Guilherme Henrique Favaro Fuzato

**Análise de um Conversor *Boost Interleaved*
com Multiplicador de Tensão para Sistemas
de Geração Distribuída que Utilizam
Células a Combustível como Fonte
Primária**

Dissertação de mestrado apresentada à Escola
de Engenharia de São Carlos da Universidade
de São Paulo, como parte dos requisitos para
obtenção do título de Mestre em Ciências

Área de concentração: Sistemas dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

**São Carlos
2015**

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na
EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

F996a Fuzato, Guilherme Henrique Favaro
Análise de um conversor Boost Interleaved com
multiplicador de tensão para sistemas de geração
distribuída que utilizam células a combustível como
fonte primária / Guilherme Henrique Favaro Fuzato;
orientador Prof. Ricardo Quadros Machado. São Carlos,
2015.

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2015.

1. Conversores CC-CC. 2. Célula a combustível. 3.
Geração distribuída. 4. Controle. 5. Fontes
alternativas. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **GUILHERME HENRIQUE FAVARO FUZATO**.

Título da dissertação: "Análise de um conversor *Boost Interleaved* com multiplicador de tensão para sistemas de geração distribuída que utilizam células a combustível como fonte primária".

Data da defesa: 15/05/2015

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Ricardo Quadros Machado**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Aprovado

Prof. Dr. **Roger Gules**
(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Agradecimentos

Gostaria de agradecer a todos aqueles que colaboraram de maneira direta ou indireta para que este trabalho de mestrado pudesse ser finalizado.

Agradeço primeiramente a Deus por iluminar meus pensamentos no decorrer deste trabalho. Aos meus pais, Carlos Roberto Fuzato e Rosemara Favaro Fuzato, por terem me apoiado de todas as maneiras possíveis nas decisões que tomei. Aos meus irmãos, Rafael Adler Favaro Fuzato e Danielle Luize Favaro Fuzato, pela confiança e por estarem ao meu lado a todo o momento.

Agradeço ao professor orientador, Dr. Ricardo Quadros Machado pelo suporte e orientação técnica e científica. De um modo especial, gostaria também de agradecer ao amigo e colega de trabalho Cassius Rossi de Aguiar, pelo suporte técnico e pela amizade.

Aos colegas do LAFAPE: Amilcar, Renan, Willian, Alexandre, Klebber pelo companheirismo e pela ajuda durante a montagem do protótipo experimental.

Por fim, à Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) e à Universidade de São Paulo (USP) pela oportunidade que me foi concedida.

Sumário

SUMÁRIO.....	1
LISTA DE FIGURAS	5
LISTA DE TABELAS	11
LISTA DE ACRÔNIMOS	13
RESUMO	15
ABSTRACT	17
CAPÍTULO 1	19
INTRODUÇÃO.....	19
1.1 Objetivos.....	23
1.2 Organização do Texto	23
CAPÍTULO 2	25
CÉLULA A COMBUSTÍVEL	25
2.1 Princípio de Funcionamento.....	26
2.2 Modelagem da Célula.....	27
2.2.1 Tensão de Nernst	28
2.2.2 Região de Ativação	29
2.2.3 Região Ohmica.....	30
2.2.4 Região de Concentração ou Transporte de Massa	31
2.2.5 Carga de Dupla Camada.....	32
2.3 Considerações Finais	33
CAPÍTULO 3	35
ESCOLHA DA TOPOLOGIA DE CONVERSOR CC-CC	35
3.1 Revisão Bibliográfica.....	35
3.2 Topologia mais Adequada	46

3.3	Considerações Finais	48
CAPÍTULO 4.....		49
MODELAGEM EM ESPAÇOS DE ESTADOS.....		49
4.1	Conversor <i>Boost</i>	49
4.1.1	Conversor <i>Boost</i> - Chave Fechada.....	50
4.1.2	Conversor <i>Boost</i> - Chave Aberta	51
4.2	Técnica Interleaved.....	52
4.3	Conversor Interleaved <i>Boost</i> com Multiplicador de Tensão.....	53
4.3.1	Subintervalo 1.....	57
4.3.2	Subintervalo 2.....	58
4.3.3	Subintervalo 3.....	61
4.3.4	Subtintervalo 4	61
4.3.5	Modelo Médio do Conversor CC-CC.....	63
4.3.6	Modelo em Pequenos Sinais	64
4.4	Considerações Finais	67
CAPÍTULO 5.....		69
ANÁLISE E OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA		69
5.1	Topologias de Controle.....	69
5.2	Planta a ser Controlada.....	73
5.3	Análise em Malha Fechada	76
5.3.1	Controle no Modo Tensão	76
5.3.2	Controle no Modo Corrente.....	80
5.4	Considerações Finais	88
CAPÍTULO 6.....		89
ANÁLISE DO GANHO DE TENSÃO		89
6.1	Análise Gráfica.....	92
6.2	Considerações Finais	102
CAPÍTULO 7.....		103
RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....		103

7.1	Célula a Combustível	103
7.2	Conversor CC-CC	105
7.2.1	Controle no Modo Corrente Média	106
7.2.2	Controle no Modo Tensão.....	109
7.3	Conversor CC-CC com Célula a Combustível e Inversor	111
7.4	Considerações Finais	115
CAPÍTULO 8		117
RESULTADOS EXPERIMENTAIS		117
8.1	Materiais Utilizados.....	117
8.2	Controle no Modo Corrente Média	123
8.3	Controle no Modo Tensão.....	126
8.4	Ganho Medido do Conversor e Eficiência.....	130
8.5	Considerações Finais	133
CAPÍTULO 9		135
CONCLUSÃO.....		135
9.1	Trabalhos Futuros	136
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		137

Lista de figuras

Figura 1 – Emissão anual global de carbono por ano [3].	20
Figura 2- Investimento em geração de energia por fonte de energia e região [4].	21
Figura 3 - Unidades e Megawatts por aplicação de células a combustível despachadas. [6]...	22
Figura 4 - Sistema Proposto.	23
Figura 5 - Célula a Combustível.....	27
Figura 6 – Curva de polarização de uma célula a combustível e as três regiões de operação..	28
Figura 7 – Representação das perdas da célula a combustível considerando a carga de dupla camada e a tensão de Nernst.....	32
Figura 8 - Sistema de célula a combustível com um conversor CC-CA.	36
Figura 9 – Sistema de célula a combustível com um conversor CC-CC em cascata com um conversor CC-CA.	37
Figura 10 – Sistema de célula a combustível com um conversor CC-CC isolado.	37
Figura 11 – Conversores isolados (a) Conversor em ponte completa (b) Conversor em ponte completa ressonante (c) Conversor isolado <i>push-pull</i>	38
Figura 12 – Sistema de célula a combustível segmentado.	39
Figura 13 – Curva de polarização relativo a cada segmento [21].	39
Figura 14 – Potência por seção [20].	40
Figura 15 – Conversor CC-CC de 3 fases e 6 braços isolado.	40
Figura 16 – Converter <i>Boost interleaved</i> tradicional.....	41
Figura 17 – Conversor <i>Boost</i> de três níveis tradicional.....	41
Figura 18 - Conversor <i>Boost</i> em cascata (a) com duas chaves (b) com uma chave.	42
Figura 19 – Conversor <i>Boost</i> com indutor acoplado e circuito <i>snubber</i> no diodo de saída.	43
Figura 20 – Conversor CC-CC de capacitor chaveado	43
Figura 21 – Conversor CC-CC de capacitor chaveado multinível.	44
Figura 22 – Conversor <i>Boost</i> com três indutores acoplados	45
Figura 23 – Conversor <i>Interleaved Boost</i> com multiplicador de tensão (a) sem indutor acoplado (b) com indutor acoplado	46

Figura 24 – Comparação entre inversores operando com conversores CC-CC isolados, conversores CC-CC não isolados e conversores CC-CC não isolados com transformador de baixa frequência no lado CA [36].	47
Figura 25 - Conversor elevador com resistências parasitas.	50
Figura 26 - Conversor Boost com a chave fechada.	50
Figura 27 - Conversor elevador com a chave aberta.	51
Figura 28 – Técnica <i>interleaved</i> .	53
Figura 29 - Conversor IBVM.	54
Figura 30 - Intervalos de chaveamento do conversor IBVM.	55
Figura 31 – Formas de onda de corrente simulada.	56
Figura 32 - Circuito do subintervalo $k_1 T_s$	57
Figura 33 - Circuito do subintervalo $k_2 T_s$	58
Figura 34 - Circuito do subintervalo $k_4 T_s$	61
Figura 35 - Modo de controle em tensão.	70
Figura 36 - Modo de controle por corrente de pico.	71
Figura 37 - Modo de controle de corrente por corrente média.	73
Figura 38 - Formas de onda simuladas para o controle de corrente por corrente de pico.	73
Figura 39 – Resposta em frequência da planta de tensão (em pequenos sinais) do conversor IBVM.	75
Figura 40 – Resposta em frequência da planta de corrente (em pequenos sinais) do conversor IBVM.	75
Figura 41 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com apenas um integrador.	77
Figura 42 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador integrador.	78
Figura 43 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com um integrador e proporcional.	79
Figura 44 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador proporcional integrador.	79
Figura 45 – Diagrama de controle do sistema no modo corrente média modelado em espaços de estados.	80
Figura 46 – Resposta em frequência em malha aberta de corrente com um controlador integral.	82

Figura 47 – Lugar das raízes em malha aberta para a malha de corrente com um controlador integrador.....	83
Figura 48 – Resposta em frequência em malha aberta de corrente com um controlador proporcional integral.	83
Figura 49 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de corrente com um controlador proporcional integral.	84
Figura 50 – Resposta em frequência em malha aberta da malha de tensão com um controlador integrador.....	85
Figura 51 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador integral.....	85
Figura 52 – Resposta em frequência em malha aberta de tensão para um controlador proporcional integral.	86
Figura 53 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador proporcional integral.	87
Figura 54 - Efeito da resistência de saída no ganho de tensão do IBVM para 300 V.....	94
Figura 55 - Efeito da resistência de saída no ganho de tensão do IBVM para 250 V.....	94
Figura 56 - Simulação do conversor para ganho de 250 V.	95
Figura 57 - Efeito da resistência do indutor no ganho de tensão do conversor IBVM.	96
Figura 58 - Efeito da resistência da chave no ganho de tensão do conversor IBVM.....	97
Figura 59 - Efeito da resistência do capacitor no ganho de tensão do IBVM.	97
Figura 60 - Seleção das chaves para 250 V em 1 kW e 2 kW.....	99
Figura 61 - Comparação entre o ganho de tensão do conversor BOOST e IBVM.	100
Figura 62 - Ganho de tensão IBVM em relação ao ganho de tensão do conversor elevador.	101
Figura 63 - Curva de polarização H-1000 Horizon [7].	104
Figura 64 - Curva de potência H-1000 Horizon [7].	105
Figura 65 – Resultado de simulação do conversor em modo corrente média com 145 Ω (430 W) na saída.....	107
Figura 66 – Resultado de simulação para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degrau de carga de 145 Ω (430 W) para 79,6 Ω (785 W).....	107
Figura 67 – Resultado de simulação para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degrau de carga de 172,4 Ω (362,5 W) para 66,13 Ω (945 W).....	108
Figura 68 – Inicialização do sistema no modo de controle em tensão com uma carga de 145 Ω (430 W).....	109

Figura 69 – Degrau de carga de 145 Ω (430 W) para 79,6 Ω (785 W) no modo de controle em tensão.	110
Figura 70 – Degrau de carga de 172,4 Ω (362,5 W) para 66,13 Ω (945 W) no modo de controle em tensão.	110
Figura 71 - Sistema completo.	112
Figura 72 - Controle ilhado [50].	113
Figura 73 - Controle modo conectado [50].	113
Figura 74 - Simulação sistema completo	114
Figura 75 - Operando em modo conectado	115
Figura 76 – Placa de condicionamento dos sinais de corrente.	117
Figura 77 – Placa de condicionamento do sinal de tensão.	118
Figura 78 - Carga utilizada.	118
Figura 79 – Variac.	119
Figura 80 – Retificador com capacidade de até 80 A e 30 V na saída.	119
Figura 81 – Protótipo do conversor IBVM.	120
Figura 82 – (a) MOSFET e (b) Diodo utilizados.	120
Figura 83 - <i>Driver</i> de base do MOSFET.	121
Figura 84 – Carga de base do MOSFET [51].	121
Figura 85 – Formas de onda da corrente nos indutores (amarelo e rosa), da soma da corrente nos indutores (marrom), da tensão V_{ds} (verde), da tensão de saída (azul).	122
Figura 86 – Resultado experimental do conversor em modo corrente média com 145 Ω (430 W) na saída.	123
Figura 87 – Resultado experimental para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degraude carga de 145 Ω (430 W) para 79,6 Ω (785 W).	124
Figura 88 - Resultado experimental para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degraude carga de 172,4 Ω (362,5 W) para 66,13 Ω (945 W).	125
Figura 89 – Resultado experimental mostrando a situação em que o conversor é submetido à variação da tensão de entrada no modo de controle por corrente média.	126
Figura 90 – Resultado experimental do conversor em modo corrente tensão com 145 Ω (430 W) na saída.	127
Figura 91 - Resultado experimental para o conversor operando no modo tensão quando aplicado um degraude carga de 145 Ω (431 W) para 79,6 Ω (785 W). (1,72 para 3,14)	128

Figura 92 - Resultado experimental para o conversor operando no modo tensão quando aplicado um degrau de carga de $172,4 \Omega$ (362,5 W) para $66,13 \Omega$ (945 W).....	129
Figura 93 - Resultado experimental mostrando a situação em que o conversor é submetido à variação da tensão de entrada no modo de controle por tensão.....	130
Figura 94 – Comparação entre o ganho teórico do conversor e o ganho obtido através de resultados experimentais.	131
Figura 95 – Superfície do ganho do conversor interpolada através de dados medidos com indutores de 140 μH , 9 $\text{m}\Omega$ (amarelo) e 5 mH , 110 $\text{m}\Omega$ (vermelho).	132
Figura 96 – Eficiência do conversor proveniente dos resultados experimentais.....	133

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros do conversor.	74
Tabela 2 - Tipos de célula a combustível [11]	104

Lista de Acrônimos

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
PEMFC	<i>Proton Exchange Membrane Fuel Cells</i>
PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i>
FC	<i>Fuel Cell</i>
IBVM	<i>Interleaved Boost with Voltage Multiplier</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
RCD	Resistor Capacitor Diodo
CD	Capacitor Diodo

Resumo

FUZATO, G. H. F. (2014). Análise de um Conversor *Boost Interleaved* com Multiplicador de Tensão para Uso em Sistema de Geração Distribuída que Utiliza Célula a Combustível como Fonte Primária. Dissertação de Mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo – USP, 2014.

Esta dissertação aborda aspectos gerais relativos à utilização de um conversor CC-CC que opera conectado à rede de distribuição e que emprega como fonte primária células a combustível. Neste trabalho, a modelagem matemática em espaços de estados (pequenos sinais e média) dos conversores Boost e Boost Interleaved com Multiplicador de Tensão (IBVM), assim como as arquiteturas de controle utilizadas em modo tensão, corrente média e corrente de pico são comparadas para determinar qual delas apresenta melhor desempenho. Devido ao fato das células a combustível apresentarem tensão terminal baixa e corrente terminal elevada, há a necessidade de utilizar conversores eletrônicos com alto ganho para equalizar a tensão produzida pela fonte com o nível de tensão presente na rede de distribuição. Tendo isso em vista, este trabalho mostra uma análise do ganho estático de tensão do conversor Boost e IBVM considerando os efeitos das resistências parasitas dos componentes utilizados e da carga conectada nos terminais de saída do conversor. Como resultado da modelagem matemática do ganho, é mostrado um conjunto de equações que definem o valor mínimo de resistência do semicondutor de potência, indutor, capacitor do multiplicador de tensão e a máxima carga que os conversores Boost e Boost Interleaved com Multiplicador de Tensão podem suprir. Por fim, os resultados experimentais são apresentados com o intuito de validar os resultados teóricos e de simulação obtidos.

Palavras-Chave: Conversores CC-CC, Célula a Combustível, Geração Distribuída, Controle, Fontes Alternativas.

Abstract

FUZATO, G. H. F. (2014). Study of a Interleaved Boost with Voltage Multiplier Converter Applied to a Grid Connected Fuel Cell System. Master Thesis – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo – USP, 2014.

This thesis addresses general aspects concerning the application of DC-DC converters applied to a grid connected Fuel Cell system. It is discussed in this thesis the averaged and small signals space state modeling of the Boost and Interleaved Boost with Voltage Multiplier (IBVM) converter, it is also mentioned the control architectures in voltage mode, average current mode and peak current mode. The voltage and average current mode control architectures are simulated and implemented in hardware in order to be compared. Due to the fact that Fuel Cells present low terminal voltage and high current, it is needed to use high gain DC-DC converters with the aim connect the system to the grid. This thesis also presents an approach in the analysis of DC-DC converter static voltage gain considering the effect of the parasitic resistances and the load connected to the converter terminals. As a result of the gain analysis, it is presented a set of equation, from which is possible to determine the maximum value of the parasitic resistances for the switch, inductor and capacitor of the voltage multiplier. It is also calculated the maximum value of load connected to the Boost and Interleaved Boost with Voltage Multiplier converters with the aim to present the designed voltage gain. Additionally, by the maximum load value calculated it is possible to determine the maximum power that the converter will be capable to process, considering a specific point of operation. Finally, the designed DC-DC converter is implemented with the aim to validate the theoretical and simulation results.

Key-Words: DC-DC Converter, Fuel Cell, Distributed generation, Control, Alternative Sources.

Capítulo 1

Introdução

Antes da revolução industrial a demanda por energia no mundo era pequena, para aquecer utilizava-se o sol ou queimava-se madeira, para o transporte utilizava-se cavalos. Nesse período, as máquinas rudimentares eram utilizadas para aproveitar a energia do vento e da água para a produção de grãos e para bombeamento de água.

O aumento da produção de minério de ferro resultou no aumento da demanda de energia, principalmente de madeira (utilizada para produzir carvão vegetal), a qual era utilizada no processo de purificação do minério de ferro (Fe_2O_3). Durante o período em que se intensificou a produção de ferro por volta de 1800, estima-se que a produção de aço nos Estados Unidos devastava cerca de 2600 km^2 de florestas por ano para a queima da madeira, o que evidenciou o início do impacto ambiental em grandes proporções com a finalidade de se produzir energia [1].

Após a revolução industrial (1850-1914), a demanda por energia, especialmente na forma de combustíveis fósseis, aumentou drasticamente. Como pode ser visualizado pelo gráfico da Figura 1, estimativas sugerem que as emissões de carbono saíram de um valor entre 0 a 1000 teratoneladas por ano entre 1850 e 1914 para cerca de 9000 teratoneladas por ano em 2010. Esses dados comprovam que, desde a revolução industrial, a sociedade se tornou cada vez mais dependente da produção de energia em larga escala, principalmente de combustíveis fósseis. Entretanto, sabe-se que os combustíveis fósseis são causadores de diversos problemas ambientais, desde a sua extração até a queima. Por consequência, a necessidade de produzir uma maior quantidade de energia combinada ao interesse do uso de fontes limpas têm estimulado o desenvolvimento de sistemas de geração distribuída utilizando energias renováveis [2].

Figura 1 – Emissão anual global de carbono por ano [3].

Com o intuito de suprir a crescente demanda por energia da sociedade atual, nunca se investiu tanto na produção de energia quanto atualmente, como mostra a Figura 2. O investimento em novas fontes de energia subiu de US\$ 130 bilhões em 2000 para US\$ 415 bilhões em 2012, um crescimento médio de 10% ao ano [4]. O investimento em novas tecnologias de geração de energia (eólica, fotovoltaica e outras fontes renováveis) chegou ao pico no ano de 2011 e caiu em 5% pela primeira vez em uma década, em consequência da queda nas despesas e no custo de implantação da energia fotovoltaica, resultado do constante desenvolvimento da tecnologia em vários aspectos. Observando a Figura 2, é possível verificar que o investimento em energia eólica e fotovoltaica tem crescido desde o início da década passada.

Figura 2- Investimento em geração de energia por fonte de energia e região [4].

Embora dentre as fontes de energias renováveis, as fontes de energia fotovoltaica e eólica têm apresentado um elevado crescimento na participação da geração no setor elétrico, caracterizado por investimentos vultosos em escala global, por outro lado podem-se destacar as células a combustível como uma fonte de energia renovável em plena expansão. Somente de 2011 a 2012 a quantidade de unidades de células a combustível vendidas dobrou [5]. Ao analisar a Figura 3 percebe-se que em 2011 foram fornecidos cerca de 25 mil sistemas de célula a combustível, já em 2012 o valor aumentou para cerca de 45 mil sistemas de células a combustível. Nesse contexto, o setor de aplicações estacionárias foi o que mais cresceu durante o período apresentado e isso se deve ao fato de grandes unidades individuais de geração distribuídas terem sido construídas durante o período citado.

O uso de células a combustível na produção de grandes quantidades de energia é novo. Cada vez mais unidades de grande porte têm sido construídas de modo a aumentar sua representatividade perante as fontes de energias renováveis no setor de geração distribuída global. Em 2012, por exemplo, a companhia POSCO (Companhia de Aço e Ferro Pohang) anunciou a construção de uma unidade estacionária destinada à produção de 58,8 MW na Coreia do Sul [6].

Figura 3 - Unidades e Megawatts por aplicação de células a combustível despachadas. [6].

Dessa forma, uma única membrana de célula a combustível apresenta uma tensão (entre 0 V e 1 V para uma célula PEM) e corrente muito baixa (entre 0 A/cm² e 1,5 A/cm² para uma célula PEM), logo é necessária a conexão de diversas células em série e em paralelo para que se possa usufruir de uma potência considerável (1 kW por exemplo). Porém, um sistema composto por diversas membranas de células a combustível interconectadas entre si é caracterizado por apresentar elevadas correntes a uma baixa tensão (40 A e 45 V para uma célula de 1 kW [7]). Assim, para a adequação dos níveis de tensão e corrente, bem como, controlar a potência fornecida pela célula a combustível, é necessário o uso de conversores CC-CC, conversores CC-CA, algoritmos de controle e gerenciamento para que a carga e a rede recebam energia com qualidade dentro dos padrões estabelecidos por normas nacionais e internacionais, [8,9,10]. O fato de uma célula a combustível apresentar uma tensão baixa (na ordem de dezenas de Volts para uma célula de membrana permeável a prótons de alguns kW) e correntes elevadas em seus terminais, são requeridos o uso de conversores CC-CC de alto ganho.

A Figura 4 representa o sistema a ser estudado, com destaque para o conversor CC-CC o qual é o foco deste trabalho. O sistema é composto por uma célula a combustível do tipo membrana trocadora de prótons (PEMFC), a qual é conectada a um conversor CC-CC que

ajusta o nível de tensão para que o conversor CC-CA possa fornecer a quantidade de energia desejada para a carga local conectada nos terminais do conversor CC-CA ou para a rede de distribuição, a qual é conectada por intermédio de um relé.

Figura 4 - Sistema Proposto.

1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é o de analisar e implementar um conversor CC-CC que opera interligado a um sistema de geração distribuída conectado à rede de distribuição e que utiliza uma célula a combustível como fonte primária.

Como objetivos específicos destacam-se:

- ✓ Modelar em espaços de estados os conversores *Boost* e *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão (*Interleaved Boost with Voltage Multiplier* - IBVM) considerando as resistências parasitas;
- ✓ Realizar análise do ganho do conversor CC-CC e determinar a máxima potência a ser processada através do conversor e as resistências máximas dos componentes passivos a serem selecionados com base no ganho de tensão desejado;
- ✓ Projetar os controladores em modo tensão e em modo corrente;
- ✓ Comparar os modos de controle e determinar qual apresenta melhor desempenho.

1.2 Organização do Texto

O presente trabalho se encontra organizado da seguinte forma:

- ✓ O Capítulo 2 descreve o funcionamento da PEMFC, bem como os aspectos envolvendo a modelagem matemática da mesma;
- ✓ O Capítulo 3 apresenta uma revisão bibliográfica de topologias concernentes de conversores CC-CC e a escolha da topologia mais adequada para a aplicação em questão;
- ✓ O Capítulo 4 apresenta a modelagem em espaço de estados considerando as resistências parasitas dos conversores *Boost* e IBVM;
- ✓ O Capítulo 5 exibe uma análise da operação em malha fechada do conversor IBVM.
- ✓ O Capítulo 6 mostra uma análise analítica e gráfica do ganho do conversor IBVM.
- ✓ O Capítulo 7 apresenta a análise dos resultados de simulação para o conversor CC-CC conectado a cargas lineares sendo controlado em modo tensão e em modo corrente média, bem como, a conexão do conversor CC-CC à rede de distribuição por meio de um conversor CC-CA;
- ✓ O Capítulo 8 apresenta os resultados experimentais obtidos com a montagem do protótipo do conversor IBVM com o intuito de validar os resultados teóricos e de simulação;
- ✓ O Capítulo 9 apresenta as conclusões obtidas com o trabalho realizado e os trabalhos futuros.

Capítulo 2

Célula a Combustível

O crescente interesse em diminuir as emissões de gases estufa e o emprego de fontes de energia limpa e mais eficientes têm estimulado pesquisas em célula a combustível. A célula a combustível converte energia química por meio de uma reação eletroquímica em energia elétrica, utilizando Hidrogênio como combustível.

Devido ao fato das células a combustível apresentarem eficiência superior a 40%, alta densidade de potência e pouco ou nenhum resíduo nocivo, as mesmas têm mostrado um futuro promissor, apenas entre 2012 e 2013 é esperado um crescimento de 30% na capacidade instalada mundial [5].

Para que os conversores eletrônicos que são utilizados no condicionamento da energia gerada pela célula a combustível sejam projetados de modo ótimo, faz-se necessário o entendimento de seu modo de funcionamento. Além disso, a resposta em corrente e tensão das células a combustível se modificam de acordo com a pressão do combustível e dos oxidantes presentes no ânodo e no cátodo bem como, a temperatura de operação e umidade presente no eletrólito.

As diversas células a combustível diferem entre si pelo tipo de eletrólito utilizado. Dessa forma, neste presente trabalho serão abordadas células a combustível do tipo PEMFC, as quais fazem uso de uma membrana permeável apenas para prótons, por onde fluem os prótons de Hidrogênio.

2.1 Princípio de Funcionamento

Embora o primeiro experimento demonstrando o princípio básico de funcionamento das células a combustível tenha sido realizado em 1839 por William Grove, as aplicações com intuito de fornecer uma quantidade substancial de energia se tornariam factíveis somente na década de 1950 com o desenvolvimento das células a combustível do tipo PEMFC pela General Electric, que seriam utilizadas na década seguinte no programa espacial da NASA [11].

No ânodo das células a combustível do tipo PEM é inserido o gás Hidrogênio a uma pressão superior a atmosférica, o catalisador faz com que o gás Hidrogênio (H_2) seja dividido em prótons de Hidrogênio (H^+) e elétrons (e^-), conforme a Equação (1).

Os prótons de Hidrogênio permeiam a membrana da célula a combustível, enquanto os elétrons são capturados no eletrodo de difusão de gases do ânodo e fluem pelo circuito elétrico. Já os prótons de Hidrogênio reagem com o gás Oxigênio (O_2) e os elétrons provenientes do circuito elétrico resultando em água (H_2O) e calor, de acordo com as Equações (2), (3) e a Figura 5.

Figura 5 - Célula a Combustível.

2.2 Modelagem da Célula

A relação entre tensão e corrente de uma célula a combustível é normalmente expressa na forma de uma curva de polarização. Para uma determinada condição de operação, à medida que a demanda de corrente da carga aumenta, a tensão nos terminais da célula diminui.

A curva de polarização pode ser dividida em três regiões bem distintas: região de ativação, região ôhmica e região de concentração de massa (Figura 6). A tensão terminal da célula a combustível (V_{CaC}) pode então ser expressa pela tensão de Nernst E_{Nernst} , subtraindo-se as quedas de tensão relativas a cada uma das três regiões de operação: região de ativação (V_{act}); ôhmica (V_{Ohm}) e de concentração de massa (V_{con}), de acordo com a Equação (4).

$$V_{CaC} = E_{Nernst} - V_{act} - V_{Ohm} - V_{con} \quad (4)$$

Figura 6 – Curva de polarização de uma célula a combustível e as três regiões de operação.

2.2.1 Tensão de Nernst

A tensão de Nernst representa a tensão ideal nos terminais da célula a combustível e pode ser calculada a partir da energia livre de Gibbs, considerando que toda energia de Gibbs é convertida em energia elétrica.

A energia de Gibbs atrelada a um sistema, considerando a temperatura constante, pode ser definida pela Equação (5) de forma generalizada [12].

$$\Delta g(T, P_i) = \Delta g(T, P) + RT \ln(K) \quad (5)$$

Onde K representa as pressões parciais dos reagentes e produtos da reação exponencialmente proporcionais às constantes estequiométricas da reação, $\Delta g(T, P)$ representa a variação na energia de Gibbs à temperatura e pressão constantes (237200 J/mol), $\Delta g(T, P_i)$ representa a variação na energia de Gibbs à temperatura constante

e pressão variável, R é a constante universal dos gases perfeitos (8,314 J/(kg K)) e T é a temperatura do sistema (25 °C = 298 K).

Como toda energia de Gibbs é convertida em energia elétrica, $\Delta g(T, P_i) = -nFE$, onde n ($n = 2$) é o número de elétrons envolvidos na reação, F é a constante de Faraday (96485 sA/mol) e E é a tensão.

Portanto, a tensão de Nernst é definida pela Equação (6), na qual P representa a pressão parcial do gás em questão. Ao incluir os valores das constantes na equação (6), obtém-se a Equação (7).

$$E_{Nernst} = \frac{-\Delta g(T, P)}{nF} - \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{P_{H_2} (P_{O_2})^{1/2}}{P_{H_2O}} \right) \quad (6)$$

$$E_{Nernst} = 1,229 - 4,308 \times 10^{-5} \ln \left(\frac{P_{H_2} (P_{O_2})^{1/2}}{P_{H_2O}} \right) \quad (7)$$

2.2.2 Região de Ativação

A região de ativação é o resultado da necessidade de transferir elétrons e de quebrar e formar ligações químicas no cátodo e no ânodo [13]. No ânodo, há a quebra das ligações do gás Hidrogênio em prótons de Hidrogênio já no cátodo, há quebra das ligações da molécula de Oxigênio e a junção dos prótons de Hidrogênio com os elétrons e prótons de Oxigênio para formar a molécula de água.

Uma determinada quantidade de energia é necessária para realizar a quebra e a formação das moléculas envolvidas na reação química, a qual é suprida pelo combustível da célula a combustível.

A quantidade de energia absorvida para realizar a quebra e as novas ligações químicas está relacionada com a velocidade da reação. Com o aumento da velocidade da reação, aumenta-se o fluxo de gases na célula, o qual corresponde a um aumento na energia cinética fornecida pelos gases que é utilizada na quebra e formação das moléculas reduzindo assim, a queda de tensão por ativação da célula a combustível [13].

Tafel observou em 1905 que a relação entre a sobretensão e a densidade de corrente nos eletrodos em uma reação eletroquímica tinha um comportamento similar ao de uma grande variedade de reações químicas [11]. Devido a tal fato, a curva relativa às perdas de ativação é chamada de curva de Tafel, a qual possui um comportamento logarítmico como mostra a Equação (8).

$$V_{act} = \frac{RT}{2\alpha F} \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) \quad (8)$$

Onde i_0 é chamado de densidade de corrente de troca e está relacionada ao fato de que a reação eletroquímica acontece nos dois sentidos. Entretanto, quando a corrente i é igual a zero, há um equilíbrio e a reação que ocorre em um sentido é igual à que ocorre reversamente [14]. O coeficiente de transferência de carga (α), cujo valor varia entre 0 e 1,0, está relacionado com a proporção de energia elétrica que é utilizada para mudar a taxa da reação eletroquímica, a qual está ligada à reação e ao material do eletrodo [11].

2.2.3 Região Ôhmica

A queda de tensão, expressa pela Equação (9), apresenta característica linear, a qual é dependente da resistência dos contatos elétricos ($R_{elétrica}$) e da resistividade da membrana (r_m) por onde fluem os prótons de Hidrogênio.

$$\Delta V_{ohm} = i(R_{elétrica} + r_m) \quad (9)$$

Testes realizados com a membrana Nafion® mostram que a resistividade da membrana sofre variações de acordo com a temperatura, corrente, quantidade e a distribuição de água no seu interior. A resistividade do Nafion® pode ser expressa pela seguinte expressão obtida empiricamente por [15] e descrita em (10).

$$r_M = \frac{181,6 \left[1 + 0,03 \left(\frac{i}{A} \right) + 0,062 \left(\frac{T}{303} \right)^2 \left(\frac{i}{A} \right)^{2,5} \right]}{\left[\lambda - 0,634 - 3 \left(\frac{i}{A} \right) \right] \exp \left(4,18 \left[\frac{T - 303}{T} \right] \right)} \quad (10)$$

Em (10), A é a espessura da membrana e λ é um fator de correção que representa os efeitos da humidade relativa na membrana, taxa estequiométrica da reação de Hidrogênio e Oxigênio e o tempo de serviço da membrana. A variável λ apresenta valores compreendidos entre 0 e 23, conforme [15].

2.2.4 Região de Concentração ou Transporte de Massa

A região de concentração é resultado da resistência no transporte de massa dos gases. É necessário que os gases se movam com maior velocidade com o intuito de suprir a demanda de corrente elétrica do que de fato acontece [13], isto é, a demanda por corrente elétrica é limitada pelo transporte dos gases.

À medida que a corrente drenada da célula a combustível aumenta, há um incremento no consumo de Oxigênio e Hidrogênio, resultando em uma queda na pressão parcial dos reagentes nos eletrodos, devido à resistência do fluido na tubulação. As perdas na região de concentração são agravadas de acordo com o grau de pureza do Oxigênio e Hidrogênio injetados na célula a combustível, pois a mudança na concentração dos reagentes causa uma redução na pressão parcial dos mesmos, reduzindo a eficiência da célula, ou seja, quanto maior for o grau de pureza do Oxigênio maior será o rendimento da célula [11].

Assim, a queda de tensão devido à concentração ou transporte de massa pode ser definida pela Equação (11), obtida em [11]:

$$\Delta V_{conc} = -\frac{RT}{2F} \ln \left(1 - \frac{i}{i_1} \right) \quad (11)$$

Onde a corrente i_1 é a corrente limite de operação da célula para uma dada condição de operação. Um método aproximado proposto em [16], apresentado na Equação (12), faz uso

de constantes obtidas empíricamente (m e n) para expressar o perfil da curva na região de perdas por concentração ou transporte de massa.

$$\Delta V_{conc} = me^{ni} \quad (12)$$

2.2.5 Carga de Dupla Camada

Para o armazenamento de cargas negativas e positivas que ocorre entre o eletrodo e o eletrólito, o qual é permeável apenas para prótons, pode ser representado por uma capacitância (C) no modelo da célula combustível (Figura 7), a qual está intrinsicamente ligada às perdas por ativação (R_{act}) e de concentração (R_{conc}) [17], considerando que R_{ohm} é decorrente das perdas ôhmicas.

Figura 7 – Representação das perdas da célula a combustível considerando a carga de dupla camada e a tensão de Nersnt.

2.3 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a modelagem da célula a combustível do tipo PEM utilizada nesta dissertação, cujo princípio de funcionamento baseia-se na reação apresentada na Seção 2.1. A Seção 2.2.1 mostrou o equacionamento da tensão terminal em vazio ideal da célula a combustível, a qual é chamada de tensão de Nernst (E_{Nernst}). Entretanto, pode-se evidenciar três regiões da curva de polarização da célula a combustível que representam as perdas por ativação, ôhmica e por concentração de massa. Através da tensão de Nernst e das perdas mencionadas, é possível obter a resposta de tensão por corrente da célula a combustível (curva de polarização), porém a curva de polarização fornece informações da relação de tensão por corrente da célula a combustível sem considerar a dinâmica da mesma, por outro lado um dos principais fatores que interferem na dinâmica da célula a combustível é a carga de dupla camada citada na Seção 2.2.5.

Capítulo 3

Escolha da Topologia de Conversor CC-CC

Para que seja realizada a conexão de fontes alternativas de energia de baixa tensão e elevada corrente terminal à rede elétrica, como por exemplo, células a combustível, é necessária a utilização de topologias de conversores CC-CC que permitam ajustar os níveis de tensão e corrente, para que possam alcançar ganhos de tensão elevados (>10) e processar elevadas quantidades de potência.

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica das principais publicações referentes às estruturas de conversores CC-CC. Busca-se identificar aquelas que são mais adequadas ao processamento de potência das células a combustível em aplicações estacionárias de até 6,5 kW.

3.1 Revisão Bibliográfica

Existem diversas topologias passíveis de serem utilizadas para adequar os sinais de tensão e corrente provenientes da célula a combustível. A configuração mais simples, a qual faz uso da menor quantidade de componentes, consiste na conexão de um inversor entre a célula a combustível e a rede por intermédio de um conversor CC-CA e um transformador de baixa frequência, como mostrado na Figura 8. Os principais pontos negativos dessa topologia é o fato de que o transformador torna o sistema volumoso, pesado e caro [18,19].

Usualmente, utiliza-se um conversor CC-CC entre o inversor e a célula a combustível para regular a tensão de saída da célula a combustível ao nível necessário para realizar a conexão da fonte à rede, conforme visto na Figura 9. Nesse tipo de estrutura, a conexão com a rede dispensa o uso de transformadores.

Devido ao fato de que os conversores CC-CC apresentam um ganho limitado de acordo com a topologia e as resistências parasitas. O uso de conversores isolado, como visto na Figura 10, permite alcançar um ganho de tensão elevado, o qual está relacionado com a taxa de transformação do transformador de alta frequência.

Dentre os pontos positivos para topologias de conversores CC-CC com transformadores de alta frequência, pode-se dizer que apresentam um volume e peso menores do que aquelas com transformadores de baixa frequência, além do fato de promover a isolamento galvânica entre a entrada e a saída. Porém, o projeto de transformadores de alta frequência para conversores CC-CC é mais complexo, pois, conforme se aumenta a frequência, a corrente tende a circular pela periferia do condutor (Efeito pelicular ou *Skin effect*), diminuindo a área efetiva pela qual a corrente flui através do condutor, aumentando a resistência aparente, o que causa aumento das perdas e aquecimento. Da mesma forma, a proximidade entre vários condutores pelos quais a corrente elétrica flui, ocasiona a alteração da distribuição de corrente nos condutores (efeito de proximidade ou *proximity effect*), aumentando a resistência efetiva dos condutores.

Figura 8 - Sistema de célula a combustível com um conversor CC-CA.

Figura 9 – Sistema de célula a combustível com um conversor CC-CC em cascata com um conversor CC-CA.

Figura 10 – Sistema de célula a combustível com um conversor CC-CC isolado.

De fato, existem muitos trabalhos nos quais os autores utilizam as mais diversas topologias de conversores CC-CC existentes e técnicas de chaveamento. Não seria possível abordar em uma única dissertação todas as topologias disponíveis na literatura vinculadas a aplicações em células a combustível, por isso limitou-se a abordar as topologias mais utilizadas e àquelas que apresentam um diferencial substancial entre as demais analisadas.

Em [18], o autor apresenta três topologias de conversores CC-CC isolados para serem utilizadas em células a combustível: o conversor CC-CC em ponte completa, conversor CC-CC em ponte completa ressonante e conversor CC-CC *push pull*, conforme mostra a Figura 11.

Figura 11 – Conversores isolados (a) Conversor em ponte completa (b) Conversor em ponte completa ressonante (c) Conversor isolado *push-pull*.

Dentre os trabalhos utilizando topologias isoladas, pode-se selecionar dois artigos voltados a aplicações em fontes alternativas de energia. Em [20] o autor utiliza um sistema de 24 unidades de células a combustível, subdivididas em três seções (cada seção possui 8 células em série), como mostra a Figura 12. Essas três seções compartilham a mesma alimentação de combustível, mas estão eletricamente separadas. Teoricamente, devido ao fato da distribuição de combustível ser realizada em paralelo, as mesmas deveriam apresentar a mesma tensão terminal, entretanto, a condensação de água e outras possíveis obstruções fazem com que cada unidade de célula a combustível apresente uma tensão terminal diferente para uma determinada corrente de saída, de acordo com a Figura 13. Onde $v_{seg1,2,3}$ são as tensões nos terminais de cada segmento da célula a combustível.

Como consequência, cada célula a combustível apresenta um ponto de máxima potência diferente quando comparadas entre si, conforme é visto na Figura 14. Se todas as células a combustível estivessem conectadas em paralelo, algumas células operariam além do ponto de máxima potência, ocasionando aumento nas perdas e aquecimento em todo o conjunto de células.

Como forma de eliminar tal deficiência, os autores propõem que cada seção trabalhe no seu respectivo ponto de máxima potência, aumentando assim a eficiência e performance

do sistema. Através de testes, os autores mostram que se o conjunto fosse utilizado de modo convencional (com todas as células conectadas eletricamente em paralelo), haveria uma perda de cerca de 10% da potência do conjunto de células a combustível.

Figura 12 – Sistema de célula a combustível segmentado.

Figura 13 – Curva de polarização relativo a cada segmento [21].

Figura 14 – Potência por seção [20].

Em [22] é proposto uma solução na qual é utilizado um conversor isolado baseado na topologia em ponte completa com 3 fases e 6 braços. Com tal configuração, é possível atenuar a ondulação da corrente de entrada, a qual flui pelos MOSFETs e é inversamente proporcional ao número de fases devido ao compartilhamento da corrente de entrada. Além disso, é utilizada a técnica de comutação suave por defasagem de fase, fazendo com que a eficiência alcançada seja de até 97%.

No entanto, para a construção do conversor são necessários 12 MOSFETs de potência, 3 transformadores de alta frequência, 6 diodos de potência, um indutor e um capacitor. Isso faz com que o custo e o volume aumentem devido à quantidade de componentes utilizados.

Figura 15 – Conversor CC-CC de 3 fases e 6 braços isolado.

Já em [23] os autores abordam diversas estruturas de conversores CC-CC não isolados que podem ser utilizados em aplicações com fontes renováveis e que necessitem alto ganho de tensão. Em teoria a topologia conversor *Boost interleaved*, mostrado na Figura 16, pode atingir ganhos elevados quando o ciclo de trabalho se aproxima do valor unitário, entretanto, devido às resistências parasitas o mesmo se torna limitado a um valor não atrativo para a aplicação em questão.

Por outro lado o conversor *Boost* de três níveis [23,24,25], apresenta um ganho mais elevado quando comparado à topologia clássica do conversor *Boost*. Como se pode perceber através da Figura 17, toda a corrente processada pelo conversor flui pelo circuito do indutor e através dos MOSFETs, o que resulta em perdas elevadas e aquecimento dependendo das resistências parasitas dos MOSFETs e indutores utilizados.

Figura 16 – Conversor *Boost interleaved* tradicional.

Figura 17 – Conversor *Boost* de três níveis tradicional.

É comum encontrar soluções empregando conversores não isolados em cascata, como mostrado nos trabalhos [26,27,28] e visualizado na Figura 18. Todavia, mesmo que a eficiência de cada conversor seja alta (superior a 90%), ao colocá-los em cascata, a eficiência do sistema como um todo se reduz para algo em torno de 80%.

Figura 18 - Conversor *Boost* em cascata (a) com duas chaves (b) com uma chave.

Por outro lado, topologias com indutores acoplados permitem alcançar ganhos de tensão elevados, pois o ganho de tensão depende da relação entre as espiras dos indutores acoplados do circuito, conforme mostram as Equações (13), (14) e (15), onde L_m é a indutância de magnetização, L_k é a indutância de dispersão. Porém, a indutância de fuga dos indutores acoplados não apenas induzem uma elevada tensão sobre os semicondutores, causando desgaste, bem como degradam a eficiência dos conversores.

Para proteger os semicondutores contra os transientes de tensão, convém utilizar um circuito grameador RCD (Resistor Capacitor Diodo) ou um circuito grameador ativo, com o qual a energia absorvida da indutância de fuga possa ser retornada ao sistema com o intuito de elevar a eficiência do conversor. Em [29], o autor propõe uma topologia com indutores acoplados com elevada eficiência utilizando um grameador de tensão passivo CD (Capacitor Diodo), conforme pode ser visualizado na Figura 19. Porém, houve a necessidade de utilizar um circuito *snubber* no diodo de saída devido a capacitância parasita do diodo entrar em ressonância com a indutância de fuga dos indutores.

Figura 19 – Conversor *Boost* com indutor acoplado e circuito *snubber* no diodo de saída.

$$P_K = \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (13)$$

$$N = N_s / N_p \quad (14)$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{k}{1-k} (N+1) \frac{(1+P_K)}{2} \quad (15)$$

Outra classe de conversores CC-CC é a de capacitores chaveados, esses conversores não utilizam indutores e comumente são empregados em circuitos integrados para aplicações de baixa potência. Tais conversores baseiam-se no circuito desenvolvido por Heinrich Greinacher, chamado de circuito de Villard em cascata ou simplesmente multiplicador de tensão. Cada capacitor do circuito comuta entre uma fase na qual o mesmo é carregado pela fonte de alimentação para outra na qual ocorre a descarga na carga ou em outro capacitor. Entretanto, de acordo com [30], tais conversores apresentam baixa capacidade de regulação e elevada interferência eletromagnética. Além disso, o conversor desenvolvido em [30] e mostrado na Figura 20, apresenta baixa eficiência (entre 50% e 81%).

Figura 20 – Conversor CC-CC de capacitor chaveado

Uma alternativa para alcançar uma eficiência e capacidade de processar potências mais elevadas utilizando conversores de capacitores chaveados é proposta em [31]. Neste trabalho os autores utilizam um conversor CC-CC de capacitor chaveado multinível para processar uma potência de até 1 kW (Figura 21), com eficiência que pode alcançar 98%. Para atingir ganhos elevados há ainda à necessidade de se utilizar um número elevado de células multiplicadoras de tensão, consequentemente, um número elevado de componentes. Além disso, como ponto negativo essa topologia apresenta uma baixa capacidade de regulação de tensão.

Figura 21 – Conversor CC-CC de capacitor chaveado multinível.

O problema de se utilizar um número elevado de células multiplicadoras nas topologias de capacitor chaveado pode ser solucionado ao utilizar os conversores *Boost* com células multiplicadoras de tensão. A Figura 22, mostra a solução apresentada em [32], que emprega três indutores acoplados com uma célula multiplicadora de tensão. Tal topologia permite alcançar ganhos de tensão elevados, dependendo da taxa de transformação empregada nos indutores acoplados, conforme mostram as Equações (16) e (17). Nesse mesmo trabalho, os autores utilizam a topologia da Figura 22 para processar 300 W proveniente de uma célula

a combustível. O sistema opera com uma tensão de entrada de 27-36,5 V e entrega uma tensão igual a 400 V para a carga. De acordo com os autores, uma eficiência de 94,1% é alcançada nas condições citadas anteriormente.

Figura 22 – Conversor *Boost* com três indutores acoplados

$$n_2 = \frac{N_2}{N_1} \quad ; \quad n_3 = \frac{N_3}{N_1} \quad (16)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = (1 + n_3) + \frac{1}{1-k} + \frac{1}{1-k} n_2 \quad (17)$$

O diferencial da estrutura proposta em [33] [34] é o uso da técnica *interleaved*, a qual permite obter uma baixa ondulação de corrente de entrada proporcional ao número de fases utilizadas, bem como semicondutores de menor capacidade e de menor custo. Há também, a possibilidade de utilizar múltiplas células multiplicadoras de tensão na saída do conversor, de tal modo que o ganho de tensão resultante seja $n/(1-k)$, onde n é numero de células multiplicadoras e k é o ciclo de trabalho.

Os indutores não acoplados da Figura 23(a) podem ser acoplados, como apresentado na Figura 23(b). De acordo com os autores em [35], o uso do acoplamento magnético entre os indutores interfere diretamente na dinâmica da resposta de corrente de entrada e na ondulação da tensão de saída, de forma positiva ou negativa dependendo do valor do acoplamento magnético.

Figura 23 – Conversor *Interleaved Boost* com multiplicador de tensão (a) sem indutor acoplado (b) com indutor acoplado

3.2 Topologia Escolhida

As estruturas com isolamento galvânica do conversor são implementadas através do uso de um transformador de alta frequência, o qual apresenta diversos pontos positivos como: a isolamento galvânica que fornece um maior nível de proteção tanto para a carga quanto para a fonte, a redução dos níveis de ruídos e interferências provenientes da fonte, fornecendo uma tensão em corrente contínua com nível menor de ondulação. Entretanto, o uso deste tipo de dispositivo interfere diretamente na eficiência do sistema como um todo, além de possibilitar a saturação do transformador de alta frequência caso o mesmo tenha sido projetado incorretamente.

Uma análise mais aprofundada, realizada em [36], mostra uma comparação entre o uso de conversores CC-CC não isolados, conversores CC-CC isolados e conversores CC-CA acoplados a transformadores de baixa frequência na conexão com a rede. Pela Figura 24, percebe-se que os conversores CC-CC não isolados apresentam maior eficiência, além de peso e volume menor quando comparados com conversores isolados ou conversores com transformadores de baixa frequência no ponto de conexão com a rede. Nesse contexto, os gráficos da Figura 24 são para conversores utilizados em aplicações de painéis fotovoltaicos capazes de processar potências inferiores a 6,5 kW.

Figura 24 – Comparação entre inversores operando com conversores CC-CC isolados, conversores CC-CC não isolados e conversores CC-CC não isolados com transformador de baixa frequência no lado CA [36].

Sabe-se, todavia, que as resistências parasitas dos componentes empregados interferem no ganho do conversor CC-CC e na capacidade de transferência de potência do

mesmo [37,38,39,40], por isso, conversores CC-CC não isolados são empregados em aplicações de baixa potência. Como a aplicação deste trabalho tem como meta processar até 1 kW, fazendo com que seja conveniente utilizar um conversor não isolado que consiga alcançar o ganho desejado.

Dentre as topologias analisadas, a topologia *Interleaved Boost* com Multiplicador de Tensão apresenta um ganho elevado, o qual é incrementado de acordo com o número de células multiplicadoras utilizadas. Outro ponto positivo importante é o uso da técnica *interleaved*, a qual é indicada para aplicações de elevada corrente de entrada, como é o caso das células a combustível.

3.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas diversas topologias de conversores CC-CC presentes na literatura. A escolha da melhor topologia para a aplicação em questão é aquela que é capaz de apresentar o ganho desejado e alta eficiência quando processar a potência nominal. Embora existam topologias de conversores CC-CC não isolados que utilizam indutores acoplados para obter ganhos de tensão elevados (nessas topologias o ganho também é proporcional à relação de espiras dos indutores acoplados), o estresse de tensão nos semicondutores em geral é elevado. Considerando a possibilidade de se utilizar *snubbers* ou grampeadores de tensão para mitigar o estresse de tensão, o fato de que o preço dos MOSFETs variam de acordo com a resistência de condução $r_{ds(on)}$ e a tensão nominal V_{ds} e a segurança da isolamento galvânica em aplicações de elevada potência, as topologias de conversores isoladas são mais adequadas para potências elevadas (acima de 6,5 kW).

Por outro lado, conforme mostrado na Figura 24, conversores isolados em geral apresentam um volume e peso maiores e uma eficiência menor para aplicações de painéis fotovoltaicos de até 6,5 kW.

A topologia IBVM foi escolhida para ser implementada neste trabalho, devido aos fatores destacados nos parágrafos anteriores e pelos seguintes pontos positivos: apresentar um ganho elevado utilizando células de capacitores chaveados em cascata com o conversor tradicional *Boost*, fazer uso da técnica *interleaved* para mitigar as perdas e aumentar a eficiência do conversor, apresentar uma boa capacidade de regulação e baixo estresse de tensão sobre os semicondutores.

Capítulo 4

Modelagem em Espaços de Estados

Os conversores CC-CC podem ser modelados em espaço de estado utilizando a modelagem média e a de pequenos sinais.

A modelagem média dos conversores CC-CC representa a resposta do sistema em baixas frequências, enquanto que a modelagem em pequenos sinais representa a resposta do sistema frente a pequenas variações provenientes da comutação semicondutores, da variação de tensão ou corrente de entrada da fonte conectada ao conversor. A modelagem em pequenos sinais consiste na linearização do conversor em torno de um determinado ponto de operação projetado, podendo ser precisa para pequenas variações em torno do ponto de operação.

4.1 Conversor *Boost*

A Figura 25, mostra o conversor *Boost* incluindo as resistências parasitas do indutor e da chave. Quando operando no modo de condução contínua o conversor *Boost* apresenta dois modos de operação: quando a chave se encontra aberta e outro quando a chave se encontra fechada, conforme encontrado na Figura 26 e na Figura 27.

Figura 25 - Conversor elevador com resistências parasitas.

4.1.1 Conversor *Boost* - Chave Fechada

Com o intuito de aplicar a modelagem média em espaços de estados, assume-se que a chave S se encontra fechada. A energia da fonte é transferida e armazenada no indutor enquanto o capacitor C descarrega-se na carga R_o .

Figura 26 - Conversor Boost com a chave fechada.

A Equação (18) é obtida aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha do indutor enquanto que a Equação (19) representa a corrente que flui pelo capacitor de saída. Já a saída, que é a corrente do indutor de entrada, é calculada conforme Equação (20).

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} - \frac{(r_s + r_L)i_L}{L} \quad (18)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{CR_o} \quad (19)$$

$$y = i_L \quad (20)$$

As Equações (18), (19) e (20) podem ser rearranjadas de maneira matricial na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_I \mathbf{x} + \mathbf{B}_I \mathbf{u}$ e $y = \mathbf{C}_I \mathbf{x}$. Considerando o ciclo de trabalho k e o período de chaveamento T_s , as Equações em (21) e (22) representam a resposta do sistema durante o período kT_s .

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_L + r_s)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (21)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (22)$$

4.1.2 Conversor *Boost* - Chave Aberta

Quando a chave S se encontra aberta, a energia armazenada no indutor na forma de campo magnético carrega o capacitor e alimenta a carga conectada nos terminais de saída do conversor, de acordo com as Equações (23), (24) e (25).

Figura 27 - Conversor elevador com a chave aberta.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} - \frac{r_L i_L}{L} - \frac{v_C}{L} \quad (23)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{CR_o} \quad (24)$$

$$y = i_L \quad (25)$$

Da mesma forma realizada para o período de chaveamento anterior, as Equações (23), (24) e (25) podem ser rearranjadas de maneira matricial na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}$ e $y = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}$. As matrizes obtidas apresentadas em (26) e (27) estão relacionadas ao intervalo de chaveamento complementar ao intervalo em que a chave se encontra fechada, portanto o período em que a chave se encontra aberta é definido como $(1-k)T_s$.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (26)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (27)$$

4.2 Técnica Interleaved

A técnica *interleaved* é o resultado da conexão de conversores CC-CC em paralelo, conforme encontrado na Figura 28, sendo que, em geral, o filtro de saída é compartilhado pelas N fases empregadas [41]. Essa técnica oferece diversas vantagens, como menor ondulação na corrente de entrada, transientes mais rápidos em resposta a variações de carga e melhoria na eficiência do conversor [41].

O chaveamento das fases é realizado com um determinado ângulo de defasagem simétrico entre fases, desse modo, a corrente total que flui pela entrada do conversor CC-CC é compartilhada de maneira igualitária pelas N fases utilizadas. A técnica *interleaved* é empregada em aplicações nas quais se deseja ter mínima ondulação de corrente na entrada, isso faz com que, a frequência de chaveamento resultante seja proporcional ao número de fases.

Esta técnica é muito utilizada em conversores com elevadas correntes de entrada, pois a corrente é compartilhada pelas fases, dessa maneira é possível utilizar indutores e semicondutores com capacidades elétricas reduzidas (menor corrente nominal), por conseguinte, componentes de menor custo. Além disso, o uso da técnica *interleaved* possibilita distribuir melhor os componentes do conversor CC-CC, ou seja, o aumento de temperatura dos componentes decorrente do chaveamento é dissipado pelo conversor em uma área maior.

Figura 28 – Técnica *interleaved*.

4.3 Conversor Interleaved *Boost* com Multiplicador de Tensão

O IBVM, apresentado na Figura 29, consiste em um conversor elevador com duas fases, as quais operam de modo intercalado através do chaveamento das chaves S_1 e S_2 . Em série ao conjunto chave-indutor há uma célula multiplicadora tensão, cuja finalidade é dobrar a tensão terminal do conversor quando comparada ao conversor *Boost* convencional. A modelagem em espaços de estados do conversor IBVM, considerando as resistências parasitas mostradas na Figura 29, é baseada na modelagem apresentada em [42].

Figura 29 - Conversor IBVM.

Para a modelagem do conversor IBVM, considerou-se o efeito das resistências parasitas dos indutores (L_1 e L_2), das chaves (S_1 e S_2) e dos capacitores do circuito multiplicador de tensão (C_1 e C_2).

Como o conversor utiliza duas fases, as mesmas operam defasadas $360^\circ/2 = 180^\circ$ entre si, sendo assim, quando o conversor operar com ciclo de trabalho superior a 0,5, haverá quatro intervalos de chaveamento distintos, como mostrado na Figura 30.

Considerando o período em que uma chave permanece fechada como sendo kT_s , é possível dividir o sistema composto pelas duas chaves em outros quatro subintervalos, cujos períodos são: k_1T_s quando as duas chaves se encontram fechadas; k_2T_s quando apenas a chave S_2 está fechada; k_3T_s quando ambas as chaves estão fechadas novamente e k_4T_s quando apenas a chave S_1 está fechada.

Figura 30 - Intervalos de chaveamento do conversor IBVM.

Durante cada um dos subintervalos descritos no paragrafo anterior há um conjunto de diodos que permanece conduzindo ou aberto, como pode ser visto na simulação da Figura 31. Durante os períodos k_1T_s e k_3T_s , ambas as chaves permanecem fechadas enquanto que, todos os diodos do circuito estão reversamente polarizados, fazendo com que exista fluxo de corrente fluindo através dos indutores L_1 e L_2 e, conseqüentemente, toda potência entregue a carga seja fornecida pelo capacitor de saída.

No entanto, durante o subintervalo k_2T_s , o indutor L_2 continua sendo carregado, pois a chave S_2 ainda se encontra fechada, porém, a chave S_1 passa da condição fechada para aberta, fazendo com o que indutor L_1 descarregue no circuito resultante. Além disso, durante esse intervalo, os diodos D_2 e D_4 estão diretamente polarizados. De modo análogo, durante o subintervalo k_4T_s , a chave S_2 se encontra aberta, por conseguinte, os diodos D_1 e D_3 entram em condução e a energia armazenada no indutor L_2 é descarregada.

Figura 31 – Formas de onda de corrente simulada.

Para modelar o conversor em questão em espaço de estados, assume-se o vetor de estados definido em (27), o vetor de entrada em (28) e o vetor de saída em (29).

$$\mathbf{x} = [i_{L1} \quad i_{L2} \quad v_{C1} \quad v_{C2} \quad v_C]^T \quad (27)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_o \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{L1} + i_{L2} \\ v_C \end{bmatrix} \quad (29)$$

4.3.1 Subintervalo 1

O circuito resultante do primeiro subintervalo ($k_1 T_s$), no qual as duas chaves permanecem conduzindo e os diodos estão polarizados reversamente, pode ser visualizado pela Figura 32.

Figura 32 - Circuito do subintervalo $k_1 T_s$

Ao aplicar a lei das tensões Kirchhoff na malha dos dois indutores obtém-se (30), enquanto que a Equação (31) é obtida aplicando a lei das correntes no circuito do capacitor de saída.

$$v_{in} = (r_{L1} + r_{S1})i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = (r_{L2} + r_{S2})i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (30)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{CR_o} - \frac{i_o}{C} \quad (31)$$

Da Equação (30), obtém-se (32) e (33):

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{(r_{L1} + r_{S1})}{L_1}i_{L1} + \frac{v_{in}}{L_1} \quad (32)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{(r_{L2} + r_{S2})}{L_2}i_{L2} + \frac{v_{in}}{L_2} \quad (33)$$

As Equações de estado podem então ser rearranjadas na forma matricial, resultando nas matrizes A_I e B_I .

$$A_I = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1} + r_{S1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{r_{L2} + r_{S2}}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{CR_o} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$B_I = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (35)$$

4.3.2 Subintervalo 2

Durante o segundo subintervalo ($k_2 T_s$) a chave S_2 permanece fechada e os diodos D_2 e D_4 estão conduzindo, resultando no circuito mostrado na Figura 33.

Figura 33 - Circuito do subintervalo $k_2 T_s$

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff nas malhas representadas pelas setas vermelha, verde e azul, têm-se, respectivamente, as Equações (36), (37) e (38).

$$v_{in} = r_{L1}i_{L1} + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + r_{C2}i_{C2} + v_{C2} + (i_{C2} + i_{L2})r_{S2} \quad (36)$$

$$v_{in} = r_{L2}i_{L2} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + (i_{C2} + i_{L2})r_{S2} \quad (37)$$

$$v_C = r_{S2}(i_{C2} + i_{L2}) + v_{C2} + r_{C2}i_{C2} + r_{C1}i_{C1} + v_{C1} \quad (38)$$

Já as Equações (39) e (40) são obtidas aplicando a lei de Kirchoff nos nós realçados pelos círculos em marrom e amarelo respectivamente.

$$i_{C1} + i_{L1} = i_{C2} \quad (39)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{CR_o} - \frac{i_o}{C} - \frac{i_{C1}}{C} \quad (40)$$

Substituindo a Equação (39) em (38) obtém-se a Equação (41).

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{v_C - v_{C1} - v_{C2} - (r_{C2} + r_{S2})i_{L1} - r_{S2}i_{L2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \quad (41)$$

Para obter a Equação que representa a corrente i_{C2} , substitui-se a Equação (41) em (39)

$$i_{C2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{v_C - v_{C1} - v_{C2} + r_{C1}i_{L1} - r_{S2}i_{L2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \quad (42)$$

As Equações (43) e (44) que descrevem as tensões nos indutores são obtidas substituindo a Equação (42) em (36) e em (37).

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} = & \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{1}{L_1} \left(r_{L1} + \frac{(r_{C2} + r_{S2})r_{C1}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \right) i_{L1} - \frac{(r_{C1}r_{S1})}{L_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} i_{L2} + \frac{1}{L_1} \frac{(r_{C2} + r_{S2})}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_{C1} \\ & - \frac{1}{L_1} \frac{r_{C1}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_{C2} - \frac{1}{L_1} \frac{(r_{C2} + r_{S2})}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_C \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} = & \frac{v_{in}}{L_2} - \frac{1}{L_2} \frac{r_{C1}r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} i_{L1} - \frac{1}{L_2} \left(r_{L2} + \frac{(r_{C1} + r_{C2})r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \right) i_{L2} + \frac{1}{L_2} \frac{r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_{C1} \\ & + \frac{1}{L_2} \frac{r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_{C2} - \frac{1}{L_2} \frac{r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_C \end{aligned} \quad (44)$$

A Equação que representa a corrente no capacitor de saída pode ser obtida substituindo a Equação (41) em (40).

$$\begin{aligned} \frac{dv_C}{dt} = & -\frac{i_O}{C} - \frac{1}{C} \frac{(r_{C2} + r_{S2})}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} i_{L1} - \frac{1}{C} \frac{r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} i_{L2} + \frac{1}{C} \frac{1}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_{C1} \\ & + \frac{1}{C} \frac{1}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} v_{C2} - \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \right) v_C \end{aligned} \quad (45)$$

Dessa forma, as matrizes A_2 e B_2 que representam este intervalo são representadas por (46) e (47), respectivamente.

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \left(r_{L1} + \frac{(r_{C2} + r_{S2})r_{C1}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \right) & \frac{-(r_{C1}r_{S1})}{L_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{(r_{C2} + r_{S2})}{L_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-r_{C1}}{L_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-(r_{C2} + r_{S2})}{L_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} \\ \frac{-(r_{C1}r_{S2})}{L_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & -\frac{1}{L_2} \left(r_{L2} + \frac{(r_{C1} + r_{C2})r_{S2}}{r_{C1} + r_{C2} + r_{S2}} \right) & \frac{r_{S2}}{L_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{r_{S2}}{L_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-r_{S2}}{L_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} \\ \frac{-(r_{C2} + r_{S2})}{C_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-r_{S2}}{C_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-1}{C_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-1}{C_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{1}{C_1(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} \\ \frac{r_{C1}}{C_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-r_{S2}}{C_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-1}{C_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{-1}{C_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{1}{C_2(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} \\ \frac{(r_{C2} + r_{S2})}{C(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{r_{S2}}{C(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{1}{C(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & \frac{1}{C(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} & -\frac{1}{C} \left(\frac{1}{(r_{C1} + r_{C2} + r_{S2})} + \frac{1}{R_o} \right) \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (47)$$

4.3.3 Subintervalo 3

Durante o terceiro subintervalo ($k_3 T_s$) ambas as chaves permanecem fechadas, consequentemente, as equações que representam este subintervalo são idênticas às equações do primeiro intervalo, portanto $A_3 = A_1$ e $B_3 = B_1$.

4.3.4 Subintervalo 4

Ao ser analisado o circuito da Figura 34, percebe-se que o circuito que representa o quarto subintervalo de chaveamento é similar ao do segundo subintervalo de chaveamento, portanto as equações que representam o quarto intervalo podem ser obtidas trocando os índices 1 por 2 e 2 por 1.

Figura 34 - Circuito do subintervalo $k_4 T_s$

Dessa maneira, as equações que representam as correntes nos capacitores da célula multiplicadora de tensão são representadas por (48) e (49).

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \frac{v_C - v_{C2} - v_{C1} + r_{C2}i_{L2} - r_{S1}i_{L1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \quad (48)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \frac{v_C - v_{C2} - v_{C1} - (r_{C1} + r_{S1})i_{L2} - r_{S1}i_{L1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \quad (49)$$

As tensões nos indutores são calculadas por (50) e (51).

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} = & \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{1}{L_1} \frac{r_{C2}r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} i_{L2} - \frac{1}{L_1} \left(r_{L1} + \frac{(r_{C2} + r_{C1})r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \right) i_{L1} + \frac{1}{L_1} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_{C2} \\ & + \frac{1}{L_1} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_{C1} - \frac{1}{L_1} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_C \end{aligned} \quad (50)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{L2}}{dt} = & \frac{v_{in}}{L_2} - \frac{1}{L_2} \left(r_{L2} + \frac{(r_{C1} + r_{S1})r_{C2}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \right) i_{L2} - \frac{(r_{C2}r_{S2})}{L_2(r_{C2} + r_{C1} + r_{S1})} i_{L1} + \frac{1}{L_2} \frac{(r_{C1} + r_{S1})}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_{C2} \\ & - \frac{1}{L_2} \frac{r_{C2}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_{C1} - \frac{1}{L_2} \frac{(r_{C1} + r_{S1})}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_C \end{aligned} \quad (51)$$

Enquanto que a Equação (52) representa a corrente no capacitor de saída.

$$\begin{aligned} \frac{dv_C}{dt} = & -\frac{i_O}{C} - \frac{1}{C} \frac{(r_{C1} + r_{S1})}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} i_{L2} - \frac{1}{C} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} i_{L1} + \frac{1}{C} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_{C2} \\ & + \frac{1}{C} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} v_{C1} - \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \right) v_C \end{aligned} \quad (52)$$

As equações que definem o circuito para esse subintervalo podem ser rearranjadas na forma matricial com o intuito de se obter as matrizes $\mathbf{A}_4$ e $\mathbf{B}_4$, representadas em (53) e (54).

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \left(r_{L1} + \frac{(r_{C2} + r_{C1})r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \right) & -\frac{1}{L_1} \frac{r_{C2}r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{L_1} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{L_1} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{L_1} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \\ -\frac{1}{L_2} \frac{(r_{C2}r_{S2})}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{L_2} \left(r_{L2} + \frac{(r_{C1} + r_{S1})r_{C2}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \right) & -\frac{1}{L_2} \frac{r_{C2}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{L_2} \frac{(r_{C1} + r_{S1})}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{L_2} \frac{(r_{C1} + r_{S1})}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \\ -\frac{1}{C_1} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{C_1} \frac{r_{C2}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{C_1} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{C_1} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{C_1} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \\ -\frac{1}{C_2} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{C_2} \frac{r_{C1} + r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{C_2} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{C_2} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{C_2} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \\ -\frac{1}{C} \frac{r_{S1}}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{C} \frac{(r_{C1} + r_{S1})}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{C} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & \frac{1}{C} \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} & -\frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{r_{C2} + r_{C1} + r_{S1}} \right) \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$\mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (54)$$

4.3.5 Modelo Médio do Conversor CC-CC

A modelagem média, adotada nesta dissertação, será aplicada ao conversor CC-CC operando no modo de condução contínua, ou seja, deve-se assegurar que a corrente que circula pelos indutores é sempre diferente de zero. Quando o conversor trabalha nesse modo de operação, os intervalos de chaveamento são definidos pelas chaves e diodos que compõem o circuito do conversor CC-CC, isto é, em cada intervalo há um circuito que pode ser modelado de modo linear em espaço de estado. Apesar de haver a possibilidade de escolher quaisquer variáveis do circuito para realizar a modelagem em espaço de estados, geralmente utilizam-se as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores, portanto a quantidade de elementos armazenadores que compõem o circuito determinam a ordem das matrizes em espaço de estado [43].

Uma vez obtidas as matrizes de espaço de estados que representam os circuitos de cada intervalo de chaveamento, a matriz média que representa todo o sistema pode ser obtida pela combinação linear das matrizes de cada subintervalo, ponderadas pelo período relativo a cada subintervalo de chaveamento. Sendo assim, as variáveis de corrente e tensão do conversor CC-CC podem ser representadas por um conjunto de equações lineares que representam o comportamento médio das variáveis do sistema.

Considerando que o operador médio relacionado a cada subintervalo de chaveamento é definido como sendo o período decorrido do intervalo considerado T_i dividido pelo período total resultante de todos os intervalos de chaveamento T_s , de acordo com a Equação (55). A modelagem média do conversor CC-CC pode ser obtida multiplicando o operador médio de cada intervalo de chaveamento pelas respectivas matrizes, como mostrado em (56). Como as

matrizes de entrada B_i são iguais para todos os subintervalos no conversor IBVM e o operador médio de cada intervalo é um valor compreendido entre 0 e 1 e cuja soma resulta em 1, a matriz B resultante da modelagem média é invariante.

$$k_i = \frac{T_i}{T_s} \quad (55)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i k_i \right) \mathbf{x} + \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{B}_i k_i \right) \mathbf{u} = \left(\sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i k_i \right) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (56)$$

Pela Figura 30 pode se visualizar que o período em que uma das chaves permanece aberta considerando o período total T_s , é $(1-k)T_s$, sendo k o ciclo de trabalho. Como o chaveamento entre as fases do conversor possui defasagem de 180° , tem-se que $k_1 T_s + k_2 T_s = \frac{1}{2} T_s$ e $k_3 T_s + k_4 T_s = \frac{1}{2} T_s$, sendo assim, k_2 e k_4 são iguais a $(1-k)$ o que resulta em $k_1 = k_3 = \frac{1}{2} - (1-k) = k - \frac{1}{2}$. Portanto, a operação matricial que fornece a matriz de estados média do conversor IBVM definida por (57), quando $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3$.

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \sum_{i=1}^4 \mathbf{A}_i k_i = \mathbf{A}_1 \left(k - \frac{1}{2} \right) + \mathbf{A}_2 (1-k) + \mathbf{A}_3 \left(k - \frac{1}{2} \right) + \mathbf{A}_4 (1-k) \\ &= (-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + k(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \end{aligned} \quad (57)$$

4.3.6 Modelo em Pequenos Sinais

De fato, um conversor CC-CC é um sistema que se comporta de modo não linear, ao serem inseridas perturbações na entrada do sistema $\mathbf{u} = \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}$, ela se propaga para o vetor de estados $\mathbf{x} = \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}$, onde $\mathbf{X}$ é o valor CC do vetor de estados e $\hat{\mathbf{x}}$ é o valor CA proveniente da perturbação. De maneira similar tem-se, na saída, $\mathbf{y} = \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}$ [43].

Sem o efeito da perturbação o conversor IBVM pode ser descrito pela relação matricial da Equação (58).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} = \left[(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + k(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \right] \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (58)$$

Inserindo o efeito da perturbação no vetor de estados, no vetor de entrada, no vetor de saída e assumindo que o ciclo de trabalho k se modifica de ciclo em ciclo em torno do ponto de linearização, tem-se, portanto $k = K + \hat{k}$, onde K é o valor médio, em regime permanente, e $\hat{k}$ é o valor CA em torno do ponto de linearização o que resulta na Equação (59).

$$\dot{\mathbf{X}} + \hat{\mathbf{x}} = \left[(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + (K + \hat{k})(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \right] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{B}(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}) \quad (59)$$

Em regime permanente os valores das variáveis de estado são constantes, consequentemente, a derivada do vetor de estados em regime permanente é nula. Obtém-se, portanto, as equações (60), (61) e (62).

$$\dot{\mathbf{X}} = 0 \quad (60)$$

$$0 = \mathbf{A}_n \mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (61)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}_n^{-1} \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (62)$$

A aproximação de pequenos sinais consiste em assumir que o valor CA da perturbação inserida no sistema seja muito menor do que o valor médio das variáveis, de tal modo que a modelagem realizada seja válida para pequenas excursões de sinais em torno do ponto linearizado. A Equação (63) é obtida ao considerar que a variação do termo CC é nula (61) e que os valores fruto das multiplicações de variáveis CA são menores ainda, ou seja, $\hat{\mathbf{x}}\hat{k} \ll 1$.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \left[(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + K(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \right] \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + (2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \mathbf{X}\hat{k} \\ &= \mathbf{A}_n \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}\hat{k} \end{aligned} \quad (63)$$

Assumindo que o valor CA do ciclo de trabalho $\hat{k}$ é uma nova entrada do sistema, a matriz $\mathbf{A}_n = \left[(-\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4) + K(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \right]$ e que a matriz $\mathbf{F}$, resultante da operação matricial $(2\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 - \mathbf{A}_4) \mathbf{X}$, pode ser incorporada a matriz de entradas, resultando em uma nova matriz de entradas $\mathbf{B}' = [\mathbf{B} \quad \mathbf{F}]$, conforme encontra-se em (64).

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_n \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{F}\hat{k} = \mathbf{A}_n \hat{\mathbf{x}} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}} \\ \hat{k} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_n \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}'\hat{\mathbf{u}}' \quad (64)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (65), tem-se (66) e isolando o vetor de estados são encontradas as matrizes (67) e (68).

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_n \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}' \hat{\mathbf{u}}' \quad (65)$$

$$s\hat{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}_n \hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}' \hat{\mathbf{u}}' \quad (66)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(s)(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n) = \mathbf{B}' \hat{\mathbf{u}}' \quad (67)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{B}' \hat{\mathbf{u}}' \quad (68)$$

Como é de interesse apenas as funções de transferências cuja entrada é a variação do ciclo de trabalho em torno do ponto linearizado, basta em (64) e (68) fazer $\hat{\mathbf{u}} = 0$, isto é, $\hat{\mathbf{x}}(s)|_{\hat{\mathbf{u}}=0}$, o que produz como resultado (69).

$$\hat{\mathbf{x}}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{F} \hat{k} \quad (69)$$

As saídas, em tensão (70) e em corrente (71), são obtidas através da combinação linear das variáveis do vetor de estados pelo uso da matriz de saída $\mathbf{C}_v$ (72) e $\mathbf{C}_i$ (73), assumindo que a matriz $\mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_2 = \mathbf{D}_3 = \mathbf{D}_4 = \mathbf{D} = 0$.

$$\hat{v}_c = \mathbf{C}_v \hat{\mathbf{x}}(s) \quad (70)$$

$$\hat{i}_L = \mathbf{C}_i \hat{\mathbf{x}}(s) \quad (71)$$

$$\mathbf{C}_v = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$\mathbf{C}_i = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (73)$$

Dessa forma, são obtidas as funções de transferência de tensão de saída (74) e de corrente de entrada (75).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{k}(s)} = \mathbf{C}_v (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{F} \quad (74)$$

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s) + \hat{i}_{L2}(s)}{\hat{k}(s)} = \mathbf{C}_i (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{F} \quad (75)$$

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada a modelagem média dos conversores *Boost* e IBVM e a modelagem em pequenos sinais do conversor IBVM. A modelagem média é utilizada no Capítulo 6 para realizar a análise do ganho do conversor, já a modelagem em pequenos sinais é utilizada no capítulo subsequente (Capítulo 5) para projetar os controladores.

Capítulo 5

Análise e Operação em Malha Fechada

As células a combustível, em específico, apresentam uma tensão menor conforme aumenta a demanda por corrente o que precisa ser considerado na escolha da topologia e projeto do controle do conversor.

Os conversores CC-CC funcionam como fontes de tensão, por isso, devem manter a tensão de saída fixa em um valor pré-definido, não importando a corrente demandada pela carga ou a tensão de entrada. Para que isso seja possível, a tensão de saída é regulada por meio de controladores que atuam no ciclo de trabalho do conversor CC-CC considerando a tensão ou tensão/corrente retroalimentadas na malha de controle [44].

5.1 Topologias de Controle

Para que seja realizado o controle do conversor CC-CC utilizando os métodos clássicos de projeto, faz-se necessário o uso da modelagem matemática do conversor no domínio da frequência conforme apresentado anteriormente.

Existem duas maneiras básicas de se controlar um conversor CC-CC utilizando as técnicas clássicas de controle, a primeira e mais simples, chamada de modo de controle em tensão, consiste em implementar uma única malha de controle realimentada pela tensão de saída do conversor, como mostrado na Figura 35. O erro de tensão (v_e), gerado pela diferença entre o sinal de referência de tensão e o sinal de realimentação (v_c), é utilizado como entrada do controlador de tensão que gera o sinal de controle v_{v_pi} , o qual é comparado com portadora para gerar o sinal PWM.

Figura 35 - Modo de controle em tensão.

A outra se refere ao método de controle em modo corrente que se baseia no fato de se utilizar a corrente que flui pelo indutor na malha de controle. O modo corrente é caracterizado por apresentar duas malhas de controle em cascata, a mais interna é caracterizada pela malha de corrente e a mais externa pela tensão terminal do conversor [45,44]. Este método de controle pode ser implementado de diversas formas, diferindo entre si pelo modo usado para medir a corrente e de como essa corrente é utilizada na malha de controle.

Apesar de existirem diversos métodos de controle no modo corrente, a maneira mais simples é dividi-los em duas categorias, ou seja, métodos de frequência fixa e de frequência variável [45]. Na classe dos métodos de frequência fixa, podem-se ressaltar duas metodologias a serem estudadas. A primeira está relacionada ao modo de controle por corrente de pico, o qual utiliza a corrente que flui pelo indutor como portadora do PWM. Como pode ser visualizado na Figura 36, na malha mais externa, a tensão de referência é subtraída da tensão medida na saída do conversor, gerando o sinal de erro para a malha de tensão que, por sua vez, é utilizado como entrada do controlador PI de tensão e, por conseguinte, é subtraído do sinal da curva compensadora.

O sinal resultante da malha de tensão v_{v_cont} é comparado com o sinal da portadora e pode ser medido de duas formas: a primeira delas é não intrusiva, pois utiliza um sensor de

corrente para medir a corrente que flui pelo indutor, a segunda possui, entretanto, menor custo e é mais simples, pois utiliza um resistor R_{med} de valor muito baixo para medir o pico de corrente no indutor em relação a queda de tensão no resistor R_{med} . A frequência de chaveamento é definida com base na frequência da onda quadrada simétrica conectada no terminal S do flip-flop do tipo RS [46,47].

Figura 36 - Modo de controle por corrente de pico.

De acordo com [44], a motivação para a utilização do modo de controle de corrente por pico se deve ao fato de que obter uma forma de onda triangular nos primeiros processadores para gerar o PWM era algo que demandava um alto custo, foi então que surgiu a ideia de utilizar a forma de onda triangular da corrente no indutor. Entretanto, de acordo com [45], descobriu-se que o modo de controle por corrente de pico apresentava instabilidade quando o sistema operava com ciclo de trabalho entre 0 e 0,5 ($0 < k < 0,5$). As perturbações na malha de corrente são atenuadas e tendem a zero, porém quando o sistema opera com ciclo de trabalho superior 0,5 ($k > 0,5$), as oscilações, provenientes das perturbações, aumentam ciclo após ciclo levando o sistema para a instabilidade [45].

De acordo com [45], pesquisas posteriores mostraram que uma maneira de eliminar a instabilidade na malha de corrente é subtrair uma curva triangular compensadora na malha de corrente, dessa maneira o objetivo anterior de eliminar a dependência de uma forma de onda

artificial triangular não foi alcançada. Uma maneira usual de se conseguir a forma de onda triangular compensadora é integrando um determinado valor constante e reiniciando a integração a cada período da frequência de chaveamento.

A Figura 38 mostra as formas de ondas simuladas para o conversor elevador apresentado na Figura 36. Como pode ser visualizado, o sinal v_{comp} é subtraído do sinal gerado pelo controlador PI de tensão, consequentemente, a corrente retroalimentada é comparada com o sinal v_{v_cont} , quando o valor de corrente for maior do que o valor de v_{v_cont} , a entrada R do Flip-Flop do tipo RS é acionada, levando a saída Q para nível lógico baixo e fazendo com que a chave seja aberta, ou seja, descarregando a energia armazenada no indutor. Porém, quando o sinal periódico da frequência de chaveamento acionar a entrada S novamente, a saída Q do Flip-Flop irá para nível lógico alto, fazendo com que o indutor se carregue novamente.

O segundo método de controle no modo corrente é o de controle por corrente média, mostrado na Figura 37, o qual é baseado no controle em cascata de tensão e corrente por meio do uso de técnicas clássicas de controle. Quando se projeta o controlador de corrente, define-se a banda de frequência de operação, dessa maneira o controlador de corrente funciona como um filtro passa-baixa. A definição da frequência de corte do controlador varia de acordo com o projeto, entretanto recomenda-se que a frequência de corte do controlador de corrente esteja, no mínimo, uma década abaixo da frequência de chaveamento, para que os distúrbios resultantes do chaveamento do conversor não interfiram no controle, pois é de interesse que seja controlada a corrente média.

Figura 37 - Modo de controle de corrente por corrente média.

Figura 38 - Formas de onda simuladas para o controle de corrente por corrente de pico.

5.2 Planta a ser Controlada

Os valores utilizados para o projeto dos controladores de tensão e de corrente são provenientes do trabalho [42], com exceção do indutor, tensão de entrada, tensão de saída, capacitor de saída e frequência de chaveamento (F_{ch}) cujos valores se encontram listados na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros do conversor.

Parâmetros	Valores
L_1	140 μ H
L_2	140 μ H
C_1	1 μ F
C_2	1 μ F
C	479 μ F
v_C	250 V
v_{in}	24 V
r_{L1}	9 m Ω
r_{L2}	9 m Ω
r_{C1}	29 m Ω
r_{C2}	29 m Ω
r_{S1}	24 m Ω
r_{S2}	24 m Ω
R_O	62,5 Ω
F_{ch}	50 kHz

A Figura 39 mostra a resposta em frequência da função de transferência $G_v(s) = \hat{v}_c(s)/\hat{k}(s)$ do conversor IBVM e a Figura 40 apresenta a resposta em frequência da função de transferência $G_i(s) = (\hat{i}_{L1}(s) + \hat{i}_{L2}(s))/\hat{k}(s)$ do conversor IBVM. A função de transferência $G_v(s) = \hat{v}_c(s)/\hat{k}(s)$ é a planta a ser controlada no modo de controle em tensão, enquanto que a função de transferência $G_i(s) = (\hat{i}_{L1}(s) + \hat{i}_{L2}(s))/\hat{k}(s)$ é a planta da malha interna do controle no modo corrente. A função de transferência da malha externa (malha de tensão), proveniente do controle em cascata no modo corrente, é obtida na seção 5.3.2.

Figura 39 – Resposta em frequência da planta de tensão (em pequenos sinais) do conversor IBVM.

Figura 40 – Resposta em frequência da planta de corrente (em pequenos sinais) do conversor IBVM.

5.3 Análise em Malha Fechada

Os controladores foram projetados com base na frequência de corte e margem de fase desejada. Frequências de corte mais elevadas tornam o controlador mais agressivo, respondendo a variações em frequências mais elevadas provenientes da retroalimentação. Por outro lado, a margem de fase indica a estabilidade relativa do sistema. Um sistema com margem de fase elevada tende a ser mais estável, pois é necessário um maior atraso de fase para levá-lo a instabilidade, além disso, uma margem de fase mais elevada tende a reduzir o sobressinal do sistema controlado. Para a aplicação em questão, uma margem de fase de 60° é um valor razoável.

5.3.1 Controle no Modo Tensão

No modo tensão de controle, a corrente que flui pelos indutores não é utilizada como variável de controle. Por isso, o projetista deve ser cauteloso ao dimensionar o controlador de tensão, de modo que o conversor apresente uma forma de onda de tensão e corrente terminal estável para que o valor da corrente de entrada do conversor IBVM não ultrapasse o valor limite de operação da célula a combustível ou ocasione o disparo frequente dos dispositivos de proteção. Utilizar uma frequência de corte muito elevada pode fazer com que a corrente alcance níveis indesejáveis durante os transitórios, por outro lado uma frequência de corte muito baixa pode fazer com que o sistema não apresente o desempenho desejado, produzindo oscilações, afundamentos e elevações de tensão no lado CA.

Para explicar de maneira mais detalhada as questões envolvendo o projeto do controlador, parte-se da análise de um controlador integrador. A Figura 41 mostra a resposta em frequência da função de transferência da Equação (76) do sistema em malha aberta. Como mencionado, se for utilizado um compensador de apenas um polo na origem, o ganho k_{int} pode ser alterado com o intuito de alcançar a estabilidade desejada para o sistema.

A margem de fase e de ganho do sistema é zero para um valor de k_{int} por volta de 130, com frequência de corte de 300 rad/s (47,7 Hz). Por conseguinte, a máxima frequência de corte que o controlador pode alcançar é de 47,7 Hz, o que é muito reduzido para a aplicação

em questão, além disso, a margem de fase e de ganho que poderiam ser utilizadas ficam bastante restritas, o que deixaria o sistema muito próximo da instabilidade.

De outro modo, pelo gráfico do lugar das raízes da Figura 42, pode-se visualizar que os pólos P1 e P2 apresentam um fator de amortecimento baixo ($\leq 0,433$), de forma que, ao aumentar ganho k_{int} , tais pólos tendem a levar o sistema para a instabilidade.

$$G_{int}(s)G_v(s)H_v = (1/500) \frac{k_{int}}{s} \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{k}(s)} \quad (76)$$

Figura 41 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com apenas um integrador.

Ao adicionar um zero no controlador $G_{int}(s)$ torna-se equivalente a um controlador PI, de acordo com a Equação (77). Quando o novo zero da função de transferência é adicionado, a frequência em que o sistema apresentará -180° é deslocada para valores ainda mais elevados, de acordo com os ganhos que foram especificados e locais nos quais deseja-se posicionar os pólos. Na Figura 43, observa-se que ao posicionar o zero da função em $(s+1)$, a frequência em que o sistema apresenta a fase de -180° é de $1,57e3$ rad/s (250 Hz). Isso

permite então, a utilização de uma frequência de, bem como, margem de fase e de ganho mais elevadas do que aqueles com controladores integral.

Figura 42 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador integrador.

O mesmo pode ser evidenciado pelo gráfico de lugar das raízes da Figura 44, os pólos P1 e P2 seguem em direção ao semiplano real positivo com uma intensidade menor quando comparado ao controlador integral, o que possibilita utilizar um controlador mais rápido com uma oscilação menor.

Porém, se for necessário utilizar um controle mais “agressivo” deve ser empregado um controlador de segunda ou de ordem mais elevada. Para o conversor Boost, recomenda-se utilizar um controlador com dois pólos e dois zeros, quando o modo de controle é feito em tensão [44].

$$PI_v(s)G_v(s)H_v = K_{p-v} \frac{\left(\frac{K_{i-v}}{K_{p-v}} + s \right)}{s} \frac{\hat{v}_C(s)}{\hat{k}(s)} \frac{1}{500} \quad (77)$$

Figura 43 – Resposta em frequência do projeto do controlador de tensão com um integrador e proporcional.

Figura 44 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador proporcional integrador.

5.3.2 Controle no Modo Corrente

Figura 45 – Diagrama de controle do sistema no modo corrente média modelado em espaços de estados.

Na Figura 45 é mostrado o diagrama de controle completo no modo corrente com o conversor CC-CC modelado em espaços de estados. A função de transferência do sistema em malha fechada (malha interna de corrente) pode ser encontrada da seguinte maneira. Em (78), $\hat{i}_{L_ref}$ é a corrente de referência a ser produzida pelo controle de tensão terminal do conversor IBVM.

$$\dot{\hat{x}} = A_n \hat{x} + B \hat{u} - H_i PI_i F C_i \hat{x} + PI_i F \hat{i}_{L_ref} \quad (78)$$

Assumindo $\hat{u} = 0$, aplicando a transformada de Laplace em (78) e isolando as variáveis desejadas na Equação (78) obtém-se a Equação (79) que representa o modelo no domínio da frequência em malha fechada do controle em corrente $\left(G_{c_i}(s) = \frac{\hat{x}(s)}{\hat{i}_{L_ref}(s)} \right)$.

$$G_{c_i}(s) = (sI - A_n + H_i PI_i(s) F C_i)^{-1} PI_i(s) F \quad (79)$$

A função de transferência $\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_{L_ref}(s)}$ é obtida da seguinte forma: $\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_{L_ref}(s)} = C_v G_{c_i}(s)$.

Consequentemente, é possível analisar a resposta do controlador de tensão do conversor CC-CC em malha aberta através da Equação (80).

$$H_v PI_v(s) C_v G_{c_i}(s) = H_v k_{p_v} \frac{\left(\frac{k_{i_v}}{k_{p_v}} + s \right)}{s} C_v \frac{\hat{x}(s)}{\hat{i}_{L_ref}(s)} = H_v k_{p_v} \frac{\left(\frac{k_{i_v}}{k_{p_v}} + s \right)}{s} \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_{L_ref}(s)} \quad (80)$$

A função de transferência em malha fechada do sistema completo pode ser calculada através da Equação (81).

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{PI_v(s) C_v G_{c_i}(s)}{1 + PI_v(s) C_v G_{c_i}(s) H_v} \quad (81)$$

De modo análogo ao realizado para a análise do controlador no modo tensão, parte-se da condição inicial de se utilizar um controlador integral na malha de corrente, de acordo com a Equação (82).

$$G_{int}(s) G_i(s) H_i = \frac{k_{i_i}}{s} \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{k}(s)} H_i \quad (82)$$

No diagrama no qual é traçado a reposta em frequência em malha aberta da corrente com um controlador integrador da Figura 46, pode-se inferir que o sistema apresentará uma margem de fase pequena ($<10^\circ$) para frequências de corte acima de 159 Hz (10^3 rad/s). Para elevar a frequência de corte do sistema e a margem de fase, é necessário incluir um zero na função de transferência do controlador de acordo com a Equação (83). Além disso, o lugar das raízes da Figura 47, mostra que para o menor valor de k_{i_i} ($=0$), os pólos P1 e P2 apresentam um fator de amortecimento baixo ($\zeta = 0,436$), isto é, o sistema tende a apresentar um sobressinal elevado.

A inserção de um zero na função de transferência do sistema, desloca a fase do mesmo em malha aberta em 90° , conforme é visto na Figura 48. Dessa maneira, é possível garantir a estabilidade relativa da malha de corrente para quaisquer frequências de corte do controlador, com uma margem de fase de 90° . O mesmo pode ser concluído através da análise do lugar das raízes da Figura 49, com o uso de um controlador proporcional integral, é possível garantir que o sistema apresente um fator de amortecimento maior que $\zeta = 0,436$ e um tempo de

resposta elevado ($\omega_n > 316$ rad/s), o qual pode ser elevado ao deslocar o pólo do controlador à esquerda (aumentando k_{i_i}/k_{i_p}). Entretanto, deve-se ter em mente que deslocar o pólo à esquerda do lugar das raízes (aumentar k_{i_i}/k_{i_p}), pode fazer com que o controlador apresente uma característica de um controlador puramente integral.

$$PI_I(s)G_i(s)H_i = k_{p_i} \frac{\left(\frac{k_{i_i}}{k_{p_i}} + s \right)}{s} \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{k}(s)} H_i \quad (83)$$

Figura 46 – Resposta em frequência em malha aberta de corrente com um controlador integral.

Figura 47 – Lugar das raízes em malha aberta para a malha de corrente com um controlador integrador.

Figura 48 – Resposta em frequência em malha aberta de corrente com um controlador proporcional integral.

Figura 49 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de corrente com um controlador proporcional integral.

Para a análise do controlador de tensão, foi considerado o controlador de corrente $PI_i(s) = 6070,6 \frac{(1 + s0,00011)}{s}$, o qual foi projetado para operar 1,3 décadas abaixo da frequência de chaveamento $\left(\frac{50000 \text{ Hz}}{20} = 2500 \text{ Hz} \right)$ com 60° de margem de fase.

Conforme mostra a Figura 50, frequência de corte máxima para qual é possível projetar um controlador integral com 60° é de 2 Hz (13 rad/s), sendo que o sistema apresenta margem de fase igual a zero na frequência de 63 Hz (400 rad/s).

Os pólos P1 e P2 da Figura 51 estão mais próximos da origem, por isso, são dominantes. Ao analisar os pólos P1 e P2, percebe-se que é possível obter uma resposta com tempo de subida de cerca de 0,1 s ($\approx 1,8/17$) para um fator de amortecimento de 0,7.

Figura 50 – Reposta em frequência em malha aberta da malha de tensão com um controlador integrador.

Figura 51 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador integral.

A Figura 52 apresenta a resposta em frequência em malha aberta de tensão para a função de transferência com o controlador proporcional, conforme a Equação (84). Na Figura 52, o uso de um controlador PI permite alcançar frequências de corte de até 1591 Hz (10^4 rad/s), frequência na qual a margem de fase se iguala a zero.

$$PI_v(s)G_{e,i}(s)C_vH_v = k_{p-v} \frac{\left(\frac{k_{i-v}}{k_{p-v}} + s\right)}{s} \frac{C_v \hat{x}(s)}{\hat{i}_{L-ref}(s)} \frac{1}{500} = k_{p-v} \frac{\left(\frac{k_{i-v}}{k_{p-v}} + s\right)}{s} \frac{C_v}{500} (sI - A_n + H_i PI_i(s)FC_i)^{-1} PI_i(s)F \quad (84)$$

Figura 52 – Resposta em frequência em malha aberta de tensão para um controlador proporcional integral.

Ao observar o lugar das raízes da Figura 53, a inclusão do zero do controlador PI faz com que os pólos P1 e P2 caminhem no sentido do eixo real negativo, sendo assim, de modo análogo ao controlador PI de corrente, ao aumentar a relação k_{i-v}/k_{p-v} é possível projetar um controlador que apresente uma resposta mais rápida, com um fator de amortecimento menor quando comparado ao controlador integral. Por outro lado, os pólos P3 e P4 levam o sistema à instabilidade com o aumento do ganho k_{p-v} .

(a)

(b)

Figura 53 - Lugar das raízes em malha aberta para a malha de tensão com um controlador proporcional integral.

5.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou três topologias de controle consolidadas presentes na literatura. Dentre elas, as topologias no modo de controle tensão e em corrente média serão comparadas através de resultados experimentais e simulações.

Foi realizada uma análise do projeto dos controladores no modo tensão e no modo corrente média, cujos resultados pode-se concluir que é necessário o uso de um controlador com pelo menos um pólo e um zero para controlar o sistema no modo tensão e no modo corrente média, em uma frequência de corte adequada com a margem de fase mínima de 60° .

Capítulo 6

Análise do Ganho de Tensão

A função de transferência do ganho de tensão pode ser obtida através do modelo médio do conversor CC-CC, ao aplicar a expressão (85) utilizando as matrizes obtidas da modelagem em espaços de estados média. Entretanto, é de interesse o valor do ganho de tensão em regime permanente, por isso, convém obter a resposta da função de transferência conforme Equação (85) quando é aplicado um degrau unitário para o tempo tendendo ao infinito. Pelo teorema do valor final, sabe-se que o valor em regime permanente de uma função temporal é igual ao valor obtido fazendo o limite da frequência (s) da mesma função tender a zero multiplicada pela frequência. Dessa maneira, obtém-se a expressão do ganho de tensão estático através da expressão matricial (86).

$$\mathbf{M}_{Boost}(s) = \mathbf{C}_v (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (85)$$

$$m_{Boost} = \lim_{s \rightarrow 0} s \mathbf{M}_{Boost}(s) \frac{1}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \mathbf{M}_{Boost}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \mathbf{C}_v (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} = -\mathbf{C}_v \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (86)$$

Ao aplicar a expressão (86), cujas matrizes da modelagem média do conversor CC-CC elevador considerando as resistências parasitas foram obtidas no Capítulo 4, encontra-se a Equação (87). Para obter o ganho ideal do conversor em questão, basta aplicar o limite das resistências parasitas tendendo a zero, como demonstrado em (88). É interessante notar que o ganho estático do conversor CC-CC não depende do valor dos elementos armazenadores utilizados e sim do ciclo de trabalho, resistências parasitas dos componentes e da carga.

$$m_{Boost} = \frac{-R_o(k-1)}{k^2 R_o + k(r_s - 2R_o) + R_o + r_L} \quad (87)$$

$$m_{Boost} = \lim_{r_s, r_L \rightarrow 0} \frac{-R_o(k-1)}{k^2 R_o + k(r_s - 2R_o) + R_o + r_L} = \frac{1}{1-k} \quad (88)$$

Ao aplicar limite do ciclo de trabalho conforme mostrado em (88), percebe-se que um conversor elevador ideal possui um ganho estático de tensão infinito, de acordo com a Equação (89), entretanto, quando são inseridas as resistências parasitas dos componentes utilizados na modelagem do circuito, percebe-se que o ganho do conversor elevador tende a zero quando o ciclo de trabalho tende a um, como demonstrado na Equação (90). Isso se deve ao fato de que as resistências parasitas dos componentes limitam a velocidade de carga e descarga dos indutores e capacitores que compõem o circuito do conversor em questão.

$$\lim_{k \rightarrow 1} m_{Boost} = \lim_{k \rightarrow 1} \frac{1}{1-k} = \infty \quad (89)$$

$$\lim_{k \rightarrow 1} m_{Boost} = \lim_{k \rightarrow 1} \frac{-R_o(k-1)}{k^2 R_o + k(r_s - 2R_o) + R_o + r_L} = \frac{0}{R_o + (r_s - 2R_o) + R_o + r_L} = 0 \quad (90)$$

Considerando que a equação que define o ganho de tensão estático de um conversor CC-CC é uma equação contínua para ciclos de trabalho variando entre zero e um, o ciclo de trabalho vinculado ao máximo ganho estático de tensão do conversor é a solução da expressão obtida ao igualar a zero a primeira derivada do ganho estático de tensão em relação ao ciclo de trabalho (91). O ganho máximo do conversor CC-CC elevador considerando as resistências parasitas é definido em (93) e pode ser encontrado substituindo o ciclo de trabalho máximo de (92), vinculado ao ganho máximo do conversor, na expressão obtida em (91)

$$\frac{\partial}{\partial k} \left(\frac{-R_o(k-1)}{k^2 R_o + k(r_s - 2R_o) + R_o + r_L} \right) = \frac{-R_o(-R_o k^2 + 2R_o k - R_o + r_L + r_s)}{(R_o + r_L + k r_s + k^2 R_o - 2k R_o)^2} = 0 \quad (91)$$

$$k_{Boost_max} = \frac{R_o - \sqrt{R_o r_L + R_o r_s}}{R_o} \quad (92)$$

$$m_{Boost_max} = \frac{R_o \sqrt{R_o(r_L + r_s)}}{2R_o r_L + 2R_o r_s - r_s \sqrt{R_o(r_L + r_s)}} \quad (93)$$

Isolando a variável R_o em (93), obtém-se a resistência limite (94) que pode ser conectada na saída do conversor para um determinado ganho projetado. O mesmo pode ser

realizado para resistência parasita da indutância e da chave, sendo assim, as Equações (95) e (96) fornecem, respectivamente, as resistências parasitas máximas do MOSFET e do indutor.

$$R_{o_Boost_min} = 2\sqrt{m_{Boost}^3(r_L + r_S)(m_{Boost}(r_L + r_S) - r_S) - m_{Boost}r_S + 2m_{Boost}^2(r_L + r_S)} \quad (94)$$

$$r_{S_Boost_max} = \frac{-(2\sqrt{(m_{Boost}^4R_o^2 + r_L m_{Boost}^4R_o - m_{Boost}^3R_o^2}) - 2m_{Boost}^2R_o + m_{Boost}R_o)}{m_{Boost}^2} \quad (95)$$

$$r_{L_Boost_max} = \frac{-4m_{Boost}^2R_o r_S + m_{Boost}^2r_S^2 + 2m_{Boost}R_o r_S + R_o^2}{4m_{Boost}^2R_o} \quad (96)$$

O mesmo equacionamento pode ser aplicado ao conversor IBVM com o intuito de comparar ambas as topologias empregadas neste trabalho. Considerando que os componentes utilizados nos dois braços são idênticos: $r_S=r_{S1}=r_{S2}$, $r_L=r_{L1}=r_{L2}$ e $r_C=r_{C1}=r_{C2}$. A equação que expressa o ganho estático de tensão do conversor IBVM é representada por (97).

$$m_{IBVM} = \frac{-4R_o(k-1)}{2k^2R_o - k(2r_C + r_S + 4R_o) + 2R_o + 2r_C + 4r_L + 5r_S} \quad (97)$$

Aplica-se a derivada parcial na equação do ganho estático de tensão em relação ao ciclo de trabalho (98) para obter o ciclo de trabalho vinculado (99) em relação ao máximo ganho de tensão do conversor.

$$\frac{\partial}{\partial k} \left(\frac{-4R_o(k-1)}{2k^2R_o - k(2r_C + r_S + 4R_o) + 2R_o + 2r_C + 4r_L + 5r_S} \right) = 0 \quad (98)$$

$$k_{IBVM_max} = \frac{R_o - \sqrt{2(R_o r_L + R_o r_S)}}{R_o} \quad (99)$$

A Equação (100) do máximo ganho de tensão do conversor é obtida ao inserir a Equação (99) na Equação (97).

$$m_{IBVM_max} = \frac{4R_o}{4\sqrt{2(R_o(r_L + r_S))} + 2r_C + r_S} \quad (100)$$

Portanto, o mínimo valor de carga que pode ser acoplado na saída do conversor, pode ser definido pela Equação (101), a qual é obtida isolando R_o de (100).

$$R_{o_IBVM_min} = m_{IBVM}^2 \left(\frac{\sqrt{2(2r_C r_L + 2r_C r_S + r_L r_S + 2m_{IBVM}(r_L^2 + r_S^2 + 2r_L r_S) + r_S^2)}}{2\sqrt{m_{IBVM}}} + r_L + r_S \right) + \frac{m_{IBVM}}{2} \left(r_C + \frac{r_S}{2} \right) \quad (101)$$

Da mesma forma, obtém-se a resistência parasita máxima para a chave (102) e a resistência parasita máxima para o indutor.

$$r_{S_IBVM_max} = \frac{4R_o}{m_{IBVM}} - 2r_C + 16R_o - 4\sqrt{2} \sqrt{\frac{R_o^2(4 + 8m_{IBVM})}{m_{IBVM}} + R_o(r_L - 2r_C)} \quad (102)$$

$$r_{L_IBVM_max} = \frac{-\left(32R_o r_S - \left(2r_C + r_S - \frac{4R_o}{m_{IBVM}}\right)^2\right)}{32R_o} \quad (103)$$

6.1 Análise Gráfica

A análise gráfica permite compreender o efeito das resistências parasitas do circuito do conversor CC-CC. Os resultados obtidos com a análise gráfica do ganho do conversor CC-CC complementam os resultados obtidos com o equacionamento na seção anterior. Os gráficos foram gerados utilizando os valores listados na Tabela 1.

A Figura 54 apresenta o efeito da carga conectada nos terminais de saída do conversor em relação ao ganho de tensão do mesmo. Como pode ser visualizado, o ganho máximo de tensão se reduz conforme a resistência diminui. Conclui-se que o ganho do conversor se modifica de acordo com a potência demandada. Baseando-se nos valores de tensão de entrada e tensão de saída desejada, mostrados na Tabela 1, pode-se traçar o plano- α para limitar a operação do conversor.

Pela Figura 54, nota-se que acima de um determinado valor de potência demandada pela carga, o conversor não é capaz de manter o ganho desejado na saída, tais valores de potência limiar ou de resistência de carga limiar podem ser obtidos utilizando o gráfico da Figura 54 ou a Equação (101). O valor $R_{o_IBVM_min}$ obtido pela Equação (101), ao utilizar os dados de resistência da Tabela 1 e a tensão de saída de 300 V, é de 10,8189 Ω . Portanto, o limiar de potência do conversor é de $P_{IBVM_max} = 300^2 / 10,8189 = 8318,77$ W. Entretanto, é

importante evidenciar que próximo da potência limite do conversor, a eficiência deteriora-se, ou seja, recomenda-se que a potência máxima na saída seja menor do que P_{IBVM_max} .

A Figura 55 apresenta o limiar de ganho traçado pelo plano- α quando a tensão de saída desejada é de 250 V. Para essa situação, a resistência de saída limite é de 7,5825 Ω , logo $P_{IBVM_max} = 250^2 / 7,5825 = 8242,6$ W, percebe-se que o limite de potência se alterou cerca de 1%, o que evidencia que há um limite de suprimento de potência por parte do conversor que está ligado à topologia escolhida e às resistências parasitas dos componentes que o compõem e não, ao ganho desejado do conversor.

Supondo que seja necessário aumentar a potência máxima processada pelo conversor IBVM de 8242,6 W para 10000 W alterando os semicondutores de potência S_1 e S_2 . Através da Equação (102), nesse caso, o novo dispositivo deverá apresentar uma resistência parasita inferior à $r_{S_IBVM_max} = 18$ m Ω por outro lado, se não houver a possibilidade de trocar o semicondutor, pode-se buscar um indutor com menores perdas, ou seja, a resistência parasita deverá apresentar no máximo $r_{L_IBVM_max} = 2,9$ m Ω , cujo valor é obtido utilizando a Equação (103).

Entretanto, o aumento em apenas 21% de potência a ser processada pelo conversor resulta no decréscimo de 300% no valor da resistência parasita da indutância ou de 25% no valor da resistência parasita do semicondutor de potência (S_1 e S_2). Assim, para diminuir a resistência do indutor, é necessário o uso de condutores com seção transversal maior, o que eleva o custo e o volume do componente, por outro lado, semicondutores com resistências parasita menores dependem da tecnologia utilizada e nem sempre é possível encontrá-los comercialmente.

Figura 54 - Efeito da resistência de saída no ganho de tensão do IBVM para 300 V.

Figura 55 - Efeito da resistência de saída no ganho de tensão do IBVM para 250 V.

A Figura 56 mostra a resposta em tensão do conversor IBVM quando cargas de diferentes valores são comutadas nos terminais de saída. Pela figura, é possível notar que cargas com valores superiores que $7,5825 \Omega$ o IBVM mantém 250 V na saída, entretanto, quando uma carga inferior a $7,5825 \Omega$ é inserida, a tensão de saída se reduz já que, a potência limite de operação não pode ser ultrapassada.

Figura 56 - Simulação do conversor para ganho de 250 V.

Como pode ser visualizado na Figura 57, a resistência do indutor altera de maneira drástica o ganho do conversor quando a mesma é submetida a uma variação de 0 para $0,1 \Omega$. Quando tal variação é imposta sobre as perdas do indutor, ocorre uma redução no ganho do conversor de até 33%.

O comportamento do ganho de tensão em relação à resistência da chave utilizada se comporta de modo semelhante ao indutor, isso se deve ao fato de que a resistência dos

semicondutores de potência (S_1 ou S_2) se somam à resistência do indutor no momento em que o mesmo é carregado. De modo similar, à resistência do indutor quando submetida a uma variação de 0 a $0,1 \Omega$ produz uma queda de 40% no ganho do conversor.

Figura 57 - Efeito da resistência do indutor no ganho de tensão do conversor IBVM.

Figura 58 - Efeito da resistência da chave no ganho de tensão do conversor IBVM.

Figura 59 - Efeito da resistência do capacitor no ganho de tensão do IBVM.

A Figura 59 representa o efeito da resistência do capacitor do multiplicador de tensão no ganho de tensão do conversor IBVM, pela figura, percebe-se que uma variação de 0 a 1 Ω sobre a resistência do capacitor multiplicador de tensão causa um decréscimo no ganho máximo de tensão de até 30%. Entretanto, comparando a Figura 57, Figura 58 e Figura 59 percebe-se que a resistência parasita do capacitor do circuito multiplicador de tensão apresenta um impacto menor no ganho de tensão quando comparado às resistências parasitas dos semicondutores de potência (S1 e S2) e dos indutores. Desse modo, o projetista deve se atentar mais para escolha dos semicondutores de potência (S1 e S2) e indutores em detrimento do capacitor do circuito multiplicador de tensão, pois a resistência parasita de ambos (semicondutores de potência e indutores) são críticos para que o conversor alcance o ganho desejado.

A Equação (102) permite encontrar a resistência crítica para a escolha dos semicondutores de potência (S1 e S2) em relação ao ganho de tensão. Portanto, se o conversor for projetado para operar em 1 kW com $v_c=250$ V e $v_{in}=24$ V, a resistência crítica é de $r_s = 0,2633 \Omega$. Caso o mesmo conversor com $v_c=250$ V e $v_{in}=24$ V seja projetado para operar em 2 kW a resistência crítica deve ser inferior a $r_s = 0,1227 \Omega$. Assumindo agora que a tensão desejada na saída do conversor seja de $v_c=400$ V e a de entrada de $v_{in}=24$ V, para 1 kW, a nova resistência crítica do semicondutor deverá ser de $r_s = 0,2662 \Omega$ e para 2 kW $r_s = 0,1243 \Omega$. Portanto, pode-se concluir que embora o valor da resistência crítica para a escolha do semicondutor esteja ligada ao ganho de tensão desejado, e influi na determinação da resistência crítica do semicondutor, o fator que possui maior impacto na definição desse parâmetro é a potência a ser processada pelo conversor.

A Figura 60 representa o conjunto de chaves do fabricante IXYS da família HiperfetTM que podem ser utilizadas para atenderem os requisitos de projeto propostos no parágrafo anterior. Considerando que serão projetados dois conversores com 250 V de tensão de saída quando um deles irá processar 1 kW e o outro 2 kW, quatro conjuntos de MOSFETs disponibilizados pelo fabricante podem ser selecionados.

O primeiro conjunto, chamado de conjunto A, é o conjunto de MOSFETs dimensionados para que o conversor opere com a potência de 1 kW e 24 V na entrada, considerando que o rendimento do conversor seja unitário, sendo assim os MOSFETs

selecionados devem satisfazer os seguintes critérios: $V_{dss} > 250V/2$, corrente $I_d > 41A/2$ e resistência $R_{ds(on)} < 0,2633 \Omega$.

O conjunto de MOSFETs B, o qual satisfaz os requisitos de projeto de 2 kW, é composto pelos MOSFETs que satisfazem os seguintes critérios: $V_{dss} > 250V/2$, corrente $I_d > 83A/2$ e resistência $R_{ds(on)} < 0,1227 \Omega$. O conjunto C é composto pelos MOSFETs que satisfazem os requisitos de A e de B e o conjunto D é composto pelos MOSFETs que não satisfazem os requisitos nem de A e nem de B.

O conjunto A está representado na Figura 60 pelos pontos em cor amarela, os pontos em cor vermelha representam o conjunto C, pois $B \subset A$. Os pontos na cor azul representam os MOSFETs do conjunto D, os quais não podem ser utilizados no projeto em questão, pois não satisfazem os três requisitos básicos de projeto de tensão V_{dss} , corrente I_d e $R_{ds(on)}$.

Figura 60 - Seleção das chaves para 250 V em 1 kW e 2 kW.

As duas superfícies em vermelho e verde da Figura 61 representam o ganho de tensão do conversor elevador clássico e do conversor IBVM, respectivamente. Pelo fato da célula multiplicadora de tensão, conversor IBVM apresentar um ganho de tensão superior ao do conversor clássico. Já Figura 62 apresenta o ganho de tensão do conversor IBVM dividido pelo ganho de tensão do conversor clássico.

Figura 61 - Comparação entre o ganho de tensão do conversor Boost e IBVM.

Embora o conversor IBVM apresente uma célula multiplicadora de tensão que dobra o valor da tensão de saída do conversor quando comparada ao conversor elevador clássico, ao analisar a Figura 62, percebe-se que conforme o ciclo de trabalho se aproxima do valor unitário, independente da carga conectada na saída do conversor, o circuito multiplicador de tensão sofre uma degradação no ganho de tensão.

Figura 62 - Ganho de tensão IBVM em relação ao ganho de tensão do conversor elevador.

6.2 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentada a análise matemática do ganho de tensão dos conversores, a qual foi realizada utilizando o modelo médio dos conversores, através da análise matemática do ganho de tensão é possível obter analiticamente os valores da resistência parasita dos semicondutores, indutores, capacitores do multiplicador de tensão e da resistência de carga limiares de modo que o conversor opere com o ganho desejado. As curvas mostradas na Seção 6.1 mostram de maneira gráfica o comportamento do ganho estático de tensão para diferentes valores de resistências parasitas e de carga. Através desse tipo de análise gráfica, é possível concluir que as resistências parasitas do indutor e das chaves possuem maior interferência no ganho do conversor IBVM do que a resistência parasita do capacitor da célula multiplicadora de tensão.

Capítulo 7

Resultados de Simulação

Neste capítulo serão mostradas as simulações envolvendo o modelo da célula a combustível com o conversor CC-CC projetado anteriormente. As simulações realizadas, utilizando o software PSIM, consideram o efeito da discretização do processador de acordo com a frequência de amostragem utilizada.

7.1 Célula a Combustível

Existem diversos tipos de célula a combustível, elas diferem entre si basicamente quanto ao tipo de eletrólito utilizado, com exceção das células a combustível de etanol direto e metanol. Dentre os diversos tipos de célula a combustíveis disponíveis, podem-se destacar as seis principais tecnologias de acordo com a Tabela 2.

As células a combustível do tipo PEMFC possuem eletrólito sólido, pelo qual fluem os elétrons. Elas operam em baixas temperaturas (ver Tabela 2), além disso, as células a combustível do tipo PEMFC têm sido foco de produção em massa para uso em veículos e residências devido à simplicidade de operação [48]. Por isso, neste trabalho, optou-se por utilizar uma célula a combustível do tipo PEMFC.

O modelo de célula a combustível utilizado para as simulações foi baseado na célula a combustível de 1 kW do fabricante Horizon Fuel Cell Technologies modelo H-1000 [7]. A Figura 63 apresenta a curva de polarização da célula a combustível H-1000 retirada da folha de dados do fabricante. Através da curva de polarização da mesma, pode-se obter informações importantes para a implementação do modelo da célula a combustível.

Tabela 2 - Tipos de célula a combustível [11]

Tipo de Célula	Temperatura de operação	Ion
Alcalina (AFC)	50-200°C	OH^-
Membrana de troca de próton (PEMFC)	30-100°C	H^+
Metanol direto (DMFC)	20-90°C	H^+
Ácido fosfórico (PAFC)	220°C	H^+
Carbonato fundido (MCFC)	650°C	CO_3^{2-}
Óxido sólido (SOFC)	500-1000°C	O^{2-}

Figura 63 - Curva de polarização H-1000 Horizon [7].

Como pode ser visualizado na Figura 64, a célula apresenta um determinado ponto de operação, no qual a mesma fornece máxima potência à carga, o qual se encontra entre a região ôhmica e a região de concentração de massa. Não se recomenda que as células a combustível operem além do ponto de máxima potência, pois o consumo de Hidrogênio cresce para tentar suprir a maior demanda de corrente, consequentemente, as perdas por concentração de massa crescem tornando o sistema mais ineficiente. Além disso, esses dispositivos devem possuir proteção contra sobre corrente, para a célula H-1000 Horizon, é de 42 A, ou seja, após o

limite de corrente ser ultrapassado o sistema de gerenciamento e controle deve desligá-la imediatamente.

Figura 64 - Curva de potência H-1000 Horizon [7].

7.2 Conversor CC-CC

Para avaliar o comportamento do sistema como um todo, foram realizados degraus de carga resistiva nos terminais do conversor CC-CC para avaliar o desempenho dos métodos de controle. O sistema foi avaliado em duas situações diferentes, ou seja, os resultados apresentados na Seção 7.2.1 referem-se ao controle no modo corrente média, enquanto que, os resultados apresentados na Seção 7.2.2 referem-se ao controle no modo tensão.

7.2.1 Controle no Modo Corrente Média

As figuras desta seção mostram as formas de onda de tensão do barramento CC, corrente e tensão nos terminais da célula a combustível e potência demandada na saída do conversor CC-CC.

Pela Figura 65, pode-se observar o momento em que o sistema é inicializado. Nesse instante, célula a combustível apresenta o valor máximo de tensão (45 V), porém a demanda por corrente faz com a tensão terminal da célula a combustível se reduza, atingindo o valor de 37,8 V em regime permanente com $i_L = 11,5$ A (valor médio). Durante esse período, percebe-se a importância de utilizar um saturador na malha de corrente, isto é, entre 0,2 s e 0,25 s a corrente proveniente da célula a combustível é saturada pelo controlador, obedecendo ao limite de operação do equipamento.

A Figura 66 apresenta a resposta do sistema quando a demanda de carga é incrementada de 430 W para 785 W. Quando o evento ocorre, a tensão do barramento CC se reduz cerca de 10 V e estabiliza em 250 V após cerca de 80 ms. No entanto, a tensão da célula a combustível somente irá se reduzir ao valor definido de acordo com a curva de polarização ao final do transitório que ocorre 120 ms após a conexão da carga.

A Figura 67 mostra as formas de onda simuladas para um degrau de carga de 362,5 W para 945 W. De modo similar à Figura 66, a tensão de saída sofre uma variação de cerca de 15 V e retorna ao valor de regime permanente após 50 ms do início do evento. Entretanto, é interessante notar que devido ao transiente lento da tensão e corrente da célula a combustível (i_L) atinge o valor de regime permanente após 180 ms da inserção da carga.

Dessa forma, o fabricante sugere que não seja conectada uma carga maior do que 1000 W nos terminais da célula a combustível, pois tal operação pode danificar permanente o equipamento [7]. Por isso, foram realizadas simulações com cargas de até 945 W.

Figura 65 – Resultado de simulação do conversor em modo corrente média com 145Ω (430 W) na saída.

Figura 66 – Resultado de simulação para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degrau de carga de 145Ω (430 W) para $79,6 \Omega$ (785 W).

Figura 67 – Resultado de simulação para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degrau de carga de $172,4 \, \Omega$ (362,5 W) para $66,13 \, \Omega$ (945 W).

A magnitude da ondulação na corrente de entrada do conversor está ligada à frequência de chaveamento e ao valor de indutância utilizada. O aumento da frequência de chaveamento implica no uso de MOSFETs e diodos com tempo de recuperação reversa cada vez menor, MOSFETs com carga de base menor e circuitos de *driver* de base mais rápidos, ou seja, circuitos acionadores que sejam capazes de fornecer uma corrente de pico cada vez maior em virtude do menor tempo de transição. Por outro lado, o aumento da indutância implica em utilizar núcleos de dimensão mais elevada e um número maior de espiras, o que resulta em resistências parasitas cada vez maiores. Como visto anteriormente, quanto maior a resistência parasita do indutor menor o ganho máximo de tensão do conversor, além de ocasionar maiores perdas e sobreaquecimento do sistema. Devido a questões práticas envolvendo a aplicação do projeto em questão, optou-se por utilizar uma frequência de chaveamento de 50 kHz e uma indutância de 140 μH .

7.2.2 Controle no Modo Tensão

Os resultados apresentados nesta seção referem-se ao modo de controle em tensão para o conversor IBVM. As condições de teste são as mesmas para o modo de controle corrente. Assim como simulado para o modo de controle em corrente, a Figura 68 representa a inicialização do sistema, a Figura 69 apresenta a resposta do sistema para um degrau de carga de 430 W para 785 W e a Figura 70 para um degrau de 362,5 W para 945 W.

Tanto a inicialização quanto os transitórios, operando no modo tensão, ocorrem de forma mais lenta devido a frequência de corte do controlador ser menor para garantir a estabilidade. Pela Figura 68 percebe-se que a inicialização do sistema ocorreu em cerca de 0,8 s, cerca de 27 vezes mais lento do que no modo corrente.

Ao comparar a Figura 69 com a Figura 66, observa-se que a ondulação de tensão aumentou de 0,6 V para 4 V, um aumento de cerca de 7 vezes. Além disso, o transitório de tensão tornou-se mais lento, ou seja, o conversor levou cerca de 0,5 s para estabilizar, enquanto que no modo de controle corrente o sistema levou apenas de 10 ms.

Figura 68 – Inicialização do sistema no modo de controle em tensão com uma carga de 145 Ω (430 W).

A análise realizada para a Figura 69 pode ser repetida para as demais. Nas figuras subsequentes percebe-se uma oscilação na tensão de saída maior bem como, um tempo superior para que o sistema atinja o regime permanente do que aqueles encontrados no modo de controle em corrente.

Figura 69 – Degrau de carga de $145 \, \Omega$ (430 W) para $79,6 \, \Omega$ (785 W) no modo de controle em tensão.

Figura 70 – Degrau de carga de $172,4 \, \Omega$ (362,5 W) para $66,13 \, \Omega$ (945 W) no modo de controle em tensão.

Conclui-se que o controle no modo corrente apresenta um melhor desempenho e é possível utilizar controladores mais “agressivos” que fazem com que o sistema atinja o regime permanente mais rapidamente, além disso, o sistema apresenta uma maior estabilidade, pois a corrente que flui pelo indutor também é controlada. É importante salientar que na prática, o uso de controladores mais agressivos requerem o uso de processadores mais rápidos, pois o controlador tem que ser atualizado na mesma frequência em que o mesmo foi discretizado, que está relacionado à frequência de corte do controlador projetado.

7.3 Conversor CC-CC com Célula a Combustível e Inversor

Com a finalidade de testar o conversor CC-CC desenvolvido em situações em que o mesmo opera conectado a um conversor CC-CA, para alimentar uma carga local ou operar conectado a rede de distribuição, foram realizadas simulações considerando o circuito apresentado na Figura 71.

A Figura 71, mostra o conversor IBVM conectado à célula a combustível de 1 kW utilizada neste trabalho, o conversor IBVM fornece a tensão v_c para o inversor trifásico. O controle de corrente que flui nos terminais do conversor foi projetado com base nos valores do filtro indutivo trifásico conectado nos terminais da ponte inversora, a tensão, por outro lado é controlada de acordo com os valores do filtro capacitivo conectado em estrela após o filtro indutivo. A saída CA pode alimentar uma carga local ou fornecer energia para a rede de distribuição, ou seja, nesta situação deve-se certificar que a tensão do inversor e da rede de distribuição no ponto de conexão estejam em sincronismo, o que é conseguido por meio do uso de algoritmos de sincronização PLL (phase-locked loop).

Devido ao fato do sistema operar ilhado ou conectado a rede de distribuição, há a necessidade de se utilizar dois modos diferentes de controle. Quando o mesmo se encontra ilhado, o inversor deve ser capaz de gerar uma tensão senoidal de amplitude e frequência previamente estabelecidas, por isso, é utilizado o controle de tensão, conforme mostra a Figura 72. Para melhorar o desempenho do controlador de tensão, foi utilizado um controlador ressonante em paralelo com o intuito de compensar o efeito de harmônicas de 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 11^a ordem em regime permanente [49,2].

Por outro lado, quando o conversor opera conectado à rede de distribuição, a frequência e a amplitude de tensão são fornecidas pela rede de distribuição, o inversor irá controlar a potência a ser fornecida à rede de distribuição de acordo com o contrato de compra e venda de energia estabelecida entre o produtor e o agente distribuidor. Como a tensão é definida pela rede de distribuição, controlar a potência que flui pelos terminais do inversor é o mesmo que controlar a corrente que o mesmo injeta na rede. A Figura 73 apresenta o diagrama de controle do inversor, quando o mesmo opera em modo conectado.

Figura 71 - Sistema completo.

Figura 72 - Controle ilhado [50].

A Figura 74, mostra a simulação do sistema completo operando em modo ilhado. Primeiramente, o conversor CC-CC é inicializado em rampa até atingir a tensão de 250 V, na sequência são produzidas as tensões trifásicas em rampa até que as mesmas atinjam 90 V de pico. Conforme a corrente fornecida à carga aumenta, a tensão nos terminais da célula a combustível cai, fazendo com o conversor CC-CC opere com ganhos mais elevados. Para o teste da simulação apresentada, foi utilizada uma carga linear de 900 W.

Figura 73 - Controle modo conectado [50].

A Figura 75 mostra o sistema injetando potência na rede de distribuição. Como pode ser visualizado, inicialmente o sistema está alimentando apenas uma carga local, em

aproximadamente 1,2 s ocorre a conexão com a rede de distribuição por intermédio do relé de sincronismo. Após a conexão com a rede de distribuição, o mesmo inicia a injeção potência na rede em rampa, o que pode ser constatado ao visualizar a corrente i_{REDE_a} , a qual representa a corrente que flui do conversor para a rede de distribuição desconsiderando a corrente que alimenta a carga local. Por outro lado, a corrente i_{PCC_a} representa a corrente que flui pelos terminais do conversor CC-CA, ou seja, é a corrente que alimenta a carga local adicionada a corrente que é fornecida para a rede de distribuição.

Figura 74 - Simulação sistema completo

Figura 75 - Operando em modo conectado

7.4 Considerações Finais

Quando comparados os resultados de simulação do controle do conversor IBVM no modo corrente média 4.3.1 com o controle no modo tensão 4.3.2, conclui-se que o controle do conversor no modo corrente média apresenta uma maior estabilidade, além disso, há a possibilidade de se utilizar um controlador PI, diferentemente do controle no modo tensão, o qual exige um controlador de ordem mais elevada.

A Seção 7.3 apresenta os resultados de simulação para o sistema completo operando conectado a rede de distribuição, alimentando uma carga local e injetando potência na rede de distribuição.

Capítulo 8

Resultados Experimentais

8.1 Materiais Utilizados

Nesta seção serão descritos os materiais e métodos utilizados para a obtenção dos resultados experimentais desta dissertação. Para realizar a leitura dos sinais de corrente nos indutores e de tensão de saída foram utilizadas as placas de condicionamento da Figura 76 e Figura 77. Como unidade lógica e de processamento foi utilizado uma placa da Spectrum digital Texas Instruments eZdsp TMS320F28335.

Figura 76 – Placa de condicionamento dos sinais de corrente.

Figura 77 – Placa de condicionamento do sinal de tensão.

Foi utilizada a carga mostrada na Figura 78, a qual possui diversas resistências conectadas em paralelo por meio das chaves fixadas na tampa do dispositivo, o que tornou possível variar a potência de operação do conversor de modo dinâmico para a obtenção dos resultados.

Figura 78 - Carga utilizada.

Em virtude do sistema da célula a combustível não estar disponível durante os testes, foi utilizada uma fonte de tensão de alta capacidade de corrente apresentada na Figura 80. A fonte possui um retificador e um transformador, o qual é alimentado pelo Variac da Figura 79. A fonte da Figura 80 é capaz de gerar uma tensão de 0 a 60 V, cuja magnitude é regulada a partir do Variac, sendo que a corrente máxima que a fonte CC pode fornecer é de 80 A.

Figura 79 – Variac.

Figura 80 – Retificador com capacidade de até 80 A e 30 V na saída.

A Figura 81 mostra o conversor IBVM. Foram utilizados os diodos DSEI 2X31-06 C e os MOSFETs IXFN140N30P, os quais são manufaturados no encapsulamento SOT-227 B, conforme mostra a Figura 82. Tal encapsulamento facilita a fixação dos componentes no dissipador e conexão com o circuito impresso, o qual foi feito através de parafusos, não havendo a necessidade de soldar os componentes no circuito impresso. Com o intuito de obter o maior ganho de tensão possível, foram utilizados indutores e MOSFETs com baixos valores de resistência série.

Figura 81 – Protótipo do conversor IBVM.

(a)

(b)

Figura 82 – (a) MOSFET e (b) Diodo utilizados.

Outro fator importante a ser mencionado é o fato dos MOSFETs apresentarem uma carga de base baixa, o que possibilita a utilização de *drivers* de menor capacidade de corrente de pico para realizar a transição de estado dos MOSFETs. Como pode ser observado pela Figura 84, o mesmo apresenta uma carga de base de cerca de 180 nC quando acionado com $V_{gs} = 10V$, dessa forma, a troca de estado pode ser realizada em até $20\text{ ns}(=180\text{ nC}/9\text{ A})$, utilizando um driver de estado sólido de 9A de pico. Considerando que a frequência de chaveamento utilizada é de 50 kHz, a troca de estado seria realizada em apenas 0,2% (0,1% para subida e 0,1% para a descida) do período de chaveamento.

Figura 83 - *Driver* de base do MOSFET.

Figura 84 – Carga de base do MOSFET [51].

De modo semelhante ao simulado na Figura 31, a Figura 85 apresenta as formas de onda do conversor operando com um ciclo de trabalho fixo. Os canais C1 e C3 nas cores amarelo e rosa representam as correntes nos indutores L1 e L2. A soma das correntes nos indutores pelo sinal M1 (cor marrom), cuja frequência é o dobro da frequência de chaveamento (100 kHz). A Forma de onda do canal C2, em azul, representa a tensão de saída do conversor (250 V). O canal C2, em verde, mostra a tensão V_{ds} sobre um dos MOSFETs.

Convém enfatizar que a ondulação de corrente resultante é de aproximadamente 2 A quando operando em 28 A na entrada e 250V na saída, que corresponde a 7% . Caso fosse utilizado o controle no modo corrente por corrente de pico, deveria ser utilizada uma indutância menor ou a frequência de chaveamento deveria ser menor. Pois, a ondulação de corrente de entrada muito baixa (abaixo de 20% da corrente média) relativa à curva de compensação faz com que o comportamento do sistema se aproxime ao modo de controle em tensão, por outro lado, uma ondulação de corrente elevada, além levar o conversor para o modo de condução descontínua, pode fazer com que a rampa de compensação não seja suficiente para evitar com que o conversor apresente oscilações subharmônicas, as quais acontecem quando o conversor opera com ciclos de trabalho acima de 50% [52].

Figura 85 – Formas de onda da corrente nos indutores (amarelo e rosa), da soma da corrente nos indutores (marrom), da tensão V_{ds} (verde), da tensão de saída (azul).

8.2 Controle no Modo Corrente Média

A Figura 86 mostra o conversor sendo inicializado no modo de controle em corrente. O conversor é iniciado com uma carga de $145\ \Omega$. É necessário limitar a referência do controle da malha mais interna do controlador, pois ao aplicar um degrau de referência de tensão, o erro da malha mais externa é elevado, o que pode fazer com que a corrente atinja valores elevados durante a partida, podendo danificar os semicondutores do circuito e a fonte de alimentação.

Como pode ser visualizado na Figura 86, o sistema leva aproximadamente 100 ms para estabilizar em 250 V. Durante o período inicial, a corrente i_L é limitada pela malha de corrente em 40 A e a tensão apresenta um sobressinal de 14% em relação ao valor de regime permanente.

Figura 86 – Resultado experimental do conversor em modo corrente média com $145\ \Omega$ (430 W) na saída.

A Figura 87, mostra os sinais de corrente das duas fases e da tensão de saída quando aplicado um degrau de carga de $145\ \Omega$ (430 W) para $79,6\ \Omega$ (785 W). Observa-se que a corrente leva cerca de 40 ms para atingir o regime permanente e a tensão de saída sofre uma variação de 10 V.

De modo análogo, a Figura 88 apresenta a situação em que é realizado um degrau de carga de $80\ \Omega$ (781,25 W) para $66,13\ \Omega$ (945 W). A soma da corrente dos indutores que resultava em 13 A médio é acrescida para cerca de 36 A em 30 ms, fazendo com que durante o transitório, a tensão terminal apresente um afundamento de 20V.

Figura 87 – Resultado experimental para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degrau de carga de $145\ \Omega$ (430 W) para $79,6\ \Omega$ (785 W).

Figura 88 - Resultado experimental para o conversor operando no modo corrente média quando aplicado um degrau de carga de $172,4 \, \Omega$ (362,5 W) para $66,13 \, \Omega$ (945 W).

A Figura 89 mostra o comportamento do sistema quando o mesmo é submetido à variação na tensão de entrada de 26 V a 36 V ao mesmo tempo em que a carga conectada nos terminais de saída é alterada. Pode-se observar que o conversor responde regulando corrente de entrada com o intuito de manter a tensão de saída constante em 250 V.

Figura 89 – Resultado experimental mostrando a situação em que o conversor é submetido à variação da tensão de entrada no modo de controle por corrente média.

8.3 Controle no Modo Tensão

Diferentemente do método de controle no modo corrente, no modo tensão, a corrente não é monitorada. Devido a tal fato, o controlador de tensão precisa ser projetado para uma frequência de corte baixa para que a corrente não atinja valores muito elevados durante a inicialização do conversor ou durante transitórios. Os testes realizados nesta seção ocorreram de modo semelhante ao realizado para o controle no modo corrente e foram utilizados os mesmo valores de carga.

De acordo com a Figura 90, a tensão leva cerca de 600 ms para atingir o valor de regime permanente quando inicializado no modo tensão de controle, cerca de seis vezes mais lento quando comparado ao controle no modo corrente.

Figura 90 – Resultado experimental do conversor em modo corrente tensão com 145 Ω (430 W) na saída.

Como pode ser constatado ao analisar a Figura 91, quando o valor de carga é alterado de 145 Ω (431 W) para 80 Ω (781,25 W), a corrente atinge rapidamente o valor de regime permanente e a tensão apresenta variação mínima. Entretanto, é possível notar que a corrente nos indutores apresentam uma ondulação maior quando comparada ao modo de controle em corrente, o que pode ocasionar um maior consumo de Hidrogênio da célula a combustível.

Figura 91 - Resultado experimental para o conversor operando no modo tensão quando aplicado um degrau de carga de $145\ \Omega$ (431 W) para $79,6\ \Omega$ (785 W).

De modo semelhante, a Figura 92 mostra as formas de onda de corrente de entrada e corrente de saída quando é alterada a carga na saída de $80\ \Omega$ (781,25W) para $66,13\ \Omega$ (945 W). A tensão apresenta uma variação de 15 V e atinge o valor de regime permanente em 400 ms, assim como a corrente. Na Figura 91, percebe-se que a corrente apresenta uma oscilação mais elevada quando comparada ao controle no modo corrente.

Figura 92 - Resultado experimental para o conversor operando no modo tensão quando aplicado um degrau de carga de 172,4 Ω (362,5 W) para 66,13 Ω (945 W).

Por fim, de modo semelhante a Figura 89, o conversor é submetido à variação da tensão de entrada ao mesmo tempo em que ocorre uma variação de carga nos terminais de saída do conversor. Entretanto, como evidenciado anteriormente percebe-se que a corrente apresenta uma maior ondulação, prejudicando a estabilidade da tensão terminal do conversor.

Figura 93 - Resultado experimental mostrando a situação em que o conversor é submetido à variação da tensão de entrada no modo de controle por tensão.

8.4 Ganho Medido do Conversor e Eficiência

A Figura 94 mostra o ganho teórico do conversor representado pela superfície comparado com o ganho medido, pode-se observar que os valores de ganho obtidos experimentalmente estão muito próximos do valor teórico.

Com a finalidade de mostrar o efeito das resistências parasitas no ganho do conversor, foi comparado os resultados do ganho de tensão do conversor utilizando um indutor de 5 mH, cuja resistência parasita é de 110 mΩ com o ganho do conversor utilizando um indutor de 140 μH e 9 mΩ de resistência parasita. Os dados medidos foram interpolados na forma de uma superfície tridimensional para melhor visualização do resultado. A superfície interpolada em amarelo da Figura 95 provém dos dados obtidos com o indutor de 140 μH e 9 mΩ, já a superfície em vermelho está relacionada aos dados medidos com o indutor de 5 mH e 110 mΩ. Conforme pode ser observado na Figura 95, a superfície em vermelho se encontra

abaixo da superfície amarela, o que evidencia a degradação do ganho em função da resistência parasita do indutor.

Figura 94 – Comparação entre o ganho teórico do conversor e o ganho obtido através de resultados experimentais.

Por fim, foram realizadas medidas com diversos valores de carga e de ciclo de trabalho para se obter o gráfico de eficiência do conversor, mostrado na Figura 96. Para realizar as medidas, utilizou-se o osciloscópio Tektronix modelo DPO 5054. Como pode ser visualizado, acima de 250 W na saída o conversor apresenta uma elevada eficiência (maior que 95%).

(a)

(b)

Figura 95 – Superfície do ganho do conversor interpolada através de dados medidos com indutores de 140 μH , 9 $\text{m}\Omega$ (amarelo) e 5 mH , 110 $\text{m}\Omega$ (vermelho).

Figura 96 – Eficiência do conversor proveniente dos resultados experimentais.

8.5 Considerações Finais

O controlador do conversor CC-CC no modo de controle em tensão precisa ser projetados para uma frequência muito inferior, quando comparado aos controladores no modo corrente. Consequentemente, o conversor apresenta uma dinâmica de resposta mais lenta no modo tensão em relação ao modo de controle em corrente.

Os resultados teóricos de análise do ganho do conversor puderam ser validados pelos resultados experimentais mostrados na Figura 94 e Figura 95, onde ficou comprovada a degradação do ganho do conversor em função da resistência parasita dos componentes utilizados.

O conversor apresentou uma eficiência elevada, acima de 95%, quando submetido a uma potência acima de 250 W.

Capítulo 9

Conclusão

Dentro do contexto de conversores CC-CC este trabalho apresentou a modelagem média e em pequenos sinais dos conversores Boost e IBVM considerando as resistências parasitas dos conversores. Além disso, foi realizada uma análise aprofundada do ganho do conversor IBVM com relação às resistências parasitas e carga acoplada à saída do conversor. Foram equacionados os valores das resistências de carga e parasitas críticas para a operação do conversor tendo como base um determinado ganho desejado, tal conjunto de equações auxilia a escolha dos componentes passivos e chaves do circuito do conversor CC-CC para que o mesmo apresente o ganho projetado e seja capaz de processar a potência desejada.

Pela análise do ganho realizada foi comprovado que as resistências parasitas dos indutores e das chaves interferem no ganho do conversor de maneira mais intensa quando comparadas à resistência dos capacitores da célula multiplicadora de tensão.

Pôde ser comprovado pelos resultados de simulação e experimentais obtidos, que o controle no modo corrente oferece diversas vantagens quando comparado ao controle em tensão. No modo de controle em corrente o sistema responde de modo mais rápido aos transientes de carga e apresenta uma melhor estabilidade da corrente de entrada e menor variação da tensão de saída.

A análise teórica do ganho de tensão foi comprovada através dos dados obtidos com os resultados experimentais, ao utilizar um indutor com maior resistência parasita.

Por fim, o conversor implementado apresentou eficiência elevada, acima de 95%, quando submetido a cargas superiores a 250W.

9.1 Trabalhos Futuros

A análise do ganho pode ser repetida para outras topologias de conversores CC-CC e comparadas para avaliar a capacidade de processar potência de tais conversores. Sendo assim, é possível escolher de modo ótimo, a topologia de conversor CC-CC a ser utilizada em uma determinada aplicação com base no valor mínimo de resistência (R_{o_min}), que pode ser conectada nos terminais dos conversores analisados.

Outro trabalho a ser realizado é a análise do consumo de Hidrogênio e eficiência da célula a combustível quando a mesma é submetida a uma ondulação de corrente maior ou menor em seus terminais.

Referências Bibliográficas

- [1] MOAN, L. J.; SMITH, A. Z. **Energy Use Worldwide: A Reference Handbook**. [S.l.]: ABC-CLIO, 2007.
- [2] BLAABJERG, F. et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 53, n. 5, October 2006. 1398 - 1409.
- [3] BODEN, T. A.; MARLAND, G.; ANDRES, R. J. **Global, Regional, and National Fossil-Fuel CO2 Emissions**. Oak Ridge National Laboratory. [S.l.]. 2010.
- [4] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **World energy investment outlook**. International Energy Agency. Paris. 2014.
- [5] FUELCELLTODAY. **The Fuel Cell Industry Review**. [S.l.]. 2013.
- [6] FUEL CELL TODAY. **Fuel Cell Today**, Outubro 2012. Disponível em: <<http://www.fuelcelltoday.com/news-archive/2012/october/construction-of-worlds-largest-fuel-cell-power-plant-expected-to-commence-in-2012>>.
- [7] HORIZON FUEL CELL TECHNOLOGIES. **H-1000 Fuel Cell Stack**. [S.l.]. 2013.
- [8] IEEE STD 1547.1. **Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems**. New York. 2005.
- [9] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição**. Agência Nacional de Energia Elétrica. [S.l.]. 2012.
- [10] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, PRODIST, Módulo 8 - Qualidade**

de Energia Elétrica. Agência Nacional de Energia Elétrica. [S.l.]. 2015.

- [11] LARMINIE, J.; DICKS,. **Fuel Cell Systems Explained.** [S.l.]: Wiley, 2003.
- [12] ZHAO , T.; KREUER, K.; NGUYEN, T. V. **Advances in Fuel Cell.** [S.l.]: Elsevier, 2007.
- [13] LEE, J. H.; TALK, T. R.; APPLEBY, A. J. Modeling electrochemical performance in large scale proton exchange membrane fuel cell stacks. **Journal of Power Sources**, v. 70, p. 258-268, 1998.
- [14] ZHANG, J. **PEM Fuel Cell Electrocatalysts and Catalyst Layers: Fundamentals and applications.** [S.l.]: Springer, 2008.
- [15] MANN, R. F. et al. Development and application of a generalised steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell. **Journal of Power Sources**, v. 86, n. 1-2, p. 173-180, 2000.
- [16] LAURENCELLE, F. et al. Characterization of a Ballard MK5-E Proton Exchange Membrane Fuel Cell Stack. **Fuel Cells**, v. 1, n. 1, p. 66-71, 2001.
- [17] NEHRIR; WANG, C. **Modeling and Control of Fuel Cells: Distributed Generation Applications.** [S.l.]: IEEE Press Series on Power Engineering, 2009.
- [18] BLAABJERG, F.; ZHE, C.; KJAER, S. B. Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems. **IEEE transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1184 - 1194, Setembro 2004. ISSN 0885-8993.
- [19] KRAMER, W.; CHAKRABORTY, S.; KROPOSKI, B. **Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems - Part 1: Systems and Topologies.** National Renewable Energy Laboratory. [S.l.]. 2008. (NREL/TP-581-42672).
- [20] PALMA, L.; ENJETI, P. N. A Modular Fuel Cell, Modular DC–DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1437 - 1443, Junho 2009. ISSN 0885-8993.
- [21] PADUA, M. S. et al. Comparative analysis of Synchronization Algorithms based on PLL, RDFT and Kalman Filter. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, p. 964-970, June 2007.

-
- [22] JIH-SHENG, L. A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system. **IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion**, 7-9 September 2005.
 - [23] WUHUA, L. et al. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. **A Review of Non-Isolated High Step-Up DC/DC Converters in Renewable Energy Applications**, Washington, 15-19 Fevereiro 2009. 364 - 369.
 - [24] YUN, Z.; JIAN-TAO, S.; YI-FENG, W. Hybrid Boost Three-Level DC–DC Converter With High Voltage Gain for Photovoltaic Generation Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 8, p. 3659 - 3664, Janeiro 2013. ISSN 0885-8993.
 - [25] XINBO, R. et al. Fundamental Considerations of Three-Level DC–DC Converters: Topologies, Analyses, and Control. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 55, n. 11, p. 3733 - 3743, Dezembro 2008. ISSN 1549-8328.
 - [26] HUBER, L.; JOVANOVIĆ, M. M. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. **A design approach for server power supplies for networking applications**, New Orleans, LA, 06-10 Fevereiro 2000. 1163 - 1169 vol.2.
 - [27] DEIVASUNDARI, P.; UMA, G.; POOVIZHI, R. Analysis and experimental verification of Hopf bifurcation in a solar photovoltaic powered hysteresis current-controlled cascaded-boost converter. **IET Power Electronics**, v. 6, n. 4, p. 763 - 773, Abril 2013. ISSN 1755-4535.
 - [28] HAROUN, R. et al. Impedance Matching in Photovoltaic Systems Using Cascaded Boost Converters and Sliding-Mode Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 6, p. 3185 - 3199, Julho 2014. ISSN 0885-8993.
 - [29] QUN, Z.; LEE, F. C. High-efficiency, high step-up DC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1, p. 65 - 73, Janeiro 2003. ISSN 0885-8993.
 - [30] CHUNG, H. S.; IOINOVICI, A.; WAI-LEUNG, C. Generalized structure of bi-directional switched-capacitor DC/DC converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Application**, v. 50, n. 6, p. 743 - 753, Junho 2003. ISSN 1057-7122.
 - [31] FANG, Z. P.; FAN, Z.; ZHAOMING, Q. A magnetic-less DC-DC converter for dual-

- voltage automotive systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 2, p. 511 - 518, Março 2003. ISSN 0093-9994.
- [32] RONG-JONG, W. et al. High-Efficiency DC-DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Switch Stress. **IEEE transactinos on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 354 - 364, Fevereiro 2007. ISSN 0278-0046.
- [33] GULES, R.; PFITSCHER, L. L.; FRANCO, L. C. **An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics. [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 411 - 416.
- [34] FRANCO, L. C.; PFITSCHER, L. L.; GULES, R. A new high static gain nonisolated DC-DC converter. **IEEE Power Electronics Specialist Conference**, 15-19 Junho 2003. 1367 - 1372.
- [35] GIRAL, R.; MARTINEZ-SALAMERO, L. Switched capacitor interleaved dual-boost regulator with sliding mode control. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, Furuoka, 17-22 Maio 1998. 1523 - 1528 vol.2.
- [36] KEREKES, T. et al. A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 184-191, Janeiro 2011.
- [37] ERICKSON, R.; DRAGAN, M. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Kluwer Academic, 2001.
- [38] SPIAZZI, G.; MATTAVELLI, P.; COSTABEBER, A. **Effect of parasitic components in the integrated boost-flyback high step-up converter**. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. Porto: [s.n.]. 2009. p. 420 - 425.
- [39] THAO, N. M. et al. **Steady-state analysis of the boost converter for renewable energy systems**. 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC). Harbin, China: [s.n.]. 2012. p. 158 - 162.
- [40] SHI, Z. H.; CHENG, K. W. E.; HO, S. L. Static performance and parasitic analysis of tapped-inductor converters. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 2, p. 366 - 375, Fevereiro 2014.

-
- [41] ANG, S.; OLIVA, A. **Power-Switching Converters**. 2^a. ed. Boca Raton: CRC Press, 2005.
- [42] SPIAZZI, G. et al. **Small-signal modeling of the interleaved boost with voltage multiplier**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC: IEEE. 2012. p. 431 - 437.
- [43] MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. **A general unified approach to modelling switching-converter power stages**. Power Electronics Specialists Conference. Cleveland: [s.n.]. 1976. p. 18-34.
- [44] CHOI, B. **Pulsewidth Modulated DC-to-DC Power Conversion**. [S.l.]: IEEE Press, 2013.
- [45] KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. [S.l.]: Wiley, 2008.
- [46] BRYANT, B.; KAZIMIERCZUK, M. K. Voltage loop of boost PWM DC-DC converters with peak current-mode control. **Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on** , v. 53, n. 1, p. 99 - 105, Janeiro 2006.
- [47] UNITRODE APPLICATION NOTE. **Modelling, analysis and compensation of the current-mode converter**. Texas Instruments Incorporated. MERRIMACK, NH. 1999. (U-97).
- [48] GOU, B.; NA, W. K.; DIONG, B. **Fuel Cells: Modeling, Control, and Applications**. [S.l.]: CRC Press, 2010.
- [49] TEODORESCU, R. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Preceedings - Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, p. 750-762, 2006.
- [50] DE AGUIAR, C. R. Estudo e Análise de Algoritmos de Detecção de Ilhamento em Sistemas de Geração Distribuída Conectados à Rede de Distribuição. **Dissertação de Mestrado, EESC/USP**, São Carlos , 2013.
- [51] IXYS CORPORATION. **Folha de dados do Polar Power MOSFET IXFN140N30P**. IXYS. [S.l.]. 2008.

- [52] LINEAR TECHNOLOGY. **Folha de dados do componente LTC1871**. [S.l.]. 2001.
- [53] GARCIA, F. S.; POMILIO, J. A.; SPIAZZI, G. Modeling and Control Design of the Interleaved Double Dual Boost Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 3283 - 3290, 2013.
- [54] PRUDENTE, M. et al. Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC–DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 871 - 887, March 2008.
- [55] CHOI, S. et al. Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived DC-DC high-gain transformer-less converter. **Power Electronics, IET**, v. 2, n. 1, p. 168 - 180, January 2011.
- [56] KWON, ; OH, S.; CHOI, S. High Gain Soft-Switching Bidirectional DC–DC Converter for Eco-Friendly Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 4, p. 1659 - 1666, April 2014.
- [57] CHANGCHIEN, S.-K. et al. Novel High Step-Up DC–DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 6, p. 2007 - 2017, June 2010.
- [58] DUPONT, F. H.; RECH, C.; PINHEIRO, J. R. **Reduced order model of the boost converter with voltage multiplier cell**. Power Electronics Conference (COBEP). Praiaamar: IEEE. 2011. p. 473 - 478.
- [59] ELETRICIDADE, A.-0. Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. **ABNT NBR**, Março 2013.
- [60] CEMIG. **Requisitos para a conexão de Acessantes ao Sistema de Distribuição Cemig – Conexão em Baixa Tensão**. Belo Horizonte. 2012.
- [61] BALAGUER, I. J. et al. Control for Grid-Connected and Intentional Islanding Operations of Distributed Power Generation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 147 - 157, 2011.
- [62] BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 1. ed. [S.l.]: Morgan & Claypool, 2006.

-
- [63] W. et al. A Novel Phase-Locked Loop Based on Frequency Detector and Initial Phase Angle Detector. **IEEE Transaction on Power Electronics**, v. 28, n. 10, p. 4538-4549, Outubro 2013.
- [64] MARAFÃO, F. P. **Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais**. Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP. Campinas. 2004.
- [65] LIGHT. **Procedimentos para a Conexão de Acessantes ao Sistema de Distribuição da Light SESA – Conexão em Baixa Tensão**. Rio de Janeiro. 2012.
- [66] IEEE STD 929. **IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems**. New York. 2000.
- [67] HU, X.; GONG, C. A High Voltage Gain DC–DC Converter Integrating Coupled-Inductor and Diode–Capacitor Techniques. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 789 - 800, Fevereiro 2014.