependendo da sua composição, que contribuem para ocorrências de chuvas ácidas (FRERIS *et al*, 2009).

Figura 2 – Evolução da população e do consumo de energia elétrica mundial.

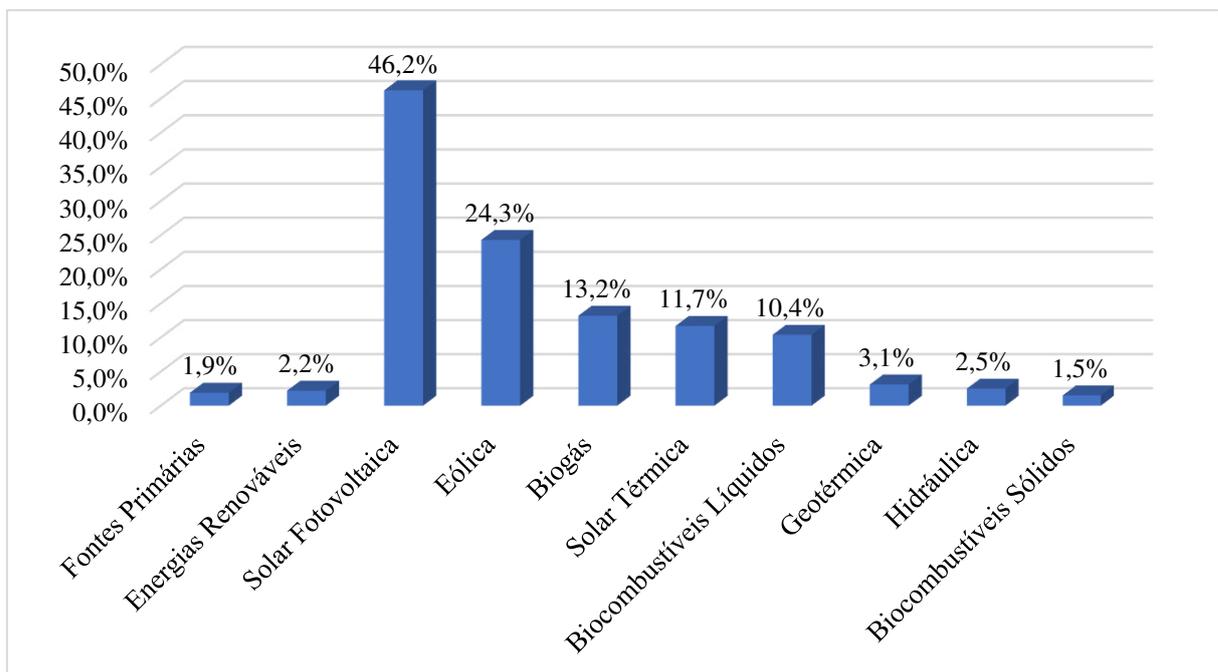


Fonte: ROGGIA, 2013.

Como métodos alternativos de geração de energia elétrica no mundo, vêm-se destacando o uso cada vez mais intensivo de fontes de energias renováveis. É chamado de energia renovável aquela cuja disponibilidade é proveniente de uma fonte natural (por exemplo, o sol) e seu recurso é provido a um ritmo maior ao que é consumido, ou seja, virtualmente inesgotável. Com o desenvolvimento tecnológico, os preços da energia gerada por fontes renováveis têm apresentado uma constante redução ao longo dos anos. Módulos de painéis fotovoltaicos, por exemplo, tiveram seus preços em 2014 reduzidos em 75% em relação a 2010, enquanto usinas eólicas *onshore* são atualmente uma das formas mais baratas de geração de energia elétrica no

mundo, onde o preço da energia pode variar de USD 0,06/kWh a USD 0,09/kWh, dependendo da região. Como consequência, as potências instaladas de geração via fontes renováveis de energia têm apresentado um grande crescimento nos últimos anos, destacando-se a energia solar fotovoltaica e a energia eólica (INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY, 2015).

Figura 3 – Taxa de crescimento médio anual da potência instalada mundial de fontes renováveis de energia durante os anos de 1990 e 2014.



Fonte: *International Energy Agency – Key Renewable Trends, 2016.*

Durante anos, os sistemas elétricos de potência ao redor do mundo foram desenvolvidos para suprir uma demanda de energia elétrica através de grandes fontes geradoras centralizadas supridas por combustíveis fósseis (FRERIS *et al*, 2009). Contudo, devido à constante redução de preços e com as políticas de desenvolvimento sustentável ganhando destaque no mundo, existe uma concordância universal de que em 50 anos o sistema elétrico de potência será suprido em sua maioria por fontes renováveis. Entretanto, por possuírem potências de geração consideravelmente menores às grandes usinas termoelétricas que hoje dominam o sistema elétrico de potência, os custos dos equipamentos necessários para a conexão de pequenas unidades geradoras baseadas em fontes renováveis aos sistemas de geração de energia são inviáveis. Logo, tais pequenas unidades geradoras usualmente são conectadas próximas as cargas que alimentam, no sistema de distribuição. Isto é conhecido como geração distribuída.

Farret *et al.* (2006 *apud* ROGGIA, 2013) afirma que a geração distribuída consiste no uso de geradores com potência variando de 10 kW a 10 MW distribuídos ao longo do sistema interagindo com a rede ou provendo energia para locais (cargas) isoladas. Entre os benefícios associados à geração distribuída, cita-se:

- Redução na emissão de gases poluentes na atmosfera: fontes de geração distribuída que utilizam recursos renováveis de energia são inerentemente livres de emissões;
- Eficiência: utilização de suprimentos mais próximos elevam a eficiência global do sistema, devido à redução das perdas por transporte de energia. O aumento da eficiência acarreta a redução dos custos associados ao consumo de energia;
- Segurança e confiabilidade: a agregação de diversas fontes de energia aumenta a flexibilidade do sistema.

Uma metodologia de abordagem que melhor utiliza o potencial da geração distribuída é que as unidades de geração e as cargas associadas, assim como outros recursos distribuídos, sejam considerados um subsistema ou microrrede. As microrredes englobam um conjunto de cargas, unidades geradoras renováveis ou não-renováveis e elementos armazenadores de energia em um único sistema controlável. São constituídas por barramentos onde ocorre o ponto comum de interconexão desses elementos, usualmente através de conversores eletrônicos (ROGGIA, 2013).

Com a previsão de uma grande penetração de potência instalada de geração de energia por meio de fontes renováveis, os sistemas elétricos de potência necessitarão acomodar uma diferença cada vez maior no balanço de demanda de energia por conta das cargas e geração de energia de diferentes fontes, devido à natureza de intermitência da maioria destas (FRERIS *et al.*, 2009). O aumento significativo de fontes intermitentes no sistema pode aumentar consideravelmente a complexidade de sistemas de controle de frequência da rede (quando esta for alternada) e tensão, além de “descartes” de energia quando a geração for maior que a demanda, onde várias unidades geradoras usualmente são desconectadas para garantir a estabilidade do sistema. Uma possível solução para tais problemas é a implementação de elementos armazenadores de energia no sistema.

Elementos armazenadores de energia contribuem para o aumento da robustez e flexibilidade do sistema elétrico de potência. Exemplos de sua utilização incluem no seu carregamento durante momentos de baixa demanda de energia (quando o preço da energia é

mais barato) e descarregamento durante momentos de alta demanda (quando o preço da energia é mais caro), auxiliando no controle da estabilidade da rede e reduzindo custos de regulação (FRERIS *et al*, 2009). Algumas das tecnologias convencionais de armazenamento incluem:

- Barragem de grandes usinas hidrelétricas: bastante comum em países onde a energia hidráulica costuma representar uma parcela considerável do total de geração de energia elétrica do país, por exemplo, Noruega, Venezuela, Brasil, Canadá, China e Rússia, as barragens representam grandes reservatórios de água, e o balanço de geração com demanda é realizado através do controle apropriado da vazão da água (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2016) (FRERIS *et al*, 2009);
- Usinas hidrelétricas reversíveis: técnica de armazenamento de energia por meio de energia potencial gravitacional, onde, em períodos de baixa demanda de potência, água é bombeada de um reservatório de menor altura para um de maior altura. Em períodos de maior demanda, energia é gerada através do fluxo da água do reservatório de maior altura para o de menor altura através das turbinas (FRERIS *et al*, 2009);
- Armazenamento de ar comprimido: consistem no armazenamento de ar comprimido em cavidades subterrâneas não-utilizadas, como minas de sal esgotadas (FRERIS *et al*, 2009).

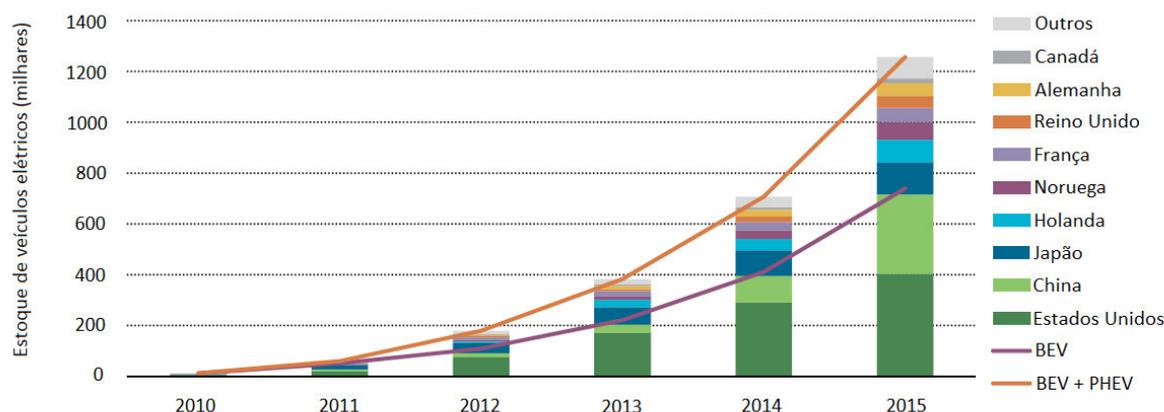
Outros métodos não-convencionais de armazenamento de energia elétrica são: hidrogênio, baterias, *flywheels*, supercapacitores e sistemas de armazenamento em bobinas magnéticas supercondutoras. A implementação de um recurso de armazenamento depende de diversos fatores, entre eles o custo do capital, eficiência e custos de operação e manutenção do sistema (FRERIS *et al*, 2009). Apesar de não ser um requisito obrigatório para a operação do sistema, a disponibilidade de um sistema de armazenamento de energia é um possível grande benefício que deve ser considerado. Por conta disso, veículos elétricos e elétricos híbridos têm ganhado relevância nesta discussão.

Com a mesma premissa de redução de emissão de gases poluentes na atmosfera pela queima de combustíveis fósseis e com o desenvolvimento tecnológico da eletrônica de potência no mundo, causando a redução no preço de componentes e circuitos eletrônicos, veículos elétricos (EVs) e elétricos híbridos (HEVs) têm se tornado cada vez mais presentes na sociedade. As vendas cumulativas globais de veículos elétricos *plug-in* (PEVs) passaram a

marca de 1,5 milhões de unidades vendidas em maio de 2016¹. Destes números, aproximadamente um terço foi vendido apenas durante o ano de 2015. Apesar do rápido crescimento, PEVs representam pouco mais de 0,1% do total de veículos ativos no mundo (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2016). Porém, graças ao seu elevado rendimento comparado a veículos de motor de combustão interna, os custos de operação dos veículos elétricos são muito menores. Ao redor do mundo, diversos incentivos fiscais são fornecidos para promover a venda de veículos elétricos, entre eles:

- China: EVs são isentos de impostos de aquisição e dos impostos especiais de consumo, estimados entre USD 6.000,00 e USD 10.000,00;
- França: incentivos de EUR 6.300,00 para veículos que emitem menos de 20 gramas de CO₂ por quilômetro [g CO₂/km];
- Holanda: veículos completamente isentos de emissão de CO₂ pelo cano de escape são isentos de pagar o imposto de matrícula do veículo;
- Noruega: veículos elétricos a bateria (BEVs) são isentos de impostos sobre a compra (aproximadamente USD 12.000,00) e do imposto sobre o valor acrescentado (IVA).

Figura 4 - Evolução do estoque global de veículos elétricos.



Fonte: *International Energy Agency – Global EV Outlook, 2016.*

Portanto, espera-se um aumento significativo no número de EVs no mundo. Dada a natureza de veículos elétricos, sua integração à rede elétrica ocorrerá a nível de distribuição.

¹ Disponível em <<http://www.hybridcars.com/global-plug-in-car-sales-cruise-past-1-5-million/>>. Acesso em: 02/11/2016.

Tal conexão é realizada para o processo de carga das baterias presentes nos veículos. Quando tornarem-se numerosos, EVs representarão uma carga significativa no cenário mundial que o sistema elétrico de potência deverá suprir. Contudo, EVs podem ser mais que uma simples carga, visto que o fluxo bidirecional de potência entre seu elemento armazenador de energia (a bateria) e a rede é possível. Por isso, a integração de veículos elétricos à rede pode ser considerada como um recurso de armazenamento distribuído (GUILLE *et al*, 2009). Ao conceito de utilização de EVs como recurso distribuído (unidade de carga, geração ou armazenamento), dá-se o nome *vehicle-to-grid* (veículo para rede, ou V2G).

Muitas questões são levantadas em relação aos EVs, entre elas:

- A aceitação em massa de veículos elétricos pela população causaria que impactos na rede elétrica?
- A infraestrutura atual suportaria a implementação em massa de veículos elétricos?

A resposta para essas perguntas é bastante situacional. BRASS (2008 *apud* GUILLE *et al*, 2009) afirma que, em 2020, se BEVs representarem 25% do mercado de veículos em 13 regiões dos Estados Unidos, serão necessárias 160 novas usinas geradoras se todos os usuários conectarem seus veículos na rede em horários próximos à ponta de demanda (em torno de 5:00 PM). Entretanto, com tecnologia *smart-grid* (redes inteligentes), as concessionárias de distribuição de energia elétrica podem restringir horários de carregamento, oferecer estímulos fiscais para carregamentos em horários fora-ponta e praticamente eliminar a necessidade de novas usinas geradoras (AMIN *et al*, 2005 *apud* GUILLE *et al*, 2009).

A Eletrônica de Potência desempenha um papel importante, pois utiliza da aplicação de dispositivos eletrônicos para controlar e condicionar o fluxo de potência elétrico. Os conversores compõem a interface que realiza essa interconexão para adequar as características das unidades de geração de energia e da carga (incluindo frequência, tensão, controle de potência ativa e reativa e minimização de harmônicos). Este trabalho utiliza como base conceitos da eletrônica de potência para a implementação de um fluxo bidirecional de potência entre um BEV e uma microrrede CC.

1.1. Objetivos

Com base nas mudanças decorrentes do cenário energético mundial nos últimos anos, como explicado, o objetivo deste trabalho é utilizar conceitos da Eletrônica de Potência para propor um conversor CC-CC bidirecional apropriado para aplicações V2G, onde o mesmo é capaz de carregar um banco de baterias interno ao veículo elétrico adequadamente e entregar energia do banco de baterias para uma microrrede CC e oferecer serviços de regulação de tensão em diferentes níveis de demanda, e apresentar como sua malha de controle deve ser implementada.

1.2. Motivação

Caso sejam mantidos seus níveis de crescimento atuais, veículos elétricos representarão uma carga significativa ao sistema elétrico de potência ao redor do mundo em pouco tempo. Se sua implementação for desregulada, a infraestrutura do sistema deverá ser exageradamente ampliada, implicando custos elevados. A implementação de tecnologia V2G ao sistema, associada à utilização de fontes renováveis em unidades de geração distribuídas, engrandecem a possibilidade de atingir-se um desenvolvimento sustentável, além de aumentar a segurança e flexibilidade do sistema elétrico de potência como um todo.

1.3. Metodologia

Para a elaboração desse trabalho, realizou-se uma revisão conceitual sobre sistemas relativos a baterias, microrredes e veículos elétricos, assim como uma pesquisa de exemplos práticos implementados atualmente. Feito isso, estudou-se o conversor CC-CC bidirecional proposto, com topologia *Dual Active Bridge* (DAB), sobre o qual será realizado um estudo teórico e análise de suas diferentes metodologias de operação, assim como o projeto da malha de controle do mesmo. A partir disso, foram realizadas simulações computacionais utilizando o *software* PSIM[®] para comprovação dos estudos teóricos realizados.

1.4. Estrutura do Trabalho

No Capítulo 1 é apresentada a introdução do trabalho, retratando o cenário com o qual o projeto foi motivado, assim como os objetivos do mesmo, sua motivação e sua metodologia.

No Capítulo 2 serão apresentados definições e conceitos básicos sobre as aplicações *vehicle-to-grid* e o impacto de veículos elétricos no sistema elétrico, baterias e microrredes CC.

No Capítulo 3 será apresentado o conversor DAB, proposto para realizar a implementação V2G deste trabalho. Será feito um estudo teórico sobre o mesmo, apresentando o equacionamento matemático, formas de onda típicas do mesmo e metodologias de operação, assim como projeto da malha de controle deste.

No Capítulo 4 serão apresentados os resultados de simulação computacional, onde será feita uma comparação com o estudo teórico previamente realizado.

Por fim, no Capítulo 5, serão apresentadas as conclusões deste trabalho e as considerações finais, assim como sugestões de trabalhos futuros.

2. ASPECTOS BÁSICOS – UMA REVISÃO

2.1. Microrredes CC

A corrente alternada (CA) tem prevalecido como o padrão de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica no mundo por mais de 100 anos, desde a chamada Guerra das Correntes entre os cientistas Nikola Tesla e Thomas Edison, graças à fácil capacidade de elevação e redução do nível de tensão via transformadores (BLASI, 2013). Contudo, com a relativamente recente evolução da eletrônica de potência, várias cargas eletrônicas tornaram-se comuns ao cotidiano da sociedade, assim como técnicas de elevação e redução de tensão de corrente contínua de alto rendimento por meio de conversores eletrônicos. A crescente capacidade de geração atribuída às fontes renováveis de energia, como pôde ser observado na Figura 3, sendo a maior destas a energia solar fotovoltaica (que gera energia elétrica diretamente em corrente contínua), além da predominância de cargas eletrônicas que devem ser alimentadas por tensão contínua, aumentam a possibilidade de uma implementação em massa de microrredes de corrente contínua no mundo.

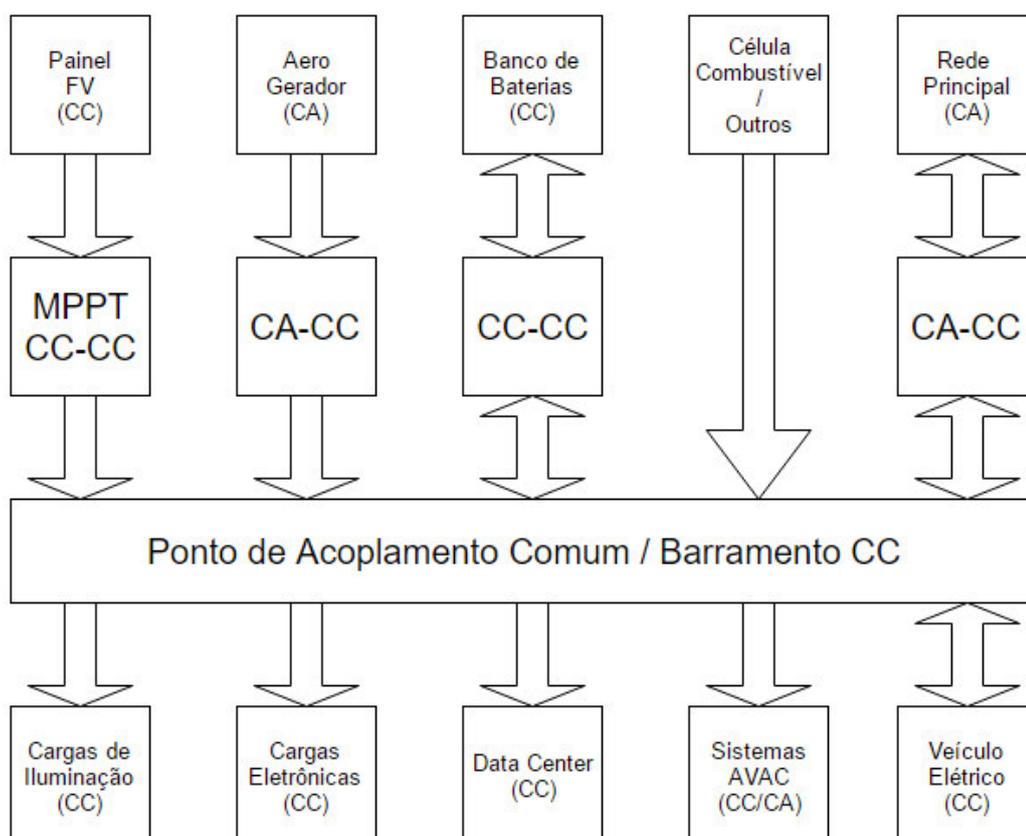
2.1.1. Definição

Uma microrrede é um agrupamento local de dispositivos de geração, armazenamento e cargas distribuídas, interligados por um Ponto de Acoplamento Comum. As microrredes podem ser conectadas ou isoladas da rede principal do sistema elétrico de potência. Embora seja difícil definir formalmente uma microrrede, há algumas concordâncias universais sobre o que a constitui (SAVAGE *et al*, 2007 *apud* BLASSI, 2013):

- Uma microrrede consiste de recursos distribuídos de energia interligados capazes de prover energia de forma contínua e suficiente para uma porção significativa da demanda.
- Uma microrrede possui controles independentes, sendo capaz de se isolar ou conectar-se à rede principal do sistema elétrico de potência com interrupção mínima.

Em particular, microrredes CC possuem barramentos em corrente contínua. Seu tamanho não é formalmente definido, podendo variar de uma casa, prédio, bairro a uma pequena cidade (FRERIS *et al*, 2009).

Figura 5 - Diagrama de blocos de uma típica microrrede de corrente contínua.



Fonte: Adaptado de BLASI, 2013.

2.1.2. Impactos positivos da implementação das microrredes

As microrredes em geral apresentam diversos benefícios ao consumidor e aos operadores do sistema elétrico de potência. Entre eles, citam-se (KHODAEI *et al*, 2015):

- **Aumento da confiabilidade:** considerado um dos mais importantes benefícios, as microrredes aprimoram a confiabilidade de entrega de energia elétrica aos consumidores. A confiabilidade do sistema elétrico é tipicamente avaliada através de indicadores de desempenho, cujos fatores são baseados em termos de frequência de interrupção no fornecimento de energia ou duração do tempo de interrupção no fornecimento de energia. No caso do Brasil, por exemplo, o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) apura indicadores de desempenho através de Indicadores de Continuidade dos Pontos de Controle da Rede Básica, Indicadores de Variação de Frequência e Indicadores de Tensão (Módulo 2 da ONS, 2011). A inteligência intrínseca

dos equipamentos que compõem as microrredes (sistemas de controle e automação), em conjunto com a utilização de recursos distribuídos de energia (que permitem a operação ilhada da microrrede em relação à rede principal) próximos aos pontos de consumo diminuem as probabilidades dos consumidores serem afetados por perturbações externas e problemas de infraestrutura. Microrredes também possuem a capacidade de regular a própria demanda através da habilidade de ajustar suas cargas através de controladores (KHODAEI *et al*, 2015). A agregação de diferentes formas de geração de energia aumenta a flexibilidade da microrrede, reduzindo os efeitos da intermitência dessas fontes de curto e médio prazo no controle de tensão e frequência (FRERIS *et al*, 2009).

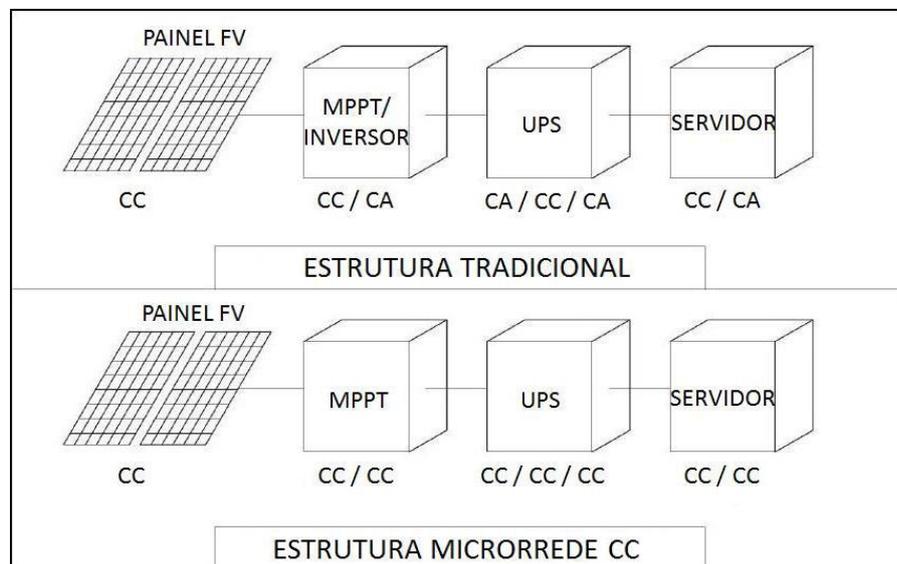
- Resiliência: segundo KHODAEI *et al* (2015), a resiliência se refere à capacidade de sistemas de potência suportarem eventos de baixa probabilidade e alto impacto, minimizando a ocorrência e duração de “apagões” e rapidamente retornando a um estado de operação normal. Entre tais eventos, citam-se desastres naturais, condições meteorológicas extremas e ataques em cibersegurança. A ocorrência de tais eventos pode causar danos graves em elementos vitais do sistema elétrico de potência centralizado, como usinas de geração, linhas de transmissão e equipamentos de proteção, interrompendo o fornecimento de energia por vários dias. O impacto desses eventos pode ser minimizado com a operação de microrredes locais isoladas ao sistema principal.
- Melhoria na qualidade de energia: a utilização de diversas fontes distribuídas de geração de energia, assim como a utilização de vários conversores eletrônicos inteligentes responsáveis pela interconexão entre os recursos distribuídos aumentam a qualidade de energia entregue ao usuário.
- Menores perda por transmissão e distribuição: a presença de elementos locais de geração de energia elétrica reduz as perdas em sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica.

Quando comparada a outras topologias de microrredes, como microrredes CA e microrredes HFAC (do inglês, *High Frequency Alternating Current* – Corrente Alternada de Alta Frequência), as microrredes CC apresentam as seguintes vantagens:

- Controle simplificado: por não necessitar de controles de frequência, ajuste de sincronismo, correção de componentes harmônicas, etc., microrredes CC requerem sistemas de controle mais simples que as outras topologias.

- Redução nos custos de isolação e elementos condutores: Sistemas elétricos CA investem mais recursos no dimensionamento dos condutores devido ao efeito pelicular da corrente (inexistente em sistemas CC) e nos componentes isolantes dos equipamentos por conta do fator de crista da forma de onda senoidal. A implementação de uma microrrede CC apresentaria custos reduzidos de condutores e isolação.
- Maior eficiência de conversão: Devido ao aumento de utilização de componentes eletrônicos na sociedade, como discutido previamente, a utilização de cargas alimentadas em corrente contínua tem sido cada vez mais predominante no sistema. Por isso, tais cargas apresentam circuitos de conversão CA para CC, reduzindo sua eficiência global. Um estudo realizado em Virginia Tech's Center for Power Electronics Systems avaliou que aproximadamente 80% de toda a energia elétrica utilizada em um edifício comercial é convertida por um circuito eletrônico de potência que realiza uma ou mais conversões de energia (CC para CA, ou CA para CC). (PATTERSON, 2012 *apud* BLASI, 2013). A redução do número de estágios de conversão CA-CC ou CC-CA implicará no aumento da eficiência, visto que conversões CC-CC usualmente possuem maiores rendimentos, em torno de 98% para a maioria das aplicações.

Figura 6 - Exemplo de cadeia de conversões de energia elétrica.



Fonte: Adaptado de BLASI, 2013.

2.1.3. Possíveis dificuldades de implementação das microrredes

Uma das principais dificuldades a ser superada para a futura implementação de microrredes CC é a própria falta de familiaridade por parte da sociedade usuária, acostumada a

utilizar em sua maioria somente energia elétrica na forma de corrente alternada, assim como por parte da sociedade técnica, que poderá causar o aumento dos preços e do tempo de elaboração de projetos de instalação, além de possíveis aumentos dos custos de manutenção (BLASI, 2013).

Outro grande obstáculo seria o custo inicial das instalações. A infraestrutura presente na sociedade é majoritariamente apropriada para distribuição de energia elétrica em corrente alternada, e deixar de utilizá-la não é uma opção viável. A transição deve ser lenta, e a presença de duas formas de distribuição de energia elétrica presentes no dia-a-dia das pessoas pode dificultar sua compreensão, como também aumentar os custos da elaboração e implementação de projetos. Até que microrredes CC sejam mais comuns no cotidiano, esse problema fará com que muitos projetos tenham custos proibitivos (BLASI, 2013).

Embora haja diversos incentivos para a utilização de energias renováveis no mundo, de acordo com BLASI (2013), ainda não há políticas públicas disponíveis para incentivar a migração para a utilização de energia elétrica em corrente contínua. Esta dificuldade terá que ser superada pela própria economia do sistema.

2.1.4. Exemplos de aplicações

Data Centers tem sido o primeiro perfil de consumidores a testar o impacto de microrredes CC em suas instalações devido a sua alta demanda de energia e por sua carga ser praticamente composta por dispositivos eletrônicos alimentados em corrente contínua. *Data Centers* localizados no Laboratório Nacional de Lawrence Berkeley, EUA, após migrarem de uma arquitetura 480 V_{CA} para 380 V_{CC}, tiveram uma redução média na sua tarifa de consumo entre 10 e 15% (DOWNEY, 2010 *apud* BLASI, 2013).

Outro estudo de caso foi realizado em um edifício comercial em Rochester, Nova Iorque, que passou a utilizar uma instalação em corrente contínua dedicada para a iluminação do edifício, resultando em uma economia de 20% da carga de iluminação original (aproximadamente USD 8.000,00/ano). O custo da instalação foi de USD 72.000,00, resultando em um *pay back* simples de 9 anos (EPRI, 2006 *apud* BLASI, 2013).

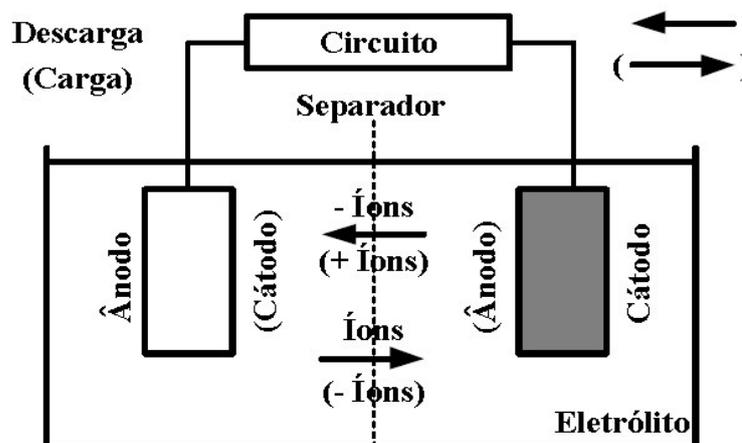
2.2. Baterias

2.2.1. Definição

Uma bateria é um dispositivo que converte energia química armazenada em seus materiais em energia elétrica por meio de reações de oxirredução. Em baterias recarregáveis, durante o processo de carregamento, o inverso ocorre (LINDEN *et al*, 2002). Embora o termo “bateria” seja largamente utilizado, a unidade básica de conversão eletroquímica é chamada de célula, sendo uma bateria um conjunto de células conectadas em série ou paralelo, dependendo de sua tensão e capacidade desejada. Uma célula é composta por três componentes:

- Anodo: eletrodo que libera elétrons ao circuito externo e é sujeito à oxidação durante o processo de oxirredução;
- Catodo: eletrodo que recebe elétrons do circuito externo e é sujeito à redução durante o processo de oxirredução;
- Eletrólito: elemento que provê o meio para transferência de carga, como os íons, entre o anodo e o catodo dentro da célula.

Figura 7 - Diagrama esquemático do funcionamento de uma bateria.



Fonte: MARQUES, 2012.

2.2.2. Classificação de células e baterias

As células e baterias eletroquímicas são divididas em duas categorias principais (LINDEN *et al*, 2002):

- Baterias primárias: baterias que não são capazes de serem facilmente recarregadas eletricamente e, portanto, são utilizadas em um único ciclo de descarga e descartadas.

- Baterias secundárias: baterias que podem ser recarregadas eletricamente à sua condição inicial através de uma corrente que flui em sentido contrário àquela de descarga. Também conhecidas como “baterias de armazenamento” ou “acumuladores”.

Em virtude do propósito da utilização das baterias neste trabalho (operar como elemento armazenador de energia que pode ser carregado ou descarregado), será apresentado a seguir características e exemplos de baterias secundárias.

2.2.3. Baterias secundárias

A utilização de baterias secundárias tem crescido acentuadamente nas últimas décadas, principalmente em sistemas de emergência, fontes ininterruptas de potência (UPS ou *No-breaks*), dispositivos eletrônicos portáteis (*notebooks*, celulares, rádios, câmeras fotográficas, *videogames*, etc.) e, mais recentemente, em veículos elétricos e híbridos. As características mais importantes de baterias secundárias são que os processos de carga e descarga sejam quase reversíveis, eficientes e que causem o mínimo de mudanças físicas que possam reduzir a vida útil da bateria. A ação química que deteriora os componentes das células, reduz a vida útil ou a capacidade de armazenamento deve ser desprezível. Por fim, a célula deve possuir as características desejáveis de toda bateria: alta densidade de energia, baixa resistência série equivalente e boa performance em um grande intervalo de temperatura de operação. Assim, as baterias que têm atendido a esses requisitos são limitadas. Alguns exemplos entre as que mais receberam destaque em sua aplicação em veículos elétricos atualmente são apresentados a seguir:

- Chumbo-ácido

Possuindo uma grande diversidade de aplicações, como tração (tratores, caminhões e veículos de mineração), operações estacionárias (fonte *backup* de energia, iluminação de emergência, armazenamento de energia), operações portáteis (televisões, alguns equipamentos eletrônicos portáteis), sendo a mais popular destas a utilização em veículos automotivos para sistemas SLI (partida, iluminação e ignição), a bateria de chumbo-ácido é uma das mais populares no mundo, oferecendo boa performance, boa duração de vida útil e baixo custo (LINDEN *et al*, 2002). Contudo, essa bateria não apresenta alta densidade de energia (Wh/kg) e líquidos tóxicos e corrosivos como eletrólitos, necessitando manipulação mais cuidadosa (MARQUES, 2012).

Tabela 1 - Principais vantagens e desvantagens das baterias de chumbo-ácido.

Vantagens	Desvantagens
<ul style="list-style-type: none"> • Baixo custo, fabricada mundialmente, altas taxas de produção; • Grande disponibilidade e variedade de modelos fabricados; • Taxa de desempenho satisfatória, adequada para sistemas de ignição em um motor a combustão (mas já superado por algumas baterias de níquel-cádmio e níquel-hidreto); • Bom desempenho em um grande intervalo de temperatura; • Alta eficiência elétrica (superior a 70%), comparando ciclos de carga e descarga; • Boa retenção de carga; • Componentes facilmente reciclados. 	<ul style="list-style-type: none"> • Baixo ciclo de vida (entre 50 – 500 ciclos); • Baixa energia específica (entre 30 – 40 Wh/kg); • Armazenamento descarregado a longo prazo pode levar à polarização irreversível dos eletrodos (sulfatação); • Gera hidrogênio, necessitando ser armazenada com cuidado por perigo de ignição; • Corrosão dos eletrodos;

Fonte: MACHADO, 2015.

- Níquel-Hidreto-Metálico (NiMH)

Sendo uma das baterias em maior volume de produção no mercado, devido à suas vantagens ambientais e energéticas sobre as baterias de níquel-cádmio (NiCd) e a rápida popularização de aparelhos eletrônicos portáteis (LINDEN, 2002), as baterias de níquel-hidreto-metálico são uma das mais populares em aplicações de veículos elétricos híbridos mundialmente (MACHADO, 2015). Consideradas uma tecnologia relativamente madura, as baterias de NiMH apresentam energia específica superior à bateria de chumbo-ácido, custos inferiores e maior segurança que as baterias de lítio-íon. Contudo, devido a problemas de auto descarga e por apresentarem energia específica muito inferior à outras baterias, como a própria lítio-íon e baterias de sal fundido, especialistas acreditam que as baterias de NiMH servirão apenas como solução provisória para sistemas de lítio-íon mais promissoras (MACHADO, 2015).

Tabela 2 - Principais vantagens e desvantagens das baterias de níquel-hidreto-metálico.

Vantagens	Desvantagens
<ul style="list-style-type: none"> • Capacidade de armazenamento superior à bateria de NiCd padrão e a de chumbo-ácido (entre 30 – 80 Wh/kg); • Menos propensa a sofrer efeito memória em comparação à NiCd; • Armazenamento e transporte simples; • Contém componentes menos nocivos ao meio ambiente; • Teor de níquel torna a reciclagem rentável. 	<ul style="list-style-type: none"> • Vida útil limitada, sendo consideravelmente afetada por descargas profundas; • Recarga mais complexa, necessitando de sistemas de controle mais robustos; • Sensível a sobrecargas; • Baixo rendimento (entre 60 – 70%) entre ciclos de carga e descarga. Consideravelmente reduzido em situações de carga-rápida e descarga em alta potência; • Elevado teor de auto descarga. Pode ser reduzido por componentes químicos em detrimento da capacidade.

Fonte: MACHADO, 2015.

- Baterias de sal fundido

Como o próprio nome indica, essas baterias utilizam sais fundidos como eletrólito. Criadas durante a Segunda Guerra Mundial para propósitos militares, as baterias de sal fundido tiveram suas aplicações iniciais em espoletas de proximidade de projetos da artilharia e, posteriormente, em armas nucleares. Um dos subtipos mais populares das baterias de sal fundido é a ZEBRA (nomeada pelo grupo fundador, *Zeolite Battery Research Africa Project*), que utiliza cromato de sódio alumínio (NaAlCl_4) como eletrólito, e utilizam sódio como um dos eletrodos (Na-NiCl_2). As baterias de sódio, como também são chamadas, possuem diversas vantagens: pode ser montada no estado descarregada (utilizando NaCl, Al, Ni e Fe em pó), seu eletrodo positivo é composto por materiais em estado sólido, diminuindo riscos de corrosão, energia específica elevada, alta potência específica e uma vida útil considerável. Entretanto, sua utilização requer um aquecimento prévio, visto que suas temperaturas de operação são elevadas (superiores a 200 °C). Mesmo com isolamento especial, o aquecimento consome em torno de 14% da energia da bateria por dia, além de uma perda de cerca de 18% por auto descarga. Suas principais aplicações são empilhadeiras, ferrovias, navios, submarinos e carros elétricos de uso contínuo (táxis e vans de entrega) (MACHADO, 2015).

Tabela 3 - Principais vantagens e desvantagens das baterias ZEBRA.

Vantagens	Desvantagens
<ul style="list-style-type: none"> • Energia específica bastante elevada (cerca de 90 Wh/kg); • Alta potência específica (em torno de 150 W/kg); • Vida útil moderada (superior a 1.500 ciclos); • Eletrodo positivo composto principalmente por materiais em estado sólido, reduzindo riscos de corrosão e aumentando o grau de segurança; 	<ul style="list-style-type: none"> • Disponível apenas em modelos de grandes capacidades de armazenamento (igual ou superior a 10 kWh); • Necessitam de altas temperaturas para funcionarem adequadamente, requisitando grande parte da sua energia armazenada para seu próprio aquecimento; • Considerável teor de auto descarga (cerca de 18% da capacidade).

Fonte: MACHADO, 2015.

- **Lítio-Íon**

Sendo sua composição baseada no metal lítio, o metal menos denso da tabela periódica, as baterias de lítio-íon são algumas das que apresentam a maior energia específica, o maior potencial por célula e maior potência específica entre as baterias disponíveis atualmente no mercado. Sendo responsável por 37% do mercado mundial de baterias, as baterias de lítio-íon têm sido as preferidas para as mais diversas aplicações, desde aparelhos eletrônicos portáteis a tração de máquinas elétricas. Entre suas inúmeras características positivas, inclui-se a ausência de efeito memória e a baixa taxa de auto descarga, além de um alto potencial por célula, diminuindo o número de associações em série para algumas aplicações mais simples (BATTERY UNIVERSITY, 2016).

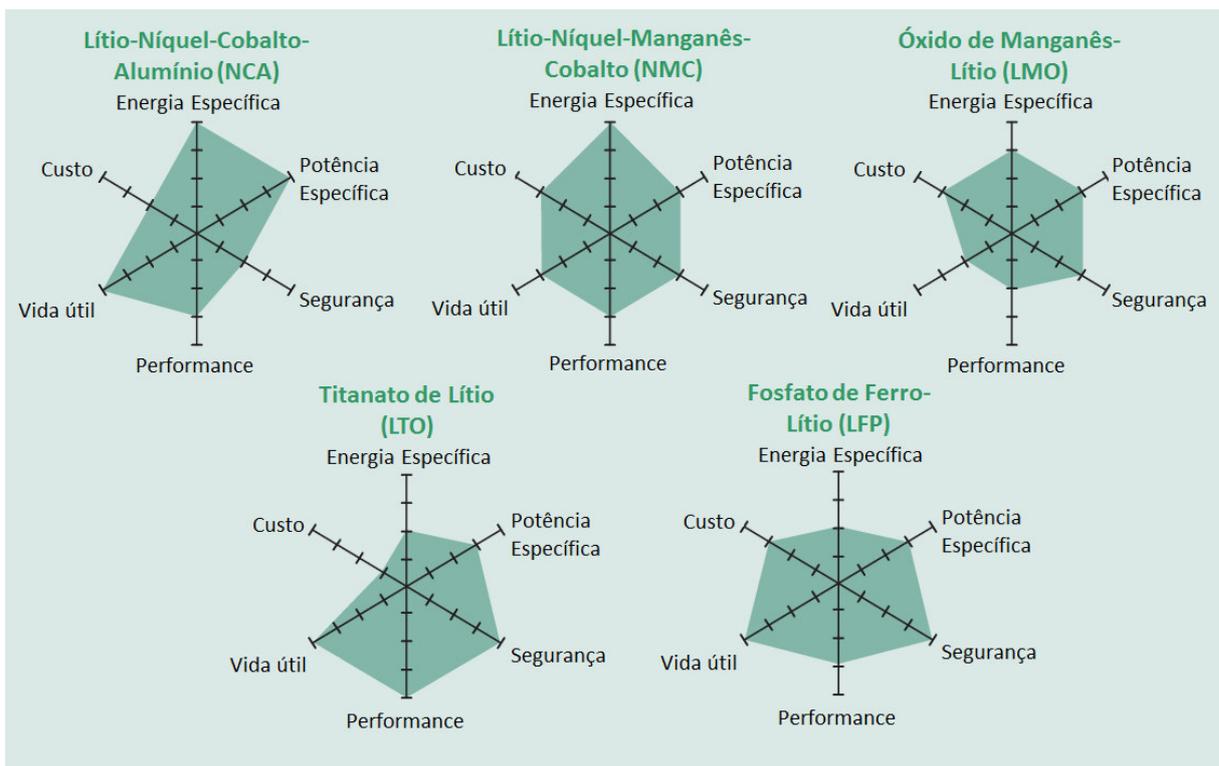
Diferentes tipos de baterias de lítio-íon são disponíveis atualmente no mercado, sendo sua utilização definida conforme sua aplicação. As principais diferenças entre esses tipos de baterias são avaliadas em algumas características principais (BOSTON CONSULTING GROUP, 2010):

- **Segurança:** considerado o critério mais importante para veículos elétricos, define o quão robusta a bateria é em relação a fugas térmicas, que poderiam provocar reações químicas descontroladas e causar um incêndio;
- **Vida útil:** avaliada tanto em número de ciclos de carga e descarga que a bateria pode ser submetida, quanto em tempo no qual a bateria pode permanecer em operação;

- Performance: robustez da bateria frente às mudanças do ambiente externo a qual é submetida, como por exemplo, o efeito que a temperatura ambiente tem sobre sua capacidade;
- Potência específica: também conhecida como densidade de potência, é a razão da quantidade de potência que a bateria pode entregar pela sua massa total, usualmente avaliada em W/kg;
- Energia específica: também conhecida como densidade de energia, é a razão da capacidade pela massa total da bateria, usualmente avaliada em Wh/kg;
- Custo: preço de mercado médio da bateria, geralmente avaliado em unidades de moeda por capacidade de armazenamento (USD/kWh).

A Figura 8 apresenta uma comparação desses critérios de avaliação entre as principais tecnologias de baterias de lítio-íon disponíveis no mercado.

Figura 8 - Comparação entre as cinco principais tecnologias de baterias de lítio-íon.



Fonte: Adaptado de BOSTON CONSULTING GROUP, 2010.

A alta energia específica e potência específica das baterias de lítio-íon em geral as tornam muito atrativas para as mais diversas aplicações sensíveis a peso ou volume. Além disso, oferecem baixas taxas de auto descarga (de 2 a 8% ao mês), ciclo de vida longo e ampla faixa de temperatura de operação (MACHADO, 2015).

Tabela 4 - Comparação entre as cinco principais tecnologias de baterias de lítio-íon.

Componentes Químicos	Lítio-Níquel-Cobalto-Alumínio	Lítio-Níquel-Manganês-Cobalto	Óxido de Manganês de Lítio	Titanato de Lítio	Fosfato de Ferro de Lítio
Abreviação	LiNiCoAlO ₂ (NCA)	LiNiMnCoO ₂ (NMC)	LiMn ₂ O ₄ (LMO)	Li ₂ TiO ₃ (LTO)	LiFePO ₄ (LFP)
Tensão Nominal	3,60 V	3,60-3,70 V	3,70-3,80 V	2,40 V	3,20-3,30 V
Tensão (Carregada)	4,20 V	4,20 V	4,20 V	2,85 V	3,65 V
Tensão (Descarregada)	3,00 V	3,00 V	3,00 V	1,80 V	2,50 V
Tensão Mínima	2,50 V	2,50 V	2,50 V	1,50 V (est.)	2,00 V
Energia Específica	200-260 Wh/kg	150-220 Wh/kg	100-150 Wh/kg	70-80 Wh/kg	90-120 Wh/kg
Taxa de Recarga	1C	0,7-1C	0,7-1C	1C (5C máx.)	1C
Taxa de Descarga	1C	1-2C	1C, 10C possível	10C possível	1C (pulsos de 25C)
Vida útil ideal (ciclos)	500	1.000-2.000	300-700	3.000-7.000	1.000-2.000
Fuga térmica	150 °C	210 °C	250 °C	Uma das tecnologias mais seguras	270 °C (segura em carga máxima)
Manutenção	Manter em ambiente frio; guardar parcialmente carregada; evitar ciclos completos de carga e descarga; utilizar correntes de carga e descarga moderadas.				
Aplicações	Médicas, Industriais, EVs.	Bicicletas Elétricas (E-bikes), dispositivos médicos, Industriais, EVs.	Ferramentas elétricas, dispositivos médicos, motorizações.	Fontes ininterruptas de potência (UPS), EVs, iluminação pública por energia solar.	Estacionárias que necessitam de altas correntes, segurança e performance.
Comentários	Maior capacidade com potência moderada.	Alta capacidade e alta potência. <i>Market Share</i> crescente.	Alta potência, capacidade moderada.	Vida útil longa, carga rápida, boa performance em uma grande faixa de temperatura e bastante segura. Baixa capacidade e alto custo.	Tensão de descarga plana, alta potência, bastante segura. Baixa capacidade e auto descarga elevada.

Fonte: BATTERY UNIVERSITY, 2016.

Porém, as baterias de lítio-íon são muito sensíveis a descargas profundas e sobrecargas, pois não possuem mecanismos químicos para gerenciar tais eventos, diferente das outras células. Por isso, necessitam de circuitos de gerenciamento externos e mecanismos de desconexão para aprimorar a proteção do dispositivo em tais eventos. Outra desvantagem é que sua capacidade é permanentemente reduzida ao realizar operações em temperatura elevada (MACHADO, 2015).

Tabela 5 - Principais vantagens e desvantagens das baterias de lítio-íon.

Vantagens	Desvantagens
<ul style="list-style-type: none"> • Alta energia e potência específica em suas células; • Longa vida útil em ciclos e tempo de operação; • Livre de manutenção; • Baixa resistência interna, alta eficiência entre ciclos de carga e descarga; • Tempos de carregamento curtos; • Baixa taxa de auto descarga. 	<ul style="list-style-type: none"> • Requer circuitos de proteção para evitar fuga térmica quando sob stress; • Degrada rapidamente quando operando em alta temperatura e guardada completamente carregada; • Custo elevado; • Risco de fuga térmica quando carregada a temperaturas abaixo de 0° C.

Fonte: MACHADO, 2015.

2.3. Vehicle-to-Grid

2.3.1. Introdução a tecnologia V2G

Com a crescente popularização de veículos híbridos e elétricos, especialmente na última década, seja devido a políticas de desenvolvimento sustentável ou pela simples atratividade financeira frente ao constante aumento dos preços de combustíveis fósseis, os veículos elétricos e híbridos têm ganhado atenção da comunidade acadêmica e do mercado pela possível integração de seus elementos armazenadores de energia, as baterias, na rede elétrica.

Os veículos elétricos a bateria, quando agregados em grande quantidade, representam uma nova carga que o sistema elétrico necessitará suprir. Contudo, eles podem ser mais que uma simples carga graças à possibilidade de fluxo bidirecional de potência entre sua bateria e a rede quando a conexão é realizada (GUILLE *et al*, 2009). A adição de elementos armazenadores de energia à rede aumenta sua robustez, em especial quando esta for constituída principalmente por fontes renováveis de energia em consequência das suas naturezas intermitentes. Por isso, é atraente a análise de veículos elétricos a bateria como recursos distribuídos. Sob este conceito, BEVs se tornarão componentes ativos, aumentando a confiabilidade, economia e atributos ambientais das operações do sistema. Alguns desses benefícios incluem provisão de capacidade de armazenamento e serviços auxiliares, e linearização de curva de demanda de um grupo de consumidores (GUILLE *et al*, 2009).

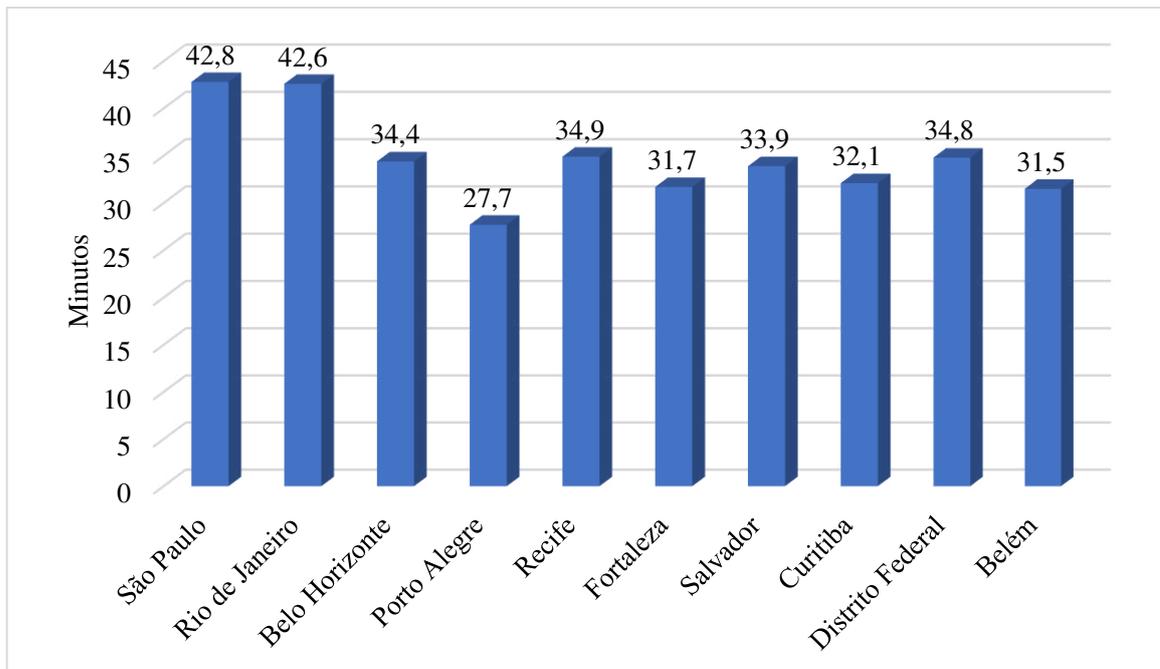
2.3.2. Características dos BEVs

Como veículos, os BEVs não são elementos estacionários. São elementos dispersos por uma região que mudam de posição em função do tempo. Neste trabalho, assume-se que os BEVs são utilizados por usuários para propósitos de lazer e viagens de ida e volta ao trabalho. Um estudo realizado por PEREIRA (2013) indica que o tempo de viagem médio nas maiores capitais brasileiras é avaliado entre 31,5 a 42,8 minutos, como apresentado pela Figura 9.

Apesar dos valores englobarem usuários com veículos particulares e usuários que utilizam transporte público, é seguro afirmar, sendo conservador, que os veículos particulares passam cerca de 22 horas (ou mais) por dia estacionados. Sendo a distância média percorrida diariamente por um BEV típico menor que a sua autonomia, a bateria do veículo elétrico teria capacidade livre para receber energia da rede como energia remanescente para poder entregar à rede.

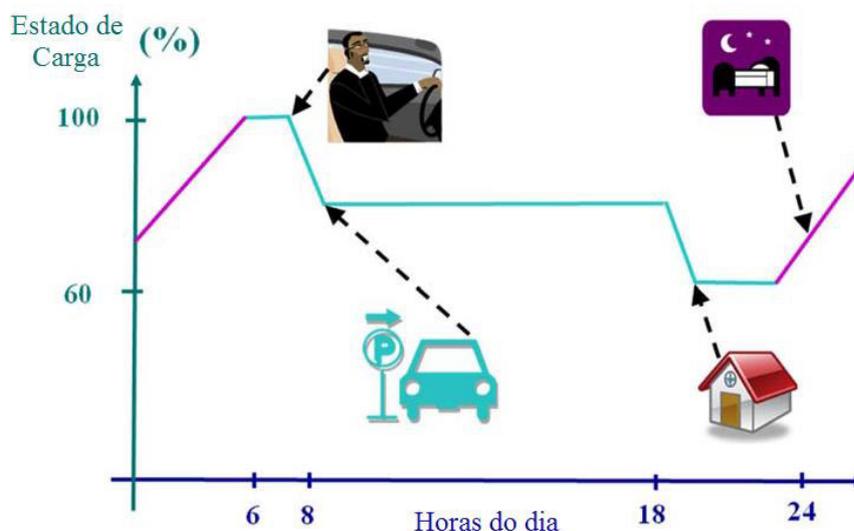
Uma proposição interessante seria que, dado o estado de carga da bateria, a mesma deveria operar como fonte ou como carga (por exemplo, caso o estado de carga da bateria seja inferior a 40%, sua operação seria como carga – caso o estado de carga seja superior a 60%, sua operação seria como fonte) (GUILLE *et al*, 2009).

Figura 9 - Tempo de viagem médio nas maiores capitais brasileiras em 2009.



Fonte: PEREIRA *et al*, 2013.

Figura 10 - Estado de carga da bateria de um veículo elétrico ao longo do dia.



Fonte: GUILLE *et al*, 2009.

A Tabela 6 apresenta alguns dos BEVs mais bem vendidos nos Estados Unidos no ano de 2015 e as características do banco de baterias de cada automóvel.

Tabela 6 - Comparação entre bancos de baterias de veículos elétricos comerciais.

Carro	Autonomia (km)	Tipo de Bateria	Tensão do Banco (V)	Capacidade (kWh)	Massa do Banco (kg)	Energia Específica (Wh/kg)	Potência do Carregador Onboard (kW)
Tesla Model S P90D ²	400 (aprox.)	Lítio-Íon	400	90	544	165	10
BMW i3 ³	130	Lítio-Íon	360	22	230	96	7,4
Ford Focus Electric ⁴	122	Lítio-Íon	318.2	23	302	76	6,6
Nissan Leaf 2016 ⁵	135	Lítio-Íon	360	24	295	81	3,6
Fiat 500e ⁶	135	Lítio-Íon	364	24	272	88	6,6

Fonte: TESLATAP², BMWGROUP³, LEFTLANENEWS⁴, QNOVO⁵, FIAT500USA⁶.

² Disponível em: <http://teslatap.com/undocumented/>. Acesso em 02/11/2016.

³ Disponível em: https://www.press.bmwgroup.com/usa/article/detail/T0143611EN_US/the-bmw-i3?language=en_US. Acesso em 02/11/2016.

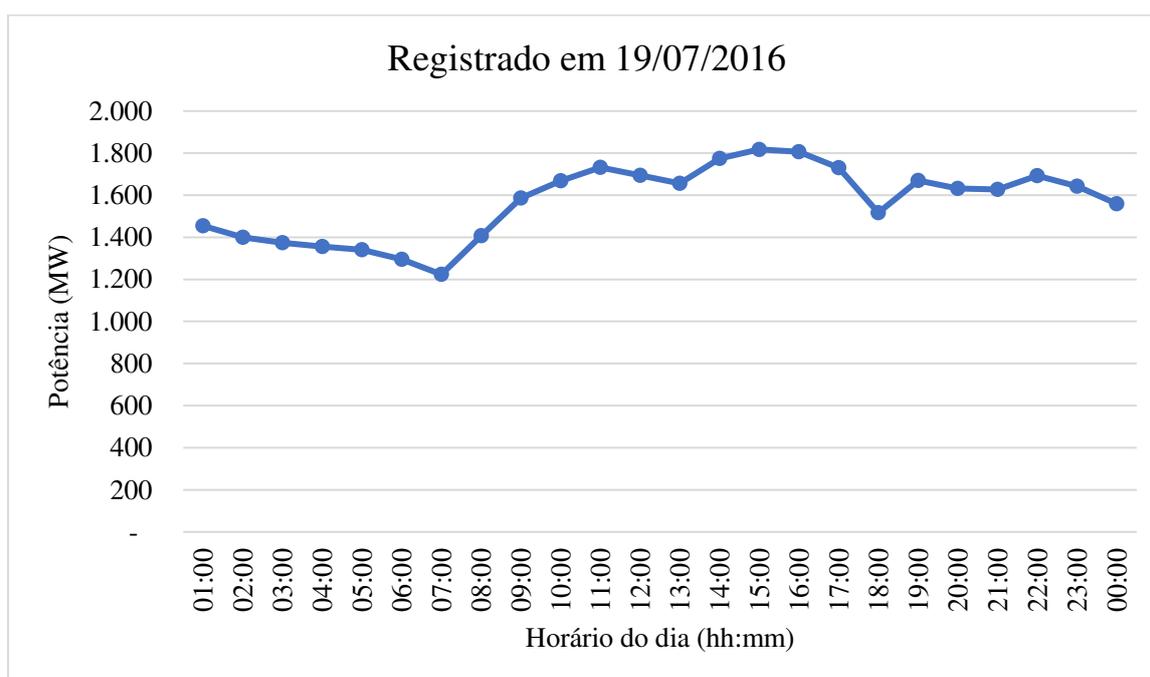
⁴ Disponível em: <http://www.leftlanenews.com/new-car-buying/ford/focus-electric/>. Acesso em 02/11/2016.

⁵ Disponível em: <http://qnovo.com/inside-the-battery-of-a-nissan-leaf/>. Acesso em 02/11/2016.

⁶ Disponível em: <http://www.fiat500usa.com/2013/04/fiat-500e-full-vehicle-specifications.html>. Acesso em 02/11/2016.

Percebe-se que, no geral, o carregador *onboard* dos BEVs mais populares possui uma potência superior a 6,0 kW. A capacidade do banco de baterias desses veículos é usualmente pouco superior a 20 kWh. Contudo, o BEV mais bem vendido no ano de 2015 nos Estados Unidos foi o Tesla Model S⁷, possuidor de um banco de baterias de até 90 kWh de capacidade, demonstrando que, mesmo sendo o modelo mais caro dentre os apresentados, os usuários estão dispostos a pagar por um veículo elétrico robusto e com maior autonomia. Verifica-se que um único veículo elétrico é um elemento desprezível frente ao tamanho do sistema elétrico ao qual este é conectado. Todavia, um número elevado de BEVs conectados à rede poderia representar uma notável carga ou fonte ao sistema. A Figura 10 apresenta a curva de demanda em um dia útil típico dos consumidores de energia elétrica atendidos pela concessionária Enel Distribuição Ceará, que atua no estado do Ceará, Brasil.

Figura 11 - Curva de demanda diária dos consumidores atendidos pela Enel Distribuição Ceará.



Fonte: Cedido pela Enel Distribuição Ceará, 2016.

O pico da curva demanda registrado foi de 1.818 MW (às 15:00), enquanto o vale registrado foi de 1.224 MW (às 7:00). A demanda média diária foi de 1.569 MW. Supondo que, em uma sociedade futura onde BEVs sejam uma tecnologia estabelecida e que aplicações V2G sejam bastante difundidas, a linearização da curva de demanda em torno do valor médio

⁷ Disponível em: <http://www.hybridcars.com/december-2015-dashboard/>. Acesso em: 02/11/2016.

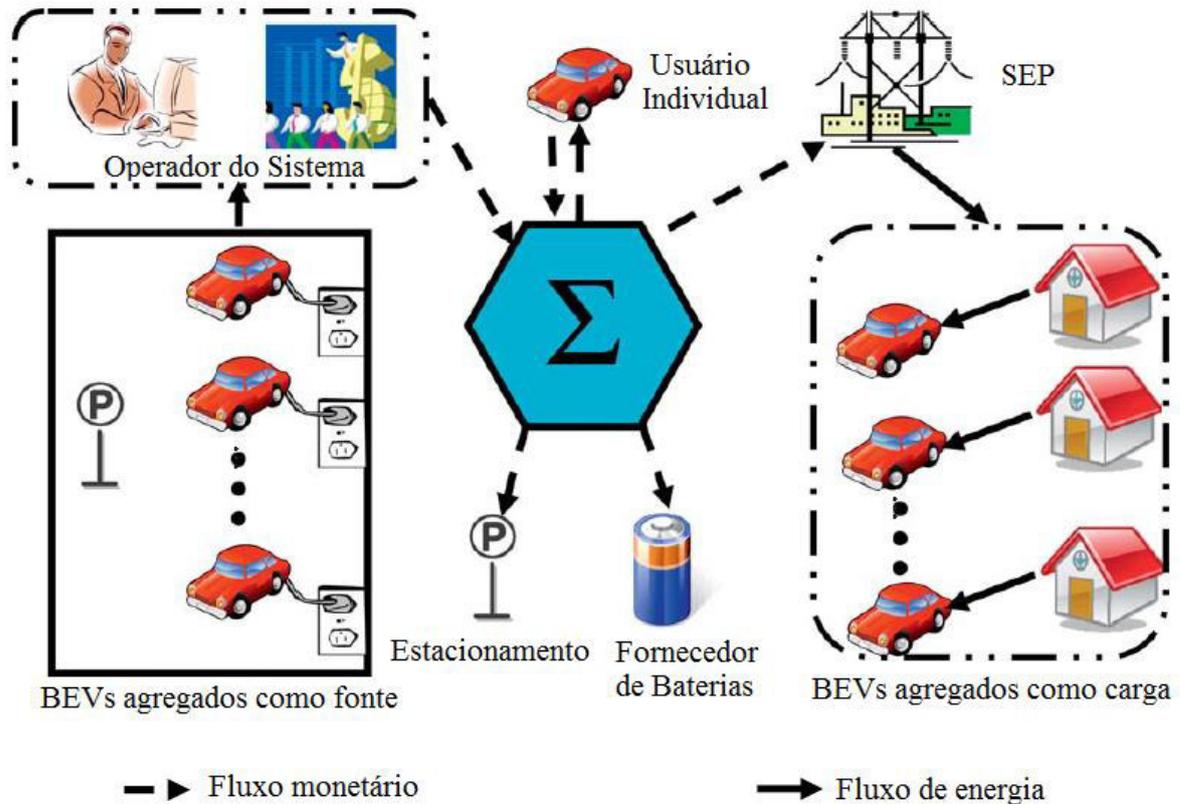
necessitaria de aproximadamente 60.000 BEVs conectados à rede, considerando que estes utilizem um carregador *onboard* bidirecional de potência nominal média de 6 kW.

Ademais, a taxa de motorização (número de veículos por número de habitantes) das grandes áreas metropolitanas brasileiras tem crescido nos últimos anos. Em junho de 2016, o Brasil apresentava uma frota pouco superior a 50,5 milhões de veículos automóveis com placa (DEPARTAMENTO NACIONAL DE TRÂNSITO, 2016). Sendo a população brasileira, estimada em novembro de 2016, cerca de 206 milhões de habitantes, a taxa de motorização média brasileira é aproximadamente 24,5%, ou seja, para cada quatro pessoas existe um veículo automóvel com placa, desconsiderando caminhões, ônibus, motocicletas e outros meios de transporte (INSTITUTO BRASILEIRO DE GEOGRAFIA E ESTATÍSTICA, 2016). Em particular, em junho de 2016, o Ceará apresentava um número total de 1.034.882 automóveis com placa. Logo, 60.000 BEVs representam 5,80% do total, proporção que já foi superada por países como Noruega e Holanda, que em 2015 apresentavam *market shares* de 23,3% e 9,7%, respectivamente (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2016). Além de linearizar a curva de carga, aplicações V2G podem operar como um serviço de regulação adicional, aumentando a robustez e confiabilidade do sistema, e reduzindo custos operacionais das grandes centrais geradoras, efetivamente reduzindo o custo da energia (GUILLE *et al*, 2009).

A estrutura proposta por GUILLE *et al* (2009) afirma que um novo elemento deve ser adicionado ao sistema elétrico de potência, o Agregador, responsável por realizar a associação de uma grande quantidade de veículos elétricos para realizar operações que provoquem impactos positivos no sistema, como regulação, armazenamento de energia e linearização de demanda. Operando como carga, a compra de energia em larga escala diminui os custos, cujo lucro pode ser repartido entre todos os usuários que adotarem a tecnologia V2G. Similarmente, operando como fonte ou elemento armazenador, os usuários podem receber benefícios, como créditos na compra de energia, estacionamentos apropriados, manutenção das baterias, etc. Por isso, o Agregador deve estabelecer um fluxo bidirecional de informação entre cada BEV, e os operadores do sistema, além de ser um agente com alto poder aquisitivo, cujas funções seriam monitorar os status de cada BEV, coletar dados e serviços providenciados pelos BEVs e pelos operadores do sistema e providenciar a interface apropriada para medição de fluxos de energia.

O caminho para a implementação da tecnologia V2G envolve a implementação do Agregador, atender características mínimas como baixo custo, resposta rápida, grande alcance, flexibilidade, confiabilidade e segurança, e promover incentivos que garantam a participação dos usuários na tecnologia (GUILLE *et al*, 2009).

Figura 12 - Estrutura proposta para implementação da tecnologia V2G.



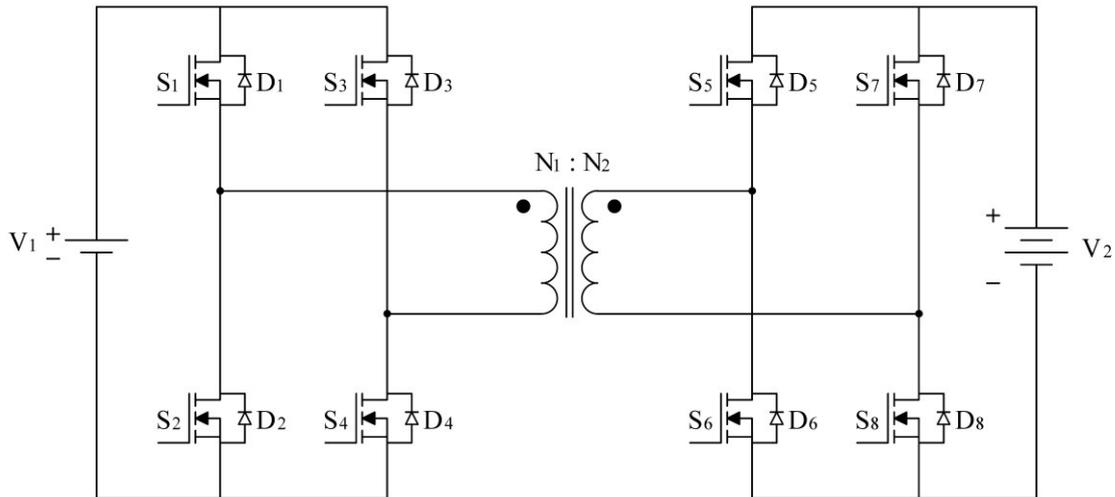
Fonte: GUILLE *et al*, 2009.

2.4. Conversor CC-CC Bidirecional Proposto

Devido ao requerimento de um fluxo bidirecional de energia entre a bateria do veículo elétrico com a microrrede CC ao qual esta é conectada, fica claro que há a necessidade de escolha de uma topologia de conversor que garantam essa reversibilidade de potência. Apesar de alguns conversores simples serem capazes de processar o fluxo de energia bidirecional, a maioria dessas topologias não são atrativas para aplicações de potência superiores a 1 kW. Nessa situação, prefere-se a aplicação de conversores CC-CC bidirecionais de topologia *Dual-Active-Bridge* (DAB) e suas variações (SANTOS, 2011).

Apresentado na Figura 13, o conversor DAB alimentado por tensão é composto por dois conversores ponte completa interligados por um transformador, que, além de garantir o isolamento galvânico, faz a adequação de tensões das fontes conectadas em suas portas e realiza a transferência de potência entre estas (SANTOS, 2011).

As principais vantagens e desvantagens do conversor são apresentadas na Tabela 7.

Figura 13 - Conversor DAB (*Dual-Active-Bridge*).

Fonte: o próprio autor.

Tabela 7 - Principais vantagens e desvantagens do conversor DAB.

Vantagens	Desvantagens
<ul style="list-style-type: none"> • Esforços de tensão nas chaves semicondutoras limitados ao nível de tensão CC; • Esforços de corrente divididos igualmente entre as chaves de cada ponte; • Não são necessários elementos passivos ou ativos para alcançar a comutação não dissipativa; • Transformador com estrutura simplificada, facilitando projeto e montagem. 	<ul style="list-style-type: none"> • Alta ondulação de corrente através dos terminais do conversor, o que pode ser eliminado com circuitos de filtro; • Necessidade de controle ou dispositivos que evitem a saturação do transformador; • Pode apresentar perdas de comutação em situações de pouca carga; • Controle sensível a variações do ângulo de defasagem.

Fonte: SILVA, 2013.

Sendo um dos principais conversores CC-CC utilizados para aplicações de fluxo bidirecional de potência, o conversor DAB possui uma vasta literatura que aborda a análise operativa do mesmo, sendo algumas fontes utilizadas como base deste trabalho encontradas em SANTOS (2011), e SILVA (2013).

Neste trabalho, propõe-se a utilização de um conversor DAB alimentado por tensão para implementação da tecnologia V2G. O estudo detalhado sobre o funcionamento do conversor, suas principais formas de onda, equacionamento e modelagem serão abordados no Capítulo 3.

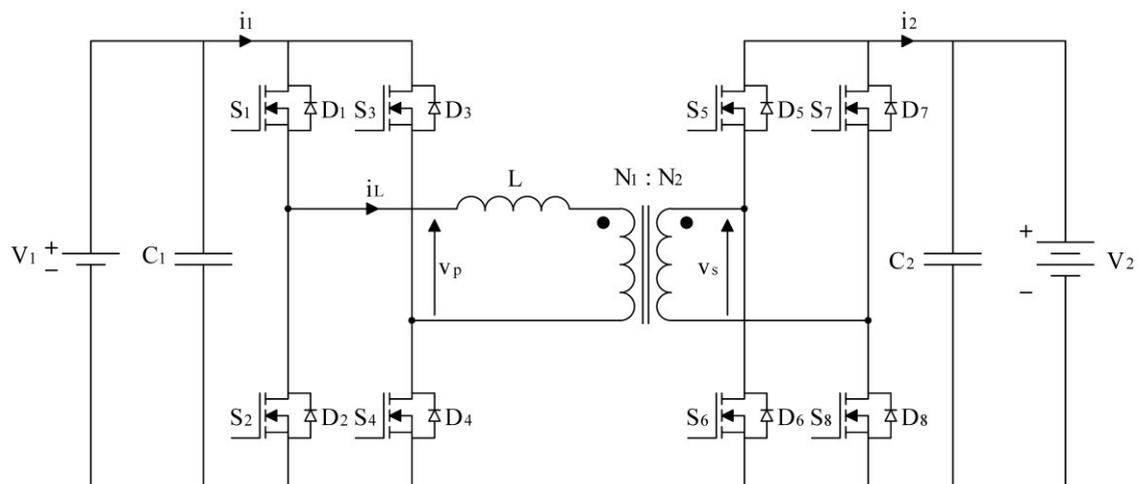
3. ESTUDO DO CONVERSOR DAB

3.1. Apresentação do Conversor DAB

O conversor DAB, como seu nome indica, consiste em duas pontes completas alimentadas por fontes de tensão e ligadas por meio do transformador de isolamento, também responsável pela adequação das tensões das portas do conversor. Sua estrutura de controle convencional é baseada no deslocamento angular φ entre as tensões alternadas nos terminais primário e secundário do transformador, por meio do acionamento dos pares diagonais das pontes completas.

A máxima transferência de potência é alcançada quando o deslocamento angular φ é de $\pm 90^\circ$ ou $\pm \frac{\pi}{2}$, contudo, o conversor é usualmente projetado para operar em defasagens iguais ou inferiores a $\pm 45^\circ$ ou $\pm \frac{\pi}{4}$, devido à alta transferência de energia reativa em maiores ângulos e por questões de estabilidade da malha de controle.

Figura 14 - Estrutura típica de análise do Conversor DAB.



Fonte: o próprio autor.

O acionamento dos pares diagonais gera tensões alternadas nos terminais do transformador e, conseqüentemente, na indutância de transmissão L . Onde em muitos conversores a presença da indutância de dispersão do transformador pode representar uma inconveniência durante o chaveamento, no conversor DAB esta pode ser utilizada para controlar o fluxo de potência entre as portas. Todavia, se seu valor for insuficiente, torna-se necessário a adição de outras indutâncias em série para que se obtenha um valor adequado para transferência de potência.

$$L = L_{disp_pri} + L_{exter_pri} + L_{disp_sec}' + L_{exter_sec}' \quad (1)$$

Onde:

- L é a indutância de transmissão equivalente utilizada para transferência de energia;
- L_{disp_pri} é a indutância de dispersão do primário do transformador;
- L_{exter_pri} é a indutância externa série adicionada ao primário;
- L_{disp_sec}' é a indutância de dispersão do secundário do transformador referida ao primário;
- L_{exter_sec}' é a indutância externa série adicionada ao secundário referida ao primário;

Um dos parâmetros mais importantes no projeto do conversor DAB é a relação de transformação, pois esta define a faixa de operação do conversor onde ocorre comutação não dissipativa por tensão nula, usualmente conhecida como *Zero Voltage Switching (ZVS)*. Quando a igualdade $\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2}$ é satisfeita, o conversor pode operar em qualquer defasagem angular em comutação suave, assumindo que o mesmo esteja em sua metodologia convencional de chaveamento.

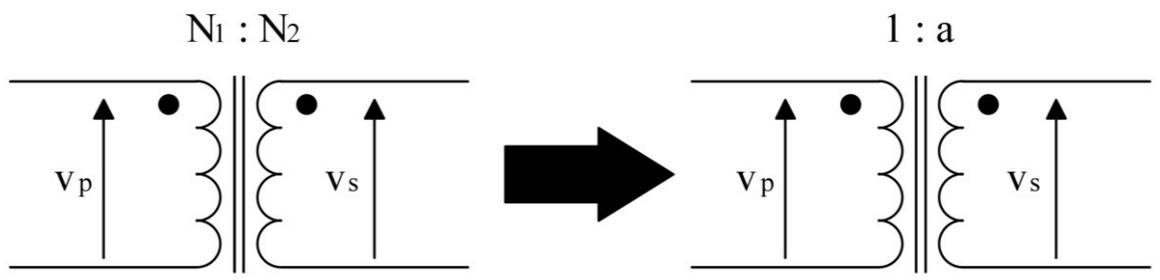
Em sua metodologia convencional de chaveamento, o acionamento dos pares diagonais das chaves semicondutoras das pontes completas é feito com ciclo de trabalho em 50%, ou seja, as tensões alternadas nos terminais primário e secundário do transformador possuem apenas dois níveis, $\pm V_{CC}$, sendo V_{CC} a tensão conectada à respectiva porta do conversor ligada ao terminal do transformador. Por meio da indutância L , haverá um fluxo de potência de uma porta a outra, cujo sentido e módulo dependem do ângulo de defasagem φ entre as tensões alternadas. A esta metodologia de modulação, dá-se o nome *Phase Shift* (SILVA, 2013). Sendo uma das metodologias mais inteligíveis por possuir apenas uma variável de controle φ , sua implementação é simples. Entretanto, para ângulos de defasagem consideráveis, há um aumento significativo no fluxo de potência reativa do conversor nesta metodologia de modulação, assim como não é garantida a operação em ZVS das chaves semicondutoras em toda a faixa de operação quando a relação $\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2}$ não é satisfeita.

Um grau de liberdade pode ser adicionado ao controle do conversor, que é o controle do ciclo de trabalho m da tensão alternada no terminal primário ou secundário do transformador, passando esta a ser composta por três níveis, $\pm V_{CC}$ e 0. A adição do controle do ciclo de trabalho permite estender a faixa de operação com comutação não dissipativa do conversor, assim como minimizar o fluxo de potência reativa, aumentando a eficiência global a custo de

uma complexidade um pouco maior em seu algoritmo de controle. A esta metodologia de modulação, dá-se o nome *Phase Shift Plus One Side Modulation*, ou PSPM (SILVA, 2013; OGGIER *et al*, 2011).

Por questões didáticas e para facilitar a análise do conversor DAB, algumas simplificações podem ser aplicadas. A primeira simplificação a ser realizada é que a relação de transformação passará a ser definida como $1:a$, sendo a a relação de espiras entre o secundário e o primário do transformador $\frac{N_2}{N_1}$.

Figura 15 - Representação do transformador pela relação inversa entre as espiras.



Fonte: o próprio autor.

A segunda simplificação consiste em referir todas as grandezas do secundário do transformador para o primário. Essa simplificação diminui consideravelmente as equações obtidas na análise quantitativa do conversor. Assim, define-se:

$$V_{S'} = \frac{V_S}{a} \quad (2)$$

$$V_2' = \frac{V_2}{a} \quad (3)$$

$$i_2' = a \cdot i_2 \quad (4)$$

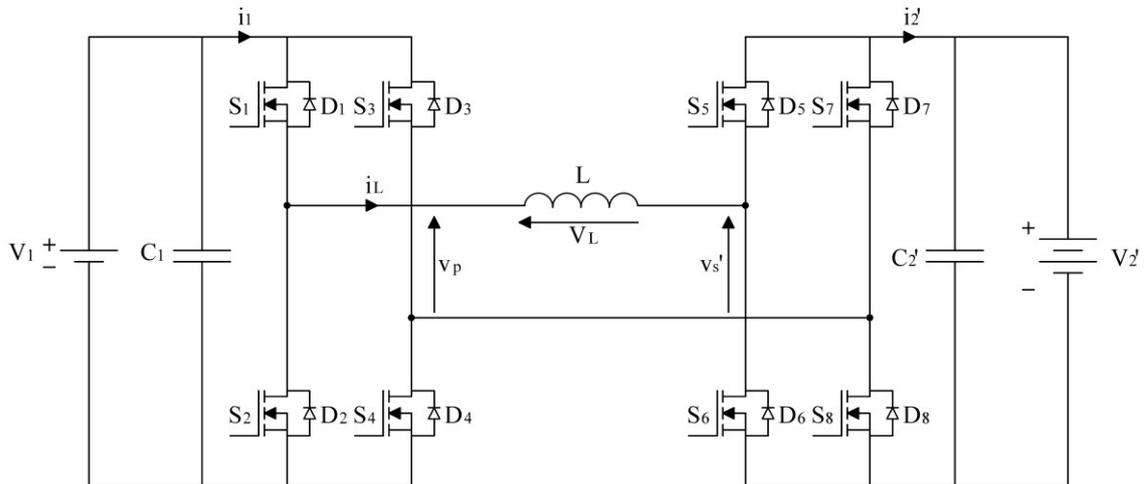
$$C_2' = a^2 \cdot C_2 \quad (5)$$

Onde:

- V_S é a tensão alternada no secundário do transformador;
- V_2 é a tensão da porta 2 do conversor DAB;
- i_2 é a corrente da porta 2 do conversor DAB;
- C_2 é o capacitor filtro da porta 2 do conversor DAB;

A terceira simplificação é que será utilizado o modelo do transformador ideal na análise, ou seja, sua indutância de magnetização é infinita e que não há perdas nos enrolamentos. A indutância de transferência do conversor será representada como uma indutância externa L .

Figura 16 - Modelo simplificado do conversor DAB.



Fonte: o próprio autor.

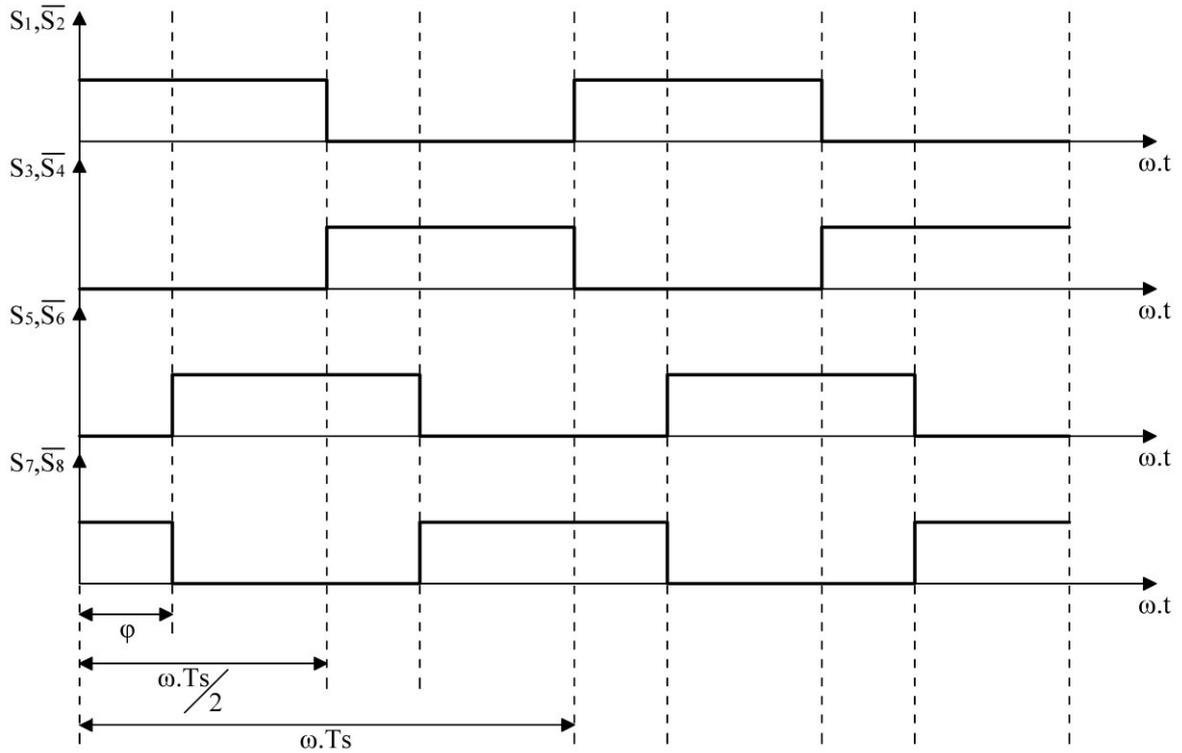
3.2. Estudo do Conversor DAB com modulação *Phase-Shift*

A modulação *Phase Shift*, também conhecida como modulação convencional de chaveamento, consiste em comandar ambas as pontes completas de forma a gerar tensões alternadas com formas de ondas quadradas simétricas, ou seja, com ciclo de trabalho de 50% e dois níveis de tensão. O fluxo de potência é estabelecido pela defasagem angular entre as tensões no primário e no secundário do transformador de isolamento, que quando referidas à um dos lados do conversor, ficam aplicadas à indutância de transmissão.

A Figura 17 apresenta os sinais de comando das chaves semicondutoras do conversor DAB operando na modulação *Phase Shift*. Sendo o eixo das abscissas o ângulo de operação do conversor, em radianos, tem-se que $\omega \cdot Ts = 2\pi$ representa o período angular do conversor, onde Ts é o período em segundos, e seu inverso é Fs , a frequência de comutação das chaves, em hertz. O ângulo de defasagem entre as tensões é representado por ϕ , em radianos. Neste estudo, será considerado um fluxo de potência da porta 1 para a porta 2. Por conveniência e simetria do conversor, os resultados serão estendidos para toda a faixa de operação bidirecional.

Em aplicações práticas, para evitar possíveis curtos-circuitos durante os acionamentos dos braços, deve-se considerar a utilização de um tempo morto entre cada par complementar de chaves semicondutoras.

Figura 17 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modulação *Phase Shift*.



Fonte: o próprio autor.

3.2.1. Etapas de operação do conversor DAB em modulação *Phase Shift*

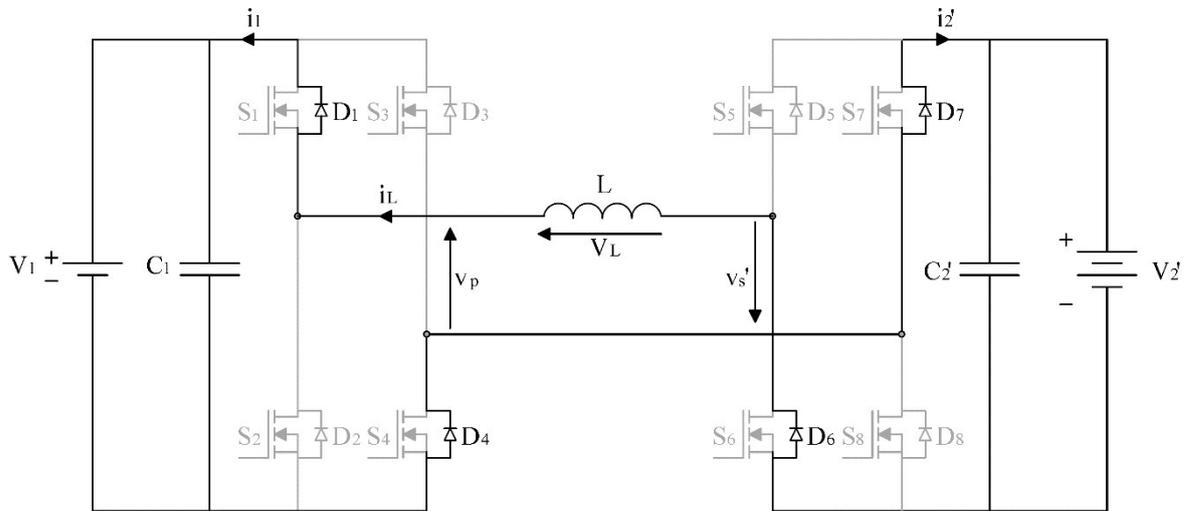
O conversor DAB, quando operando em modulação *Phase Shift*, apresenta seis etapas de operação, definidas a partir do conjunto de dispositivos semicondutores (chaves e diodos) em condução. A duração de cada etapa será expressa em radianos a partir das variáveis θ_i , que representam os ângulos de condução, para $i = [1,2,3,4,5,6]$.

➤ 1ª Etapa de operação ($0 \leq \omega t < \theta_1$)

Durante esta etapa, ocorre o acionamento das chaves S_1 e S_4 , e o desligamento das chaves S_2 e S_3 . A corrente da indutância é negativa (sentido positivo definido pela Figura 16), mas sua taxa de variação é positiva. Assim, esta é conduzida pelos diodos intrínsecos D_1 , D_4 , D_6 e D_7 . Esta etapa ocorrerá enquanto a corrente da indutância for negativa até atingir um valor nulo. Sua variação neste intervalo é definida por:

$$\Delta i_{L1} = \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \theta_1 \quad (6)$$

Figura 18 – 1ª etapa de operação em modulação *Phase Shift*.



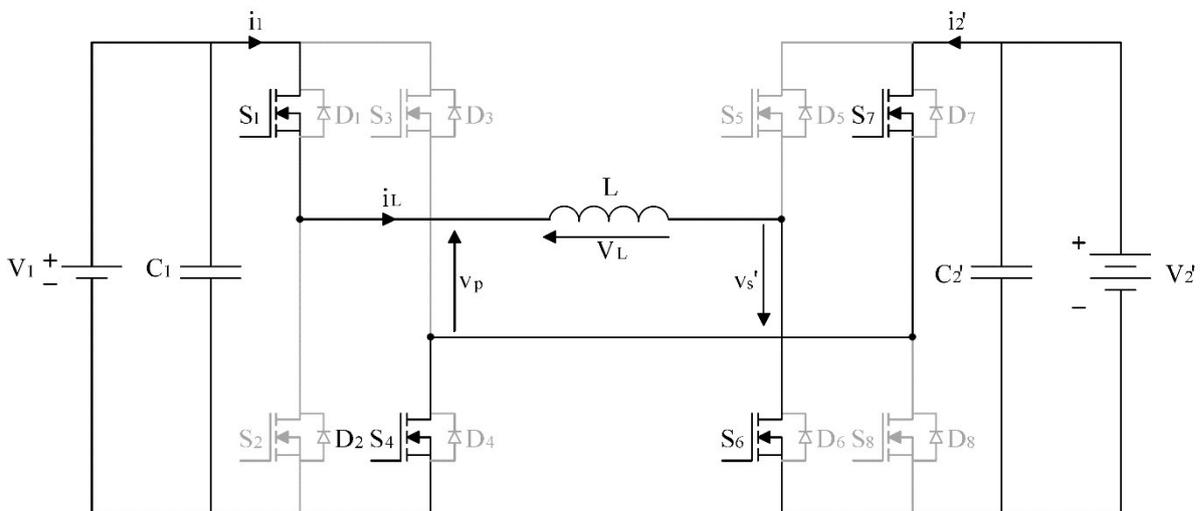
Fonte: o próprio autor.

➤ 2ª Etapa de operação ($\theta_1 \leq \omega t < \theta_2$)

Durante esta etapa, a corrente da indutância é positiva. Logo, ocorre o bloqueio dos diodos D_1 , D_4 , D_6 e D_7 , e a condução através das chaves S_1 , S_4 , S_6 e S_7 , já acionadas previamente. Esta etapa ocorrerá até o momento de acionamento das chaves S_5 e S_8 , e o desligamento de S_6 e S_7 . A variação da corrente da indutância neste intervalo é descrita por:

$$\Delta i_{L2} = \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) (\theta_2 - \theta_1) \quad (7)$$

Figura 19 - 2ª etapa de operação em modulação *Phase Shift*.



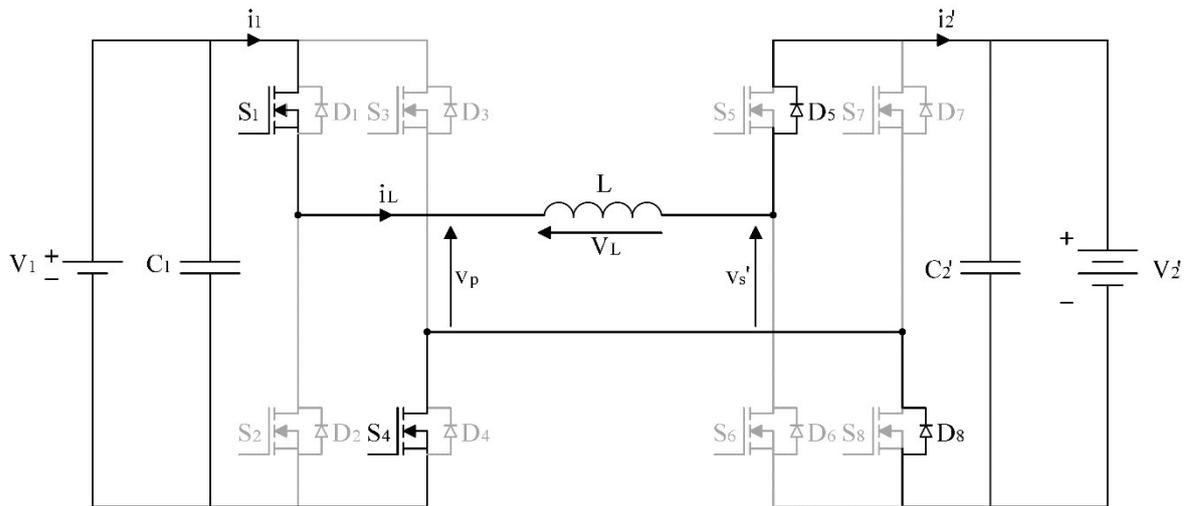
Fonte: o próprio autor.

➤ 3ª Etapa de operação ($\theta_2 \leq \omega t < \theta_3$)

Esta etapa inicia-se com o acionamento das chaves S_5 e S_8 , e o desligamento de S_6 e S_7 . Devido ao sentido positivo da corrente da indutância, a condução será realizada pelos diodos intrínsecos D_5 e D_8 . Esta etapa ocorrerá até o momento de acionamento das chaves S_2 e S_3 , e o desligamento de S_1 e S_4 . A variação da corrente da indutância neste intervalo é menos acentuada, comparada às etapas anteriores. Esta é explícita por:

$$\Delta i_{L3} = \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) (\theta_3 - \theta_2) \quad (8)$$

Figura 20 - 3ª etapa de operação em modulação *Phase Shift*.



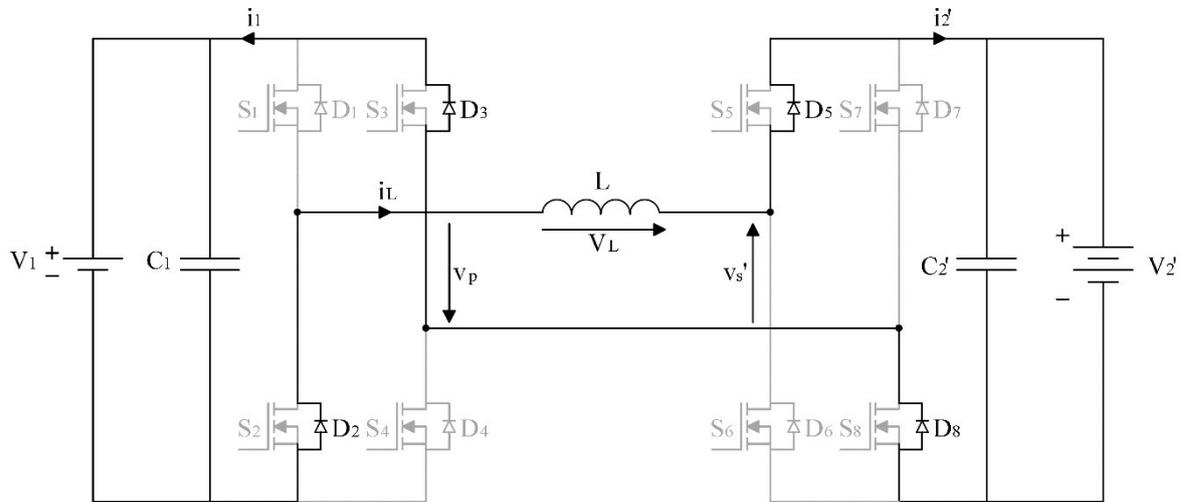
Fonte: o próprio autor.

➤ 4ª Etapa de operação ($\theta_3 \leq \omega t < \theta_4$)

Esta etapa inicia-se com o acionamento das chaves S_2 e S_3 , e o desligamento de S_1 e S_4 . Entretanto, devido ao sentido positivo da corrente da indutância, a condução será realizada pelos diodos intrínsecos D_2 e D_3 . Nesta etapa, a corrente da indutância possui taxa de variação negativa. Esta etapa ocorrerá até o momento em que a mesma se torna nula. A variação da corrente da indutância neste intervalo é expressa como:

$$\Delta i_{L4} = - \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) (\theta_4 - \theta_3) \quad (9)$$

Figura 21 - 4ª etapa de operação em modulação *Phase Shift*.



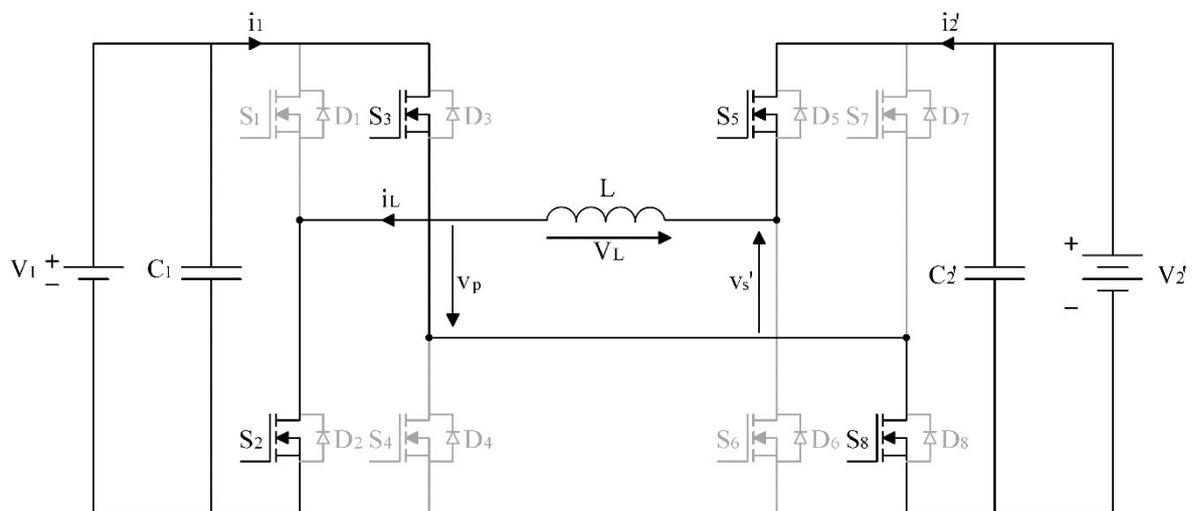
Fonte: o próprio autor.

➤ 5ª Etapa de operação ($\theta_5 \leq \omega t < \theta_4$)

Durante esta etapa, a corrente da indutância é negativa. Logo, ocorre o bloqueio dos diodos D_2 , D_3 , D_5 e D_8 , e a condução através das chaves S_2 , S_3 , S_5 e S_8 , já acionadas previamente. Esta etapa ocorrerá até o momento de acionamento das chaves S_6 e S_7 , e o desligamento de S_5 e S_8 . A variação da corrente da indutância neste intervalo é especificada como:

$$\Delta i_{L5} = - \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) (\theta_5 - \theta_4) \quad (10)$$

Figura 22 - 5ª etapa de operação em modulação *Phase Shift*.



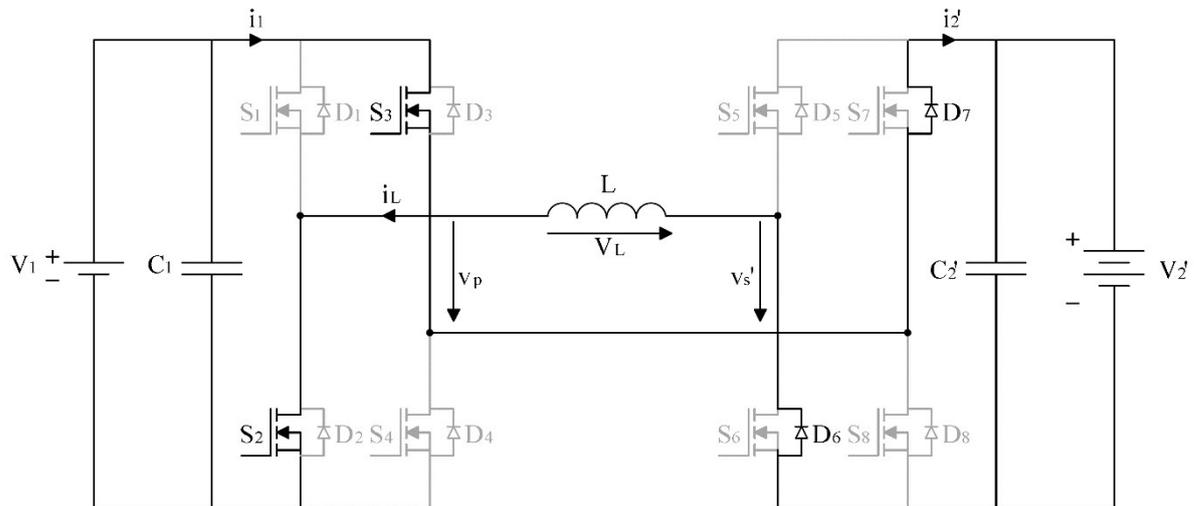
Fonte: o próprio autor.

➤ 6ª Etapa de operação ($\theta_5 \leq \omega t < \theta_6$)

Esta etapa inicia-se com o acionamento das chaves S_6 e S_7 , e o desligamento de S_5 e S_8 . Devido ao sentido negativo da corrente da indutância, a condução será realizada pelos diodos intrínsecos D_6 e D_7 . Esta etapa ocorrerá até o momento de acionamento das chaves S_1 e S_4 , e o desligamento de S_2 e S_3 . A variação da corrente da indutância neste intervalo é menos acentuada, comparada as etapas anteriores, contudo, permanece negativa. Esta é definida por:

$$\Delta i_{L6} = -\left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L}\right)(\theta_6 - \theta_5) \quad (11)$$

Figura 23 - 6ª etapa de operação em modulação Phase Shift.



Fonte: o próprio autor.

➤ Considerações Finais

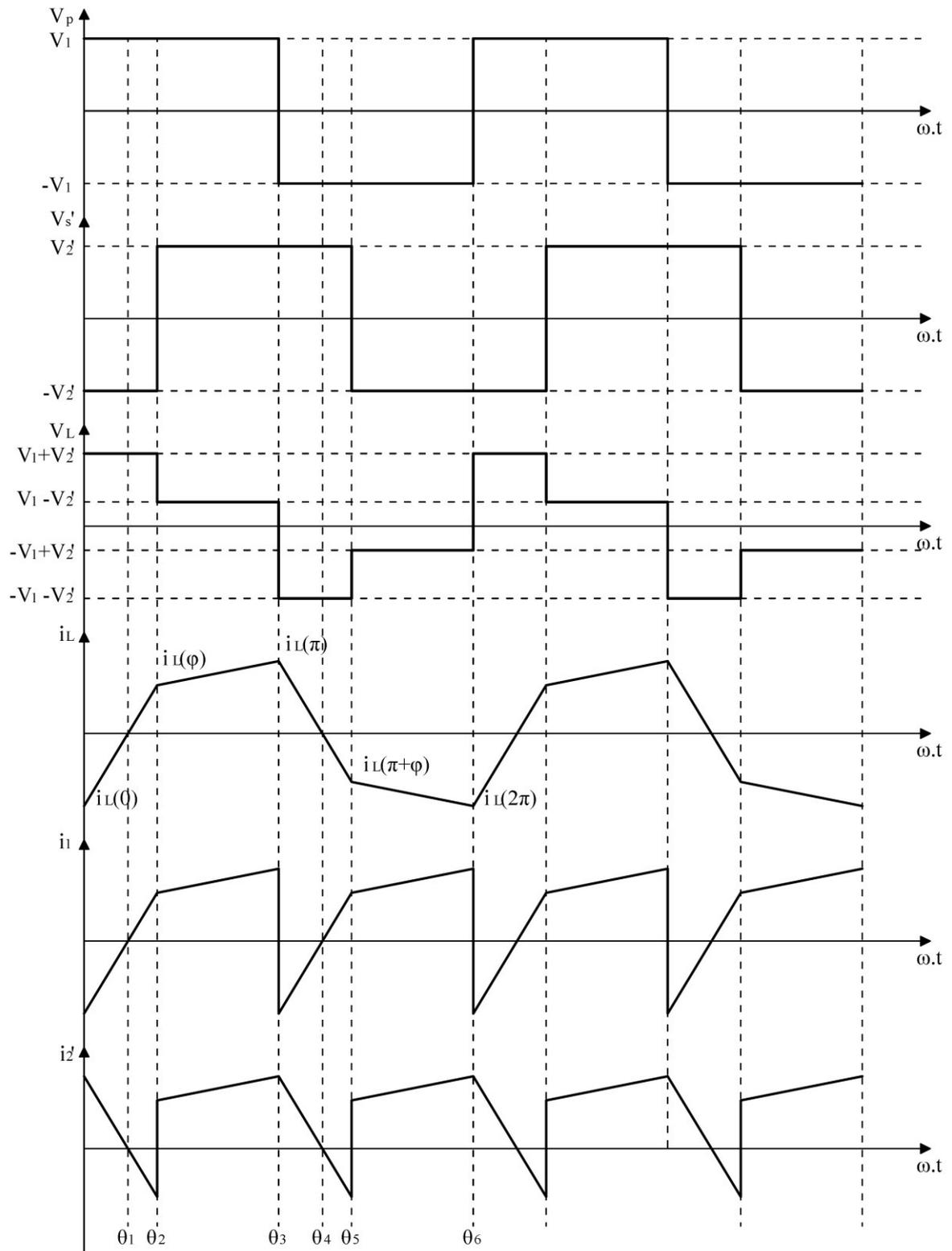
A Figura 24 apresenta as principais formas de onda de tensão e corrente do conversor DAB em modulação *Phase Shift*. A Tabela 8 apresenta um resumo dos semicondutores em condução durante as etapas.

Tabela 8 - Semicondutores acionados por etapa em modulação *Phase Shift*.

Etapas	S_1	D_1	S_2	D_2	S_3	D_3	S_4	D_4	S_5	D_5	S_6	D_6	S_7	D_7	S_8	D_8
1		X						X				X		X		
2	X						X				X		X			
3	X						X			X						X
4			X			X				X						X
5			X		X				X						X	
6			X		X							X		X		

Fonte: o próprio autor.

Figura 24 - Principais formas de onda do conversor DAB em modulação *Phase Shift*.



Fonte: o próprio autor.

Pela comparação entre as etapas 1, 2 e 3 com as etapas 4, 5 e 6, verifica-se a simetria da operação do conversor, que será utilizada para simplificar a análise quantitativa.

3.2.2. Análise quantitativa do conversor DAB em modulação Phase Shift

Neste item, será realizado o equacionamento dos esforços de corrente e tensão nas portas do conversor, o equacionamento do fluxo de potência e os requisitos fundamentais para operação do conversor em modo ZVS.

- Valores instantâneos da corrente na indutância L

A partir da Figura 24, pela simetria de operação do conversor, percebe-se que a corrente da indutância L possui uma frequência igual a frequência de comutação das chaves semicondutoras. Assumindo que esta possua valor médio nulo, as seguintes relações são verdadeiras:

$$\begin{cases} i_L(0) = i_L(2\pi) \\ i_L(\pi) = -i_L(2\pi) \\ i_L(\varphi) = -i_L(\pi + \varphi) \end{cases} \quad (12)$$

Contudo, a partir da análise das etapas do conversor feita no subtópico anterior, a corrente da indutância no instante $\omega t = \pi$ pode ser calculada por:

$$i_L(\pi) = i_L(0) + \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} + \Delta i_{L3} \quad (13)$$

Substituindo (6), (7) e (8) em (13), obtêm-se:

$$-2i_L(0) = \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \theta_2 + \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) (\theta_3 - \theta_2) \quad (14)$$

Sabe-se, a partir da Figura 24, que os ângulos de condução são:

$$\begin{cases} \theta_2 = \varphi \\ \theta_3 = \pi \\ \theta_5 = \pi + \varphi \\ \theta_6 = 2\pi \end{cases} \quad (15)$$

Finalmente, substituindo (15) em (14), faz-se:

$$i_L(0) = - \left(\frac{V_1 + V_2'}{2\omega L} \right) \varphi - \left(\frac{V_1 - V_2'}{2\omega L} \right) (\pi - \varphi) \quad (16)$$

Com o valor inicial da corrente na indutância, calcula-se o valor instantâneo da corrente no instante $\omega t = \varphi$:

$$\begin{cases} i_L(\varphi) = i_L(0) + \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} \\ i_L(\varphi) = \left(\frac{V_1 + V_2'}{2\omega L}\right)\varphi - \left(\frac{V_1 - V_2'}{2\omega L}\right)(\pi - \varphi) \end{cases} \quad (17)$$

Assim, o equacionamento completo da forma de onda da corrente na indutância pode ser definido por:

$$\begin{cases} i_L(\omega t) = i_L(0) + \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L}\right)\omega t & 0 \leq \omega t < \varphi \\ i_L(\omega t) = i_L(\varphi) + \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L}\right)(\omega t - \varphi) & \varphi \leq \omega t < \pi \\ i_L(\omega t) = i_L(\pi) - \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L}\right)(\omega t - \pi) & \pi \leq \omega t < \pi + \varphi \\ i_L(\omega t) = i_L(\pi - \varphi) - \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L}\right)(\omega t - \pi - \varphi) & \pi + \varphi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (18)$$

➤ Corrente média da porta 1

Com base na Figura 24, observa-se que a corrente na porta 1 possui a seguinte relação com a corrente da indutância L :

$$\begin{cases} i_1(\omega t) = i_L(\omega t) & 0 \leq \omega t < \pi \\ i_1(\omega t) = -i_L(\omega t) & \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (19)$$

Assim, verifica-se que a corrente na porta 1 possui o dobro da frequência da corrente da indutância e, conseqüentemente, da comutação das chaves. Seu valor médio pode ser calculado a partir de meio período de chaveamento por meio de:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\pi} i_L(\omega t) d\omega t \right) \quad (20)$$

Com base na Equação (18), a integral deve ser resolvida através da subdivisão entre os dois primeiros intervalos. Logo:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \left(\underbrace{\int_0^{\varphi} \left[i_L(0) + \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \omega t \right] d\omega t}_{I_1(I)} + \underbrace{\int_{\varphi}^{\pi} \left[i_L(\varphi) + \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) (\omega t - \varphi) \right] d\omega t}_{I_1(II)} \right) \quad (21)$$

A resolução dos termos $I_1(I)$ e $I_1(II)$ são dadas por:

$$\begin{cases} I_1(I) = \frac{-V_1\pi\varphi + V_1\varphi^2 + V_2'\pi\varphi - V_2'\varphi^2}{2\omega L} \\ I_1(II) = \frac{-V_1\varphi^2 + V_1\pi\varphi - V_2'\varphi^2 + V_2'\pi\varphi}{2\omega L} \end{cases} \quad (22)$$

Substituindo (22) em (21), encontra-se a corrente média da porta 1, dada por:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \left(\frac{2V_2'\pi\varphi - 2V_2'\varphi^2}{2\omega L} \right) \quad (23)$$

Assim, substituindo o valor de V_2' pelo seu valor original, como previamente estabelecido pela relação descrita em (3), e reorganizando a equação (23), obtêm-se:

$$I_1 = \frac{V_2}{a\omega L} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (24)$$

Onde:

- $\omega = 2\pi F_s$ é a frequência de comutação do conversor, em rad/s;
- F_s é a frequência de comutação do conversor, em Hz.

➤ Potência média transmitida e corrente média na porta 2

A potência média transferida entre as fontes V_1 e V_2 podem ser determinadas facilmente a partir da multiplicação da Equação (24) pelo valor médio de tensão da porta 1. Assumindo que o conversor é ideal, e estendendo-se o resultado obtido em (24) para um fluxo bidirecional de potência, obtêm-se:

$$P = \frac{V_1 V_2}{a\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (25)$$

A corrente média na porta 2 pode ser facilmente obtida a partir da divisão da Equação (25) pelo valor médio de tensão da porta 2:

$$I_2 = \frac{V_1}{a\omega L} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) \quad (26)$$

O resultado de (25) apresenta algumas características interessantes do conversor DAB. Percebe-se que o controle do fluxo de potência do conversor, como já esperado, é definido pelo ângulo de defasagem φ . Contudo, percebe-se que é possível controlar o valor médio da corrente na porta 1 variando-se a tensão média na porta 2 e vice-versa, assim como com a frequência de comutação do conversor.

A variação do valor médio de tensão das portas pode ser alcançada através do método de modulação PSPM, mas este método é usualmente utilizado para estender a região de comutação suave do conversor, como será apresentado futuramente.

O controle de fluxo de potência pela variação de frequência também não é recomendado para o DAB, pois pode levar o conversor a operar como um conversor SLR (*Series Loaded Resonant*), acarretando problemas de estabilidade (SANTOS, 2011).

Para um estudo mais genérico, SANTOS (2011) propõe a normatização das grandezas em função de valores de base, definidos como:

$$\begin{cases} V_{Base} = V_1 \\ I_{Base} = \frac{V_1}{\omega L} \\ P_{Base} = \frac{V_1^2}{\omega L} \end{cases} \quad (27)$$

Assim, a potência ativa, em p.u., entregue pelo conversor passa a ser definida por:

$$P_{p.u.} = \frac{P}{P_{Base}} = \frac{V_2}{aV_1} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (28)$$

Definindo-se o ganho de tensão do conversor referido ao primário como:

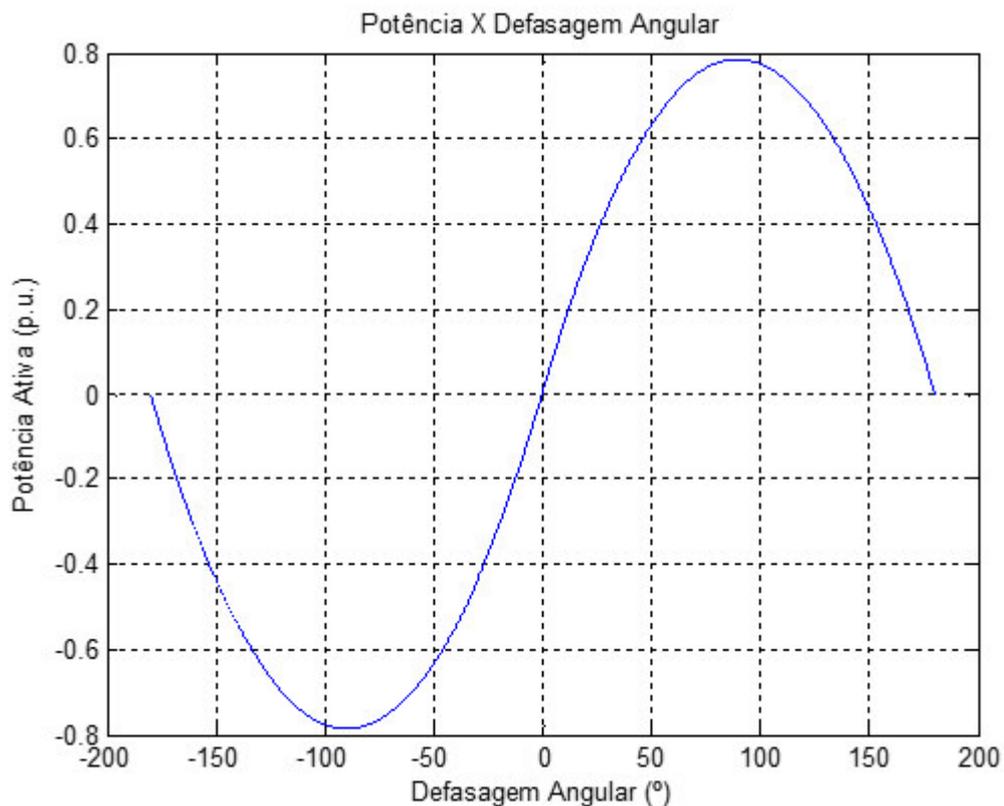
$$d = \frac{V_2}{aV_1} \quad (29)$$

E substituindo (29) em (28), obtêm-se a equação simplificada do fluxo de potência do conversor DAB em p.u.:

$$P_{p.u.} = d \cdot \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (30)$$

Para um ganho de tensão $d = 1$, a Figura 25 apresenta a curva de fluxo de potência entre as portas do conversor. Valores positivos indicam um fluxo de potência das portas 1 para 2, e negativos indicam um fluxo de potência das portas 2 para 1.

Figura 25 - Potência ativa em p.u. do conversor DAB *versus* defasagem angular ($d = 1$).



Fonte: o próprio autor.

A defasagem angular que representa os pontos de máxima potência da curva pode ser encontrada a partir de:

$$\frac{dP_{p.u.}}{d\varphi} = 0 \quad (30)$$

$$d\left(1 - \frac{|2\varphi|}{\pi}\right) = 0 \quad (31)$$

$$\varphi = \pm \frac{\pi}{2} \quad (32)$$

Apesar de poder operar com defasagens angulares superiores a 90°, a operação nestas regiões não é aconselhável, devido a problemas de instabilidade no ponto de vista de controle (um aumento do esforço de controle, sendo este a defasagem angular, provoca a diminuição do fluxo de potência) como pelo aumento demasiado do fluxo de energia reativa no conversor, aumentando os esforços de corrente nos semicondutores e reduzindo a eficiência do dispositivo.

➤ Corrente eficaz na porta 1

A corrente eficaz da porta 1 do conversor pode ser determinada a partir de:

$$I_{1(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} i_L(\omega t)^2 d\omega t \right]} \quad (33)$$

Com base na Equação (18), a integral deve ser resolvida através da subdivisão entre os dois primeiros intervalos, similarmente ao cálculo da corrente média. Logo:

$$I_{1(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\underbrace{\int_0^{\varphi} \left[i_L(0) + \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \omega t \right]^2 d\omega t}_{I_{1(RMS)}(I)} + \underbrace{\int_{\varphi}^{\pi} \left[i_L(\varphi) + \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) (\omega t - \varphi) \right]^2 d\omega t}_{I_{1(RMS)}(II)} \right]} \quad (34)$$

Desenvolvendo-se os termos $I_{1(RMS)}(I)$ e $I_{1(RMS)}(II)$ da Equação (34), obtêm-se:

$$I_{1(RMS)}(I) = \frac{1}{3} \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right)^2 \varphi^3 + \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) i_L(0) \cdot \varphi^2 + i_L(0)^2 \varphi \quad (35)$$

$$I_{2(RMS)}(II) = \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right)^2 \left[\frac{1}{3} (\pi^3 - \varphi^3) - \varphi(\pi^2 - \varphi^2) + \varphi^2(\pi - \varphi) \right] \\ + \left(\frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) [(\pi^2 - \varphi^2) - 2\varphi(\pi - \varphi)] i_L(\varphi) + i_L(\varphi)^2 (\pi - \varphi) \quad (36)$$

Substituindo (16) em (35), (17) em (36), e seus respectivos resultados em (34), com o auxílio de *softwares* computacionais que operam com variáveis simbólicas, como Matlab[®], obtêm-se a equação que define o valor eficaz de corrente da porta 1 em função da defasagem angular:

$$I_{1(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{12\pi} \left[\frac{12V_1V_2'\pi\varphi^2 - 8V_1V_2'\varphi^3 - 2V_1V_2'\pi^3 + V_1^2\pi^3 + V_2'^2\pi^3}{(\omega L)^2} \right]} \quad (37)$$

Normalizando-se a equação através da divisão pelo valor da corrente de base, definida em (27), obtêm-se a corrente eficaz na porta 1 em p.u.:

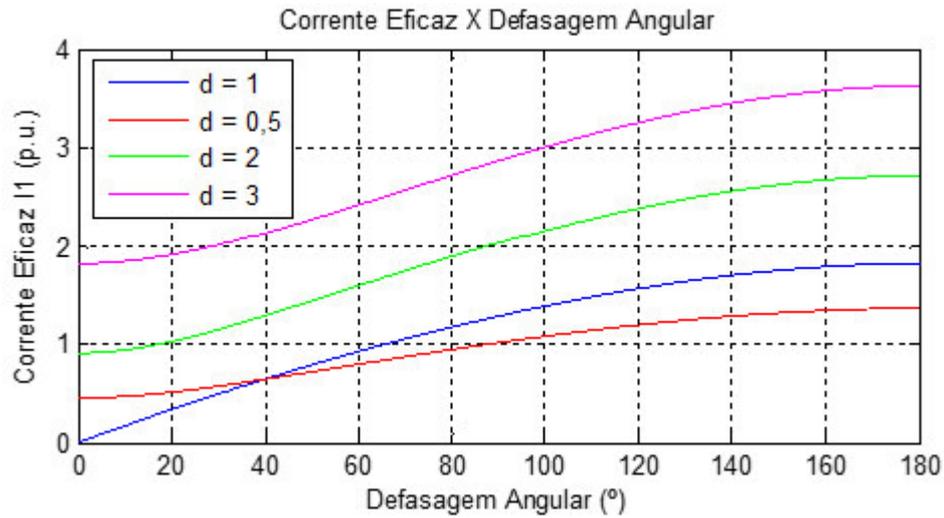
$$I_{1(RMS)p.u.} = \sqrt{\frac{1}{12\pi} (12d\pi\varphi^2 - 8d\varphi^3 - 2d\pi^3 + \pi^3 + d^2\pi^3)} \quad (38)$$

Devido a sua complexa natureza, por conveniência, a Figura 26 apresenta várias possibilidades de curvas de corrente eficaz na porta 1 para diversos valores de ganho de tensão d . Percebe-se que, para valores diferentes do unitário, mesmo em defasagem angular zero, o conversor DAB apresenta uma corrente eficaz que circula em seu interior, sem entregar potência ativa para a outra porta. Essa circulação de corrente representa uma potência reativa processada pelo conversor.

Não só isso, como para valores de d elevados, o valor eficaz da corrente se torna elevado, o que prejudica a eficiência global do conversor.

Posteriormente, será demonstrado que para o valor unitário de d obtêm-se operação com comutação não dissipativa por tensão nula em toda a faixa de operação do conversor.

Figura 26 - Corrente eficaz na porta 1 para vários valores de d .



Fonte: o próprio autor.

➤ Corrente eficaz na porta 2

Através da Figura 24, verifica-se que a corrente na porta 2, em função da corrente na indutância, pode ser definida por:

$$\begin{cases} i_2'(\omega t) = i_L(\omega t) & \varphi \leq \omega t < \pi + \varphi \\ i_2'(\omega t) = -i_L(\omega t) & \pi + \varphi \leq \omega t < 2\pi + \varphi \end{cases} \quad (39)$$

Logo, percebe-se que a seguinte relação da corrente da porta 2 com a porta 1 é verdadeira:

$$i_2'(\omega t)^2 = i_L(\omega t)^2 = i_1(\omega t)^2 \quad (40)$$

Conseqüentemente, o valor eficaz da corrente na porta 2 refletida ao primário do transformador é o mesmo da corrente eficaz na porta 1:

$$I_{2(RMS)p.u.}' = \sqrt{\frac{1}{12\pi} (12d\pi\varphi^2 - 8d\varphi^3 - 2d\pi^3 + \pi^3 + d^2\pi^3)} \quad (41)$$

➤ Potência aparente, potência reativa e fator de potência

A potência aparente do conversor entregue pela porta 1, em VA, pode ser obtida através da multiplicação do valor de tensão da porta pelo seu respectivo valor de corrente eficaz:

$$S = V_1 I_{1(RMS)} \quad (42)$$

Seu valor em p.u. é equivalente à corrente eficaz da porta 1 em p.u.:

$$S_{p.u.} = I_{1(RMS)p.u.} \quad (43)$$

Assim, a potência reativa, em VAR, pode ser calculada a partir da seguinte relação:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (44)$$

Seu valor, em p.u., pode ser obtido a partir da substituição das variáveis pelas suas respectivas representações em p.u., tornando-se:

$$Q_{p.u.} = \sqrt{S_{p.u.}^2 - P_{p.u.}^2} \quad (45)$$

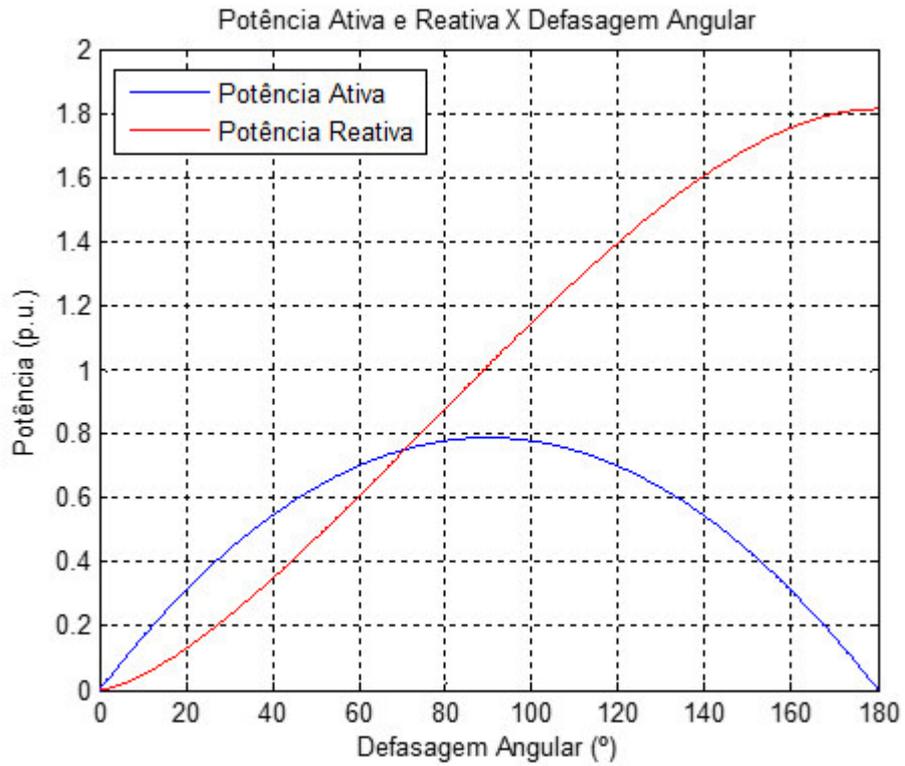
A Figura 27 apresenta o gráfico da potência ativa e reativa que flui pelo conversor em função da defasagem angular, para um ganho de tensão $d = 1$. Observa-se que, mesmo nesta relação, a potência aparente que flui para o conversor torna-se bastante significativa para ângulos de defasagem iguais ou superiores a 60° , efetivamente superando o valor de potência ativa em torno de uma defasagem de 70° .

Uma das metodologias para determinar o fator de utilização da estrutura é calcular o “fator de potência” da mesma, definido por:

$$FP = \frac{P_{p.u.}}{S_{p.u.}} \quad (46)$$

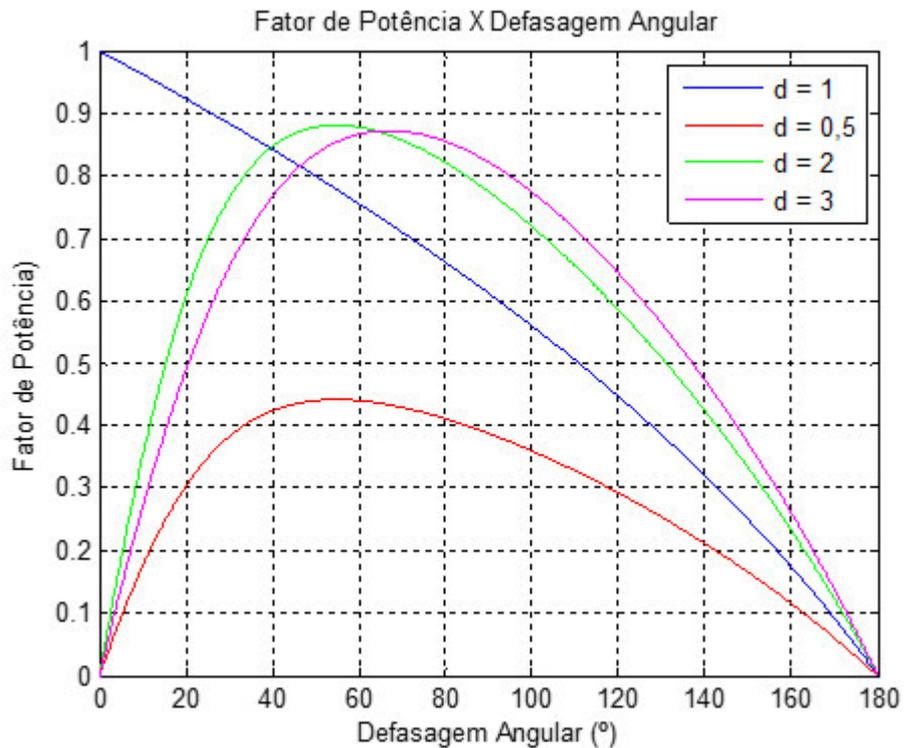
A curva do fator de potência do conversor, para vários valores de ganho de tensão, é apresentada na Figura 28.

Figura 27 - Potência ativa e reativa do conversor em função da defasagem angular.



Fonte: o próprio autor.

Figura 28 - Fator de potência do conversor em função da defasagem angular.



Fonte: o próprio autor.

Percebe-se que, para valores unitários de d , o fator de potência do conversor é alto em baixos ângulos de defasagem, decrescendo com o aumento do mesmo. Apesar de apresentarem maiores fatores de potência, em determinadas faixas, quando o ganho de tensão é superior à unidade o fator de potência é baixo para pequenos ângulos de defasagem. Para ganhos de tensão inferiores a unidade, a operação do conversor é indesejada, apresentando baixíssimo fator de potência. A partir da Figura 28, percebe-se que um bom ponto geral de operação do conversor é em torno de 45° de defasagem angular, o que torna o fator de potência aceitável para boa parte das curvas, sendo igual ou superior a 0,8.

➤ Condição de comutação não dissipativa por tensão nula

Uma das principais atratividades do conversor DAB é pelo fato deste poder operar com comutação suave em suas chaves sem a adição de componentes extras à sua estrutura básica.

A comutação suave ZVS no conversor DAB ocorre quando nos instantes anteriores ao ligamento de uma determinada chave semicondutora a corrente da indutância flui no sentido reverso por esta, descarregando suas capacitâncias parasitas e efetivamente polarizando seu diodo intrínseco.

Essa condição é satisfeita quando:

$$\begin{cases} i_L(\varphi) > 0 \Rightarrow i_L(\pi + \varphi) < 0 \\ i_L(\pi) > 0 \Rightarrow i_L(0) < 0 \end{cases} \quad (47)$$

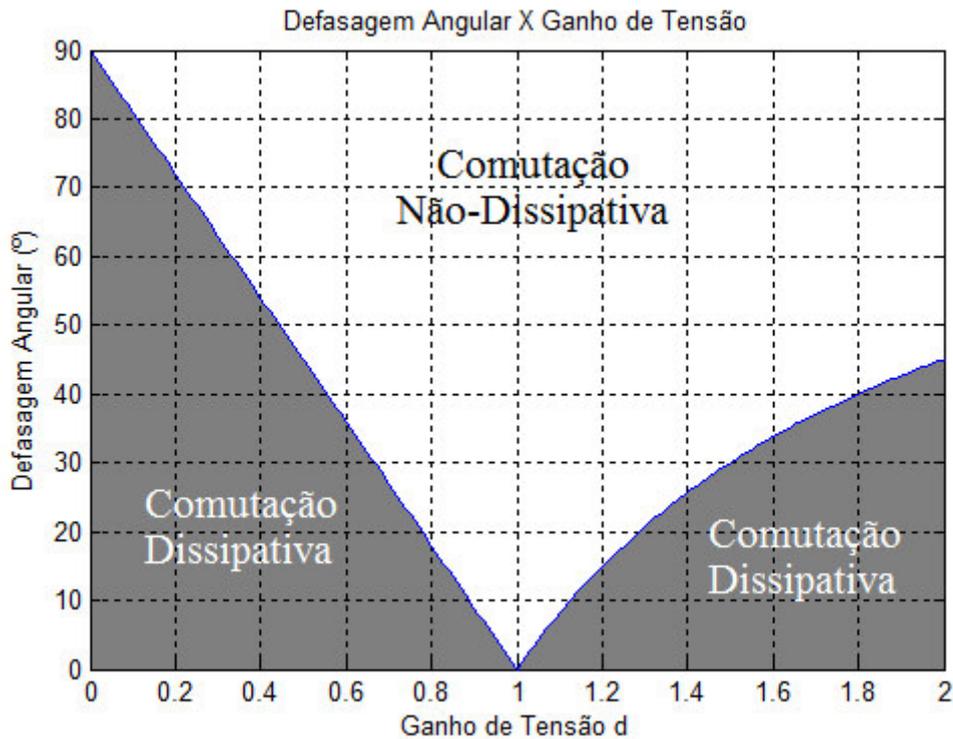
Substituindo (16), (17), e utilizando as relações definidas em (12) em (47), obtêm-se as seguintes condições de operação, apresentadas na Tabela 9:

Tabela 9 - Condições para comutação não dissipativa em modulação *Phase Shift*.

Fluxo de Potência	Condição para comutação não dissipativa	
	$d \leq 1$	$d > 1$
$\varphi \geq 0$	$\varphi \geq (1 - d) \frac{\pi}{2}$	$\varphi \geq \left(1 - \frac{1}{d}\right) \frac{\pi}{2}$
$\varphi < 0$	$\varphi \leq (d - 1) \frac{\pi}{2}$	$\varphi \leq \left(\frac{1}{d} - 1\right) \frac{\pi}{2}$

Fonte: o próprio autor.

Figura 29 - Regiões de comutação dissipativa e não dissipativa em função de d .



Fonte: o próprio autor.

Percebe-se que, para um ganho de tensão unitário, o conversor DAB possui comutação suave ZVS em toda a sua faixa de operação. Por isso, é aconselhado, durante o seu projeto, que o transformador possua uma relação de transformação tal que $d = 1$ em condições nominais de operação (SILVA, 2011).

Ganhos de tensão diferentes da unidade ($d \neq 1$) são problemáticos em regiões de baixo carregamento do conversor, como apresentado na Figura 29. Esse problema é ampliado devido à grande quantidade de energia reativa que circula no conversor, como descrito previamente a partir da Figura 28.

➤ Influência da variação de carga no conversor DAB operando em malha aberta

Considera-se que a carga do conversor DAB pode ser representada por uma resistência, cujo valor pode ser representado por:

$$R_2 = \frac{V_2^2}{P} \quad (48)$$

Substituindo a equação que define o fluxo de potência do conversor apresentada em (25) em (48), e isolando-se a tensão na porta 2 do conversor, adquire-se:

$$V_2 = \frac{V_1}{a\omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) R_2 \quad (49)$$

A Equação (49) demonstra que, em malha aberta, a tensão da porta que recebe potência varia linearmente com a resistência de carga, assumindo todos os outros parâmetros fixos. Isso significa que, quando em vazio, o conversor DAB injetaria uma corrente que continuamente carregaria a capacitância da respectiva porta, aumentando continuamente sua tensão até que as isolações dos componentes ficassem comprometidas, ocorrendo um defeito grave.

➤ Saturação do transformador

Uma das principais preocupações que deve ser considerada no controle do conversor DAB é que se garanta que o transformador não entre em saturação por apresentar um nível CC de tensão em algum dos seus enrolamentos ou que o transformador não conduza correntes contínuas em seus enrolamentos.

BARBI (2007) propõe a utilização de um capacitor de acoplamento em série com a indutância projetado para uma frequência de ressonância bastante inferior à frequência de chaveamento.

A frequência de ressonância entre uma capacitância e uma indutância pode ser definida pela expressão:

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (50)$$

Onde:

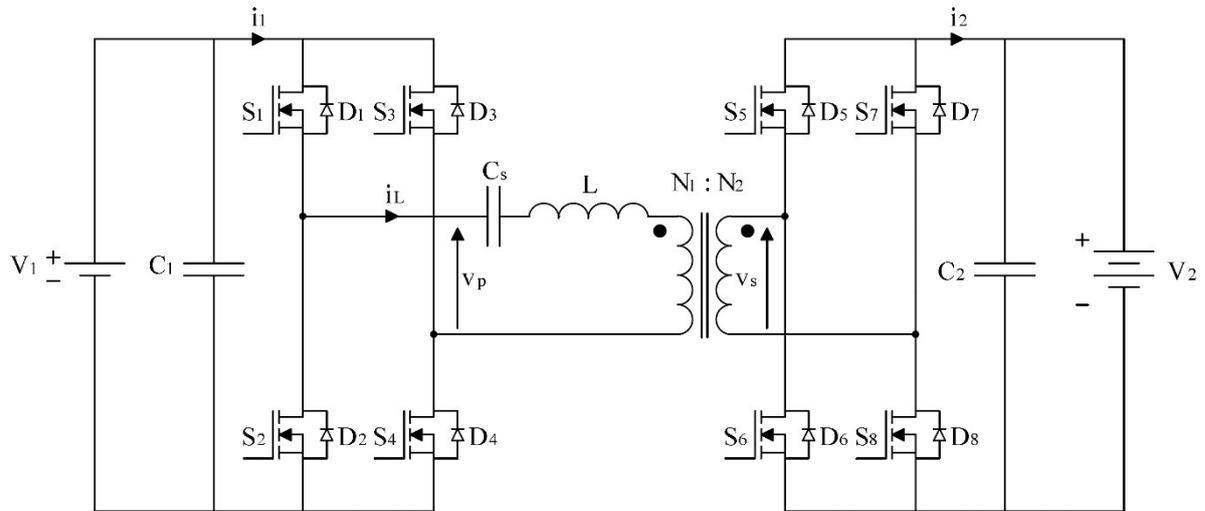
- F_o é a frequência de ressonância;
- C_s é a capacitância de acoplamento série;

Assim, o capacitor pode ser dimensionado por:

$$C_s \geq \frac{1}{4\pi^2 F_o^2 L} \quad (51)$$

Na prática, a escolha de uma frequência ressonante 10 vezes inferior a frequência de chaveamento é suficiente, tornando o impacto do capacitor na operação do conversor mínima em troca de um grande benefício na simplificação do controle (BARBI, 2007).

Figura 30 - Inclusão do capacitor de acoplamento no conversor DAB



Fonte: o próprio autor.

➤ Dimensionamento da indutância de transmissão e das capacitâncias de filtro

Definindo-se os valores de tensão das portas do conversor, da relação de transformação do transformador, da potência nominal entregue por este e do seu ângulo de defasagem nominal de operação, a indutância de transmissão pode ser dimensionada a partir do rearranjo de (25), obtendo-se:

$$L = \frac{V_1 V_2}{a \omega P} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (52)$$

Para dimensionamento das capacitâncias de filtro das portas do conversor, a expressão a seguir pode ser utilizada (BARBI, 2007):

$$C = \frac{\Delta i_L}{2\pi F_s \Delta V_C} \quad (53)$$

Onde:

- Δi_L é a variação pico a pico de corrente no indutância;
- F_s é a frequência de comutação das chaves;
- ΔV_C é a variação de tensão desejada no capacitor;

A variação de corrente na indutância depende do ganho de tensão d do conversor, pois seus valores de pico podem ocorrer em $\omega t = \varphi$ (para $d < 1$) ou $\omega t = \pi$ (para $d > 1$). Sendo o

ganho de tensão $d \cong 1$, a variação de corrente na indutância pode ser aproximada genericamente por:

$$\Delta i_L = 2 \frac{[i_L(\varphi) + i_L(\pi)]}{2} = i_L(\varphi) + i_L(\pi) \quad (54)$$

Substituindo (16) e (17), e utilizando as relações definidas em (12), em (54), obtêm-se:

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \varphi \quad (55)$$

Substituindo (55) em (53), define-se o valor de capacitância desejado como:

$$C = \frac{(V_1 + V_2')\varphi}{(2\pi F_s)^2 L \cdot \Delta V_C} \quad (56)$$

Logo, o capacitor de filtro nas portas 1 e 2 serão:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{(V_1 + V_2')\varphi}{(2\pi F_s)^2 L \cdot \Delta V_1} \\ C_2' = \frac{(V_1 + V_2')\varphi}{(2\pi F_s)^2 L \cdot \Delta V_2'} \end{cases} \quad (57)$$

O valor original da capacitância da porta 2 é obtido através do processo inverso definido por (5), sendo:

$$C_2 = \frac{C_2'}{a^2} \quad (58)$$

O cálculo da resistência série equivalente (RSE) recomendada dos capacitores pode ser realizado a partir da expressão (BARBI, 2007):

$$RSE = \frac{\Delta V_C}{\Delta i_L} \quad (59)$$

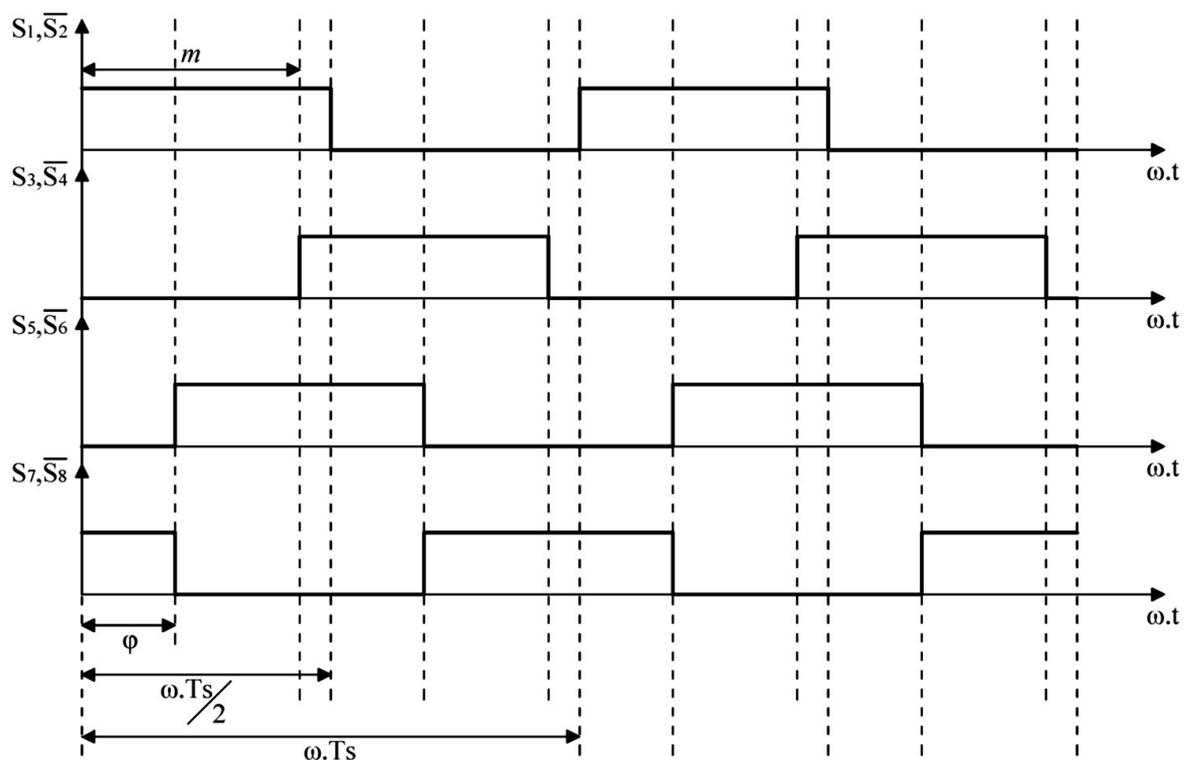
3.3. Estudo do Conversor DAB com modulação PSPM

Como pôde ser observado, o conversor DAB é capaz de operar em modo de comutação suave ZVS em todas as chaves semicondutoras do mesmo. Contudo, para o modo convencional de modulação, conhecido como *Phase Shift*, a região de operação em tal modo é restrita por determinadas condições, podendo operar com toda sua faixa apenas se a condição de ganho de tensão unitário for satisfeita.

Proposta por OGGIER *et al* (2006), uma nova estratégia de modulação foi elaborada para estender a região de comutação suave para qualquer ponto de operação do conversor. Esta nova estratégia propõe a modulação da largura do pulso de tensão em uma das pontes do conversor, que passará a ter três níveis, $\pm V_{CC}$ e 0. A adição dessa variável representa um grau de liberdade adicional no controle, que permite manipular a corrente na indutância para que se possa ampliar a região de operação em comutação suave.

Essa forma de chaveamento pode ser facilmente implementada a partir da defasagem entre os dois braços da mesma ponte que se deseja controlar a largura do pulso, como apresentado na Figura 31.

Figura 31 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modulação PSPM.



Fonte: o próprio autor.

Sendo considerada uma melhoria direta da modulação convencional, a modulação PSPM também permite reduzir a quantidade de potência reativa processada pelo conversor e minimizar as perdas do mesmo (OGGIER *et al*, 2011).

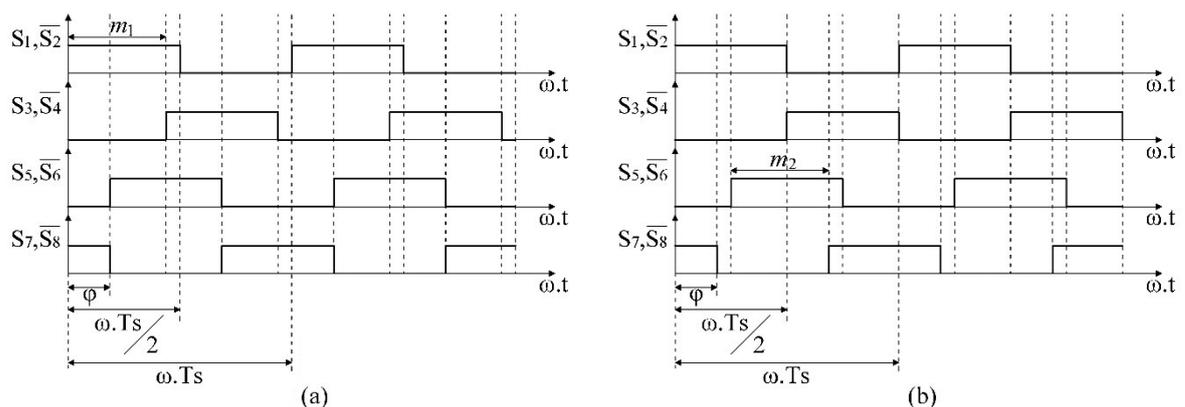
3.3.1. Etapas de operação do conversor DAB em modulação PSPM

Quando operando em modulação PSPM, o conversor DAB apresenta oito ou doze etapas de operação, dependendo do sentido do fluxo de potência e da largura do pulso de tensão utilizado. Seis destas etapas são equivalentes ao modo *Phase Shift* convencional, enquanto as outras etapas são novas (OGGIER, 2006).

O fluxo de potência do conversor possui dois graus de liberdade, ou seja, pode ser controlado pela defasagem angular entre as tensões dos terminais primário e secundário do transformador, como também pela modulação da largura do pulso de tensão em um destes lados (OGGIER, 2006).

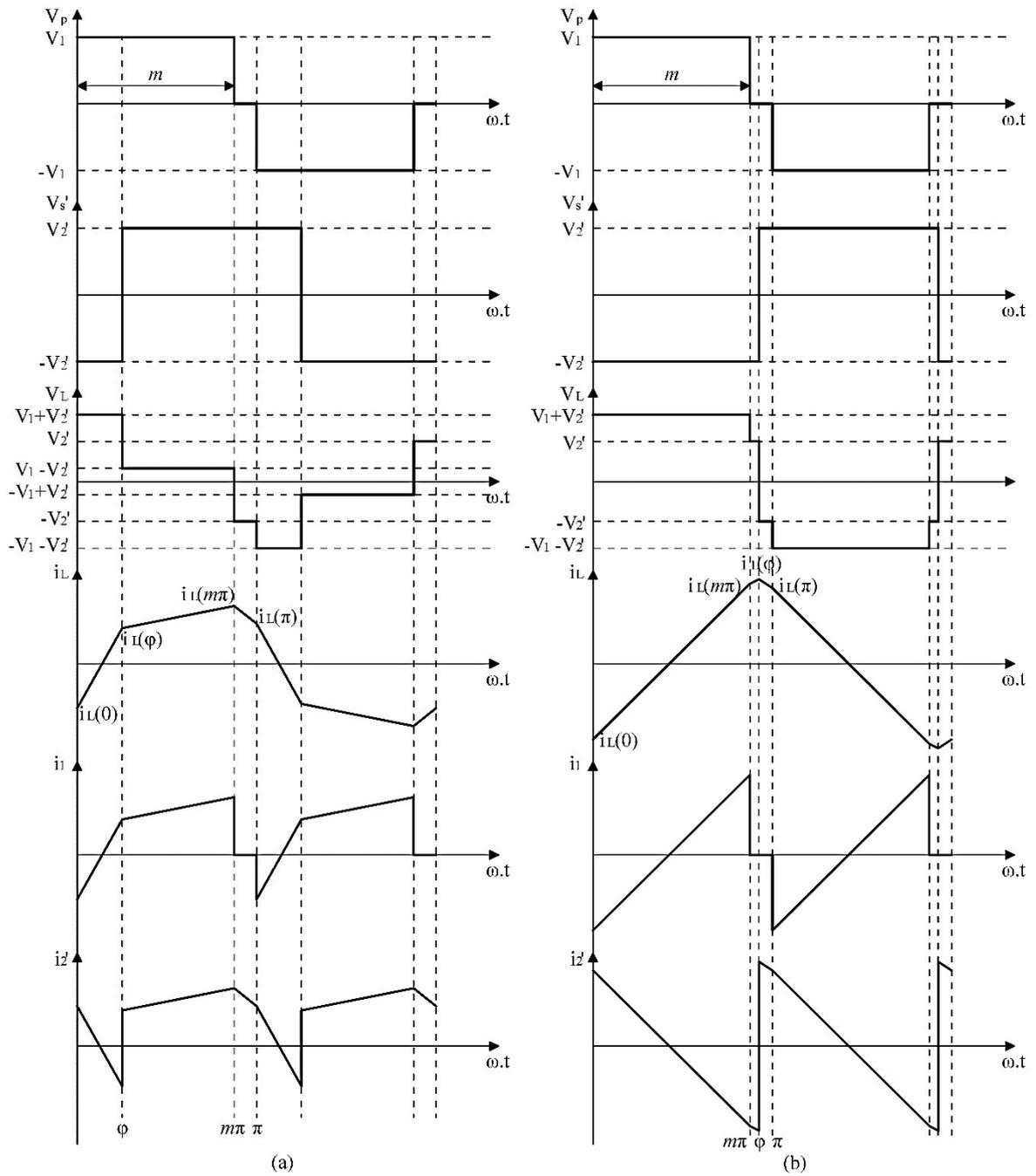
As Figura 33 e 34 ilustram um conversor DAB operando com modulação PSPM para um ganho de tensão $d < 1$ (modo abaixador) em diversas regiões de operação. Por convenção, o ângulo de defasagem φ é medido como a diferença angular entre o acionamento das chaves S_1 e S_8 , como ilustrado na Figura 32.

Figura 32 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modo PSPM, com (a) modulação de largura de pulso na porta 1 e (b) modulação de largura de pulso na porta 2.



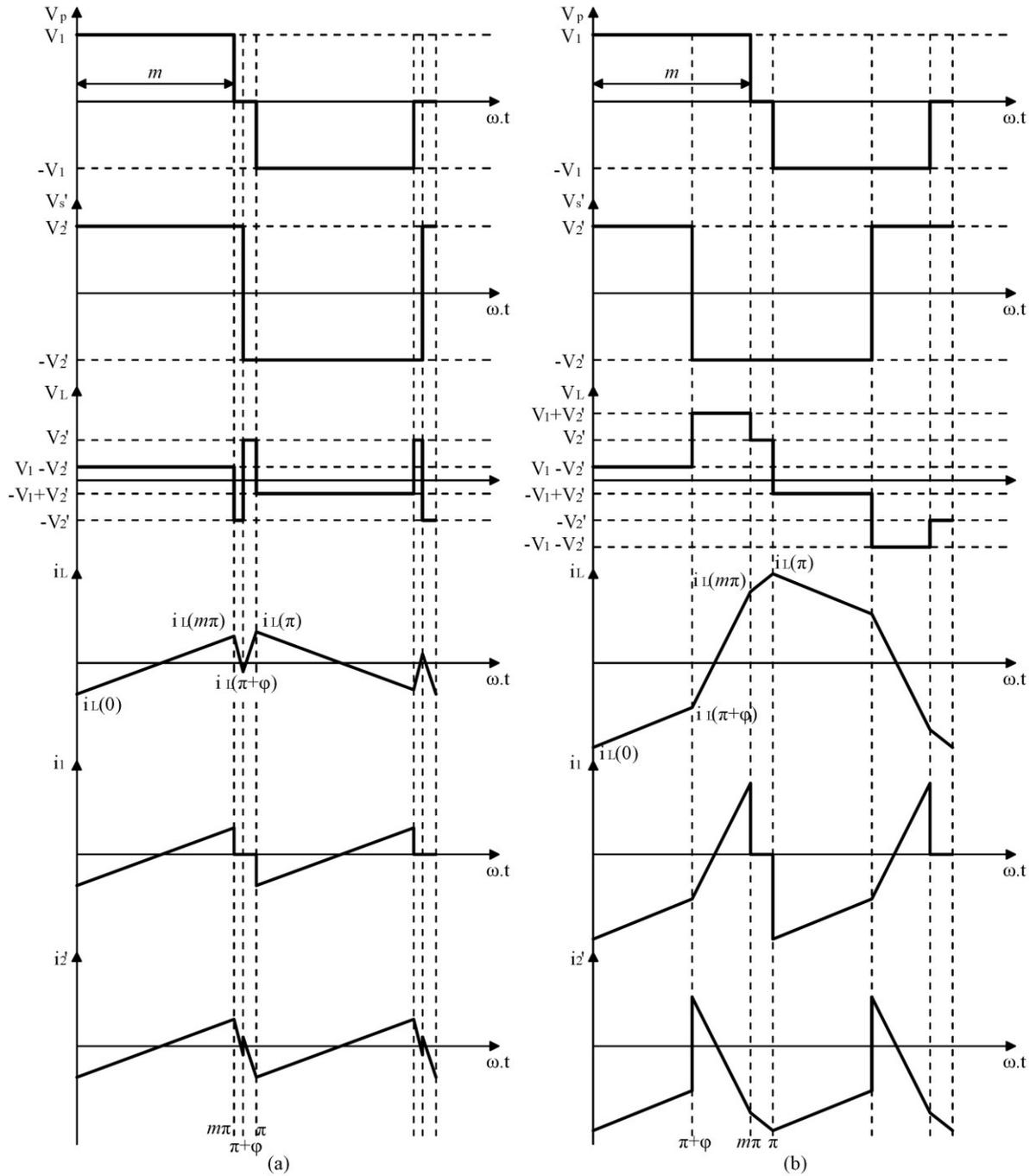
Fonte: o próprio autor.

Figura 33 - Formas de onda ideais do conversor em modulação PSPM. (a) Modo abaixador com $0 \leq \varphi < m\pi$; (b) Modo abaixador com $m\pi \leq \varphi < \pi$;



Fonte: o próprio autor.

Figura 34 - Formas de onda ideais do conversor em modulação PSPM. (a) Modo abaixador com $(m - 1)\pi \leq \varphi < 0$; (b) Modo abaixador com $-\pi \leq \varphi < (m - 1)\pi$;



Fonte: o próprio autor.

As expressões que definem a curva de corrente na indutância para os modos apresentados nas Figuras 33 e 34 encontram-se na Tabela 10.

Tabela 10 - Equações da corrente na indutância em cada intervalo das Figuras 33 e 34.

Região	Intervalo $0 \leq \theta < \varphi$	Intervalo $\varphi \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \pi$
$0 \leq \varphi < m\pi$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 + V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 - V_2')}{\omega L} (\theta - \varphi) + i_L(\varphi)$	$i_L(\theta) = \frac{-V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$
Região	Intervalo $0 \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \varphi$	Intervalo $\varphi \leq \theta < \pi$
$m\pi \leq \varphi < \pi$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 + V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$	$i_L(\theta) = \frac{-V_2'}{\omega L} (\theta - \varphi) + i_L(\varphi)$
Região	Intervalo $0 \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \pi + \varphi$	Intervalo $\pi + \varphi \leq \theta < \pi$
$(m-1)\pi \leq \varphi < 0$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 - V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{-V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$	$i_L(\theta) = \frac{V_2'}{\omega L} (\theta - \pi - \varphi) + i_L(\pi + \varphi)$
Região	Intervalo $0 \leq \theta < \pi + \varphi$	Intervalo $\pi + \varphi \leq \theta < m\pi$	Intervalo $m\pi \leq \theta < \pi$
$-\pi \leq \varphi < (m-1)\pi$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 - V_2')}{\omega L} \theta + i_L(0)$	$i_L(\theta) = \frac{(V_1 + V_2')}{\omega L} (\theta - \pi - \varphi) + i_L(\pi + \varphi)$	$i_L(\theta) = \frac{V_2'}{\omega L} (\theta - m\pi) + i_L(m\pi)$

Fonte: o próprio autor.

3.3.2. Figuras de mérito do conversor DAB em modulação PSPM

Nesta seção, serão analisados os impactos da modulação PSPM no fluxo de potência ativa do conversor, assim como as novas restrições para comutação não dissipativa ZVS em toda a faixa de operação do mesmo. O caso estudado será para $d < 1$, ou seja, a tensão primária do transformador está submetida à modulação por largura de pulso. Como será analisada toda a faixa de operação, o resultado pode ser ampliado para situações onde $d > 1$, por simetria do conversor.

➤ Potência média

A potência média processada pelo conversor DAB em modulação PSPM, para ambos os modos de operação abaixador e elevador, pode ser definida como (OGGIER *et al*, 2011):

$$P = \int_0^{\pi} v_p(\omega t) i_L(\omega t) d\omega t \quad (60)$$

Onde:

$$\begin{cases} v_p(\omega t) = V_1 & 0 < \omega t < m\pi \\ v_p(\omega t) = 0 & m\pi < \omega t < \pi \end{cases} \quad (61)$$

Sendo $0 \leq m \leq 1$ a largura do pulso de tensão da porta 1, como apresentado previamente. A resolução de (60) a partir de (61) e as expressões da corrente da indutância apresentados na Tabela 10 retorna as seguintes expressões para potência média:

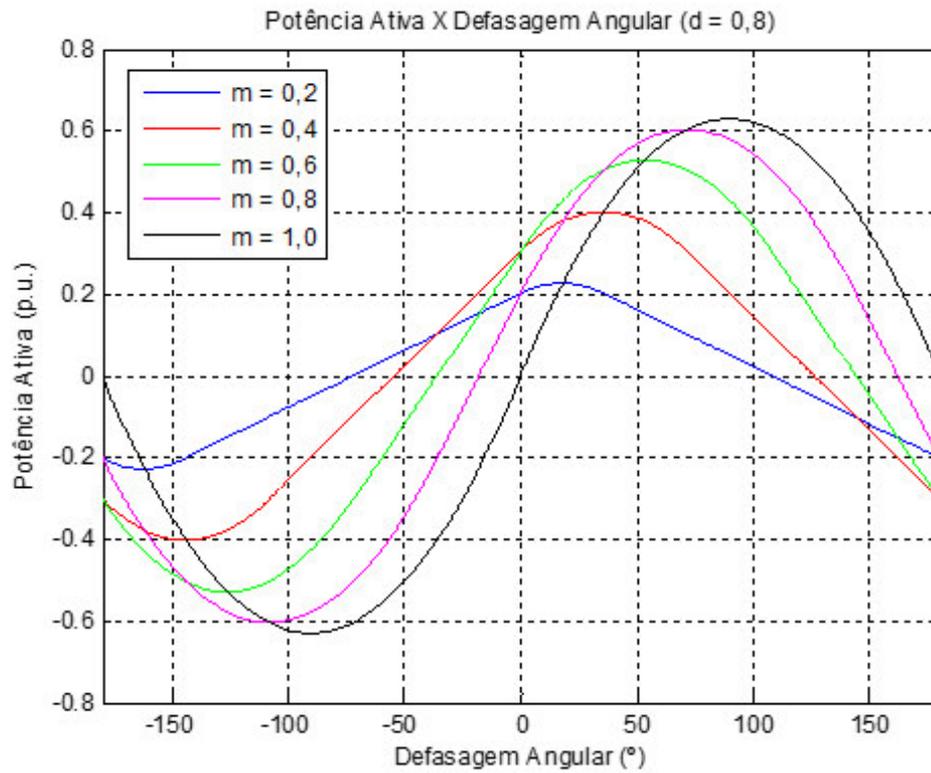
$$\left\{ \begin{array}{ll} P = \frac{V_1 V_2' m (\pi - 2\varphi + m\pi)}{2\omega L} & m\pi \leq \varphi < \pi \\ P = \frac{V_1 V_2' (2\varphi m\pi - 2\varphi^2 - (m\pi)^2 + m\pi^2)}{2\omega L\pi} & 0 \leq \varphi < m\pi \\ P = \frac{V_1 V_2' m (\pi + 2\varphi - m\pi)}{2\omega L} & (m-1)\pi \leq \varphi < 0 \\ P = \frac{V_1 V_2' (-2\varphi m\pi + 2\varphi^2 - (3m-2)\pi^2 + (m\pi)^2 + 4\pi\varphi)}{2\omega L\pi} & -\pi \leq \varphi < (m-1)\pi \end{array} \right. \quad (62)$$

Percebe-se que, para $m = 1$, a equação (62) se torna (25), pois a modulação se torna *Phase Shift* convencional. Para universalizar a análise, normalizando (62) para seus respectivos valores em p.u., obtêm-se:

$$\left\{ \begin{array}{ll} P = \frac{dm(\pi - 2\varphi + m\pi)}{2} & m\pi \leq \varphi < \pi \\ P = \frac{d(2\varphi m\pi - 2\varphi^2 - (m\pi)^2 + m\pi^2)}{2\pi} & 0 \leq \varphi < m\pi \\ P = \frac{dm(\pi + 2\varphi - m\pi)}{2} & (m-1)\pi \leq \varphi < 0 \\ P = \frac{d(-2\varphi m\pi + 2\varphi^2 - (3m-2)\pi^2 + (m\pi)^2 + 4\pi\varphi)}{2\pi} & -\pi \leq \varphi < (m-1)\pi \end{array} \right. \quad (63)$$

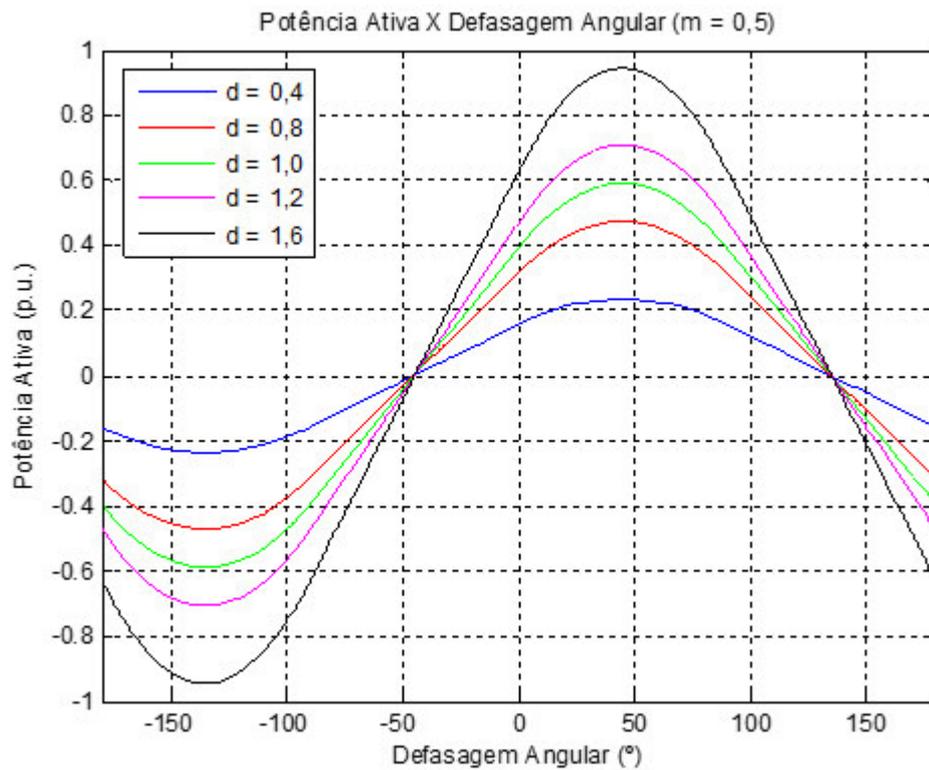
A Figura 35 apresenta as curvas de potência ativa *versus* defasagem angular entre as tensões do primário e secundário para um ganho de tensão $d = 0,8$. Constata-se que o ganho de tensão é apenas uma constante multiplicativa dessas curvas, não influenciando no sentido do fluxo de potência, como apresentado na Figura 36. Todavia, a modulação por largura de pulso provoca uma movimentação no eixo das abscissas por conta da convenção utilizada para medição do ângulo de defasagem (diferença angular entre o acionamento de S_1 e de S_8). Esta convenção simplifica a implementação prática do conversor, embora a utilização de outras convenções possa simplificar a análise matemática.

Figura 35 - Curva de potência ativa em função da defasagem angular ($d = 0,8$).



Fonte: o próprio autor.

Figura 36 - Curva de potência ativa em função da defasagem angular ($m = 0,5$).



Fonte: o próprio autor.

➤ Condições para comutação não dissipativa por tensão nula

De forma análoga à modulação *Phase Shift* convencional, as condições para comutação não dissipativa são satisfeitas quando (47) é satisfeita, reescrita abaixo para conveniência.

$$\begin{cases} i_L(\varphi) > 0 \Rightarrow i_L(\pi + \varphi) < 0 \\ i_L(\pi) > 0 \Rightarrow i_L(0) < 0 \end{cases} \quad (64)$$

Utilizando as equações da Tabela 10, calcula-se os valores instantâneos relevantes da corrente na indutância para todas as regiões de operação.

Tabela 11 - Valores instantâneos da corrente na indutância em $\omega t = \varphi$ e $\omega t = \pi$.

Região	$i_L(\varphi)$	$i_L(\pi)$
$0 \leq \varphi < m\pi$	$i_L(\varphi) = \frac{V_1[\pi(d-m) + 2\varphi]}{2\omega L}$	$i_L(\pi) = \frac{V_1[\pi(m-d) + 2d\varphi]}{2\omega L}$
$m\pi \leq \varphi < \pi$	$i_L(\varphi) = \frac{V_1[\pi(d+m)]}{2\omega L}$	$i_L(\pi) = \frac{V_1[\pi(m-d) + 2d\varphi]}{2\omega L}$
$(m-1)\pi \leq \varphi < 0$	$i_L(\varphi) = \frac{V_1[\pi(d-m)]}{2\omega L}$	$i_L(\pi) = \frac{V_1[\pi(m-d) - 2d\varphi]}{2\omega L}$
$-\pi \leq \varphi < (m-1)\pi$	$i_L(\varphi) = \frac{V_1[\pi(m-2+d) - 2\varphi]}{2\omega L}$	$i_L(\pi) = \frac{V_1[\pi(m-d) - 2d\varphi]}{2\omega L}$

Fonte: o próprio autor.

Aplicando-se as restrições descritas em (64) nas equações da Tabela 11, constata-se que as condições para comutação suave ZVS em modulação PSPM são as apresentadas na Tabela 12.

Tabela 12 - Condições de operação em comutação não dissipativa por região de operação.

Região	$i_L(\varphi) \geq 0$	$i_L(\pi) \geq 0$
$0 \leq \varphi < m\pi$	$\varphi \geq \frac{\pi(m-d)}{2}$	$\varphi \geq \frac{\pi(d-m)}{2d}$
$m\pi \leq \varphi < \pi$	$i_L(\varphi) > 0 \forall (m\pi \leq \varphi < \pi)$	$\varphi \geq \frac{\pi(d-m)}{2d}$
$(m-1)\pi \leq \varphi < 0$	$m \leq d$	$\varphi \leq \frac{\pi(m-d)}{2d}$
$-\pi \leq \varphi < (m-1)\pi$	$\varphi \leq \frac{\pi(m+d-2)}{2}$	$\varphi \leq \frac{\pi(m-d)}{2d}$

Fonte: o próprio autor.

Conclui-se que, para $m = d$, o conversor é capaz de operar em comutação suave ZVS em toda sua faixa de operação, para qualquer ganho de tensão ao qual é submetido.

Ao projetar o transformador do conversor DAB, de forma que o mesmo seja sujeito à poucas variações de ganhos de tensão, a operação ao utilizar a metodologia de modulação PSPM aperfeiçoa a eficiência do mesmo sem prejudicar a curva de fluxo de potência.

➤ Corrente eficaz na indutância de transmissão

Com o auxílio da Tabela 10, o valor eficaz da corrente da indutância pode ser calculado a partir de:

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} i_L(\omega t)^2 d\omega t \right]} \quad (65)$$

De acordo com a sua região de operação em função do ângulo de defasagem adotado e do índice de modulação em uma das portas do conversor, a integral de (65) é resolvida em quatro soluções distintas, uma para cada situação.

Devido ao grande número de intervalos e de variáveis envolvidas na integral, suas resoluções foram realizadas com o auxílio de um *software* capaz de realizar operações com variáveis simbólicas, como Matlab[®]. Os resultados para cada região de operação são apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 - Corrente eficaz na indutância de transmissão para todas as regiões de operação em modulação PSPM.

Região	$I_{L(RMS)}$
$0 \leq \varphi < m\pi$	$\sqrt{\frac{1}{12\pi(\omega L)^2} \left[-2\pi^3 m^3 V_1^2 + 4\pi^3 m^3 V_1 V_2' - 12\pi^2 m^2 \varphi V_1 V_2' + 3\pi^3 m^2 V_1^2 - 6\pi^3 m^2 V_1 V_2' + 12\pi m \varphi^2 V_1 V_2' + 12\pi^2 m \varphi V_1 V_2' - 8\varphi^3 V_1 V_2' + \pi^3 V_2'^2 \right]}$
$m\pi \leq \varphi < \pi$	$\sqrt{\frac{1}{12\pi(\omega L)^2} \left[-2\pi^2 m^3 V_1^2 - 4\pi^2 m^3 V_1 V_2' + 12\pi m^2 \varphi V_1 V_2' + 3\pi^2 m^2 V_1^2 - 6\pi^2 m^2 V_1 V_2' - 12m \varphi^2 V_1 V_2' + 12\pi m \varphi V_1 V_2' + \pi^2 V_2'^2 \right]}$
$(m-1)\pi \leq \varphi < 0$	$\sqrt{\frac{1}{12\pi(\omega L)^2} \left[-2\pi^2 m^3 V_1^2 + 4\pi^2 m^3 V_1 V_2' - 12\pi m^2 \varphi V_1 V_2' + 3\pi^2 m^2 V_1^2 - 6\pi^2 m^2 V_1 V_2' + 12m \varphi^2 V_1 V_2' + 12\pi m \varphi V_1 V_2' + \pi^2 V_2'^2 \right]}$
$-\pi \leq \varphi < (m-1)\pi$	$\sqrt{\frac{1}{12\pi(\omega L)^2} \left[-2\pi^3 m^3 V_1^2 - 4\pi^3 m^3 V_1 V_2' + 12\pi^2 m^2 \varphi V_1 V_2' + 3\pi^3 m^2 V_1^2 + 18\pi^3 m^2 V_1 V_2' - 12\pi m \varphi^2 V_1 V_2' - 36\pi^2 m \varphi V_1 V_2' - 24\pi^3 m V_1 V_2' + 8\varphi^3 V_1 V_2' + 24\pi \varphi^2 V_1 V_2' + 24\pi^2 \varphi V_1 V_2' + 8\pi^3 V_1 V_2' + \pi^3 V_2'^2 \right]}$

Fonte: o próprio autor.

Sendo dependente tanto da defasagem angular quanto do índice de modulação, o valor eficaz da corrente na indutância e, conseqüentemente, o fluxo de potência reativa do conversor pode ser minimizado pela escolha ótima entre esses dois parâmetros (OGGIER, 2011). Contudo, a minimização de potência reativa que flui pelo conversor não será abordada neste trabalho, sendo o valor eficaz da corrente na indutância útil para dimensionamento dos componentes semicondutores do conversor.

3.4. Modelagem dinâmica do conversor DAB

A modelagem de um conversor é de extrema importância para o design de um controlador de alta performance para operação em malha fechada (SEGARAN, 2013). Um importante aspecto do comportamento do conversor DAB é sua incapacidade de regular sua tensão de saída para variações de carga quando operando em malha aberta.

Diversas técnicas de modelagem são abordadas na literatura, sendo seus conceitos usualmente baseados em um de dois princípios fundamentais de modelagem:

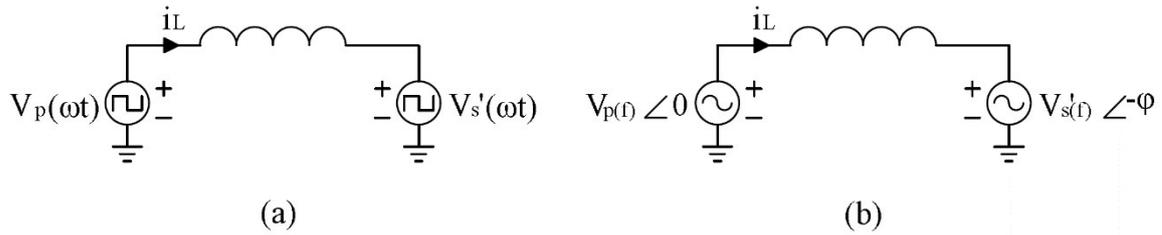
- Modelo médio em espaço de estados: método onde são equacionadas as variáveis de estado do conversor (usualmente variáveis armazenadoras de energia, como corrente de indutância e tensão de capacitor) e suas respectivas taxas de variação em função de entradas (usualmente tensões, correntes ou razões cíclicas) e saídas (usualmente tensões ou correntes). Devido às não-linearidades dos conversores eletrônicos em geral, esse processo envolve a criação de diversos modelos de espaços de estado, onde o resultado final é composto pela média ponderada entre elas, sendo os pesos a razão entre o tempo de operação e o período de cada etapa.
- Modelo fundamental: método onde são utilizadas equações dinâmicas baseadas no fluxo médio fundamental de potência do conversor. Usualmente aplicada em conversores CC-CC bidirecionais e isolados.

O método de modelo médio em espaço de estados convencional requer que as variáveis de estado possuam variações desprezíveis em relação ao seu valor médio (QIN, 2012). Este não é o caso do conversor DAB, onde a corrente da indutância deste é puramente alternada. A utilização desta técnica requer a decomposição da corrente alternada em séries de Fourier, aumentando a ordem do sistema e, portanto, sua complexidade.

Em contrapartida, o método do modelo fundamental pretende simplificar a análise do conversor, considerando apenas as variáveis baseadas na sua frequência fundamental de chaveamento. Esta análise aplicada ao conversor DAB é bastante popular, já sendo abordada em diversas literaturas, como em (SANTOS, 2011) e (SEGARAN, 2013). Neste trabalho, o modelo fundamental do conversor DAB em modulação *Phase Shift* convencional é considerado.

A Figura 37 apresenta o modelo simplificado do conversor DAB e seu respectivo modelo fundamental.

Figura 37- (a) Modelo simplificado do conversor DAB. (b) Modelo fundamental.



Fonte: SEGARAN, 2013. Adaptado pelo autor.

O modelo fundamental é similar ao modelo de uma máquina síncrona ou de uma linha de transmissão curta. Seu equacionamento, portanto, pode ser feito de forma similar, utilizando-se análise fasorial (SANTOS, 2011).

As séries de Fourier que representam as tensões quadradas do primário e secundário do transformador podem ser descritas como:

$$V_p(t) = V_1 \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{(2n+1)} \text{sen}[(2n+1)\omega t] \quad (66)$$

$$V_s'(t) = V_2' \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{(2n+1)} \text{sen}[(2n+1)(\omega t - \phi)] \quad (67)$$

O valor eficaz de cada componente harmônica resulta em:

$$V_{p(n)RMS} = \frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{1}{(2n+1)} \quad (68)$$

$$V_{s'(n)RMS} = \frac{V_2'}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{1}{(2n+1)} \quad (69)$$

Para a frequência fundamental, fazendo-se $n = 0$, obtêm-se os seguintes resultados:

$$V_{p(f)RMS} = \frac{V_1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \quad (70)$$

$$V_{s'(f)RMS} = \frac{V_2'}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \quad (71)$$

A teoria clássica de análise fasorial afirma que o fluxo de potência ativa média estabelecido entre duas fontes alternadas conectadas por uma reatância é definida como:

$$P_{(f)} = \frac{V_{p(f)RMS} V'_{s(f)RMS}}{\omega L} \text{sen}(\varphi) \quad (72)$$

O fluxo de potência reativa média é determinado como:

$$Q_{(f)} = \frac{V_{p(f)RMS}^2 - V_{p(f)RMS} V'_{s(f)RMS} \text{cos}(\varphi)}{\omega L} \quad (73)$$

Substituindo os valores definidos em (70) e (71) em (72) e (73), e normalizando-os em p.u. para uma análise mais geral, segundo os valores de base definidos previamente em (27), obtêm-se:

$$P_{(f)p.u.} = d \frac{8}{\pi^2} \text{sen}(\varphi) \quad (74)$$

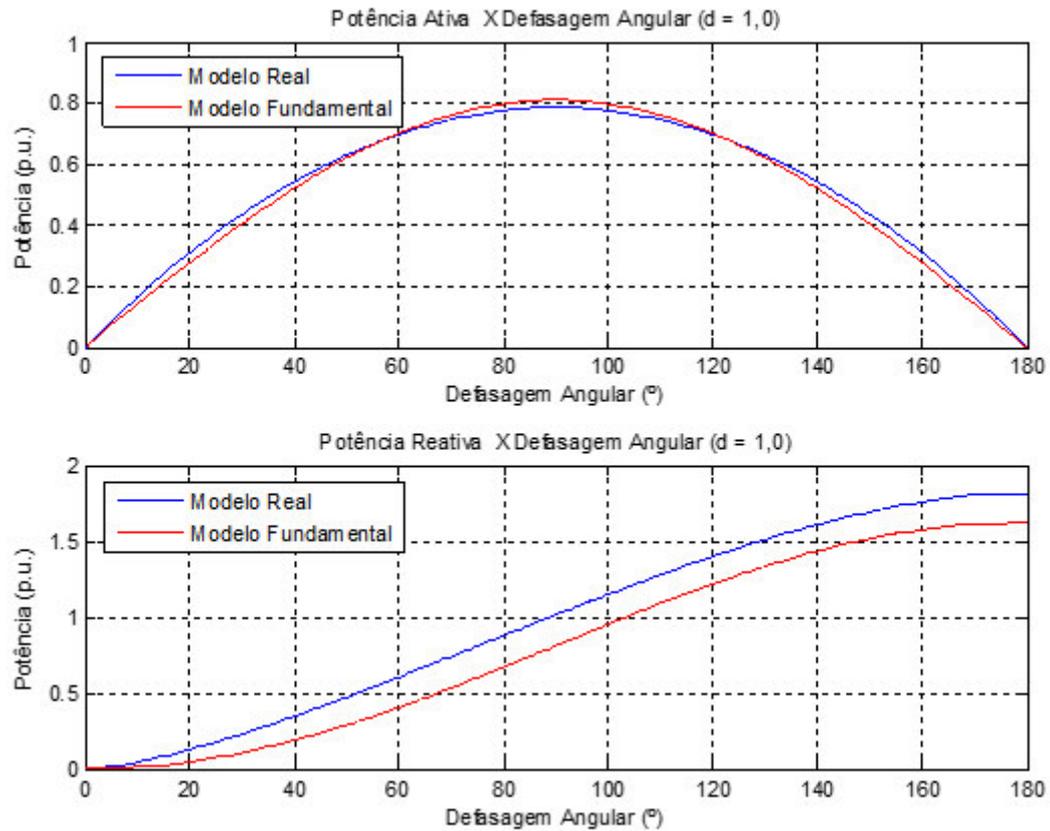
$$Q_{(f)p.u.} = \frac{8}{\pi^2} (1 - d \cdot \text{cos}(\varphi)) \quad (75)$$

A Figura 38 apresenta uma comparação entre as curvas de potências ativa e reativa do conversor DAB real com os resultados obtidos do seu modelo simplificado para um ganho de tensão $d = 1$. Observa-se que a curva de potência ativa, apesar de apresentar pequenos erros, apresenta um comportamento similar em ambas as situações.

Contudo, o mesmo não pode ser afirmado sobre o fluxo de potência reativa, visto que o modelo fundamental apresenta valores significativamente inferiores em toda a faixa de operação. Isso se deve ao fato de que uma parcela considerável da potência reativa processada pelo conversor ocorre por conta das suas componentes harmônicas, além da própria defasagem angular entre as tensões.

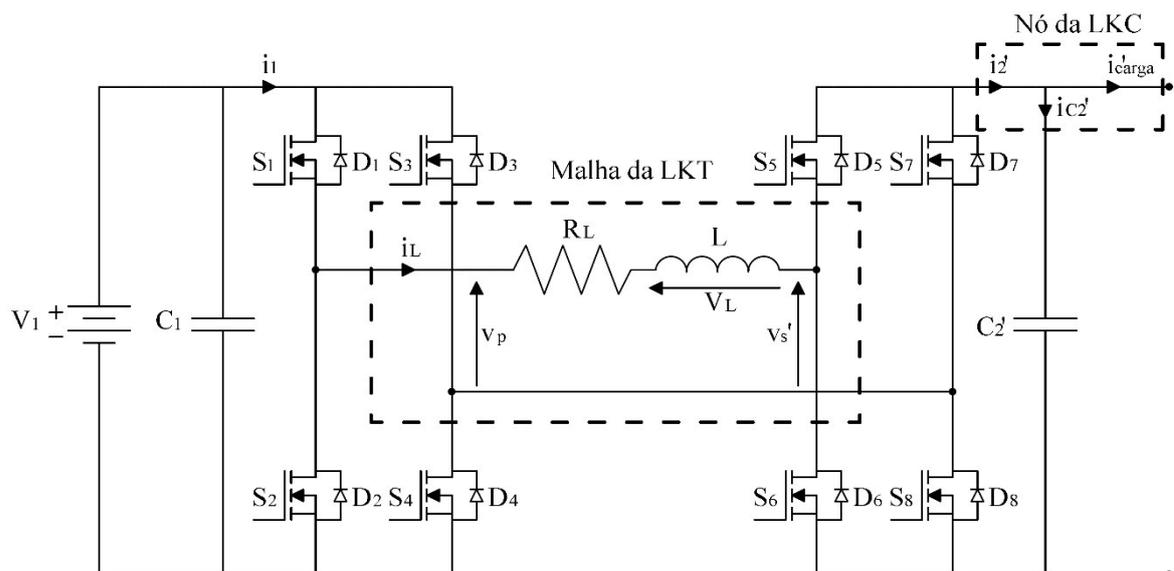
Embora o modelo fundamental não quantifique adequadamente o fluxo de potência reativa, sua utilização é bastante viável devido à sua grande precisão em modelar fluxo de potência ativa. Entretanto, a utilização de uma modelagem que considere as componentes harmônicas de maior ordem apresenta um resultado mais preciso. Essa estratégia, conhecida como modelagem harmônica, foi proposta por SEGARAN (2013).

Figura 38 - Comparação entre as potências ativa e reativa do modelo real e fundamental.



Fonte: o próprio autor.

Figura 39 - Lei de Kirchhoff das Tensões e Lei de Kirchhoff das Correntes.



Fonte: o próprio autor.

O modelo harmônico é obtido ao substituir a série de Fourier que representa as tensões chaveadas no primário e secundário do transformador no equacionamento geral do conversor. Isso resulta em uma série de equações que descrevem a contribuição de cada harmônica na resposta dinâmica do conversor.

Inicialmente, considera-se o comportamento da corrente alternada na indutância. Aplicando-se a LKT (Lei de Kirchhoff das Tensões) na região delimitada pela Figura 39, obtém-se a seguinte expressão:

$$R_L i_L(t) + L \frac{di_L}{dt}(t) = V_p(t) - V_s'(t) \quad (76)$$

Substituindo (66) e (67) em (76), a expressão é expandida para:

$$\begin{aligned} R_L i_L(t) + L \frac{di_L}{dt}(t) &= V_1 \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{(2n+1)} \text{sen}[(2n+1)\omega t] \\ &\quad - V_2' \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{(2n+1)} \text{sen}[(2n+1)(\omega t - \varphi)] \end{aligned} \quad (77)$$

A análise no domínio do tempo prova-se ser muito difícil de ser realizada por conta dos termos derivados da corrente da indutância. Análise fasorial em regime permanente simplifica este problema. Reescrevendo (77) em sua forma fasorial para cada componente harmônica retorna:

$$[R_L + j(2n+1)\omega L] I_{L(n)RMS} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{(2n+1)} [V_{p(n)RMS} \angle 0 - V_{s'(n)RMS} \angle -(2n+1)\varphi] \quad (78)$$

Isolando-se a corrente da indutância e revertendo o modelo para o domínio do tempo:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{1}{(2n+1)} \left\{ \frac{V_1}{|Z(n)|} \text{sen}[(2n+1)\omega t - \theta_Z(n)] \right. \\ &\quad \left. - \frac{V_2'}{|Z(n)|} \text{sen}[(2n+1)(\omega t - \varphi) - \theta_Z(n)] \right\} \end{aligned} \quad (79)$$

Onde:

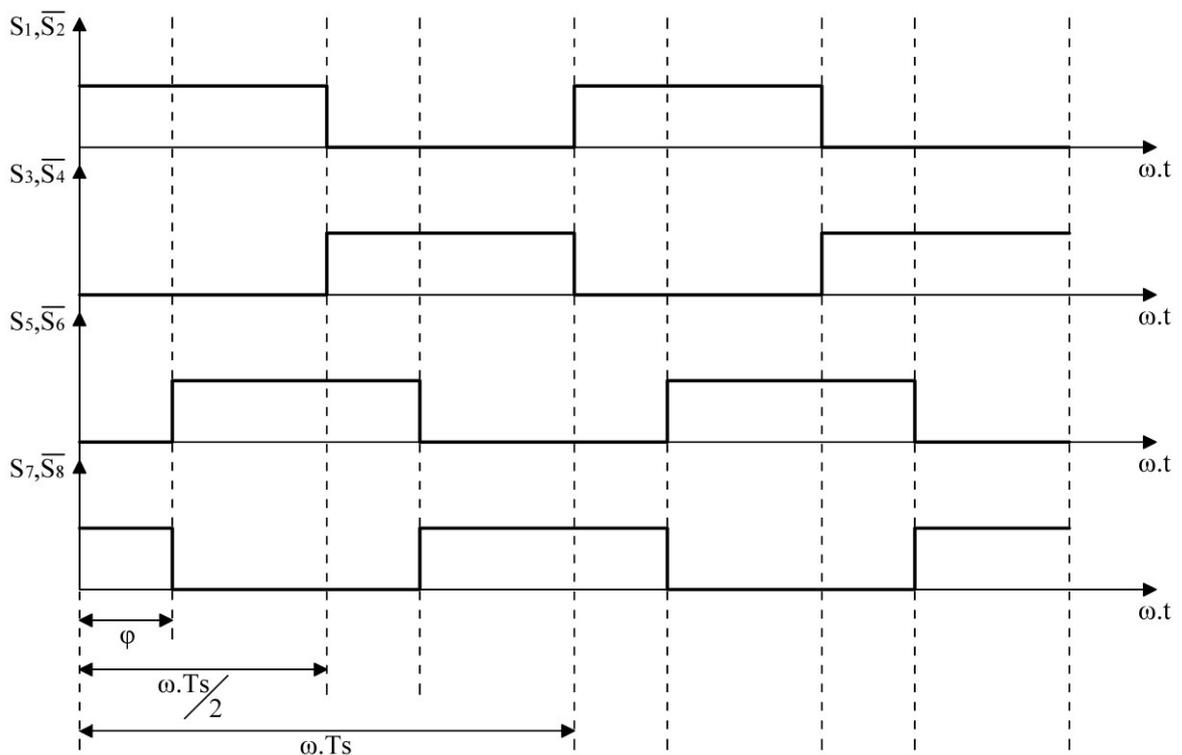
$$|Z(n)| = \sqrt{R_L^2 + [(2n + 1)\omega L]^2} \quad (80)$$

$$\theta_Z(n) = \tan^{-1} \left[\frac{(2n + 1)\omega L}{R_L} \right] \quad (81)$$

As Equações (80) e (81) representam o módulo e o ângulo da impedância de transmissão entre as pontes das portas do conversor DAB, respectivamente, para cada frequência harmônica considerada.

Obtida a corrente da indutância, é possível obter a corrente de saída da porta 2 do conversor. Contudo, inicialmente é necessário definir as funções de chaveamento de cada diagonal de chaves semicondutoras. A Figura 17, repetida como Figura 40 por conveniência, apresenta as formas de onda dos sinais de comando das chaves.

Figura 40 - Sinais de comando das chaves semicondutoras em modulação *Phase Shift*.



Fonte: o próprio autor.

As séries de Fourier de cada sinal de comando das chaves superiores de ambas as pontes do conversor DAB são dadas por:

$$S_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\text{sen}[(2n+1)\omega t]}{(2n+1)} \quad (82)$$

$$S_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\text{sen}[(2n+1)(\omega t - \pi)]}{(2n+1)} \quad (83)$$

$$S_5(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\text{sen}[(2n+1)(\omega t - \varphi)]}{(2n+1)} \quad (84)$$

$$S_6(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\text{sen}[(2n+1)(\omega t - \varphi - \pi)]}{(2n+1)} \quad (85)$$

A corrente de saída da porta 2, $i_2'(t)$, possui a seguinte relação com a corrente na indutância e os sinais de comando das chaves S_5 e S_6 .

Tabela 14 - Tabela verdade da corrente da porta 2 em relação a corrente da indutância.

S_5	S_6	$i_2'(t)$
0	0	0
0	1	$-i_L(t)$
1	0	$i_L(t)$
1	1	0

Fonte: o próprio autor.

Assim, a corrente da porta 2 pode ser descrita como:

$$i_2'(t) = i_L(t)[S_5(t) - S_6(t)] \quad (86)$$

A corrente no capacitor da porta 2, aplicando-se a Lei de Kirchhoff das Correntes no nó da porta 2 do conversor DAB, ilustrado na Figura 39, é definida como:

$$i'_{C2}(t) = i_2'(t) - i'_{carga}(t) \quad (87)$$

$$i'_{C2}(t) = -i'_{carga}(t)$$

$$\begin{aligned} & + \frac{4}{\pi} \sum_{m=0}^N \frac{1}{(2m+1)} \left\{ \frac{V_1}{|Z(m)|} \text{sen}[(2m+1)\omega t - \theta_Z(m)] \right. \\ & \left. - \frac{V_2'}{|Z(m)|} \text{sen}[(2m+1)(\omega t - \varphi) - \theta_Z(m)] \right\} \\ & \times \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^N \frac{\text{sen}[(2n+1)\omega t - \varphi]}{(2n+1)} \right\} \end{aligned} \quad (88)$$

Expandindo (88), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 i'_{c2}(t) = & -i'_{carga}(t) \\
 & + \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \frac{1}{(2n+1)(2m+1)} \\
 & \times \left\{ \frac{V_1}{|Z(m)|} [\cos((2n+1)(\omega t - \varphi) - (2m+1)\omega t + \theta_z(m)) \right. \\
 & - \cos((2n+1)(\omega t - \varphi) + (2m+1)\omega t - \theta_z(m))] \\
 & - \frac{V_2'}{|Z(m)|} [\cos((2n+1)(\omega t - \varphi) - (2m+1)(\omega t - \varphi) + \theta_z(m)) \\
 & \left. - \cos((2n+1)(\omega t - \varphi) + (2m+1)(\omega t - \varphi) - \theta_z(m))] \right\}
 \end{aligned} \tag{89}$$

Onde i_{carga} representa a corrente demandada ou injetada na porta 2 do conversor DAB.

Assim, determinada a corrente do capacitor, a taxa de variação da tensão da porta 2 do conversor DAB é dada por:

$$\frac{dV_2'(t)}{dt} = \frac{i'_{c2}(t)}{C_2'} \tag{90}$$

Segundo SEGARAN (2013), a modelagem realizada apresenta uma característica que a torna diferente do modelo real: a ausência do efeito da resposta natural da corrente do indutor. Sendo as equações baseadas no regime permanente de operação devido à utilização do domínio fasorial para simplificação, a modelagem considera apenas a resposta forçada do sistema. Contudo, o efeito da resposta natural da corrente na indutância era desprezível, visto que o modelo harmônico calculado apresentava resultados de tensão de saída em regime permanente bastante satisfatórios e resposta transitória da tensão com mesmo comportamento do modelo simulado, sendo sua maior discrepância nos componentes de alta frequência inerentes ao chaveamento do conversor.

Embora preciso, o modelo proposto é não linear, pois contém multiplicação entre um estado (V_2') e uma entrada (φ). Isto torna o design de um controlador linear complexo e impróprio (SEGARAN, 2013).

Assim, faz-se necessário uma simplificação que envolve dois estágios: eliminação dos componentes de alta frequência e linearização do modelo em um ponto de operação nominal.

A eliminação dos componentes de alta frequência pode ser realizada ao considerar a multiplicação de apenas termos harmônicos de mesma ordem ($n = m$) da Equação (89). Realizando esta operação, desprezando os componentes alternados remanescentes e substituindo-a em (89) obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{dV_2'(t)}{dt} = & -\frac{i'_{carga}(t)}{C_2'} + \frac{8}{C_2'\pi^2} \sum_{n=0}^N \frac{1}{(2n+1)^2} \\ & \times \left\{ \frac{V_1}{|Z(n)|} [\cos((2n+1)(\varphi) - \theta_Z(n))] - \frac{V_2'}{|Z(n)|} [\cos(\theta_Z(n))] \right\} \end{aligned} \quad (91)$$

O método de linearização utilizado é o mesmo encontrado na literatura clássica (OGATA, 2002). Linearizando-se (91) em torno de um ponto de operação em regime permanente, adquire-se:

$$\frac{d(\overline{V_2'} + \Delta V_2'(t))}{dt} = f(\overline{V_2'}, \overline{\varphi}, \overline{i'_{carga}}) + \frac{\partial f}{\partial V_2'} \Delta V_2'(t) + \frac{\partial f}{\partial i'_{carga}} \Delta i'_{load}(t) + \frac{\partial f}{\partial \varphi} \Delta \varphi(t) \quad (92)$$

A resolução das derivadas parciais de (92) e retornando os valores referenciados ao lado original do transformador retorna o seguinte resultado:

$$\frac{d\Delta V_2(t)}{dt} = A\Delta V_2(t) + B_\varphi\Delta\varphi(t) + B_I\Delta i'_{carga}(t) \quad (93)$$

$$A = -\frac{8}{C_2'\pi^2} \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \sum_{n=0}^N \left[\frac{\cos(\theta_Z(n))}{(2n+1)^2|Z(n)|} \right] \quad (94)$$

$$B_\varphi = \frac{8V_1}{C_2'\pi^2} \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \sum_{n=0}^N \left[\frac{\text{sen}(\theta_Z(n) - (2n+1)\overline{\varphi})}{(2n+1)|Z(n)|} \right] \quad (95)$$

$$B_I = -\frac{1}{C_2'} \quad (96)$$

Portanto, conclui-se que o modelo obtido do conversor DAB é a de um sistema de primeira ordem, com duas entradas (ângulo de defasagem e corrente de carga da porta 2) e uma saída (tensão da porta 2):

$$s\Delta V_2(s) = A\Delta V_2(s) + B_\varphi\Delta\varphi(s) + B_I\Delta i_{carga}(s) \quad (97)$$

$$\Delta V_2(s) = \frac{B_\varphi}{s-A}\Delta\varphi(s) + \frac{B_I}{s-A}\Delta i_{carga}(s) \quad (98)$$

Para o caso particular onde a corrente de carga é proporcional à tensão de saída (uma carga resistiva, por exemplo), o conversor DAB apresenta a seguinte função de transferência no domínio da frequência:

$$s\Delta V_2(s) = A\Delta V_2(s) + B_\varphi\Delta\varphi(s) + B_I\frac{\Delta V_2(s)}{R_2} \quad (99)$$

$$\Delta V_2(s) = \frac{B_\varphi}{s-A-\frac{B_I}{R_2}}\Delta\varphi(s) \quad (100)$$

A partir das Equações (94) e (96), verifica-se que os termos A e B_I são menores ou iguais a zero. Portanto, a função de transferência apresentada em (100) possui um polo no semiplano direito do eixo complexo, indicando que, quando sob carga linear, o conversor DAB é estável em malha aberta.

De posse da função de transferência $\frac{\Delta V_2(s)}{\Delta\varphi(s)}$, torna-se possível a elaboração de um controlador adequado que controle a tensão de saída da porta 2 do conversor em função da defasagem angular, mantendo-a regulada em um valor de referência pré-definido em diferentes condições de carregamento. Posteriormente, isso será útil para garantir que o conversor DAB controle o fluxo bidirecional de energia entre a bateria e a microrrede CC em diferentes níveis de geração e demanda por parte desta última.

3.5. Projeto do Conversor DAB proposto

Neste subtópico, será realizado o projeto do conversor DAB proposto para conceber o fluxo bidirecional de energia entre um banco de baterias de um veículo elétrico e uma microrrede de corrente contínua. A escolha dos parâmetros foi realizada da melhor forma possível para que o conversor idealizado se torne mais próximo de uma futura implementação prática, com base nos levantamentos realizado no Capítulo 2 e no estudo do conversor DAB realizado neste Capítulo 3. Obtidos os parâmetros, será realizado o dimensionamento dos componentes do conversor, a derivação da função de transferência do mesmo e, posteriormente, a validação do conversor obtido por meio de simulação.

3.5.1. Especificações gerais do conversor DAB

As especificações gerais do conversor DAB são apresentadas a seguir:

- Potência nominal de operação: $P = 6 \text{ kW}$
- Tensão média da porta 1 (banco de baterias do BEV): $V_1 = 360 \text{ V}$
- Tensão média da porta 2 (microrrede CC): $V_2 = 400 \text{ V}$

A potência nominal de operação do conversor foi escolhida com base na potência nominal dos carregadores *onboard* dos veículos elétricos mais bem vendidos em 2015 nos EUA, assim como a tensão média do banco de baterias, cujas características estão apresentadas na Tabela 6. Sua variação considerada será de 300-420 V, com base nas características da célula de lítio-íon. A tensão de operação da microrrede CC foi escolhida baseada em aplicações práticas já existentes na América do Norte e na Europa, assim como pela disponibilidade de equipamentos comerciais já normalizados (DRAGIČEVIĆ et al, 2016).

3.5.2. Parâmetros escolhidos do conversor DAB

Os parâmetros de operação do conversor DAB escolhidos são expostos a seguir:

- Frequência de chaveamento: $F_s = 100 \text{ kHz}$
- Defasagem angular de projeto: $\varphi = \pi/4 \text{ rads}$
- Ondulação de tensão nas portas: $\Delta V(\%) = 1\%$

A elevação da frequência de chaveamento escolhida permite a redução considerável dos componentes magnéticos do conversor, assim como a redução das capacitâncias filtros nas portas do conversor DAB. Garantindo a comutação suave em toda a faixa de operação, uma frequência de chaveamento elevada beneficia o projeto do conversor sem aumentar demasiadamente as perdas por chaveamento dos dispositivos semicondutores (BARBI, 2007).

A defasagem angular escolhida permite a operação do conversor sem que haja um fluxo exagerado de potência reativa no mesmo, como apresentado na Figura 28 para modo de operação *Phase Shift*.

A ondulação de tensão nas portas foi escolhida arbitrariamente de forma que as variações das mesmas não provoquem impactos na operação usual do conversor.

3.5.3. Dimensionamento dos componentes

Primeiramente, determina-se a relação de transformação que será utilizada no projeto do transformador. Com base nos critérios apresentados no para comutação não dissipativa por tensão nula, escolheu-se a relação de transformação com base nas tensões nominais das portas:

$$a = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{400}{360} = 1,11 \quad (101)$$

Obtida a relação de transformação inversa, determina-se a indutância de transmissão necessária para obtenção do fluxo de potência ativa nominal no ângulo de defasagem escolhido para o pior caso de operação (tensão mínima no banco de baterias):

$$L = \frac{V_{1min}V_2}{a\omega P} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) = \frac{300 \cdot 400}{1,11 \cdot 2\pi \cdot 100000 \cdot 6000} \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{\pi/4}{\pi}\right) = 16,875 \mu H \quad (102)$$

A capacitância série utilizada para evitar valores médios de corrente no transformador foi projetada para uma frequência de ressonância 10 vezes inferior à frequência de chaveamento, resultando em:

$$C_s \geq \frac{1}{4\pi^2 F_o^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 10000^2 \cdot 16,875 \cdot 10^{-6}} = 15,011 \mu F \rightarrow 16 \mu F \quad (103)$$

As capacitâncias filtros das portas 1 e 2 foram selecionadas com base no pior caso de operação (tensão mínima no banco de baterias):

$$\begin{cases} C_1 = \frac{(V_{1min} + V_2')\varphi}{(2\pi F_s)^2 L \cdot \Delta V_1} = \frac{(300 + 400/1,11)\pi/4}{(2\pi \cdot 100000)^2 16,875 \cdot 10^{-6} \cdot 3} \\ C_2 = \frac{(V_{1min} + V_2')\varphi}{(2\pi F_s)^2 L \cdot \Delta V_2' a^2} = \frac{\left(300 + \frac{400}{1,11}\right)\frac{\pi}{4}}{(2\pi \cdot 100000)^2 16,875 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4}{1,11}} \frac{1}{1,11^2} \end{cases} \quad (104)$$

$$\begin{cases} C_1 = 25,94 \mu F \rightarrow 27 \mu F \\ C_2 = 17,51 \mu F \rightarrow 20 \mu F \end{cases} \quad (105)$$

Dimensionados os dispositivos capacitivos e magnéticos, resta o cálculo dos esforços de tensão e corrente nas chaves semicondutoras para que a implementação prática seja possível.

3.5.4. Esforços de tensão e corrente nas chaves

Pela simetria do conversor, todas as chaves de uma determinada ponte apresentam os mesmos esforços de tensão e corrente que os outros componentes da mesma ponte.

Os esforços de tensão nas chaves em cada ponte do conversor são definidos como a própria tensão máxima da porta:

$$\begin{cases} V_{S1} = V_{1m\acute{a}x} = 420 \text{ V} \\ V_{S5} = V_2 = 400 \text{ V} \end{cases} \quad (106)$$

Assumindo que o conversor apresenta um rendimento de aproximadamente 90%, as correntes médias fornecidas por cada porta em condições máxima de carregamento, considerando o pior caso de operação, são definidas por:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{P}{\eta V_{1m\acute{i}n}} = \frac{6000}{0,90 \cdot 300} = 22,22 \text{ A} \\ I_2 = \frac{P}{\eta V_2} = \frac{6000}{0,90 \cdot 400} = 16,67 \text{ A} \end{cases} \quad (107)$$

Em modulação *Phase Shift*, a corrente média conduzida por cada chave é calculada por:

$$\begin{cases} I_{S1} = \frac{I_1}{2} = \frac{22,22}{2} = 11,11 \text{ A} \\ I_{S5} = \frac{I_2}{2} = \frac{16,67}{2} = 8,33 \text{ A} \end{cases} \quad (108)$$

Em modulação PSPM, a corrente média conduzida por cada chave é um parâmetro de difícil mensuração, visto que cada braço de cada ponte apresentará um valor médio de corrente diferente por conta da defasagem angular entre estes.

Como cada chave conduz a corrente do indutor durante um intervalo de tempo equivalente à metade do período de chaveamento, o valor eficaz de corrente conduzido por cada chave é dado por:

$$I_{S(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+\pi} i_L(\omega t)^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_L(\omega t)^2 d\omega t} = \frac{I_{L(RMS)}}{\sqrt{2}} \quad (109)$$

Assim, torna-se necessário definir os pontos de operação do conversor em regime permanente para cálculo dos esforços de corrente eficaz nas chaves.

Para garantir a comutação suave ZVS, o índice de modulação de cada ponte é definido a partir da Tabela 15.

Tabela 15 - Índices de modulação adotados.

Ganho de Tensão	Índice de Modulação	
	Ponte 1	Ponte 2
$d > 1$	$m_1 = 1$	$m_2 = \frac{1}{d}$
$d < 1$	$m_1 = d$	$m_2 = 1$

Fonte: o próprio autor.

Definidos os valores do índice de modulação em função do ganho de tensão, encontra-se o ângulo de defasagem φ que provoca um fluxo de potência ativa nominal entre as portas do conversor em todas as regiões de operação a partir das Equações (25) para modulação *Phase Shift* e (62) para modulação PSPM, rescritas abaixo por conveniência:

$$P = \frac{V_1 V_2}{a \omega L} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (25)$$

$$\begin{cases} P = \frac{V_1 V_2' m (\pi - 2\varphi + m\pi)}{2\omega L} & m\pi \leq \varphi < \pi \\ P = \frac{V_1 V_2' (2\varphi m\pi - 2\varphi^2 - (m\pi)^2 + m\pi^2)}{2\omega L\pi} & 0 \leq \varphi < m\pi \\ P = \frac{V_1 V_2' m (\pi + 2\varphi - m\pi)}{2\omega L} & (m-1)\pi \leq \varphi < 0 \\ P = \frac{V_1 V_2' (-2\varphi m\pi + 2\varphi^2 - (3m-2)\pi^2 + (m\pi)^2 + 4\pi\varphi)}{2\omega L\pi} & -\pi \leq \varphi < (m-1)\pi \end{cases} \quad (62)$$

Obtêm-se os seguintes valores de defasagem angular para todas as possibilidades de operação, ilustrados na Tabela 16.

Tabela 16 - Ângulos de defasagem nominais para cada situação de operação.

Potência Ativa	Ângulo de Defasagem		
	$V_1 = 300 V$	$V_1 = 360 V$	$V_1 = 420 V$
$P = 6000 W$	$\varphi = 0,5686$	$\varphi = 0,6095$	$\varphi = 0,3016$
$P = -6000 W$	$\varphi = -1,0933$	$\varphi = -0,6095$	$\varphi = -0,7508$

Fonte: o próprio autor.

Assim, utilizando-se as equações definidas pela Tabela 13, a corrente eficaz nas chaves de cada braço para cada situação de operação foi calculada.

Tabela 17 - Valores eficazes de corrente nas chaves.

Ponte	Corrente eficaz em cada chave		
	$V_1 = 300 V$	$V_1 = 360 V$	$V_1 = 420 V$
Ponte 1	$I_{S1(RMS)} = 18,24 A$	$I_{S1(RMS)} = 14,59 A$	$I_{S1(RMS)} = 13,21 A$
Ponte 2	$I_{S5(RMS)} = 16,41 A$	$I_{S5(RMS)} = 13,14 A$	$I_{S5(RMS)} = 11,88 A$

Fonte: o próprio autor.

Como esperado, a situação de maior esforço de corrente ocorre quando o banco de baterias se encontra com tensão mínima. Logo, deve-se escolher chaves semicondutoras que suportem esta condição crítica de operação.

3.5.5. Função de transferência do conversor

O ponto de operação escolhido para derivação da função de transferência do conversor foi baseado nos valores nominais de operação:

- Potência nominal de operação: $P = 6 kW$
- Tensão média da porta 1 (banco de baterias do BEV): $V_1 = 360 V$
- Tensão média da porta 2 (microrrede CC): $V_2 = 400 V$
- Frequência de chaveamento: $F_s = 100 kHz$
- Defasagem angular: $\varphi = 0,6095 rads$

A função de transferência obtida a partir de (94), (95), (96) e (98), considerando-se o somatório até a 11ª harmônica (fazendo-se $N = 5$), é descrita como:

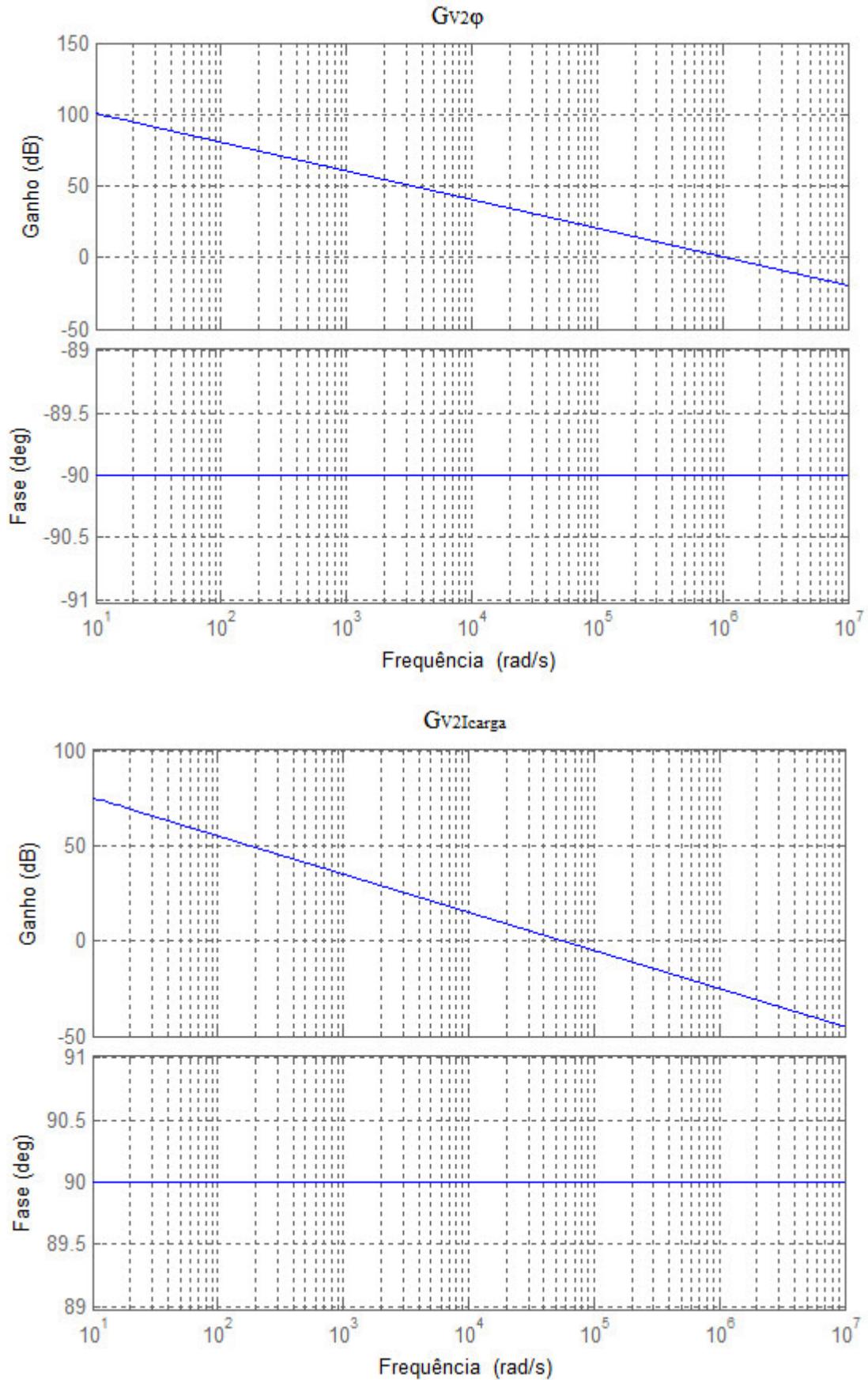
$$\Delta V_2(s) = G_{V_2\varphi} \Delta \varphi(s) + G_{V_2Icarga} \Delta i_{carga}(s) \quad (110)$$

$$\Delta V_2(s) = \frac{1,0747 \cdot 10^6}{s} \Delta \varphi(s) - \frac{5,7120 \cdot 10^4}{s} \Delta i_{carga}(s) \quad (111)$$

Os diagramas de Bode das duas funções de transferência $G_{V_2\varphi}$ e $G_{V_2Icarga}$ estão apresentados na Figura 41.

O controlador será projetado para a função de transferência $G_{V_2\varphi}$, ou seja, este controlará a tensão de saída através da defasagem angular entre a tensão alternada dos enrolamentos do transformador. Assim, o valor da corrente de carga será representado como uma perturbação ao sistema, ao qual o controlador deve ser apto para suportá-la ao mesmo tempo que estabiliza a tensão de saída em um valor de referência designado.

Figura 41 - Diagramas de Bode das funções de transferência do conversor DAB.



Fonte: o próprio autor.

3.5.6. Projeto do controlador do conversor DAB

O projeto do controlador foi realizado a partir da teoria clássica de controle pelo método de resposta em frequência (OGATA, 2002). Sendo a função de transferência a ser controlada uma planta de primeira ordem, escolheu-se o controlador projetado como um PI clássico, cuja função de transferência em domínio discreto é dada por:

$$C(z) = K_{CD} \frac{(z - z_0)}{(z - 1)} \quad (112)$$

O tempo de amostragem escolhido, de tal forma que a influência do chaveamento do conversor não afetasse a performance do controlador, foi 10 vezes superior ao período de chaveamento, ou seja:

$$T_{sample} = \frac{10}{F_s} = 0,0001 \text{ s} \quad (113)$$

A discretização da função de transferência do conversor $G_{V_2\varphi}$ a partir de um segurador de ordem zero, também conhecido como ZOH (do inglês, *Zero-Order-Hold*) com período de amostragem igual a T_{sample} retorna a seguinte função de transferência em domínio discreto:

$$G_{V_2\varphi}(z) = \frac{107,5}{z - 1} \quad (114)$$

Feito isso, escolheu-se os seguintes parâmetros para critérios de projeto do controlador:

- Frequência de cruzamento por zero: $\omega_0 = 500 \text{ Hz} = 3141,59 \text{ rad/s}$
- Margem de fase: $\phi_{desejada} = 60^\circ$

Tais parâmetros foram escolhidos de forma que o controlador fosse robusto em toda a faixa de operação, obtivesse tempo de resposta adequado, esforço de controle dentro do limite de defasagem angular delimitado pela própria planta e baixo sobressinal durante uma resposta ao degrau.

A fase da planta na frequência de cruzamento por zero desejada é dada por:

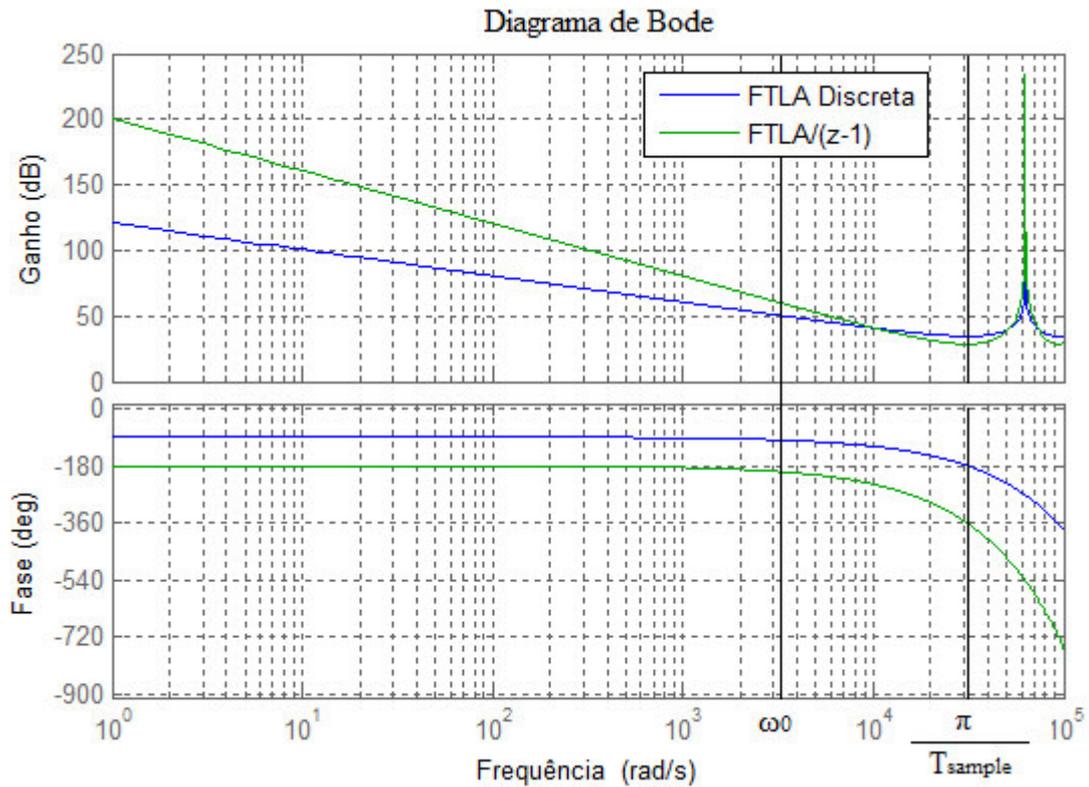
$$\phi_{atual} = \phi_{planta}|_{\omega_0} + 180^\circ \quad (115)$$

Logo, para que a margem de fase desejada seja alcançada, a fase do controlador na frequência de cruzamento por zero deve ser:

$$\phi_{controlador}|_{\omega_0} = \phi_{desejada} - \phi_{planta}|_{\omega_0} - 180^\circ \quad (116)$$

Sendo o denominador do controlador PI discreto constante e igual a $(z - 1)$, plotou-se o diagrama de Bode da função de transferência do conversor dividida pelo denominador do controlador.

Figura 42 - Diagrama de Bode de $G_{V_2\phi}$ e $\frac{G_{V_2\phi}}{z-1}$ em domínio discreto.



Fonte: o próprio autor.

Com o auxílio do *software* Matlab[®], verificou-se que a fase da planta na frequência de cruzamento por zero desejada é:

$$\phi_{planta}|_{\omega_0} = -198^\circ \quad (117)$$

Por isso, a fase do zero do controlador deve ser dada por:

$$\phi_{controlador}|_{\omega_0} = 60 - (-198) - 180 = 78^\circ \quad (118)$$

Sendo $z = e^{jT_s\omega}$, a fase do zero do controlador na frequência de cruzamento por zero pode ser definida como:

$$\phi_{controlador} = \tan^{-1} \left[\frac{\text{sen}(T_{sample} \cdot \omega)}{\text{cos}(T_{sample} \cdot \omega) - z_0} \right] \quad (119)$$

Conseqüentemente, o zero do controlador desejado é equivalente a:

$$z_0 = \cos(T_{sample} \cdot \omega_0) - \frac{\text{sen}(T_{sample} \cdot \omega_0)}{\phi_{controlador|\omega_0}} = 0,8854 \quad (120)$$

A frequência de cruzamento por zero é definida como a frequência onde o ganho do sistema considerado é igual a 0 dB, ou seja, ganho unitário (OGATA, 2002). Assim, faz-se:

$$G_{controlador|\omega_0} \cdot G \left[\frac{G_{V_2\varphi}}{Z-1} \right] \Big|_{\omega_0} = 1 \quad (121)$$

$$K_{CD} \cdot |e^{jT_{sample} \cdot \omega_0} - z_0| = \frac{1}{G \left[\frac{G_{V_2\varphi}}{Z-1} \right] \Big|_{\omega_0}} \quad (122)$$

$$K_{CD} = \frac{1}{G \left[\frac{G_{V_2\varphi}}{Z-1} \right] \Big|_{\omega_0} \cdot |e^{jT_{sample} \cdot \omega_0} - z_0|} = 0,0029 \quad (123)$$

A função de transferência do controlador obtido é:

$$C(z) = 0,0029 \cdot \frac{(z - 0,8854)}{(z - 1)} \quad (124)$$

Sua forma em equações de diferenças é dada por:

$$O[n] = O[n - 1] + K_{CD} \cdot I[n] - K_{CD} \cdot z_0 \cdot I[n - 1] \quad (125)$$

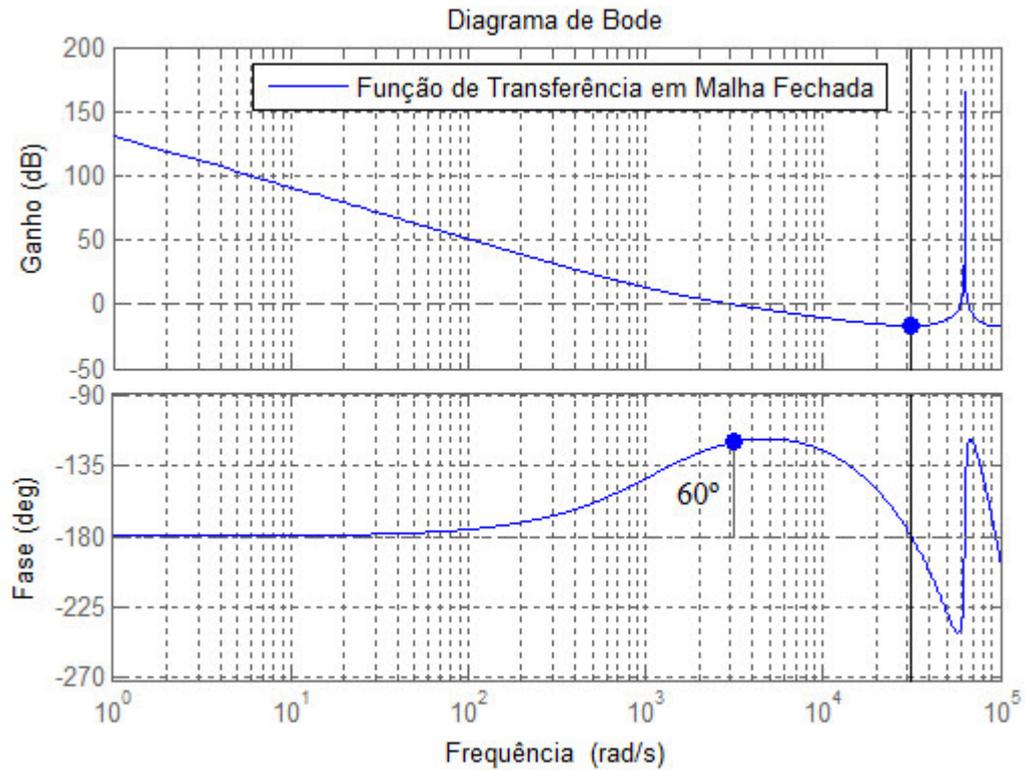
Onde:

- $O[n]$ e $O[n - 1]$: são as saídas do controlador atual e anterior, respectivamente;
- $I[n]$ e $I[n - 1]$: são as entradas do controlador atual e anterior, respectivamente.

A Figura 43 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência do controlador multiplicada pela função de transferência do conversor, assim como suas margens de estabilidade. A Figura 44 apresenta uma comparação entre a resposta em malha aberta da função de transferência do conversor com a resposta em malha fechada, considerando corrente de carga nula.

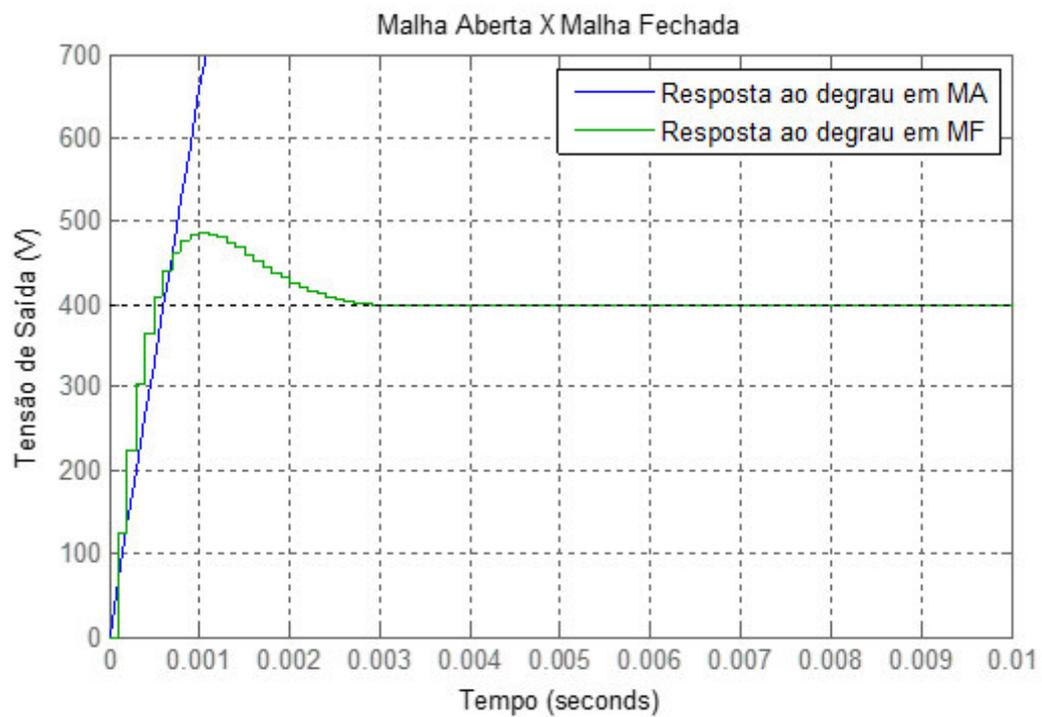
Verificou-se que o controlador projetado é capaz de tornar a função de transferência modelada estável. Contudo, o que foi realizado até agora apenas regula a tensão de saída em um ponto de referência pré-determinado. Ainda é necessário garantir que o conversor opere em comutação suave.

Figura 43 - Diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada.



Fonte: o próprio autor.

Figura 44 - Resposta ao degrau em malha aberta e em malha fechada.



Fonte: o próprio autor.

Devido à própria característica das baterias, por apresentarem tensões diferentes que dependem do seu estado de carga, torna-se necessário implementar a modulação PSPM caso deseje-se garantir a comutação suave ZVS em toda a faixa de operação.

Verificou-se que a variação do ganho estático durante toda a faixa de operação do estado de carga das baterias e, conseqüentemente, dos índices de modulação utilizados é dada conforme a Tabela 18.

Tabela 18 - Índices de modulação das pontes.

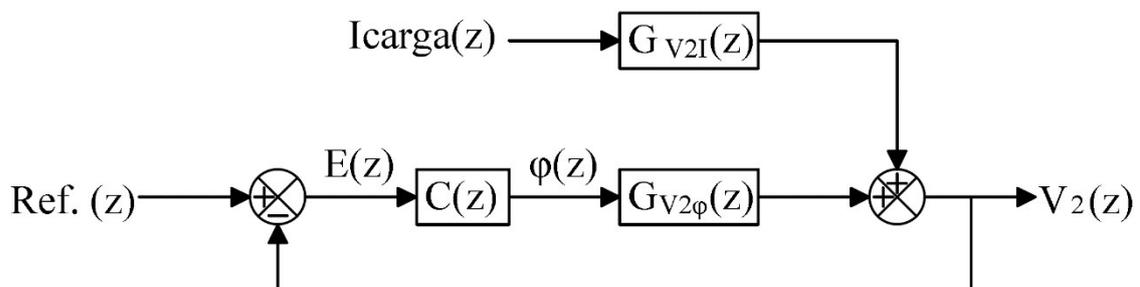
Tensão da porta 1	Índice de Modulação	
	Ponte 1	Ponte 2
$V_1 = 300 V$	$m_1 = 1$	$m_2 = 0,833$
$V_1 = 360 V$	$m_1 = 1$	$m_2 = 1$
$V_1 = 420 V$	$m_1 = 0,857$	$m_2 = 1$

Fonte: o próprio autor.

Por isso, é necessária a realimentação de tensão de ambas as portas do conversor, para que o controlador verifique qual o índice de modulação apropriado. Contudo, a alteração demasiadamente rápida do índice de modulação nas portas provoca problemas de oscilação na tensão de saída, que podem levar a instabilidade. Em função disso, propõe-se a utilização de uma malha mais lenta responsável pelo controle desses índices. Arbitrariamente, escolheu-se uma taxa de amostragem para este 50 vezes mais lenta que a taxa de amostragem usual do controlador. Tal procedimento reduz o impacto da variação do índice de modulação na estabilidade do sistema ao mesmo tempo que permite a operação em comutação suave em regime permanente.

A Figura 45 apresenta o esquemático do sistema de controle projetado. A Figura 46 apresenta o fluxograma básico do controlador implementado nesse sistema.

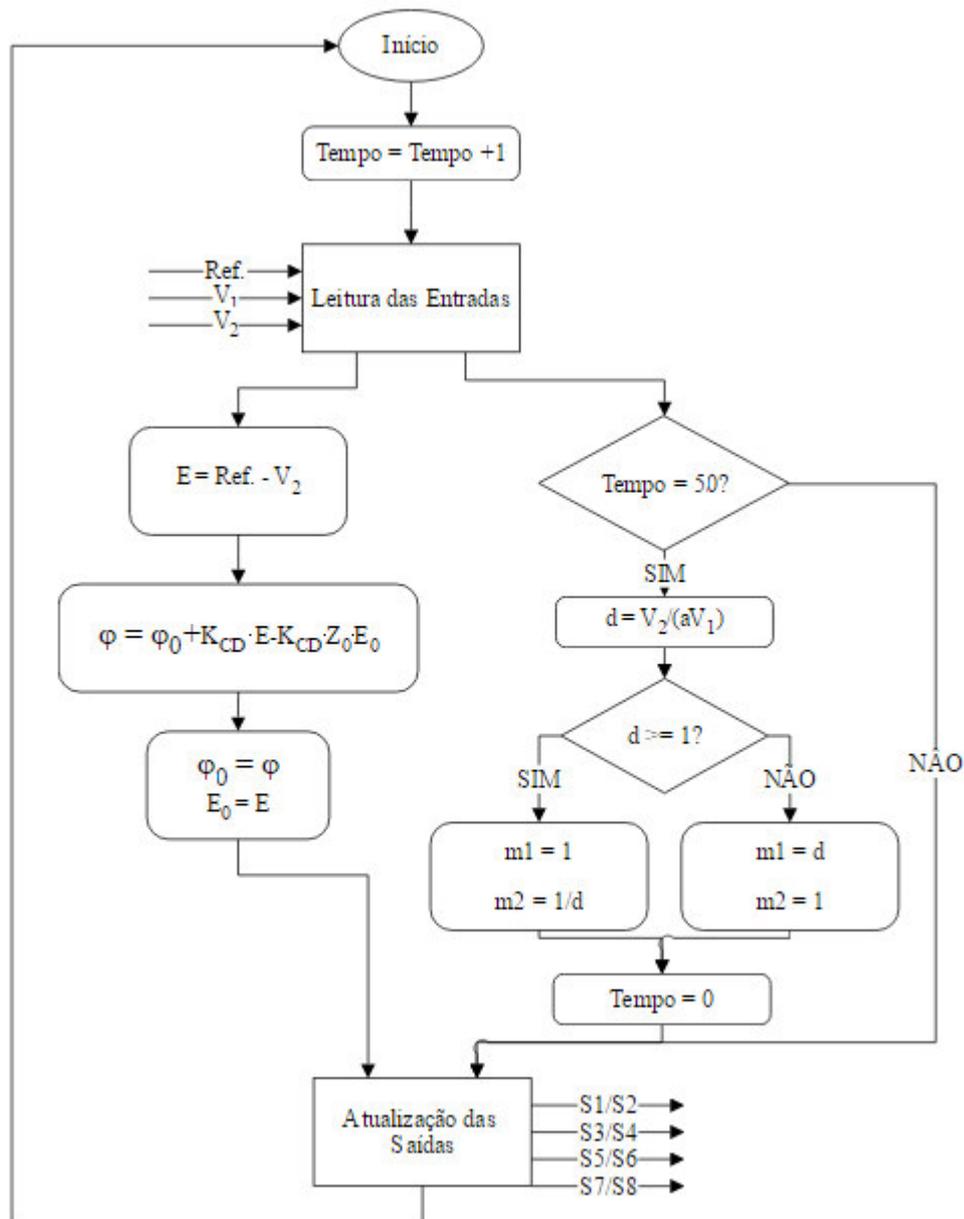
Figura 45 - Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.



$$T_{\text{sample}} = 0,0001 \text{ s}$$

Fonte: o próprio autor.

Figura 46 - Fluxograma do controlador projetado.



Fonte: o próprio autor.

3.6. Considerações finais

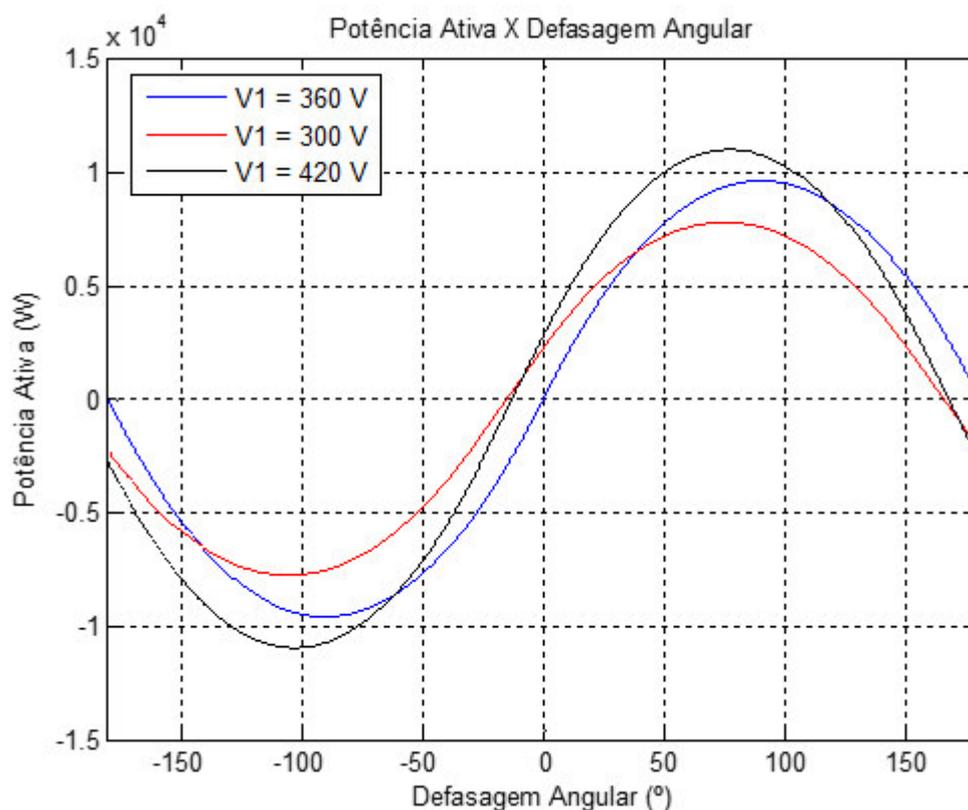
Neste capítulo, estudou-se o conversor DAB em duas metodologias de chaveamento, verificou-se os requisitos para que o mesmo opere em comutação suave ZVS, derivou-se o modelo dinâmico do mesmo, e projetou-se um controlador digital adequado que garanta a estabilidade e operação em comutação suave para toda a faixa de operação. No Capítulo 4, será apresentado o resultado de simulação obtido, e comparado com os resultados teóricos provenientes das equações deste capítulo.

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para comprovação dos resultados teóricos obtidos no Capítulo 3, utilizou-se o *software* PSIM[®] para realização de diversas simulações envolvendo o conversor DAB em diferentes condições de operação.

Com base nos parâmetros obtidos na etapa de projeto do conversor, e obedecendo os requisitos para comutação suave em toda a faixa de operação, as curvas que definem o fluxo de potência do conversor em três diferentes condições de operação são apresentadas na Figura 47. A Tabela 19 apresenta um resumo dos principais parâmetros do conversor.

Figura 47 - Curvas de potência do conversor para a faixa de operação de tensão da porta 1.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 19 - Parâmetros do conversor DAB.

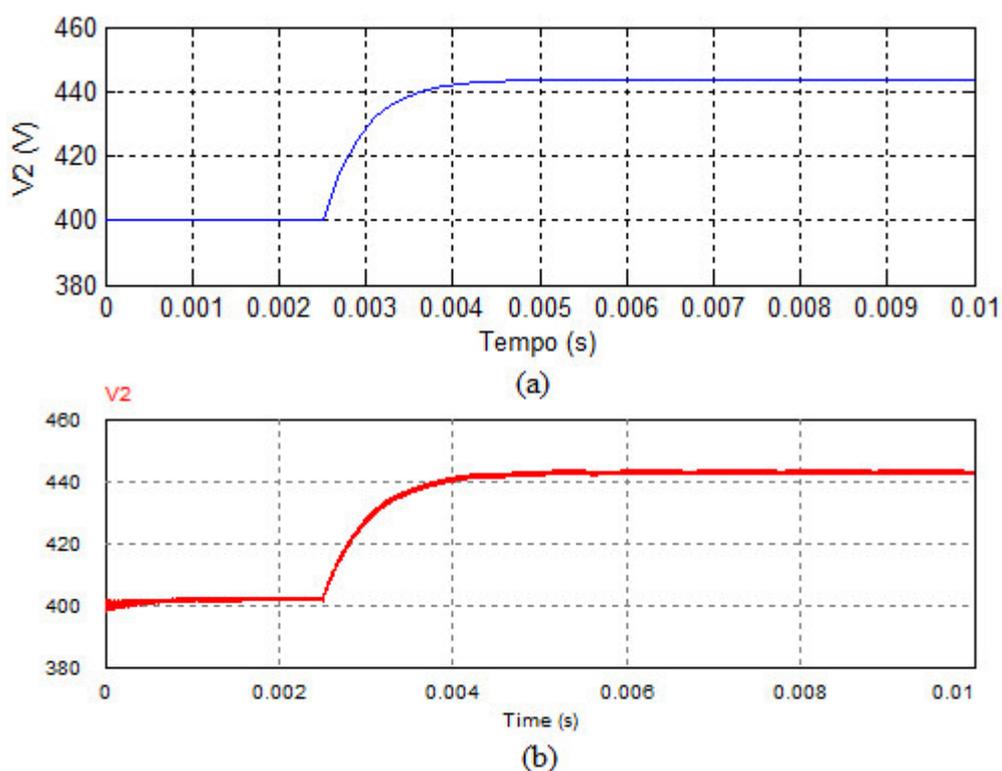
Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento	$F_s = 100 \text{ kHz}$
Tensão da porta 1	$V_1 = 300 \sim 420 \text{ V}$ (360 V nominal)
Tensão da porta 2	$V_2 = 400 \text{ V}$
Indutância de transmissão	$L = 16,875 \mu\text{H}$
Relação de transformação	$a = \frac{N_s}{N_p} = 1,11$
Potência nominal	$P = 6000 \text{ W}$
Capacitâncias filtro	$C_1 = 27 \mu\text{F}$, $C_2 = 20 \mu\text{F}$, $C_s = 16 \mu\text{F}$

Fonte: o próprio autor.

4.1. Validação da função de transferência

Para validação da função de transferência, considerou-se o conversor DAB operando em suas condições nominais de operação como situação inicial com uma carga resistiva na porta 2, e aplicou-se uma mudança em forma de degrau no ângulo de defasagem. Comparou-se a resposta dinâmica da tensão de saída obtida pelo modelo matemático com o resultado de simulação para diferentes amplitudes de variações de ângulo de defasagem.

Figura 48 - Resposta à mudança de ângulo de defasagem ($\Delta\varphi = 5^\circ$). (a) Modelo matemático. (b) Resultado de simulação.

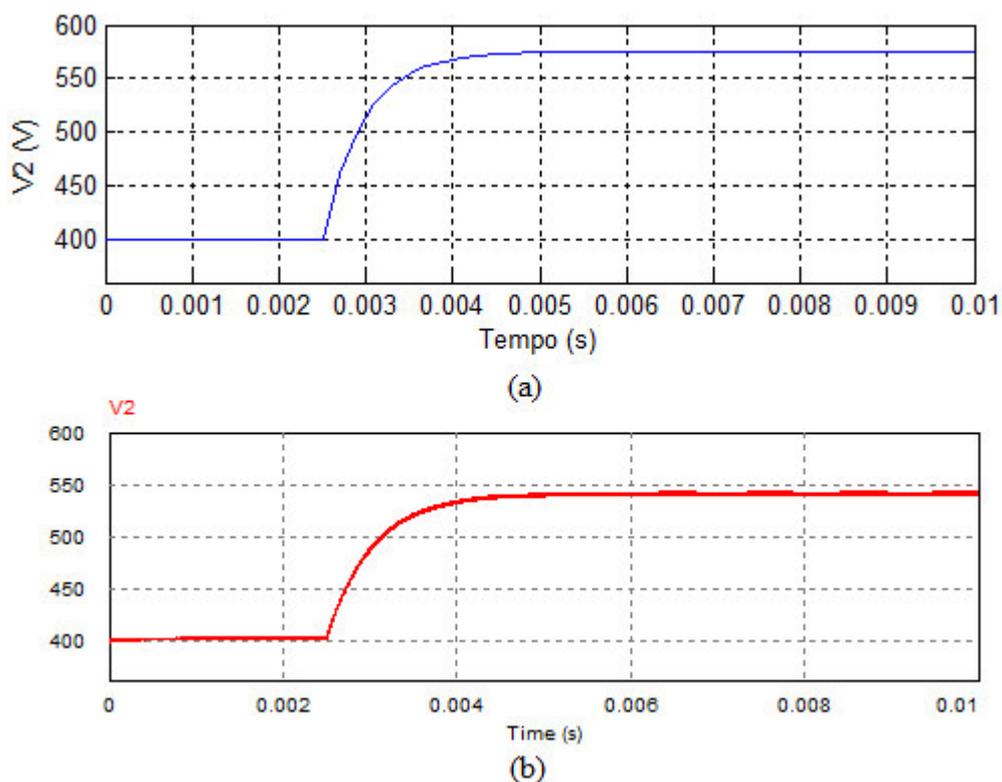


Fonte: o próprio autor.

Verificou-se que, para pequenas mudanças de ângulo de defasagem, o modelo matemático obtido do conversor DAB é extremamente fiel ao resultado de simulação, tanto em dinâmica quanto em regime permanente.

Contudo, o mesmo não pode ser dito para variações significativas de ângulos de defasagem, que apesar de apresentarem dinâmica similar, diferem em ganho estático. Todavia, isso é esperado, visto que a função de transferência foi obtida por linearização simples em torno de um ponto de operação.

Figura 49 - Resposta à mudança de ângulo de defasagem ($\Delta\varphi = 20^\circ$). (a) Modelo matemático. (b) Resultado de simulação.



Fonte: o próprio autor.

Embora apresente erros de ganho estático quando sujeitas à grandes variações de ângulos de defasagem, considerou-se a modelagem realizada extremamente satisfatória, devido à fidelidade em representar o comportamento dinâmico do conversor.

4.2. Operação em malha aberta

Neste subtópico, verificou-se o fluxo de potência do conversor operando em malha aberta. Por convenção, a porta que fornece potência será representada por uma fonte de tensão ideal, e a porta que recebe potência será representada por uma resistência com valor de acordo com a potência desejada e a tensão da porta ($R_x = V_x^2 / P$). Analisou-se diferentes pontos de operação, e os resultados de simulação obtidos foram comparados com os resultados teóricos calculados.

Para facilitar a identificação do sentido do fluxo de potência, adotou-se que o lado que fornece potência apresenta corrente média negativa, e o lado que recebe potência apresenta corrente média positiva.

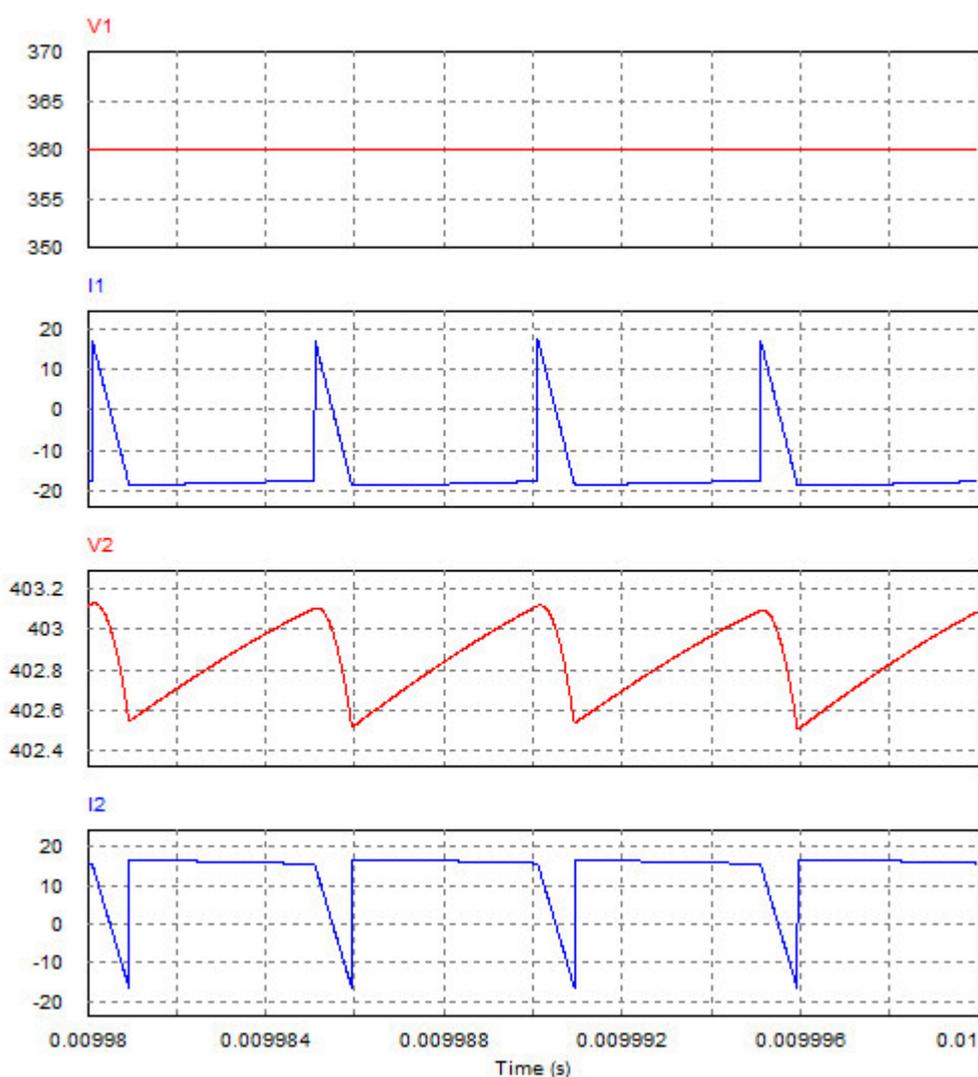
4.2.1. Tensão nominal na porta 1 ($V_1 = 360\text{ V}$)

Nessa situação, não é necessária a modulação por largura de pulso nas tensões dos enrolamentos do transformador. Portanto, a metodologia de chaveamento utilizada será a modulação *Phase Shift* convencional. O propósito de analisar essa situação é verificar o fluxo bidirecional de energia do DAB em condições nominais de operação.

- Fluxo de potência: porta 1 para porta 2
 - Ângulo de defasagem = 30°

A Figura 50 apresenta as formas de onda das tensões e correntes das portas 1 e 2.

Figura 50 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).



Fonte: o próprio autor.

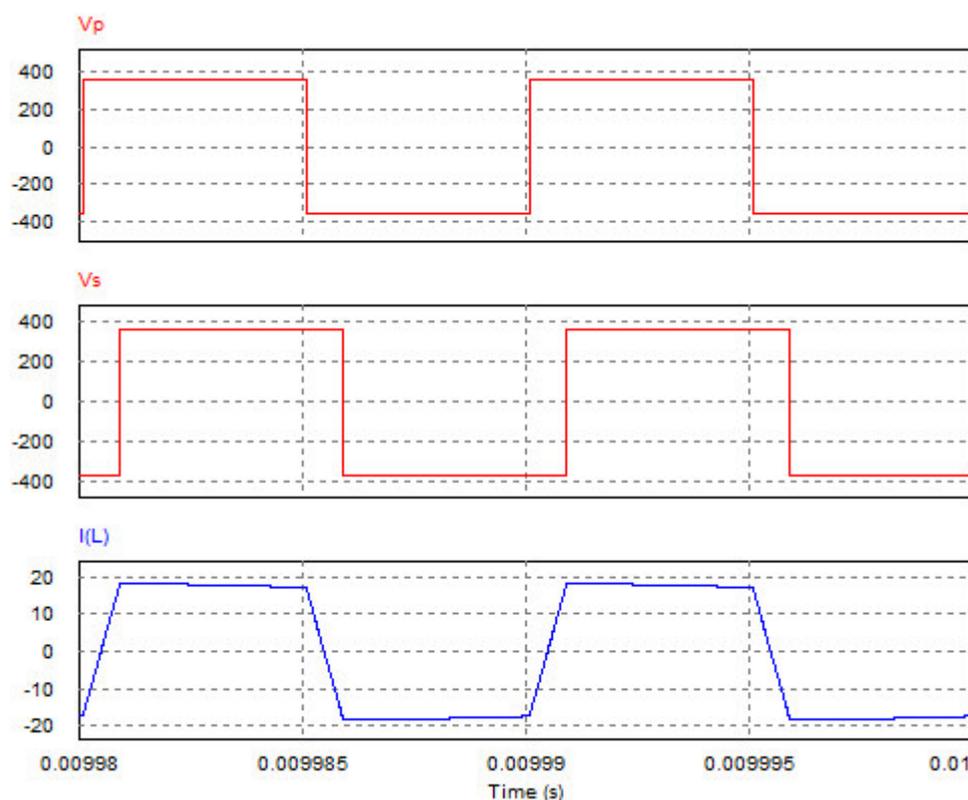
Como esperado, percebeu-se que o fluxo de potência estabelecido no conversor é no sentido da porta 1 para a porta 2.

Verificou-se que as correntes das portas 1 e 2 apresentam picos no sentido contrário ao do fluxo médio, representando o fluxo de potência reativa no conversor. Contudo, devido ao ângulo de defasagem reduzido, sua proporção em relação à potência ativa entregue é baixa.

Observou-se que a variação de tensão na porta 2 é bastante reduzida, atendendo aos requisitos de projeto.

A Figura 51 ilustra as formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos do transformador referidos ao lado primário.

Figura 51 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.



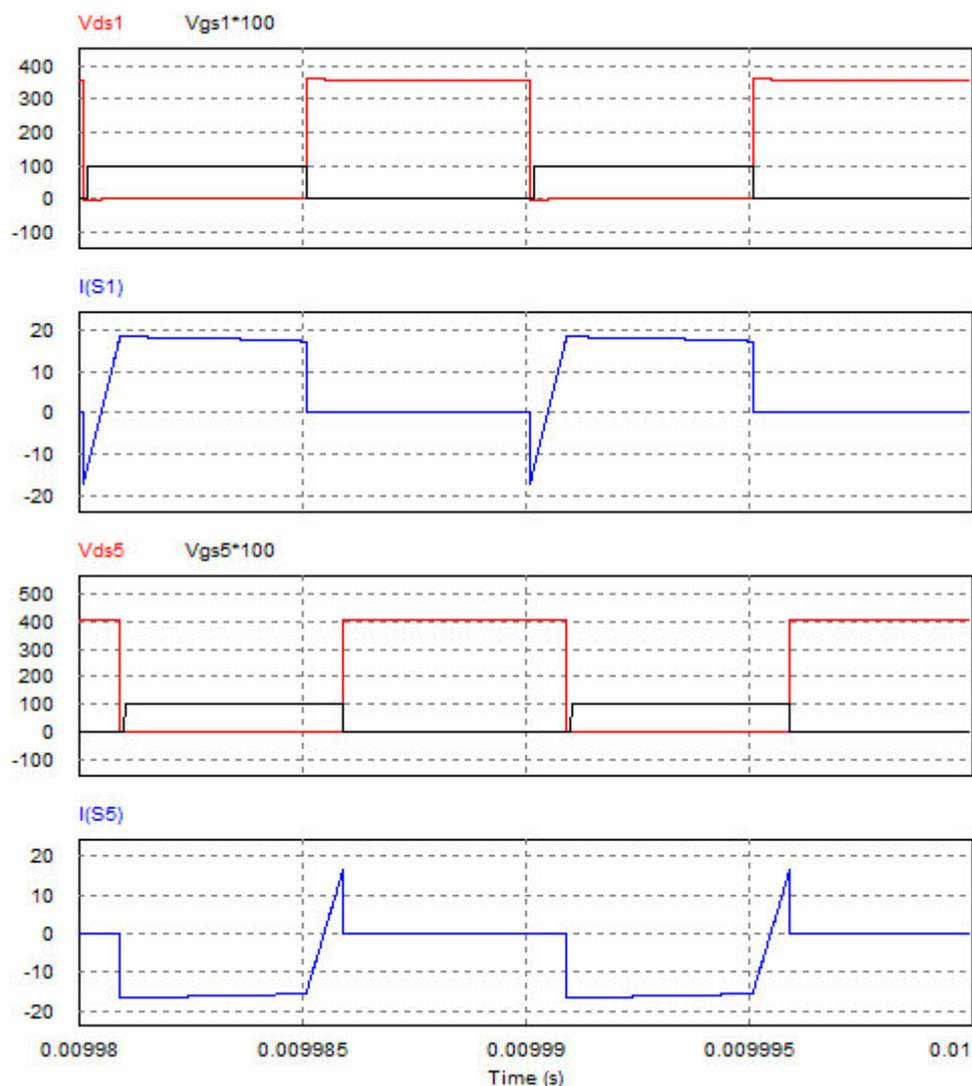
Fonte: o próprio autor.

Constatou-se que a corrente nos enrolamentos do transformador apresentava valor médio muito próximo de zero, indicando que a capacitância série projetada realiza seu papel adequadamente.

Pela Figura 51, verifica-se a defasagem angular imposta entre as tensões dos enrolamentos.

A Figura 52 apresenta as formas de onda de tensão entre os terminais *drain* e *source*, tensão entre os terminais *gate* e *source*, e corrente nas chaves S_1 e S_5 , com o intuito de verificar a ocorrência de comutação não dissipativa.

Figura 52 - Tensão *drain-source* (verm.), *gate-source* (preto), e corrente (azul) nas chaves S_1 (sup.) e S_5 (inf.).



Fonte: o próprio autor.

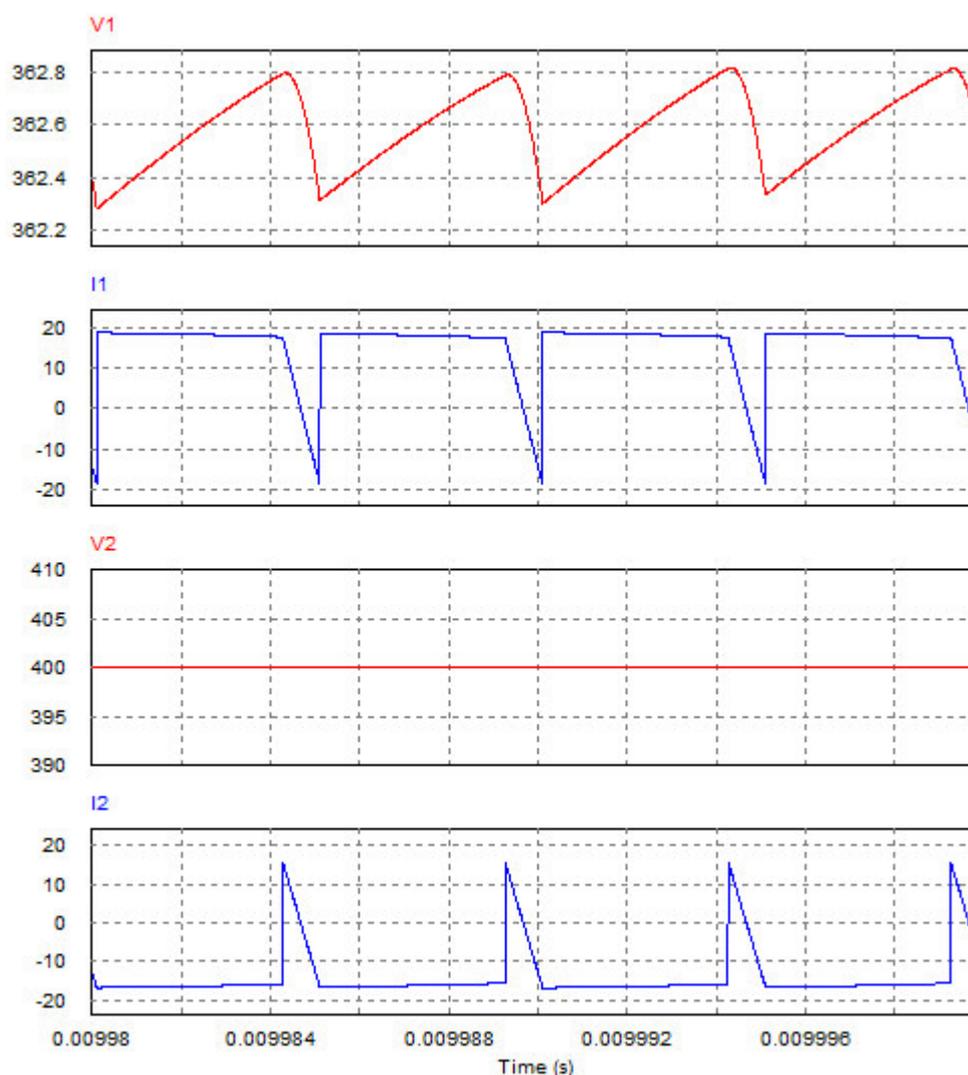
Examinou-se que a corrente é conduzida pelos diodos intrínsecos das chaves semicondutoras antes do seu acionamento ocorrer, indicando ocorrência de comutação suave ZVS. Este fato pode ser observado em todas as chaves de ambas as pontes.

Verificou-se que as chaves do lado que fornece potência conduzem corrente predominantemente pelo canal gerado entre os terminais *drain* e *source*. Analogamente, as chaves do lado que recebe potência conduzem predominantemente pelos diodos intrínsecos.

- Fluxo de potência: porta 2 para porta 1
 - Ângulo de defasagem = -30°

A Figura 53 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nas portas 1 e 2 do conversor.

Figura 53 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).



Fonte: o próprio autor.

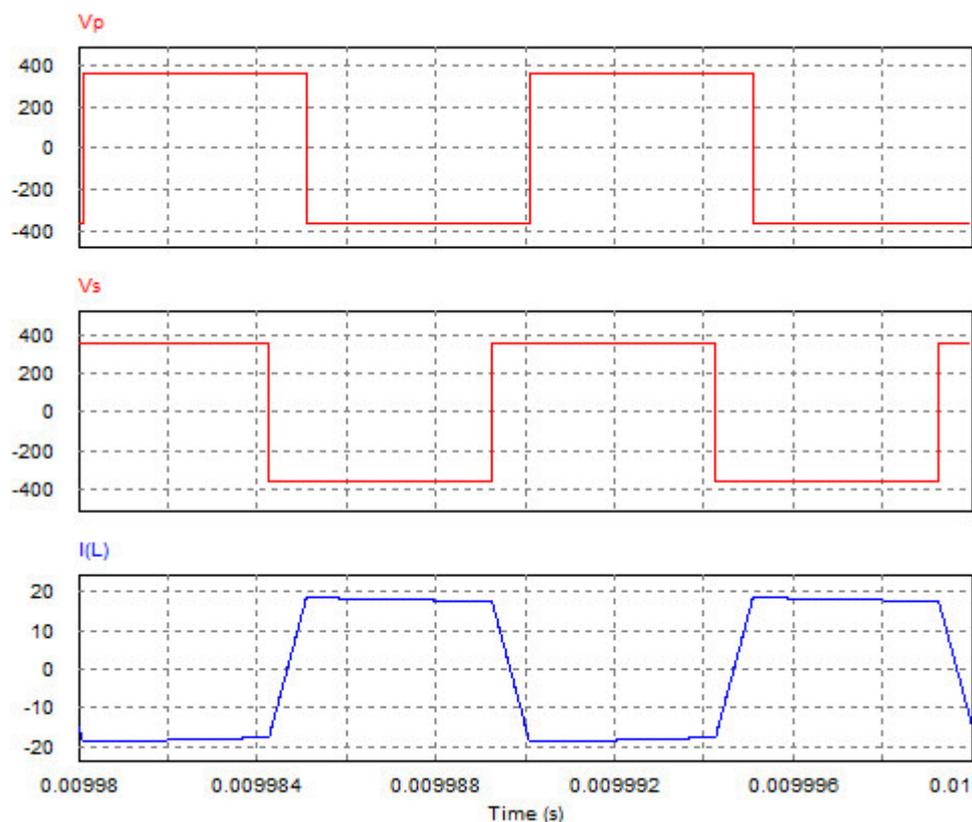
Verificou-se que, quando a tensão no secundário se encontra adiantada em relação a do primário, o fluxo de potência ocorre da porta 1 para a porta 2.

Assim como na situação anterior, a corrente das portas apresenta picos inversos ao sentido do fluxo médio de corrente.

Notou-se que a variação e tensão no capacitor filtro da porta 1 encontra-se dentro do limite considerado na etapa de projeto.

A Figura 54 demonstra as formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos do transformador referidas ao lado primário.

Figura 54 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.



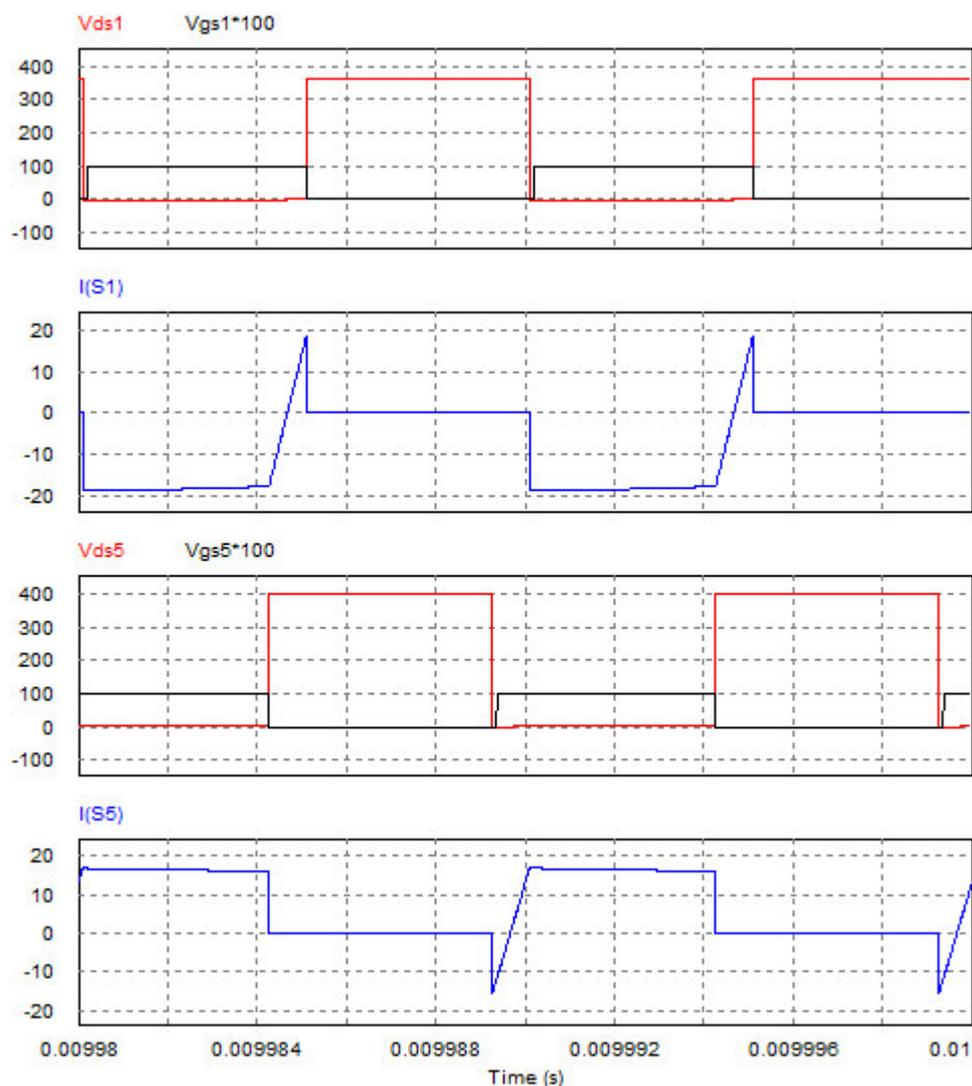
Fonte: o próprio autor.

Notou-se que, com o adiantamento da tensão do secundário em relação à do primário, a corrente na indutância de transmissão encontra-se em oposição de fase em relação a etapa anterior, demonstrando o fluxo de potência em sentido contrário.

Com o mesmo objetivo da simulação anterior, a Figura 55 apresenta as formas de onda de tensão entre os terminais *drain* e *source*, tensão entre os terminais *gate* e *source*, e corrente nas chaves S_1 e S_5 , notando-se a ocorrência de comutação não dissipativa.

Tal qual a situação prévia, as chaves de ambas as portas apresentam comutação suave ZVS. Como constatado, as chaves da porta 1 agora conduzem predominantemente pelo diodo, enquanto as da porta 2 conduzem predominantemente pelo canal formado entre os terminais *gate* e *source*.

Figura 55 - Tensão *drain-source* (verm.), *gate-source* (preto), e corrente (azul) nas chaves S_1 (sup.) e S_5 (inf.).



Fonte: o próprio autor.

- Resultados obtidos

A Tabela 20 apresenta um resumo dos principais resultados de simulação obtidos nestas simulações e sua comparação com os resultados teóricos calculados.

A partir da proximidade dos resultados, validou-se o estudo teórico realizado no Capítulo 3 para a situação onde a tensão da porta 1 é a tensão nominal de projeto.

Verificou-se, também, que para as duas simulações realizadas, obteve-se comutação suave em todas as chaves semicondutoras de ambas as portas.

Tabela 20 - Comparação entre resultados teóricos e simulados ($V_1 = 360$ V).

Parâmetro	$\varphi = -30^\circ$			$\varphi = 30^\circ$		
	Teórico	Simulado	Erro	Teórico	Simulado	Erro
I_1	14,81 A	14,98 A	1,15%	-14,81 A	-15,10 A	1,96%
I_2	-13,33 A	-13,65 A	2,40%	13,33 A	13,40 A	0,53%
$I_{L(RMS)}$	16,76 A	17,06 A	1,79%	16,76 A	16,95 A	1,13%
$I_{S1(RMS)}$	11,85 A	12,14 A	2,45%	11,85 A	11,92 A	0,59%
$I_{S5(RMS)}$	10,67 A	10,92 A	2,34%	10,67 A	10,73 A	0,56%
V_1	360 V	362,58 V	0,72%	360 V	360 V	0,00%
V_2	400 V	400 V	0,00%	400 V	402,85 V	0,71%
P_1	5333 W	5430,5 W	1,83%	-5333 W	-5434,5 W	1,90%
P_2	-5333 W	-5459,9 W	2,38%	5333 W	5400,0 W	1,26%

Fonte: o próprio autor.

4.2.2. Tensão mínima na porta 1 ($V_1 = 300$ V)

Nessa situação de operação, é necessária a modulação por largura de pulso na tensão do enrolamento secundário do transformador para que se possa operar o conversor em comutação suave em toda a faixa de operação. Portanto, a metodologia de modulação utilizada será a PSPM com modulação da porta 2. O propósito da análise nesta etapa é verificar o fluxo bidirecional de energia do conversor quando a porta 2 é modulada por largura de pulso de tensão.

- Fluxo de potência: porta 1 para porta 2
 - Ângulo de defasagem = 25°

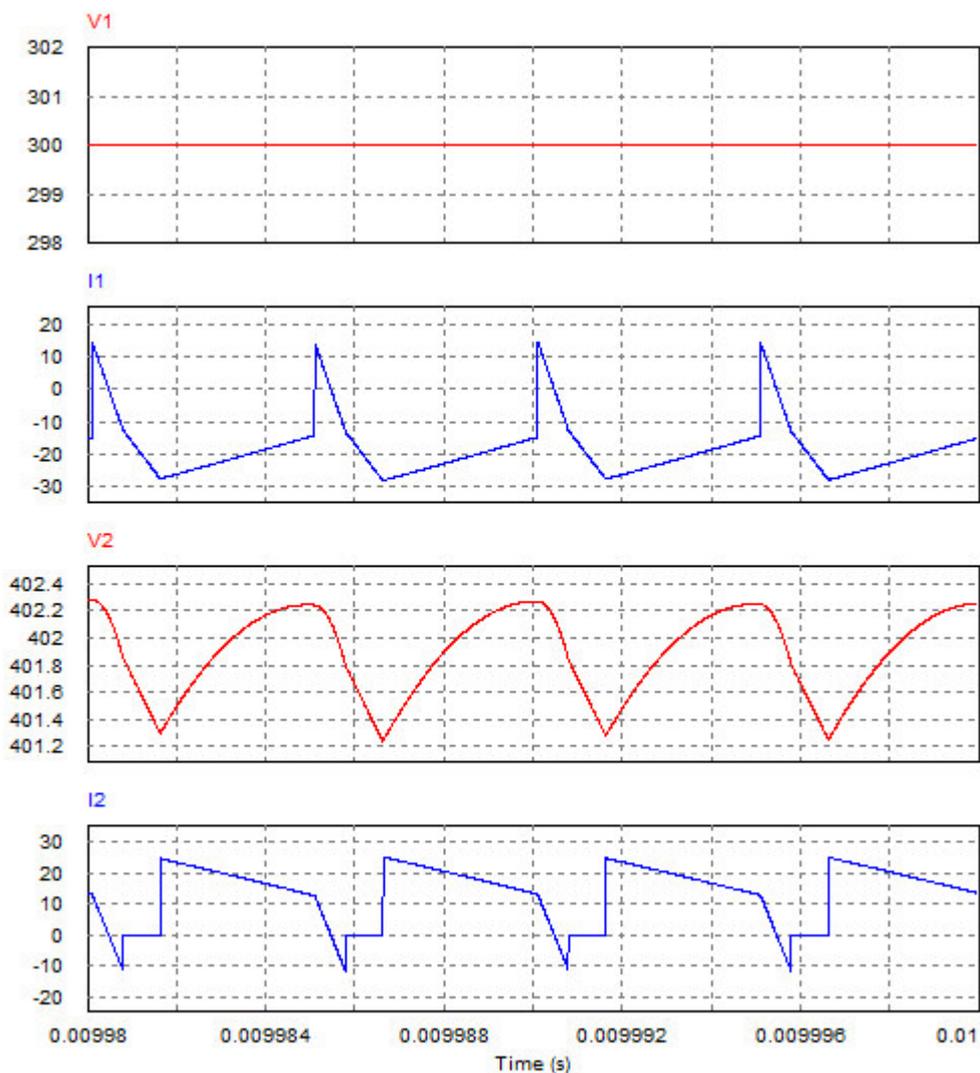
A Figura 56 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nas portas 1 e 2.

Embora similar à situação passada, percebe-se que, com a modulação por largura de pulso da tensão no secundário do transformador, a corrente da porta 2 apresenta momentos onde a mesma encontra-se nula, por conta do acionamento simultâneo de duas chaves superiores ou duas chaves inferiores.

Notou-se que, como previsto, a modulação PSPM não elimina o fluxo de potência reativa no conversor, embora possa-se utilizar do segundo grau de liberdade adicional para minimizá-lo enquanto mantêm-se a operação em comutação não dissipativa, técnica que não é abordada neste trabalho.

Por fim, verificou-se que a tensão no capacitor da porta 2 apresenta uma variação inferior ao limite de projeto, sendo, portanto, adequada.

Figura 56 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).



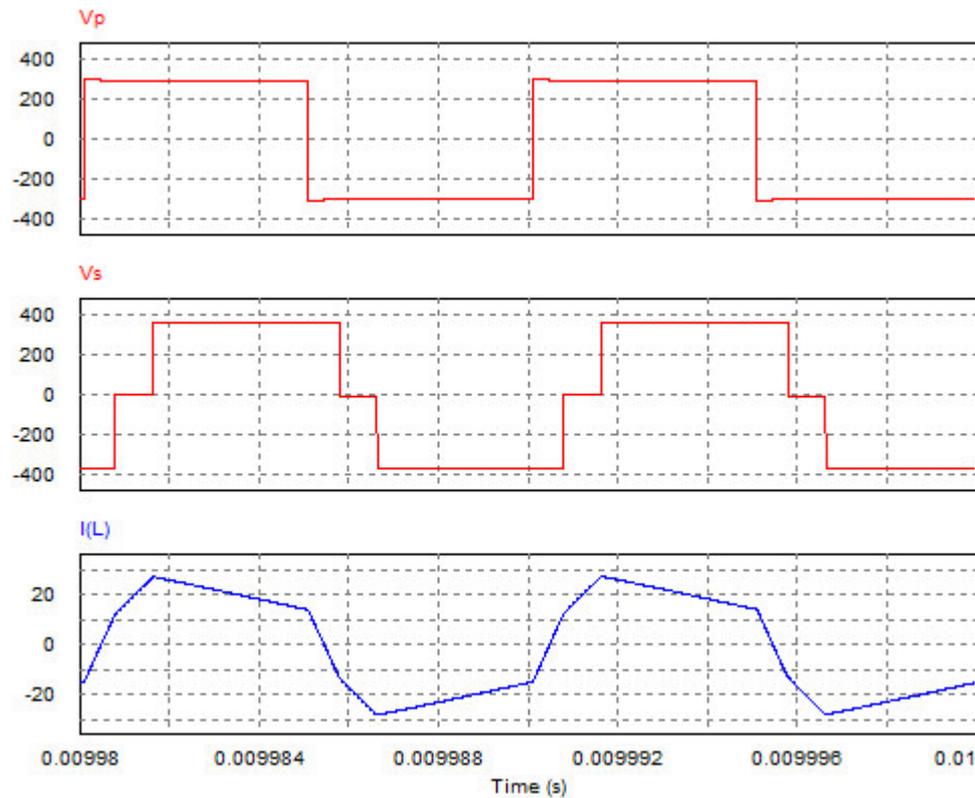
Fonte: o próprio autor.

A Figura 57 apresenta as formas de onda dos enrolamentos do primário e secundário do transformador referidos ao lado primário.

Observou-se a presença de três níveis de tensão no secundário do transformador, como previsto, enquanto a forma de onda do primário possui apenas dois níveis, similarmente à modulação *Phase Shift* convencional.

Reparou-se que a forma de onda da corrente do indutor, apesar de sua maior complexidade, apresentava valor médio nulo.

Figura 57 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.

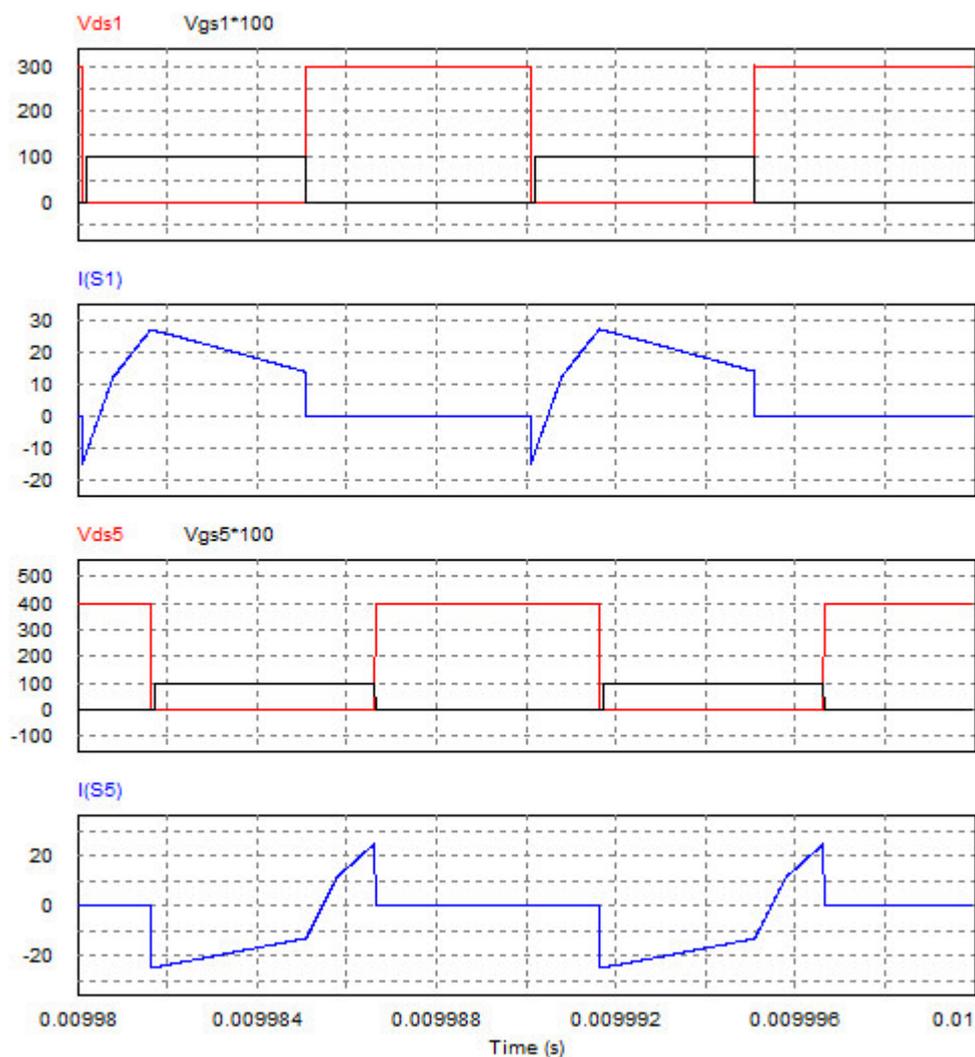


Fonte: o próprio autor.

A Figura 58 ilustra as formas de onda de tensão entre os terminais *drain* e *source*, tensão entre os terminais *gate* e *source*, e corrente nas chaves S_1 e S_5 , notando-se a ocorrência de comutação não dissipativa.

Apesar de operar com ganho estático diferente do valor unitário, verificou-se que ao utilizar-se a modulação PSPM, o conversor pode continuar operando em comutação suave para qualquer valor de defasagem angular, desde que o índice de modulação seja apropriado.

Figura 58 - Tensão *drain-source* (verm.), *gate-source* (preto), e corrente (azul) nas chaves S_1 (sup.) e S_5 (inf.).



Fonte: o próprio autor.

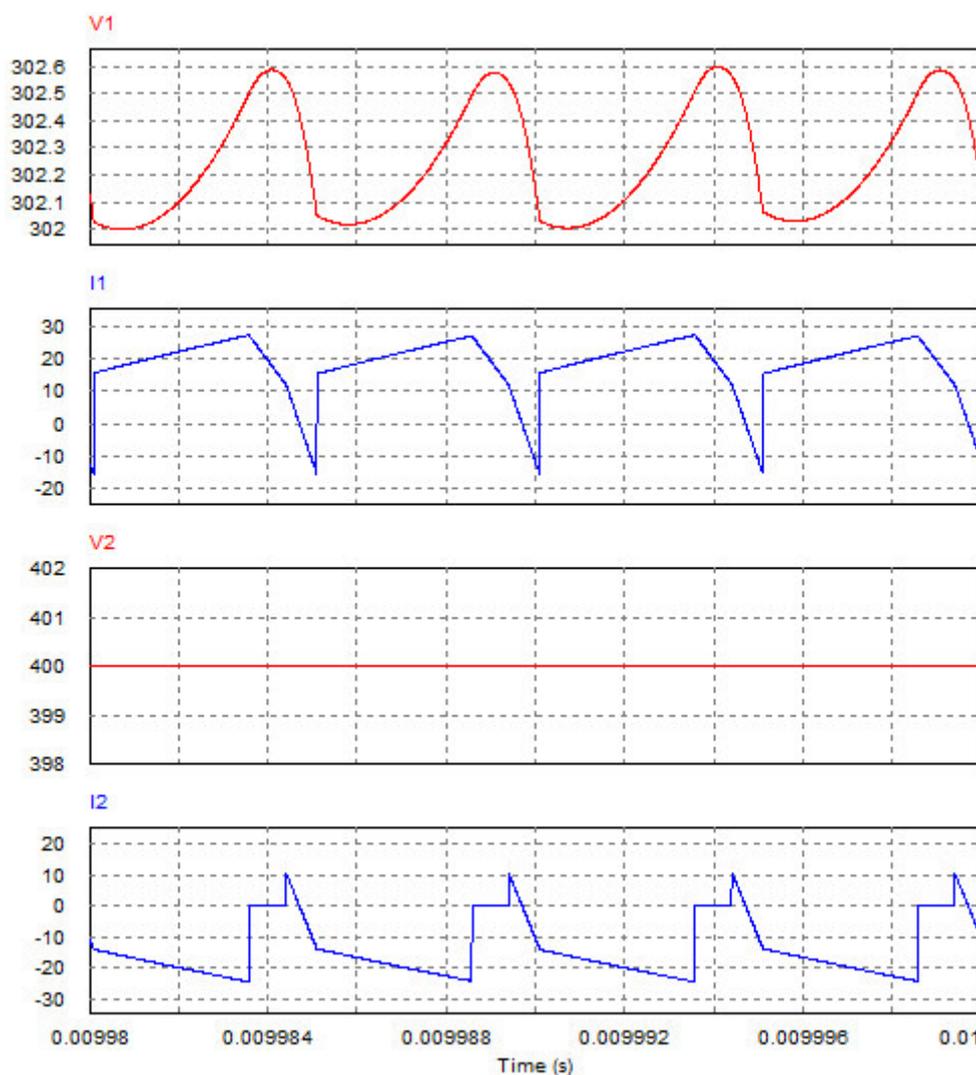
- Fluxo de potência: porta 2 para porta 1
 - Ângulo de defasagem = -55°

De forma análoga, simulou-se a situação atual em um ângulo de defasagem tal que houvesse fluxo de potência no sentido contrário à simulação apresentada previamente.

A Figura 59 mostra as formas de onda de tensão e corrente nas portas 1 e 2 do conversor.

Verificou-se o estabelecimento do fluxo de potência no sentido da porta 2, atualmente modulada por largura de pulso, para a porta 1. Portanto, constatou-se que o conversor DAB é capaz de operar com bidirecionalidade em modulação PSPM.

Figura 59 - Tensão e corrente nas portas 1 (sup.) e 2 (inf.).

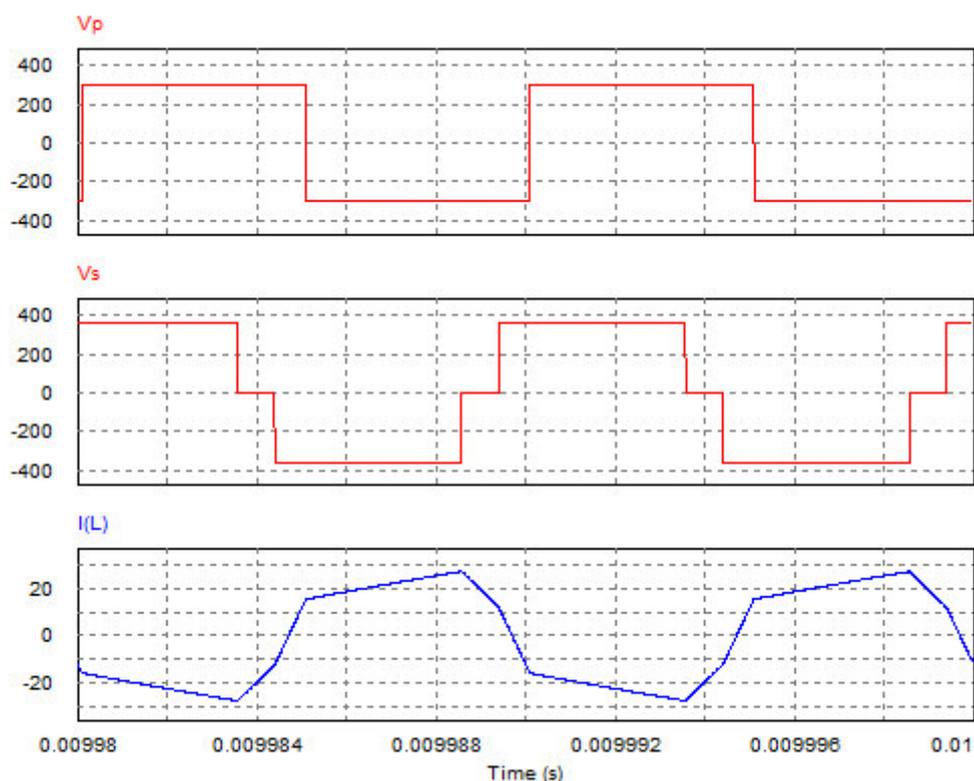


Fonte: o próprio autor.

A Figura 60 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nos enrolamentos do transformador referidos ao lado primário.

Verifica-se que, apesar do ângulo de defasagem ser muito maior em módulo em relação à etapa anterior, a diferença de fase entre as tensões dos enrolamentos não aparenta ser muito diferente à apresentada na Figura 57, por exemplo. Isto ocorre devido à convenção utilizada para as derivações matemáticas do Capítulo 3, onde determinou-se que o ângulo de defasagem é medido como a diferença angular entre o acionamento das chaves S_1 e S_8 . Este ponto de operação foi escolhido justamente para comprovar que apesar do ângulo de defasagem apresentar módulo diferente à simulação anterior, o fluxo de potência estabelecido é o mesmo em módulo, mas em sentido contrário.

Figura 60 - Tensão e corrente nos enrolamentos do transformador.



Fonte: o próprio autor.

Por fim, a Figura 61 exibe as formas de onda de tensão entre os terminais *drain* e *source*, tensão entre os terminais *gate* e *source*, e corrente nas chaves S_1 e S_5 .

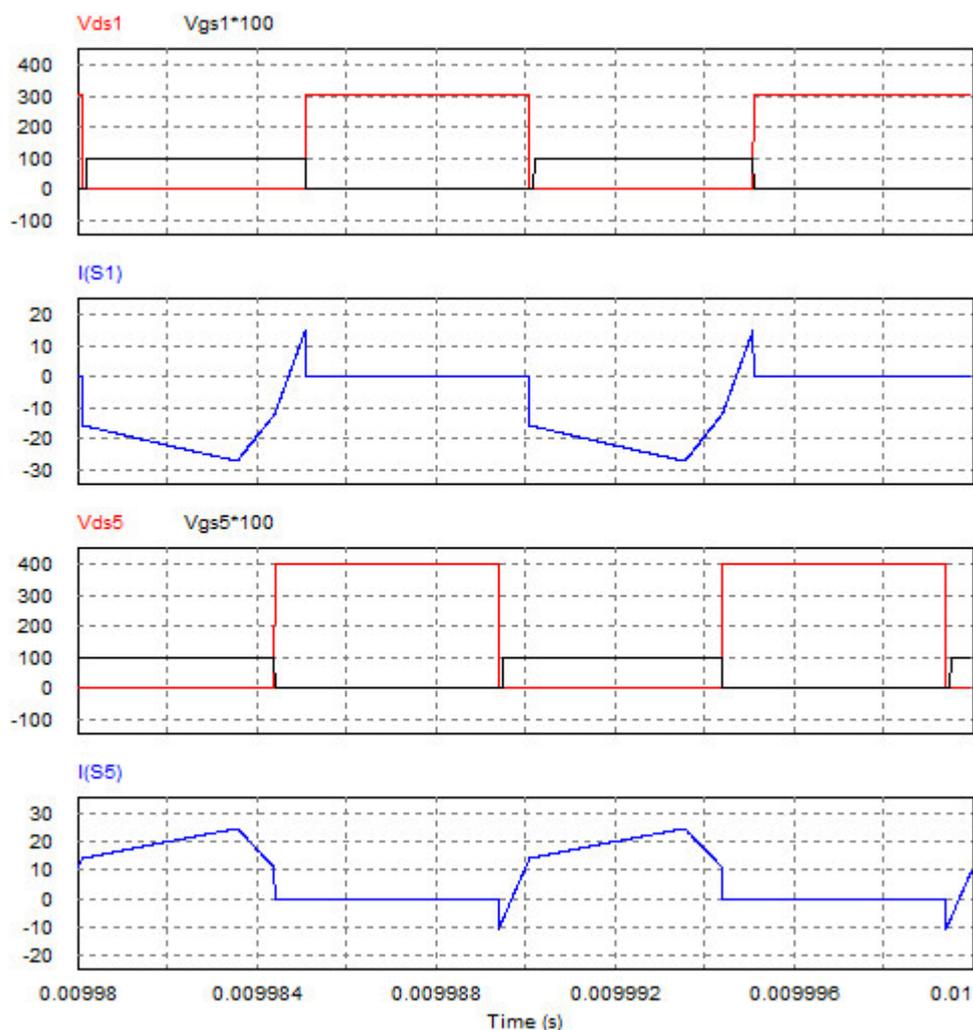
A Tabela 21 apresenta um resumo dos principais resultados de simulação obtidos nestas simulações e sua comparação com os resultados teóricos calculados.

Tabela 21 - Comparação entre resultados teóricos e simulados ($V_1 = 300$ V).

Parâmetro	$\varphi = -55^\circ$			$\varphi = 25^\circ$		
	Teórico	Simulado	Erro	Teórico	Simulado	Erro
I_1	17,70 A	17,85 A	0,85%	-17,70 A	-17,96 A	1,47%
I_2	-13,27 A	-13,58 A	2,34%	13,27 A	13,30 A	0,23%
$I_{L(RMS)}$	20,32 A	20,03 A	-1,43%	20,32 A	20,03 A	-1,43%
$I_{S1(RMS)}$	14,37 A	14,25 A	-0,84%	14,37 A	14,03 A	-2,37%
$I_{S5(RMS)}$	12,93 A	12,82 A	-0,85%	12,93 A	12,68 A	-1,93%
V_1	300 V	302,25 V	0,75%	300 V	300 V	0,00%
V_2	400 V	400 V	0,00%	400 V	401,89 V	0,47%
P_1	5308,6 W	5394,4 W	1,62%	-5308,6 W	-5389,2 W	1,52%
P_2	-5308,6 W	-5433,7 W	2,36%	5308,6 W	5344,8 W	0,68%

Fonte: o próprio autor.

Figura 61 - Tensão *drain-source* (verm.), *gate-source* (preto), e corrente (azul) nas chaves S_1 (sup.) e S_5 (inf.).



Fonte: o próprio autor.

4.2.3. Tensão máxima na porta 1 ($V_1 = 420$ V)

Devido à similaridade com a situação anterior, sendo neste caso a modulação por largura de pulso realizada na porta 1 do conversor, as figuras das formas de onda serão omitidas.

Contudo, para comprovar os resultados teóricos obtidos, simulou-se o conversor em dois pontos de operação simétricos, como na situação anterior, onde ocorrem fluxos de potência de módulo similar, mas em sentidos contrários.

Verificou-se que as chaves estavam operando em comutação suave por tensão nula, e que os resultados eram bastante próximos à análise teórica realizada, como comprovada pela Tabela 22.

Tabela 22 - Comparação entre resultados teóricos e simulados ($V_1 = 420$ V).

Parâmetro	$\varphi = -40^\circ$			$\varphi = 15^\circ$		
	Teórico	Simulado	Erro	Teórico	Simulado	Erro
I_1	13,11 A	13,14 A	0,23%	-13,41 A	-13,65 A	1,79%
I_2	-13,77 A	-13,96 A	1,38%	14,08 A	14,16	0,57%
$I_{L(RMS)}$	16,54 A	16,76 A	1,33%	16,93 A	17,03 A	0,59%
$I_{S1(RMS)}$	11,70 A	11,86 A	1,37%	11,97 A	12,00 A	0,25%
$I_{S5(RMS)}$	10,53 A	10,67 A	1,33%	10,78 A	10,80 A	0,19%
V_1	420 V	422,31 V	0,55%	420 V	420 V	0,00%
V_2	400 V	400 V	0,00%	400 V	402,82 V	0,70%
P_1	5508,3 W	5551,2 W	0,78%	-5631,7 W	-5734,5 W	1,83%
P_2	-5508,3 W	-5583,6 W	1,37%	5631,7 W	5704,3 W	1,29%

Fonte: o próprio autor.

4.2.4. Considerações gerais

A partir das simulações em malha aberta em diferentes pontos de operação, constatou-se que o estudo teórico realizado no Capítulo 3 estava condizente com a operação do conversor DAB. Verificou-se que o mesmo era capaz de operar em comutação suave para diferentes situações de valor médio de tensão na porta 1, para qualquer sentido de fluxo de potência.

Verificou-se também que, com a convenção de medição de ângulo de defasagem utilizada, o equacionamento em modulação PSPM é o mesmo para qualquer ganho de tensão d , desde que as portas estejam moduladas por largura de pulso adequadamente.

4.3. Operação em malha fechada

Neste subtópico, verificou-se a performance do controlador projetado para operação em malha fechada para diferentes valores médios de tensão na porta 1.

Nestas simulações, considerou-se a tensão da porta 1 (proveniente do banco de baterias) como uma fonte de tensão ideal. A tensão da porta 2 (proveniente da microrrede CC) foi simulada como uma fonte de corrente que alimenta uma capacitância.

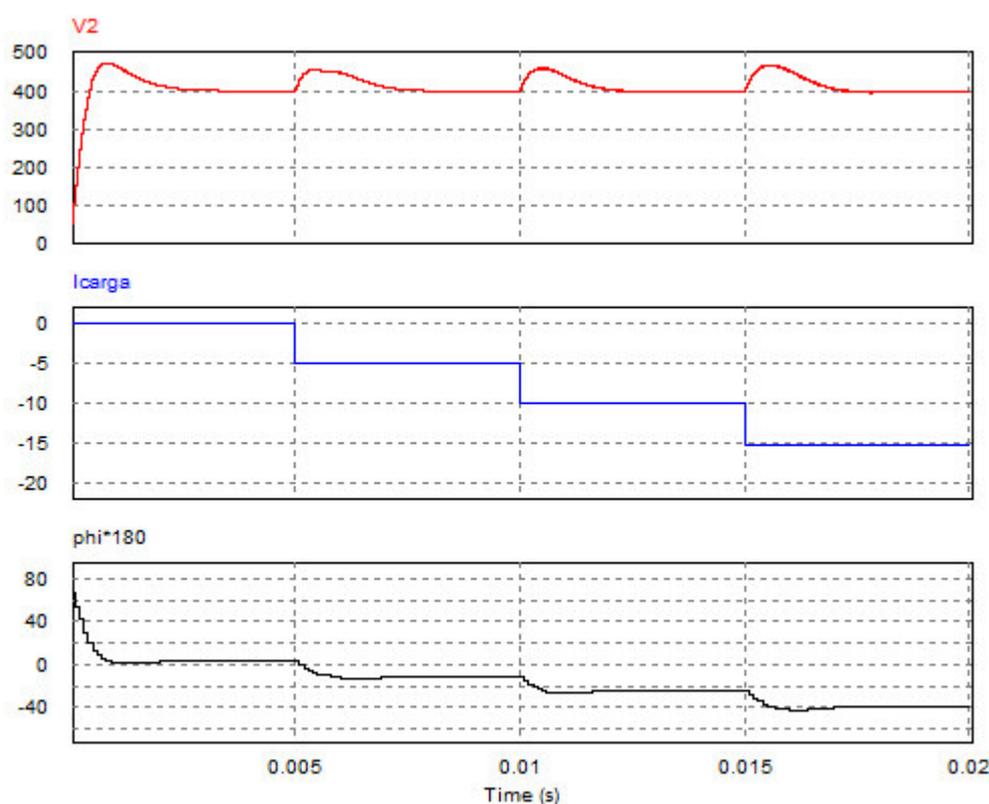
O propósito da realização destas simulações é verificar como o conversor comporta-se em diferentes degraus de carga (ou de geração) ao qual a microrrede CC está sujeita, e se o mesmo é capaz de regular a tensão da porta 2 de forma eficiente, ao mesmo tempo que a estabilidade é mantida.

4.3.1. Tensão nominal na porta 1 ($V_1 = 360$ V)

Nesta situação, verificou-se a performance do conversor DAB com tensões nominais de operação.

A Figura 62 mostra o comportamento da tensão de saída para diferentes degraus de correntes fornecidas pela microrrede CC. Por convenção, adotou-se que correntes de valores negativos na porta 2 implicam fornecimento de energia, enquanto valores positivos implicam demanda de energia.

Figura 62 - Tensão da porta 2 (verm.), corrente de carga/geração (azul) e ângulo de defasagem do conversor, em graus (preto). Degraus de geração de energia na microrrede CC.

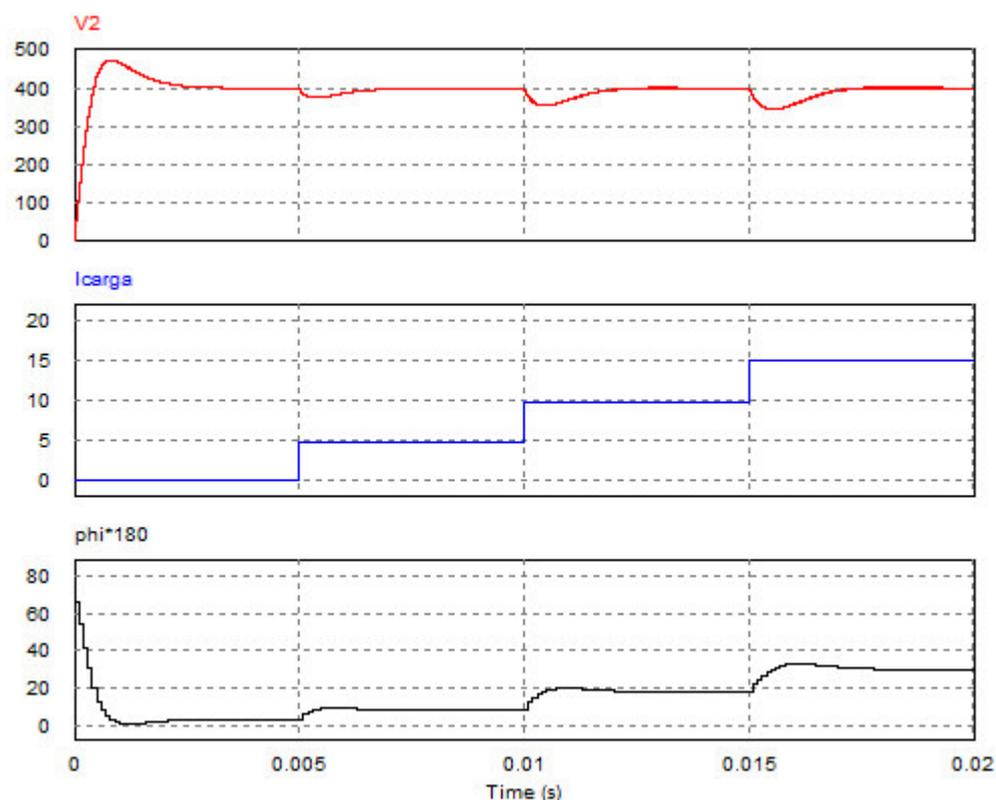


Fonte: o próprio autor.

Observou-se que o controlador é capaz de estabilizar a tensão da porta 2 no valor especificado, apresentando tempo de assentamento reduzido (em torno de 2,5 ms). Todavia, o mesmo não previne a presença de sobressinal do valor de tensão, que pode representar até 18% do valor nominal de tensão da porta 2.

A Figura 63 apresenta um estudo similar, mas agora realizado em diferentes degraus de demanda por parte da microrrede CC.

Figura 63 - Tensão da porta 2 (verm.), corrente de carga/geração (azul) e ângulo de defasagem do conversor, em graus (preto). Degraus de demanda de energia na microrrede CC.



Fonte: o próprio autor.

Com isso, comprovou-se que o mesmo controlador é capaz de regular a tensão da microrrede CC em ambas direções de transferência de potência, assim como em toda faixa de operação do conversor.

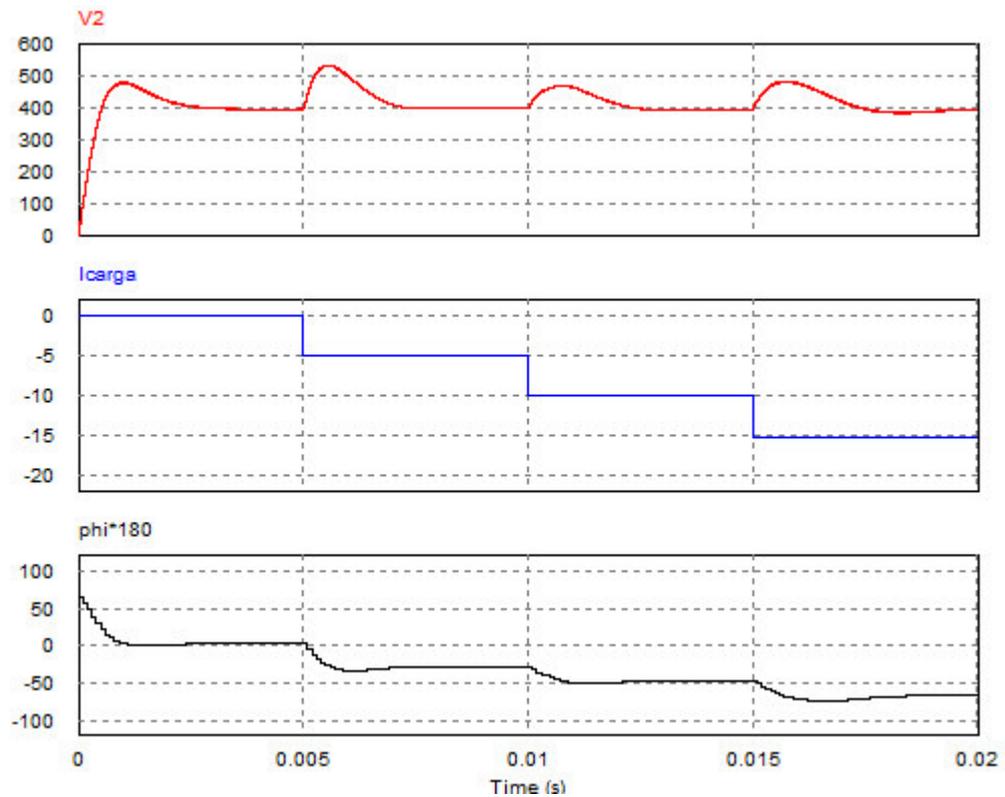
4.3.2. Tensão mínima na porta 1 ($V_1 = 300\text{ V}$)

Embora dimensionado para operação com tensão nominal na porta 1, o controlador deve ser robusto o suficiente para garantir estabilidade em todas as possíveis situações de operação.

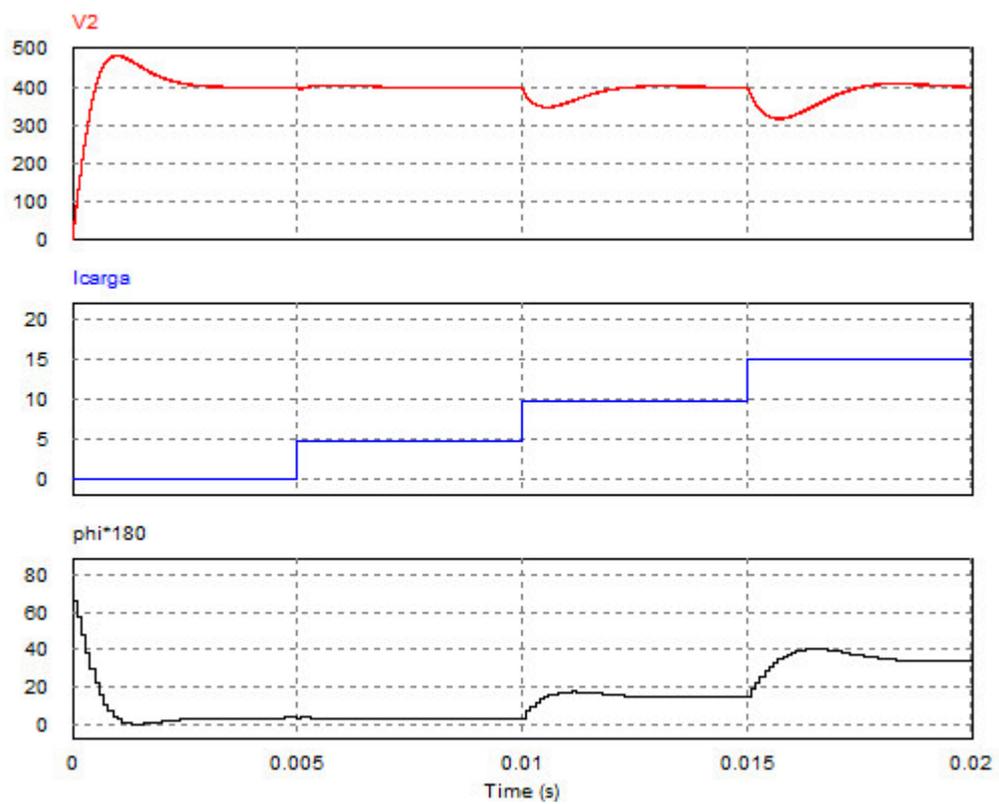
Dito isso, as simulações realizadas neste subtópico visam observar que a performance do conversor mesmo com tensão mínima no banco de baterias continua adequada.

A Figura 64 (a) demonstra o comportamento do conversor quando sujeito à diferentes degraus de geração, enquanto a Figura 64 (b) ilustra para diferentes degraus de demanda. Percebeu-se que, embora o sistema continue estável, os sobressinais de tensão da porta 2 foram amplificados.

Figura 64 - Operação em malha fechada ($V_l = 300$ V). (a) Degraus de geração de energia na microrrede CC. (b) Degraus de demanda de energia na microrrede CC.



(a)



(b)

Fonte: o próprio autor.

A amplificação dos sobressinais é uma consequência tanto natural, visto que o controlador foi projetado para situações nominais de operação, como causada pelo próprio algoritmo, em que a mudança no índice de modulação de uma das portas provoca uma alteração no sistema. Uma possível otimização do mesmo seria um algoritmo de detecção de mudanças na função de transferência e, em função desta, um ajuste automático dos parâmetros do controlador para o controle ótimo do sistema.

4.3.3. Tensão máxima na porta 1 ($V_1 = 420$ V)

Nas simulações deste subtópico, verificou-se o outro extremo da operação, onde o banco de baterias encontra-se com tensão máxima. A Figura 65 apresenta os resultados de simulação obtidos.

Observou-se que, com o aumento da tensão de entrada acima do valor nominal, os sobressinais de tensão na porta 2 causados pelos degraus de demanda e geração foram consideravelmente reduzidos. Uma explicação plausível para tal situação é o aumento da amplitude da curva de potência do conversor em função do ângulo de defasagem, como pode ser observado na Figura 47, que faz com que níveis elevados de transferência de potência sejam alcançados em pequenas variações de defasagem angular, diminuindo o esforço de controle do conversor.

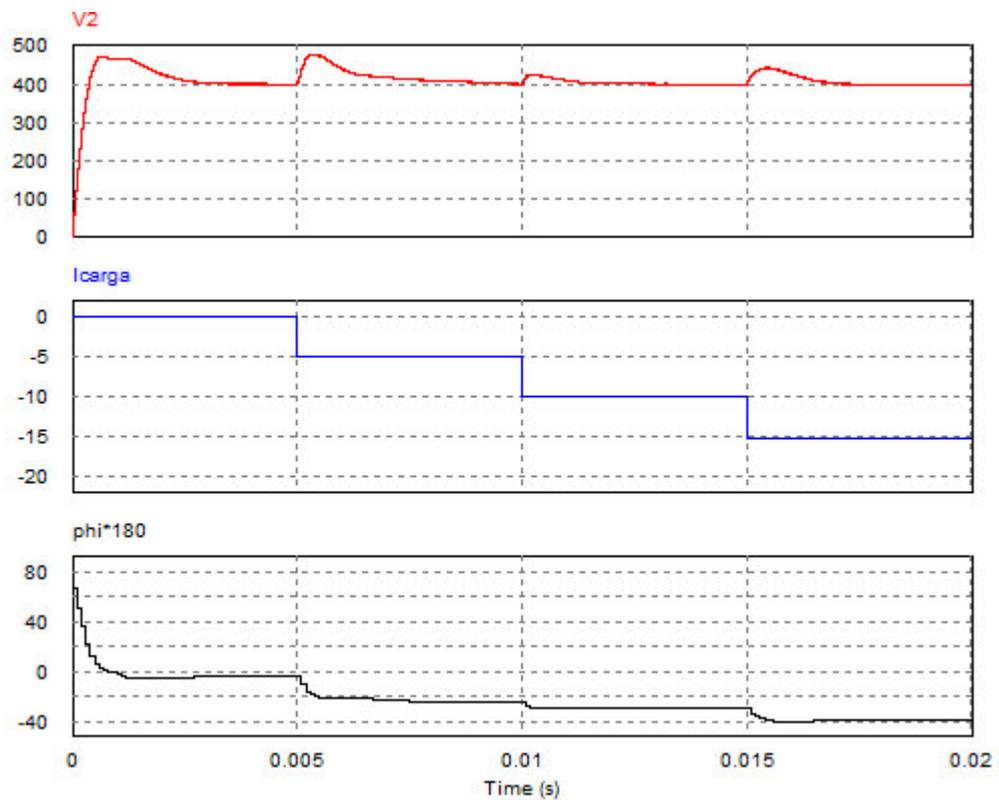
4.4. Otimização do controlador

Em virtude dos problemas de sobressinal encontrados em mudanças abruptas de carregamento do conversor, propôs-se a implementação de um controle *feedforward*, que consiste em um algoritmo que calcula o ângulo de defasagem apropriado com base na potência solicitada ou gerada pela microrrede CC. Esta técnica, proposta por SEGARAN (*et al*, 2013), foi implementada em um conversor DAB operando em modulação *Phase Shift* convencional e aprimorou significativamente a resposta do conversor à degraus de carga ou de geração.

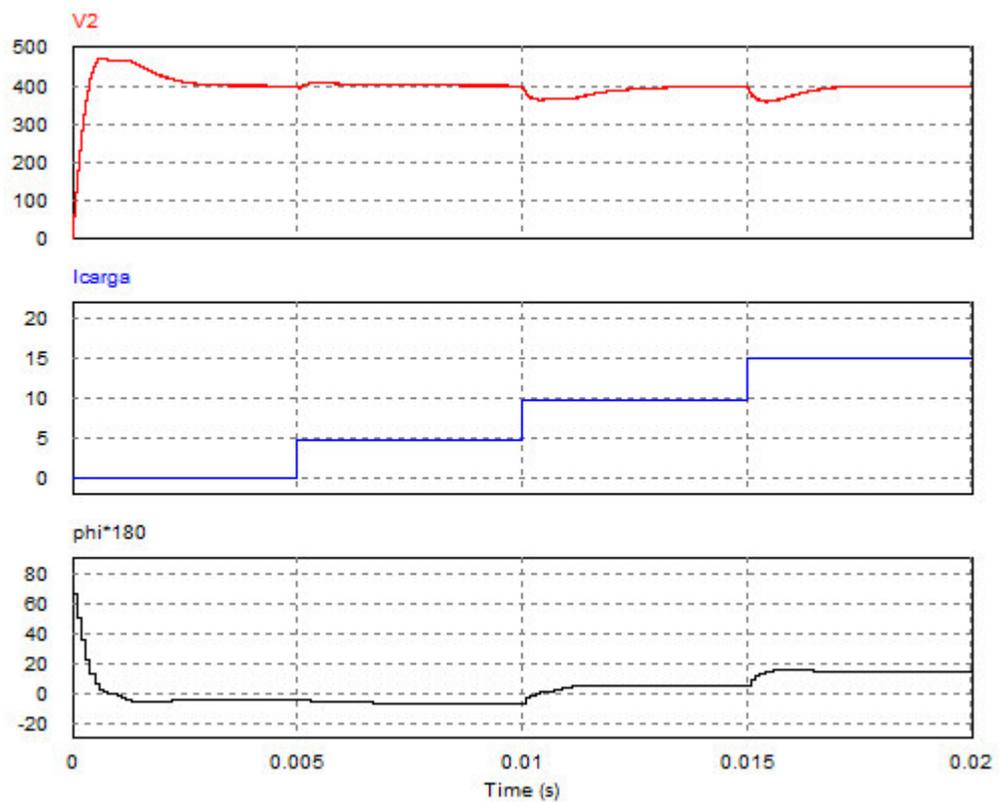
De forma similar, implementou-se um controlador *feedforward* ao conversor DAB operando em modulação PSPM, que calcula o ângulo de defasagem com base no ganho de tensão e no índice de modulação utilizado, como indicado pelas curvas de potência da Figura 47, e a Equação (62).

O diagrama de blocos do novo sistema de controle é ilustrado na Figura 66. A Figura 67 apresenta uma comparação entre os impactos causados por degraus de corrente na porta 2 na tensão de saída na topologia original de controle e a topologia otimizada.

Figura 65 – Operação em malha fechada ($V_I = 420$ V). (a) Degraus de geração de energia na microrrede CC. (b) Degraus de demanda de energia na microrrede CC.



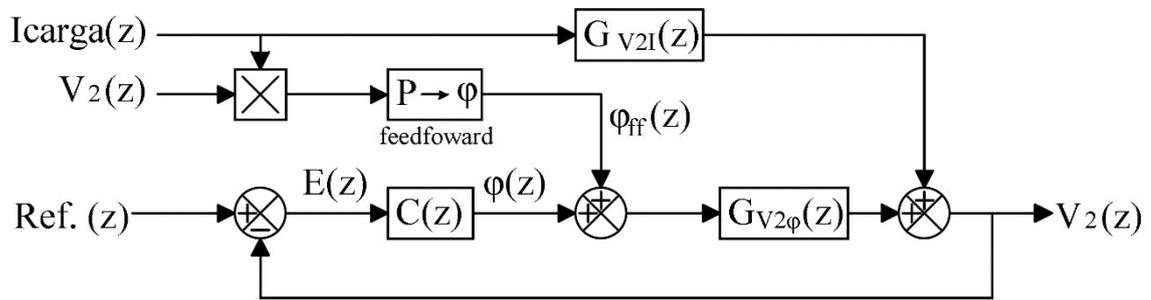
(a)



(b)

Fonte: o próprio autor.

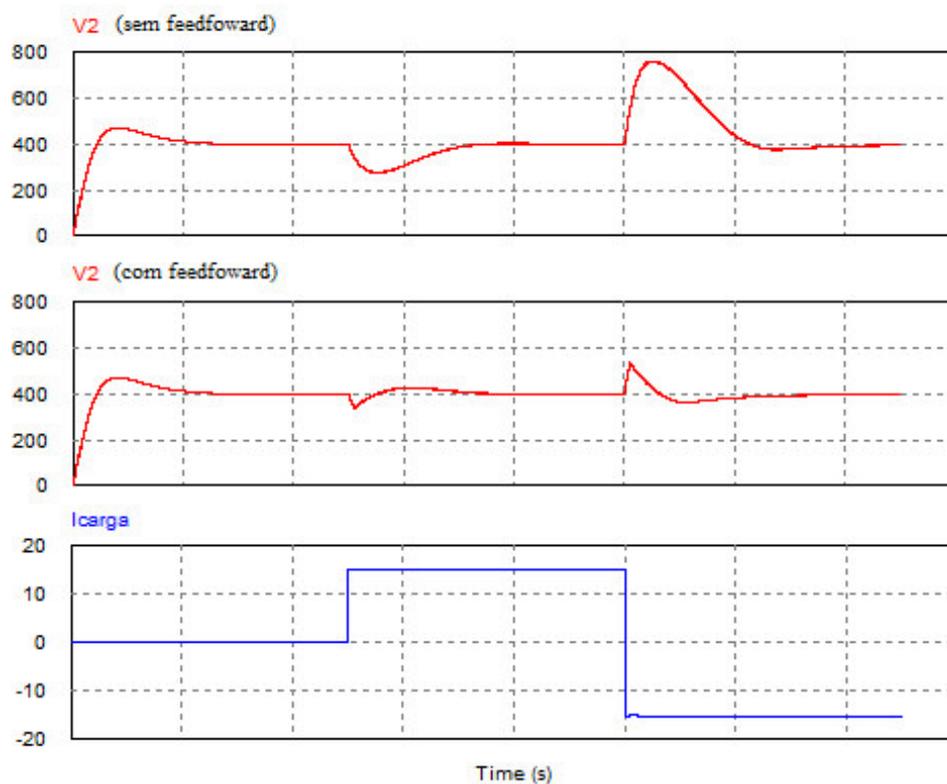
Figura 66 - Topologia do controle otimizado com *feedforward*.



$$T_{\text{sample}} = 0,0001 \text{ s}$$

Fonte: o próprio autor.

Figura 67 - Comparação de respostas da tensão da porta 2 à degraus de variação de corrente (inf.) em sistema sem controlador *feedforward* (sup.) e com *feedforward* (meio).



Fonte: o próprio autor.

Após a implementação do sistema de controle *feedforward*, verificou-se uma redução considerável dos sobressinais de tensão da porta 2 quando esta é sujeita à degraus de carga. Como comparação, a Figura 67 apresenta o pior caso possível de mudança de corrente de saída, onde o conversor apresenta uma mudança instantânea de -6 kW para 6 kW de fluxo de potência.

Verificou-se que no sistema sem compensação *feedforward* o sobressinal atingia um valor de aproximadamente 765 V, representando um sobressinal de 91,25%. Quando sujeito à mesma situação, o sistema com compensação *feedforward* possuía um sobressinal de 540 V, cerca de aproximadamente 35%.

Com base nesses resultados, conclui-se que a implementação de um sistema *feedforward* contribui consideravelmente ao aumento da robustez do sistema de controle e, conseqüentemente, da estabilidade do sistema.

4.5. Considerações gerais

Neste capítulo, comparou-se os resultados teóricos obtidos no Capítulo 3 com simulações a fim de validar o estudo realizado.

Validou-se as curvas de potência ativa do conversor em função do ângulo de defasagem para três situações de operação. Devido à proximidade dos resultados de simulação com os resultados teóricos calculados, considerou-se que a análise realizada foi bem-sucedida.

Verificou-se que, com a metodologia utilizada para derivação do modelo dinâmico do conversor, foi possível projetar um controlador digital PI clássico que estabiliza o sistema e permite a operação em malha fechada do conversor em todas as possíveis possibilidades de execução. Contudo, o mesmo apresentava sobressinais de tensão de saída quando sujeito à degraus de carga.

Constatou-se que a adição de um sistema de controle *feedforward* diminui o efeito das perturbações instantâneas de carga ao qual o conversor está sujeito, melhorando a qualidade do sistema de controle e garantindo uma operação estável.

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho, constatou-se que o futuro do sistema elétrico de potência estará sujeito à grandes mudanças nos próximos anos, devido à rápida integração e crescente implementação de sistemas de geração distribuída por meio de fontes renováveis de energia, estimulando o desenvolvimento de redes mais inteligentes que possam aumentar a continuidade, confiabilidade, qualidade e eficiência global do sistema.

Destacou-se a implementação de microrredes de corrente contínua, que beneficiam consideravelmente o rendimento global do sistema por conta das características de geração solar fotovoltaica, cuja potência instalada apresenta as maiores taxas de crescimento nos últimos anos, como também das próprias cargas eletrônicas presentes na sociedade, além de apresentarem custos reduzidos e controle mais simples que microrredes de corrente alternada.

Verificou-se que os veículos elétricos e híbridos, cujo *market share* é cada vez mais significativo com o passar dos anos, podem representar um recurso distribuído ao sistema como elemento armazenador de energia através da utilização de suas baterias internas conectadas à rede, concebendo fluxos bidirecionais de potência que, entre seus diversos impactos positivos, podem linearizar a curva de demanda de um conjunto de consumidores e reduzir custos de compra de energia elétrica.

Observou-se que a utilização de um conversor CC-CC bidirecional permite a implementação da tecnologia *Vehicle-to-Grid* entre uma bateria de um veículo elétrico e uma microrrede CC, possibilitando fluxo de potência em ambos os sentidos. Considerou-se o conversor *Dual Active Bridge* uma excelente proposta para tal implementação, devido à boa performance em sistemas com alta densidade de potência, isolamento galvânica entre suas portas e vasta quantidade de material acadêmico explorada sobre o mesmo.

Por meio do estudo teórico, notou-se que o fluxo de potência do conversor DAB é controlado principalmente pela defasagem angular entre as tensões dos enrolamentos de seu transformador. Contudo, este fluxo também pode ser alterado em função da modulação por largura de pulso de tensão de uma das portas, sendo esta mais utilizada para garantir a comutação suave em toda a faixa de operação.

A partir da modelagem harmônica do conversor, obteve-se uma função de transferência que representa fielmente o comportamento dinâmico do mesmo, apresentando ganho estático similar para pequenas variações de ângulo de defasagem. Por meio do modelo obtido, concluiu-

se que era possível regular a tensão da microrrede por meio do controle do ângulo de defasagem para diferentes níveis de demanda ou geração por parte desta.

Analisou-se que um conversor DAB com potência nominal de 6 kW, com tensão nominal do banco de baterias de 360 V e tensão nominal da microrrede CC de 400 V poderia representar uma plausível implementação prática, com base na coleta de dados de características de veículos elétricos já existentes e de implementações práticas de microrredes CC.

Após a realização da simulação em malha, verificou-se que o estudo teórico foi satisfatório por meio da comparação entre resultados calculados e simulados, além da verificação da comutação não dissipativa por tensão nula dos dispositivos semicondutores de ambas as pontes.

Em simulações de malha fechada, constatou-se que o controlador PI clássico é capaz de estabilizar e regular a tensão da microrrede CC. Contudo, o mesmo apresenta problemas de sobressinal quando o sistema é sujeito à degraus de demanda ou de geração, sendo amplificado quando a tensão do banco de baterias encontra-se em valor mínimo. No entanto, a adição de um sistema de controle *feedforward* foi capaz de reduzir os efeitos de variações instantâneas de demanda e geração, além de manter o sistema estável em toda a faixa de operação e utilizar modulação PSPM para garantir a comutação suave do conversor.

5.1. Sugestões para trabalhos futuros

Entre as diversas possibilidades de melhoria de implementação deste trabalho, destacam-se:

- Estudo do fluxo de energia reativa no conversor DAB em modulação PSPM, e métodos de controle para minimizá-lo.
- Estudo e implementação de um algoritmo apropriado para carregamento de baterias de lítio-íon.
- Projeto dos componentes magnéticos do conversor, seleção de dispositivos capacitivos reais e de chaves semicondutoras, e simulação de um modelo real do conversor.
- Montagem de um protótipo para validação dos resultados teóricos e simulados.

REFERÊNCIAS

- BARBI, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 2 ed, Florianópolis: Edição do Autor, 2007.
- BATTERY UNIVERSITY. Disponível em: <http://batteryuniversity.com/>. Acesso em: 01/11/2016.
- BLASI, Bronson Richard. **DC Microgrids: Review and Applications**. Department of Architectural Engineering and Construction Science, College of Engineering, Kansas State University, Manhattan, 2013.
- BOSTON CONSULTING GROUP - BCG. **Batteries for Electric Cars – Challenges, Opportunities, and the Outlook to 2020**. 2010.
- DEPARTAMENTO NACIONAL DE TRÂNSITO – DENATRAN. **Frota de veículos, por tipo e com placa, segundo as Grandes Regiões e Unidades da Federação - JUN/2016**. 2016.
- DRAGIČEVIĆ, Tomislav; LU, Xiaonan; VASQUEZ, Juan C; GUERRERO, Josep M. **DC Microgrids-Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues**. IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, 2016.
- FRERIS, Leon; INFIELD, David. **Renewable Energy in Power Systems**. 1 ed. United Kingdom: John Wiley and Sons, Ltd, 2009.
- GUILLE, Christophe; GROSS, George. **A Conceptual Framework for the Vehicle-to-Grid (V2G) Implementation**. Elsevier Energy Policy, Urbana, v.37; p. 4379-4390, 2009.
- HART, Daniel W. **Eletrônica de potência : análise e projeto de circuitos**. 1ª ed. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda, 2012.
- INSTITUTO BRASILEIRO DE GEOGRAFIA E ESTATÍSTICA – IBGE. **Projeção da população do Brasil e das Unidades da Federação**. Disponível em: <http://www.ibge.gov.br/apps/populacao/projecao/>. Acesso em: 01/11/2016.
- INTERNATIONAL ENERGY AGENCY – IEA. **Key World Energy Statistics**. 2016
- INTERNATIONAL ENERGY AGENCY – IEA. **Key Renewable Trends**. 2016.
- INTERNATIONAL ENERGY AGENCY – IEA. **Global EV Outlook**. 2016.
- INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY – IRENA. **Renewable Power Generation Costs in 2014**. 2015.
- KHODAEI, Amin; BAHRAMIRAD, Shay; PARHIZI, Sina; LOTFI, Hossein. **State of the Art in Research on Microgrids: A Review**. IEEE ACCess, v.3; p. 890-925, 2015.
- LINDEN, David; REDDY, Thomas B. **Handbook of Batteries**. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, Inc, 2002.
- MACHADO, Felipe Ferraz. **Análise das Políticas Públicas para a Inclusão do Automóvel Elétrico no Brasil**. 2015. Dissertação (Mestrado em Ciências) – Universidade de São Paulo, São Paulo, 2015.

MARQUES, Derivan Dutra. **Conversor CC-CC Bidirecional de Alto Ganho para Aplicação em Pequenos Sistemas de Geração de Energia Elétrica**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. 4th ed. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 2002.

OGGIER, Germán G.; GARCÍA, Guillermo O.; OLIVA, Alejandro R. **Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC-DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range**. IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 4, pp. 1228–1236, 2011.

OGGIER, Germán G.; GARCÍA, Guillermo O.; OLIVA, Alejandro R. **Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses**. IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838, 2009.

OGGIER, Germán G.; LEIDHOLD, Roberto; GARCÍA, Guillermo O.; OLIVA, Alejandro; BALDA, Juan C.; BARLOW, Fred. **Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power dc–dc converters**. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC) 2006, pp. 2471–2477, 2006.

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO - ONS. **Módulo 2 – Requisitos mínimos para instalações de transmissão e gerenciamento de indicadores de desempenho**. 2011.

PEREIRA, Rafael Henrique Moraes; SCHWANEN, Tim. **Commute Time in Brazil (1992-2009): Differences Between Metropolitan Areas, by Income Levels and Gender**. Institute for Applied Economic Research – IPEA, 2013.

ROGGIA, Leandro. **Novo Conversor CC-CC Integrado Full-Bridge Foward Aplicado a uma Microrrede Residencial**. 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.

SANTOS, Walbermark Marques dos. **Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

SEGARAN, Dinesh Sekhar. **Dynamic Modelling and Control of Dual Active Bridge Bidirectional DC-DC Converters for Smart Grid Applications**. 2013. Thesis (Ph.D. in Electrical and Computer Engineering) – School of Electrical and Computer Engineering, RMIT University, Melbourne, 2013.

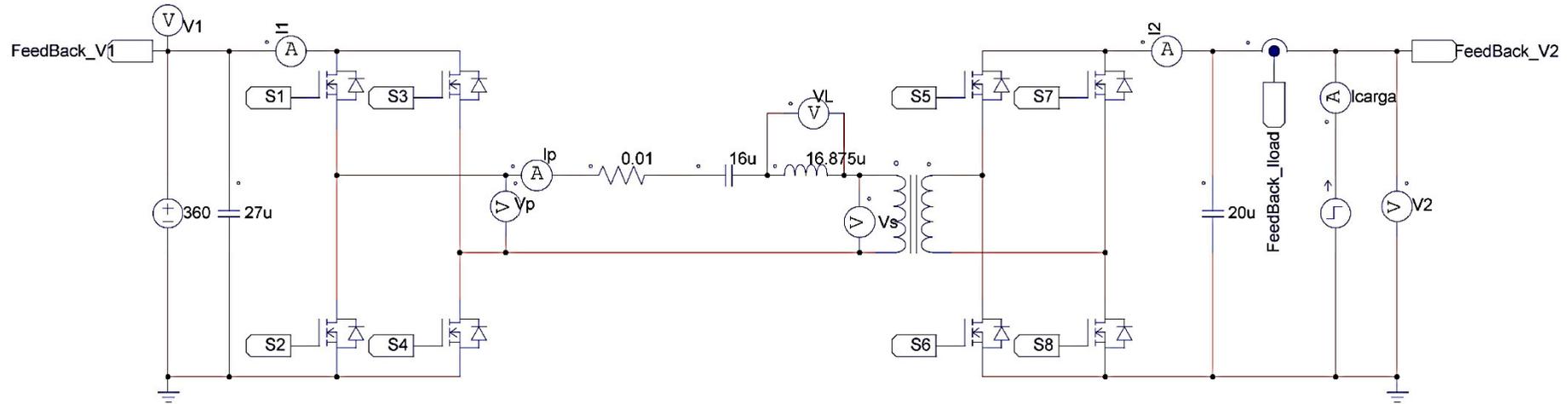
SEGARAN, Dinesh; HOLMES, Donald Grahame; McGRATH, Brendan Peter. **Enhanced Load Step Response for a Bidirectional DC-DC Converter**. IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 1, pp. 371–379, 2013.

SILVA, Waner Wodson Aparecido Gonçalves. **Estudo e Implementação de um Conversor Bidirecional como Interface na Regulação de Tensão em Barramento CC e Carregamento de Baterias em um Sistema Nanorrede**. 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.

QIN, Hengsi; KIMBALL, Jonathan W. **Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC-DC Converter**. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2078–2084, 2012.

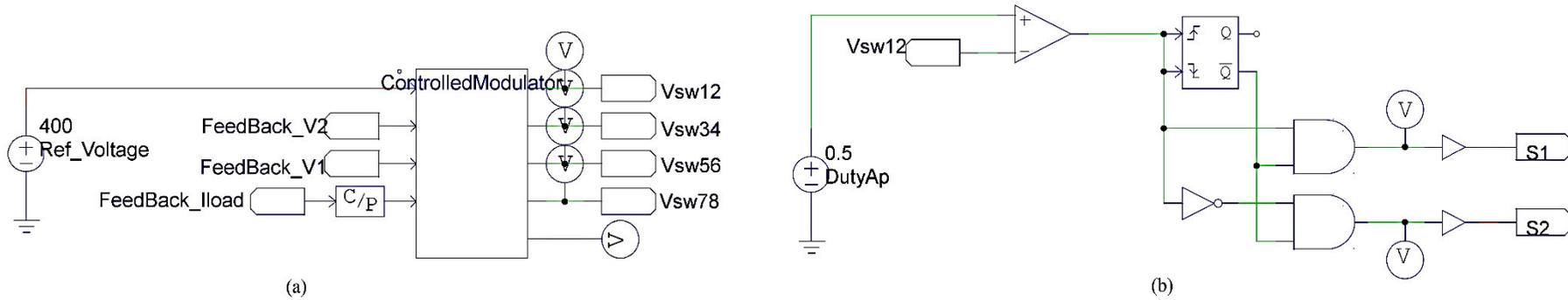
APÊNDICE A – CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO

Figura 68 - Circuito do conversor simulado.



Fonte: o próprio autor.

Figura 69 - (a) Controlador digital implementado em C-Block. (b) Circuito de acionamento dos braços de chaves, com tempo morto.



Fonte: o próprio autor.