**Universidade de São Paulo
Escola de Engenharia de São Carlos
Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação**

ITAMAR SANTINI

**Análise de conversores CC-CC com alto ganho
de tensão para aplicações com célula a
combustível**

São Carlos
2016

Itamar Santini

Análise de conversores CC-CC com alto ganho de tensão para aplicações com célula a combustível

Dissertação 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, Programa de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos.

Orientador: Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro

São Carlos
2016

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.

S235a Santini, Itamar
Análise de conversores CC-CC com alto ganho de
tensão para aplicações com célula a combustível /
Itamar Santini; orientador José Roberto Boffino de
Almeida Monteiro. São Carlos, 2016.

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, 2016.

1. Conversores CC-CC. 2. Alto ganho de tensão. 3.
Célula a combustível. 4. Fontes alternativas de
energia. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **ITAMAR SANTINI**.

Título da dissertação: "Análise de conversores CC-CC com alto ganho de tensão para aplicações com célula a combustível".

Data da defesa: 05.12.2016.

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Claudionor Francisco do Nascimento**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

APROVADO

Prof. Dr. **Osmar Ogashawara**
(Universidade Federal de São Carlos/UFSCar)

Aprovado

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

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Luís Fernando Costa Alberto**

Dedico este trabalho aos meus pais,
Nivaldo Aparecido Santini e Suely Ap. Permonian Santini.

Agradecimentos

Aos meus pais, pelo apoio dado em todas as minhas escolhas, não só no período de graduação e pós-graduação, mas em toda a minha vida.

Ao professor Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro, pela excelente orientação nesse e também em outros trabalhos, sempre colaborando para o bom desenvolvimento dos trabalhos acadêmicos.

Ao Sr. Líbero Delalíbera, pelo incentivo e apoio.

Aos Srs. Daniel e Donizetti da MTE-Thomson/São Carlos.

À minha noiva, Rafaela, por todo apoio, carinho e compreensão durante as jornadas despendidas com os estudos da pós-graduação.

Você pode encarar um erro como uma besteira a ser esquecida, ou como um resultado que aponta uma nova direção.

Steve Jobs

Resumo

Santini, I. (2016). Análise de conversores CC-CC com alto ganho de tensão para aplicações com célula a combustível. (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2016.

O presente trabalho aborda a análise e o desenvolvimento de conversores CC-CC com alto ganho de tensão, para aplicações com fontes de energia de baixíssima tensão, porém capazes de fornecer altas correntes, como: painéis fotovoltaicos, células a combustível e baterias. O principal objetivo deste trabalho é elevar a tensão de uma única célula a combustível até um nível adequado de tensão para realizar a carga de uma bateria com tensão nominal de aproximadamente 12 V, de modo eficiente, com baixa ondulação na corrente de entrada do conversor e com baixa ondulação na tensão de saída. Para alcançar o objetivo proposto, dezenas de topologias de conversores foram estudadas, analisadas, simuladas e implementadas. O trabalho também apresenta uma comparação entre topologias de conversores CC-CC que realizam a transferência de energia por meio de indutores acoplados, com uma topologia de conversor que opera com transferência direta de energia por meio de um transformador. Por fim, os resultados experimentais são apresentados com o intuito de validar os resultados simulados e teóricos.

Palavras-chave: Fontes Alternativas de Energia, Célula a Combustível, Conversores CC-CC, Alto Ganho de Tensão.

Abstract

Santini, I. (2015). Analysis of DC-DC converters with high voltage gain for applications with fuel-cell. (Master) - Engineering School of São Carlos, University of São Paulo, São Carlos, 2016.

This work shows the analysis and development of DC-DC converters with high voltage gain, for applications with energy sources of low input voltage, but capable of providing high currents, such as: photovoltaic panels, fuel cells and batteries. The main objective of this work is to raise the voltage of a single fuel cell to a suitable voltage level to efficiently charge a battery with rated voltage of approximately 12 V, with low current ripple in the converter and with low output voltage ripple. To achieve the proposed objective, dozens of topologies of converters were studied, analyzed, simulated and implemented. This work shows a comparison between topologies of DC-DC converters that perform power transfer via coupled inductors, with a converter topology operating with direct energy transfer through a transformer. Finally, experimental results are presented in order to validate the theoretical and simulated results.

Key-Word: Renewable Energy Sources, Fuel Cell, DC-DC Converter, High voltage Gain.

Lista de Figuras

Figura 1 - Descrição do experimento de William Grove. Fonte: (MOSELEY, 2001)....	6
Figura 2 – Reações na célula combustível com eletrólito ácido. Fonte: (MOSELEY, 2001).	7
Figura 3 – Curva de polarização de uma célula PEMFC.....	8
Figura 4 – Modelo completo da célula a combustível.....	12
Figura 5 – Curva de polarização (azul) e densidade de potência da célula a combustível (vermelho).	13
Figura 6 – Densidade de potência fornecida pelo H ₂ (azul); densidade de potência nos terminais da célula (rosa) e rendimento para as diferentes regiões de operação (preto).....	14
Figura 7 - Conversor proposto em (Xu; Chen, 2014).	16
Figura 8 - Conversor proposto em (TSENG; LIN, 2013).	17
Figura 9 - Conversor proposto em (HUNG et al., 2011).	17
Figura 10 - Conversor proposto em (HSIEH et al., 2012b).....	18
Figura 11 - Conversor proposto em (KAO, 2013).....	19
Figura 12 - Conversor proposto em (XU; CHEN; ZHOU, 2015).	19
Figura 13 - Conversor proposto em (LIANG et al., 2012).....	20
Figura 14 - Conversor proposto em (DWARI; PARSA, 2011).	21
Figura 15 - Conversor proposto em (KWON; KWON, 2009).	22
Figura 16 - Conversor proposto em (SOUZA et al., 2015).	23
Figura 17 - Conversor proposto em (SCHMITZ; COELHO; MARTINS, 2015).	23
Figura 18 – Circuito proposto em (XU; CHEN, 2014).....	25
Figura 19 – Primeira proposta de modificação – Conversor A.	26
Figura 20 – Segunda proposta de modificação – Conversor B.	27
Figura 21 – Terceira proposta – Conversor C.	27
Figura 22 – Conversor <i>flyback</i> implementado – Conversor D.	28
Figura 23 – Conversor <i>Forward</i> modificado.	29
Figura 24 – Gráfico da permeabilidade magnética em função da força de magnetização. Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).	35
Figura 25 - Exemplificação do efeito pelicular	35

Figura 26 – Representação do indutor acoplado com fator de acoplamento k .	37
Figura 27 – Modelo do indutor acoplado.	38
Figura 28 – Indutância do circuito primário com o circuito secundário em curto (a) e indutância do circuito secundário com o circuito primário em curto (b).	38
Figura 29 – V_O x Razão cíclica. $V_{in} = 0,60$ V.	42
Figura 30 - V_O x Razão cíclica. $V_{in} = 0,60$ V.	43
Figura 31 - V_O x Razão cíclica x n . $V_{in} = 0,60$ V.	43
Figura 32 – Gráfico de perdas do núcleo magnético.	45
Figura 33 – Esquemático do conversor <i>Forward</i> modificado.	48
Figura 34 – Modo 1.1.	49
Figura 35 – Modo 1.2.	50
Figura 36 – Divisão dos períodos de operação do conversor.	51
Figura 37 – Modo 1.2 – Impedâncias refletidas para o primário	51
Figura 38 – Esquemático Modo 2.2.	53
Figura 39 – Esquemático Modo 2.3.	53
Figura 40 – Esquemático núcleo magnético.	56
Figura 41 – Esquemático acoplamento entre o enrolamento primário e de desmagnetização.	57
Figura 42 – Tensão na saída do conversor em função da razão cíclica e relação de espiras.	61
Figura 43 – Perdas no núcleo.	64
Figura 44 - Fonte programável da empresa Chroma – Fonte: www.chromausa.com .	69
Figura 45 - Conversor proposto em (XU; CHEN, 2014).	69
Figura 46 – Corrente no diodo de grampeamento.	70
Figura 47 – Sinal aplicado no <i>gate</i> do MOSFET.	70
Figura 48 – Corrente na entrada do conversor.	71
Figura 49 – Tensão no terminal com ponto do enrolamento primário.	71
Figura 50 – Tensão entre dreno e fonte do MOSFET.	72
Figura 51 – Tensão na saída do conversor.	72
Figura 52 – CH1: sinal de chaveamento do MOSFET; CH2: V_{DS} .	73
Figura 53 – Sinal de tensão depois do indutor de entrada.	73
Figura 54 – Corrente no MOSFET.	74

Figura 55 – CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O	74
Figura 56 – Esquemático conversor A.	75
Figura 57 – Sinal aplicado na porta do MOSFET.....	76
Figura 58 – Corrente na entrada do conversor.....	76
Figura 59 – Tensão e corrente na saída do conversor.....	77
Figura 60 – Corrente no diodo de grampeamento.....	77
Figura 61 – Tensão entre dreno e fonte do MOSFET.	78
Figura 62 – Corrente no MOSFET.	79
Figura 63 – Corrente no diodo D_2	79
Figura 64 – Tensão no enrolamento secundário.	80
Figura 65 – CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS} ; CH3: V_{in}	80
Figura 66 – Tensão no resistor colocado na entrada do conversor.....	81
Figura 67 – Tensão no resistor colocado no dreno do MOSFET.	82
Figura 68 – Tensão no ânodo do diodo D_C	82
Figura 69 – CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O	83
Figura 70 – Esquemático conversor B.	84
Figura 71 – Sinal de chaveamento do MOSFET.....	84
Figura 72 – Corrente na entrada do conversor.....	85
Figura 73 – Tensão e corrente na saída do conversor.....	85
Figura 74 – Corrente no diodo de grampeamento.....	86
Figura 75 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.	86
Figura 76 – Corrente no MOSFET.	87
Figura 77 – Corrente no diodo de retificação.	87
Figura 78 – Tensão no enrolamento secundário.	88
Figura 79 - CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS} ; CH3: V_{in}	88
Figura 80 – Corrente na entrada do conversor.....	89
Figura 81 – Tensão no resistor aplicado no dreno do MOSFET.	89
Figura 82 – Tensão no ânodo do diodo D_C	90
Figura 83 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O	90
Figura 84 – Esquemático conversor C.	91
Figura 85 – Sinal de chaveamento aplicado no MOSFET.....	92

Figura 86 – Corrente na entrada do conversor.	92
Figura 87 – Sinal de tensão e corrente na saída do conversor.....	93
Figura 88 – Corrente no diodo de grampeamento.	93
Figura 89 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.....	94
Figura 90 – Corrente no MOSFET.....	95
Figura 91 – Corrente no diodo de retificação.....	95
Figura 92 – Tensão no enrolamento secundário.	96
Figura 93 – Corrente na entrada do conversor.	96
Figura 94 - CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS} ; CH3: V_{in}	97
Figura 95 – Corrente no MOSFET.....	97
Figura 96 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O	98
Figura 97 – Esquemático conversor D.....	99
Figura 98 – Sinal de chaveamento aplicado no gate do MOSFET.	99
Figura 99 – Corrente na entrada do conversor.	100
Figura 100 – Sinal de tensão e corrente na saída do conversor.....	100
Figura 101 – Corrente no diodo de grampeamento.	101
Figura 102 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.....	101
Figura 103 – Corrente no MOSFET.....	102
Figura 104 – Corrente no diodo de retificação.....	102
Figura 105 – Tensão no enrolamento secundário.	103
Figura 106 – Corrente na entrada do conversor.	103
Figura 107 - CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS} ; CH3: V_{in}	104
Figura 108 – Corrente no MOSFET.....	104
Figura 109 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O	105
Figura 110 – Esquemático conversor <i>Forward</i> Modificado.....	105
Figura 111 – Sinal de chaveamento aplicado na porta do MOSFET.	106
Figura 112 – Corrente na entrada do conversor.	106
Figura 113 – Sinal de tensão e corrente na saída do conversor.....	107
Figura 114 – Corrente no diodo de grampeamento.	108
Figura 115 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.....	108
Figura 116 – Corrente no MOSFET.....	109
Figura 117 – Corrente no diodo de retificação.....	109

Figura 118 – Corrente na entrada do conversor.....	110
Figura 119 – Tensão no resistor colocado no dreno do MOSFET.	110
Figura 120 – Tensão aplicada na entrada do conversor.	111
Figura 121 – CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS}	111
Figura 122 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal com ponto); CH3: tensão no enrolamento de desmagnetização.....	112
Figura 123 - Tensão na saída do conversor.....	112

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Especificações de projeto para os conversores com indutores acoplados	40
Tabela 2 – Propriedades dos condutores.....	44
Tabela 3 – Parâmetros medidos dos indutores acoplados.....	46
Tabela 4 – Parâmetros do MOSFET.	47
Tabela 5 – Especificações de projeto para o conversor <i>Forward</i> modificado.	60
Tabela 6 – Propriedades dos condutores.....	62
Tabela 7 – Parâmetros do transformador.....	64
Tabela 8 – Componentes utilizados nos conversores com indutores acoplados.	67
Tabela 9 – Componentes utilizados no conversor <i>Forward</i> Modificado.	67
Tabela 10 – Comparação entre os rendimentos dos conversores.	113
Tabela 11 – Comparação entre o ganho de tensão simulado e experimental.....	114

Lista de Acrônimos

PEMFC - *Proton Exchange Membrane Fuel Cells*

ESR - *Equivalent Series Resistance*

Lí-Po - Lítio Polímero

NiCd - Níquel-Cádmio

NiMH - Níquel Metal Hidreto

Pb - Chumbo-ácido

IQSC - Instituto de Química de São Carlos

Sumário

CAPÍTULO 1.....	1
Introdução	1
1.1. Objetivo	3
1.2. Organização da Dissertação	3
CAPÍTULO 2.....	5
Célula a Combustível	5
2.1. Princípio de funcionamento.....	5
2.2. Modelagem da célula a combustível.....	8
2.2.1 Tensão de Nernst.....	9
2.2.2 Região de ativação	9
2.2.3 Região ôhmica	10
2.2.4 Região de concentração de massa	11
2.2.5. Carga de dupla camada e modelo completo	12
2.3. Curva de polarização de uma célula real.....	12
CAPÍTULO 3.....	15
Conversores CC-CC com alta elevação de tensão	15
CAPÍTULO 4.....	24
Escolha dos conversores e equacionamentos	24
4.1. Escolha dos conversores	24
4.2. Equacionamento dos conversores com indutores acoplados.....	29
4.2.1. Ganho de tensão.....	29
4.2.2. Projeto dos indutores acoplados.....	31
4.2.3. Indutor filtro de entrada	33
4.2.4. Perdas no núcleo magnético	34
4.2.5. Permeabilidade e queda na indutância.....	34
4.2.6. Perdas nos enrolamentos	35
4.2.7. Fator de acoplamento magnético	37
4.2.8. Cálculo capacitor de saída e do capacitor de entrada.....	39
4.2.9. MOSFET	39

4.2.10. Diodo	40
4.3. Cálculo dos componentes e medidas experimentais	40
4.3.1. Cálculo indutor acoplado	41
4.3.2. Cálculo das perdas nos enrolamentos	43
4.3.3. Cálculo das perdas magnéticas no núcleo	45
4.3.4. Cálculo do acoplamento magnético	46
4.3.5. Cálculo do indutor do filtro de entrada para o conversor proposto em (XU; CHEN, 2014)	46
4.3.6. Cálculo do capacitor do filtro de entrada e saída	46
4.3.7. Cálculo das perdas no MOSFET	47
4.3.8. Cálculo das perdas no diodo de saída	48
4.3.9. Cálculo das perdas totais	48
4.4. Equacionamento do conversor <i>Forward</i> modificado	48
4.4.1. Equacionamento geral dos modos de operação	49
4.4.2. Transformador	55
4.4.3. Indutor de saída	58
4.4.4. Capacitor de saída	58
4.4.5. MOSFET	59
4.4.6. Diodo	60
4.5. Cálculo dos componentes e medidas experimentais	60
4.5.1. Cálculo do transformador	60
4.5.2. Cálculo das perdas nos enrolamentos	62
4.5.3 Cálculo das perdas no núcleo	63
4.5.4. Cálculo do acoplamento magnético	64
4.5.5. Cálculo do indutor de saída	64
4.5.6. Cálculo do capacitor de saída	65
4.5.7. Cálculo das perdas no MOSFET	65
4.5.8. Cálculo das perdas no diodo de saída	65
4.5.9. Cálculo das perdas totais	66
4.6. Lista de componentes utilizados	66

CAPÍTULO 5..... 68

Resultados de simulação e resultados experimentais	68
--	----

5.1. Conversor proposto em (XU; CHEN, 2014)	69
5.1.1. Resultados de simulação	69
5.1.2. Resultados experimentais	72

5.2. Conversor A	75
5.2.1 Resultados de simulação	75
5.2.2. Resultados experimentais	80
5.3. Conversor B	83
5.3.1 Resultados de simulação	83
5.3.2. Resultados experimentais	88
5.4. Conversor C	91
5.4.1. Resultados de simulação	91
5.4.2 Resultados experimentais	96
5.5. Conversor D	98
5.5.1. Resultados de simulação	98
5.5.2. Resultados experimentais	103
5.6. <i>Forward</i> Modificado	105
5.6.1. Resultados de simulação	105
5.6.2 Resultados experimentais	110
5.7. Considerações Finais	114
CAPÍTULO 6.....	116
Conclusões	116
APÊNDICE A	119
Célula a combustível	119
A.1 Eficiência da célula combustível	119
A.2 Ligação em série	120
A.3 Consumo médio de Hidrogênio	120
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	122

Capítulo 1

Introdução

Em muitas aplicações é necessário utilizar conversores CC-CC com alto ganho de tensão, como uma interface entre uma fonte de energia de baixa tensão e a carga que deve operar em tensões mais elevadas. Na área de telecomunicações e na indústria de computadores, é comum utilizar uma bateria de baixa tensão, como fonte de energia para que o equipamento realize uma cópia de segurança de seus dados. Os conversores CC-CC utilizados nessas aplicações são essenciais para elevar a baixa tensão fornecida por estas baterias, para uma determinada tensão (DWARI; PARSA, 2011).

O crescente interesse por sistemas de geração distribuída, principalmente baseados em fontes de energia renováveis, tem impulsionado cada vez mais as pesquisas em conversores CC-CC com alto ganho de tensão. De fato, alguns destes sistemas trabalham com fontes de energia de baixa tensão, porém capazes de fornecer altas correntes, como: painéis fotovoltaicos, células a combustível e baterias. Para todos os exemplos mencionados, existe a necessidade de se elevar a tensão de tais fontes de energia até uma tensão contínua condizente que alimentará um inversor (SPIAZZI; BUSO, 2013).

Recentemente, a preocupação com o consumo de combustíveis fósseis tem crescido e as novas regulamentações visando a redução das emissões de dióxido

de carbono têm se tornado mais severas; com este cenário, o interesse por fontes renováveis de energia em geral tem crescido (TSENG; LIN, 2013).

De acordo com os autores supracitados, torna-se evidente a importância da continuidade dos estudos e pesquisas envolvendo fontes alternativas de energia, bem como conversores CC-CC capazes de operar com: alto ganho de tensão, baixos níveis de tensão de alimentação e baixa ondulação na corrente de entrada.

O intuito deste trabalho é analisar as topologias de conversores CC-CC que operaram com baixa tensão de entrada e com alto ganho de tensão, apresentadas na literatura. Com base neste estudo, com o auxílio de softwares de simulação e também através da implementação de alguns conversores CC-CC, pretende-se estabelecer uma comparação entre as topologias analisadas, de modo a levantar as que são mais adequadas para realizar a elevação da tensão de uma única célula a combustível, para um nível de tensão apropriado para carregar uma bateria do tipo chumbo-ácido com tensão nominal de 12 V. Todos os conversores são analisados em malha aberta, aplicando-se um fator de trabalho fixo, visto que o controle não é foco de estudo deste trabalho. No corpo do trabalho são discutidas as características eletroquímicas da célula combustível, bem como as exigências de projeto que o conversor deve atender.

O presente trabalho pode ser relevante na atualidade para o suprimento de tensões contínuas controladas a partir de fontes de energia de baixa tensão, podendo ser aplicado em uma gama considerável de projetos, como: no suprimento de energia para projetos embarcados, onde o conversor poderia condicionar a energia fornecida por uma única célula a combustível (ou outra fonte de energia de baixa tensão e alta corrente) para um nível de tensão padrão e controlado de 3,3 V, 5 V, 9 V ou 12 V, cargas de baterias em geral (Li-Po, NiCd, NiMH, Pb, etc) e carga de aparelhos eletrônicos portáteis. Para este trabalho em questão a tensão fornecida por uma única PEMFC está compreendida em uma faixa de 1,20 V a 0,55 V.

Com base no espaço amostral de artigos e publicações pesquisados, nota-se que não existem trabalhos com esta abordagem, visto que, a maioria das publicações que apresentam topologias de conversores CC-CC com alto ganho de tensão, tem como foco a utilização de fontes de energia com valores de tensão bem mais elevados do que as trabalhadas neste projeto. Os autores que trabalham com célula

a combustível, partem de um *stack* (associação em série de células) que fornece tensões contínuas entre 24 V e 40 V, sendo o objetivo destes autores, elevar tais tensões para valores próximos de 400 V, de modo a suprir um inversor que irá trabalhar de modo isolado ou conectado com a rede de energia elétrica. A utilização de apenas uma célula a combustível ao invés da associação em série delas, simplifica o projeto mecânico, que é relativamente complexo, e soluciona problemas de vazamentos de gases nas conexões entre células, problemas de perda de carga e conexões elétricas. Com a eliminação dos problemas mencionados, tende-se a reduzir consideravelmente o custo de produção desta fonte de energia.

1.1. Objetivo

O principal objetivo do presente trabalho é analisar e desenvolver conversores CC-CC capazes de elevar a tensão de uma única célula combustível (esta tensão é dependente da corrente que está sendo drenada pelo conversor e pode variar entre 0,55 V e 1,2 V) até uma tensão adequada para se realizar a carga de uma bateria chumbo-ácido, com tensão nominal de 12 V, de modo eficiente e com baixa ondulação na corrente de entrada do conversor.

Como objetivos específicos destacam-se:

- ✓ Analisar as topologias de conversores CC-CC mais adequadas para solucionar a problemática do trabalho;
- ✓ Comparar a eficiência de diferentes topologias por meio de simulação e implementação;
- ✓ Realizar o equacionamento dos conversores que não tenham modelos matemáticos bem definidos na literatura.

1.2. Organização da Dissertação

O presente trabalho apresenta a seguinte organização:

- ✓ O Capítulo 2 apresenta o princípio de funcionamento de uma célula a combustível, bem como os aspectos envolvendo a modelagem matemática da mesma;

- ✓ O Capítulo 3 apresenta uma revisão bibliográfica com várias topologias de conversores CC-CC que operam com alto ganho de tensão e alto rendimento;
- ✓ O Capítulo 4 apresenta os conversores CC-CC escolhidos para as implementações, bem como os principais equacionamentos e cálculos de projeto realizados antes das fases de simulação e implementação;
- ✓ O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos através de simulações e experimentos, no final do capítulo tais resultados são comparados;
- ✓ O Capítulo 6 apresenta as conclusões obtidas com a realização do trabalho e os possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

Célula a Combustível

2.1. Princípio de funcionamento

Células a combustível são dispositivos que convertem diretamente a energia química em energia elétrica, através de reações de oxidação e redução. Elas possuem uma alta densidade de energia, se comparadas com baterias, devido à densidade de energia do hidrogênio (MOSELEY, 2001).

A operação básica de uma célula a combustível de hidrogênio é simples. A primeira demonstração com uma célula a combustível foi feita pelo cientista William Grove, em 1839. A Figura 1a e 1b mostram os princípios observados por Grove. Na Figura 1a, a água está sofrendo eletrólise. Na Figura 1b, a fonte foi trocada por um amperímetro e notou-se uma pequena corrente fluindo, ou seja, ocorreu um processo reverso. O hidrogênio e o oxigênio estão se recombinando e uma corrente elétrica está sendo produzida. Outra forma de descrever este processo é dizer que o hidrogênio está sofrendo uma combustão (RAYMENT, 2003), esta reação é dada por:

Além de liberar energia na forma de calor, produz-se energia elétrica. Os experimentos apresentados nas Figura 1a e 1b demonstram os princípios básicos de funcionamento de uma célula a combustível, porém a corrente produzida neste caso

é muito pequena (algumas dezenas de miliampère). As principais razões para esta baixa corrente são:

- Pouca área de contato entre o gás, o eletrodo e o eletrólito - basicamente um pequeno anel onde o eletrodo emerge do eletrólito;
- A grande distância entre os eletrodos - o eletrólito oferece resistência para a corrente elétrica.

Figura 1 - Descrição do experimento de William Grove. Fonte: (MOSELEY, 2001).

Para superar estes problemas, os eletrodos são usualmente chapas, com uma fina camada de eletrólito, conforme ilustrado na Figura 2. A estrutura do eletrodo é porosa, para permitir a penetração do eletrólito que está de um lado do eletrodo e o gás que está do outro lado. Esta estrutura é montada para possibilitar o máximo contato entre o eletrodo, o eletrólito e o gás.

Para entender como a reação entre o hidrogênio e o oxigênio produz uma corrente elétrica, e de onde os elétrons surgem, é necessário analisar separadamente as reações que ocorrem em cada eletrodo. Estas reações variam com o tipo de célula a combustível. Para simplificar a análise, será escolhida uma célula bastante simples, baseada em eletrólito ácido, como a utilizada por Grove, a qual ainda é o tipo mais comum.

No ânodo de uma célula a combustível de eletrólito ácido, o gás hidrogênio é ionizado, liberando elétrons e criando íons H^+ (ou prótons).

Esta reação libera energia. No cátodo, o oxigênio reage com os elétrons provenientes do eletrodo e com íons H^+ do eletrólito, para formar água como subproduto.

Para que ambas as reações ocorram continuamente, elétrons produzidos no ânodo devem passar por um circuito elétrico para chegar até o cátodo, também é necessário que os íons H^+ passem pelo eletrólito. Como o eletrólito é um fluido ácido com íons H^+ livres, ele consegue atender a segunda exigência sem nenhuma restrição. Alguns polímeros também podem ser utilizados para permitir a passagem dos íons móveis H^+ , tais materiais são conhecidos como membranas para troca de prótons.

Comparando-se as equações (2) e (3), nota-se que duas moléculas de hidrogênio serão necessárias para cada molécula de oxigênio, para que o sistema permaneça em equilíbrio químico, estas reações também são apresentadas na Figura 2. Nota-se também que o eletrólito deve apenas permitir a passagem dos íons H^+ e não deve permitir a passagem dos elétrons.

Figura 2 – Reações na célula combustível com eletrólito ácido. Fonte: (MOSELEY, 2001).

2.2. Modelagem da célula a combustível

A relação entre a tensão e corrente que uma célula a combustível pode fornecer para um circuito elétrico é normalmente expressa através de uma curva de polarização. Conforme pode ser observado na Figura 3, à medida que o circuito elétrico drena uma maior corrente, a tensão nos terminais da célula diminui.

A curva de polarização de uma célula a combustível pode ser dividida em três regiões distintas: região de ativação, região ôhmica e região de concentração de massa. A tensão nos terminais de uma célula a combustível (V_{term}) pode ser expressa pela tensão de Nernst (E_{nernst}) subtraindo-se as quedas de tensão que ocorrem em cada uma das regiões de operação: região de ativação ($V_{\text{ativação}}$), região ôhmica (V_{ohm}) e de concentração de massa (V_{massa}), conforme mostra a equação (4).

$$V_{\text{term}} = E_{\text{nernst}} - V_{\text{ativação}} - V_{\text{ohm}} - V_{\text{massa}} \quad (4)$$

A Figura 3 mostra as três possíveis regiões de operação de uma célula a combustível.

Figura 3 – Curva de polarização de uma célula PEMFC

2.2.1 Tensão de Nernst

Relembrando o equacionamento desenvolvido para a célula a combustível com eletrólito ácido, sabe-se que as reações envolvidas são:

Consequentemente, a reação global da célula a combustível é dada por:

A variação da energia de Gibbs (ΔG^0) de uma reação redox relaciona-se com a diferença de potencial da célula (ΔE^0).

$$\Delta G^0 = -n_e F \Delta E^0 \quad (8)$$

Sendo n_e o número de elétrons envolvidos na reação, F a constante de Faraday e ΔE^0 o potencial termodinâmico de equilíbrio (na ausência de fluxo de corrente).

Para a reação global dada pela equação (7) a 25°C , $\Delta G^0 = -237 \text{ kJ/mol}$. Portanto, o potencial termodinâmico de equilíbrio da célula a combustível é:

$$\Delta E^0 = \frac{-\Delta G^0}{n_e F} = 1,23 \text{ V} \quad (9)$$

A tensão da célula a combustível corresponde à diferença de potencial dos eletrodos (cátodo e ânodo). Essa tensão, em condições de circuito aberto, é igual ao valor do potencial termodinâmico de equilíbrio. Quando existe circulação de corrente a tensão da célula a combustível desvia-se do potencial de equilíbrio, esse desvio em relação ao valor de equilíbrio é denominado de sobrepotencial.

2.2.2 Região de ativação

Uma das causas da existência do sobrepotencial é a velocidade finita das reações eletroquímicas que ocorrem nos eletrodos; em outras palavras, as reações eletroquímicas precisam de certo tempo para ocorrer; não são instantâneas. Em

meio ácido, a contribuição do sobrepotencial associada à cinética das reações é mais importante no cátodo, devido à cinética muito lenta da reação de redução do oxigênio. Uma determinada quantidade de energia é necessária para realizar a quebra e formação das moléculas envolvidas na reação química, a qual é fornecida pelos elementos combustíveis da célula. Com o aumento da velocidade das reações, aumenta-se o fluxo de gases na célula, o qual corresponde a um aumento na energia cinética fornecida pelos gases que é utilizada para quebrar e formar moléculas, reduzindo-se assim a queda de tensão na célula a combustível.

Por meio de experimentos, Tafel observou e reportou em 1905 que a sobre-tensão na superfície de um eletrodo apresenta um comportamento padrão e similar ao de uma grande variedade de reações químicas, devido a esta contribuição a curva relativa às perdas de ativação é chamada de curva de Tafel, esta curva apresenta um comportamento logarítmico como mostra a equação (10).

$$V_{\text{ativação}} = \frac{RT}{2\alpha F} \ln \left(\frac{i}{i_0} \right) \quad (10)$$

onde i_0 é a de densidade de corrente na qual a tensão de ativação deixa de ser nula, i representa a densidade de corrente para uma dada região de operação da célula. O coeficiente de transferência de carga (α), cujo valor varia entre 0 e 1, 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, R é a constante universal dos gases e T é a temperatura do sistema.

2.2.3 Região ôhmica

A queda de tensão na região ôhmica (equação (11)) apresenta característica linear, a qual é dependente da resistência dos contatos elétricos ($R_{\text{elétrica}}$) e da resistência da membrana (r_m) por onde fluem os prótons de Hidrogênio.

$$V_{\text{ohm}} = i(R_{\text{elétrica}} + r_m) \quad (11)$$

Alguns testes feitos com a membrana Nafion[®] mostram que a resistividade da membrana sofre variações de acordo com a corrente, temperatura, quantidade e a distribuição de água no seu interior. A resistência do Náfion[®] (o Náfion[®] é um polí-

mero condutor de prótons, fabricado pela DUPONT[®]) pode ser expressa pela expressão (12) obtida empiricamente por (MANN F., 2000).

$$r_m = \frac{181,6 \left[1 + 0,03 \left(\frac{i}{A} \right) + 0,062 \left(\frac{T}{303} \right)^2 \left(\frac{i}{A} \right)^{2,5} \right]}{\left[\lambda - 0,634 - 3 \left(\frac{1}{A} \right) \right] \exp \left[4,18 \left(\frac{T-303}{T} \right) \right]} \quad (12)$$

Em (12), A é a espessura da membrana e λ é um fator de correção que representa os efeitos da umidade relativa na membrana, taxa estequiométrica da reação do hidrogênio e oxigênio e o tempo de serviço da membrana. A variável λ apresenta valores compreendidos entre 0 e 23, conforme (MANN F., 2000).

2.2.4 Região de concentração de massa

A região de concentração de massa é resultado da resistência no transporte de massa dos gases. Para que seja possível suprir a demanda de corrente elétrica é necessário que os gases se movam com maior velocidade (LEE; LALK; APPLEBY, 1998), ou seja, a demanda por corrente elétrica é limitada pelo transporte dos gases.

Há um incremento no consumo de oxigênio e hidrogênio pela célula a combustível, à medida que a corrente drenada pela carga aumenta, de modo a resultar uma queda na pressão parcial dos reagentes nos eletrodos, devido à resistência dos fluidos nas tubulações. As perdas na região de concentração são agravadas de acordo com o grau de pureza dos gases que são injetados na célula a combustível, visto que a mudança na concentração dos reagentes causa uma redução na pressão parcial dos mesmos, reduzindo a eficiência da célula, portanto, quanto maior for o grau de pureza dos gases que alimentam a célula, maior será o rendimento da mesma (LARMINIE; DICKS, 2003).

Assim, a queda de tensão devido à concentração ou transporte de massa pode ser definida por (13), obtida em (LARMINIE; DICKS, 2003).

$$\Delta V_{\text{conc}} = -\frac{RT}{2F} \ln \left(1 - \frac{i}{i_l} \right) \quad (13)$$

onde i_l é a corrente limite de operação da célula para uma dada condição de operação.

2.2.5. Carga de dupla camada e modelo completo

A carga de dupla camada é um complexo e interessante fenômeno que ocorre nos eletrodos da célula a combustível, é importante conhecer este fenômeno para entender o comportamento dinâmico das células. O efeito de armazenamento de cargas 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 4), a qual está intrinsecamente ligada às perdas por ativação (R_{ativ}) e de concentração (R_{conc}) (NEHRIR; WANG, 2009), considerando que R_{ohm} é decorrente das perdas ôhmicas.

Figura 4 – Modelo completo da célula a combustível

2.3. Curva de polarização de uma célula real

Com a ajuda do IQSC, foi possível obter os dados necessários para se plotar a curva de polarização de uma célula a combustível real. Na Figura 5 é possível ob-

servar a curva de polarização, bem como a densidade de potência nos terminais de uma PEMFC.

Figura 5 – Curva de polarização (azul) e densidade de potência da célula a combustível (vermelho).

Através da curva experimental é possível observar as regiões de operação mencionadas anteriormente nesse Capítulo. Na Figura 5 é possível notar que a maior densidade de potência é de 0,58 W/cm^2 , a tensão nos terminais da célula nesse ponto de operação é de 0,40 V e a densidade de corrente é de 1,45 A/cm^2 .

A Figura 6 mostra a densidade de potência na entrada da célula, fornecida pela queima do hidrogênio, a densidade de potência obtida nos terminais da célula e o rendimento para as diferentes regiões de operação. Esse gráfico foi feito considerando um circuito fechado de hidrogênio, ou seja, considera-se que toda molécula de hidrogênio que é injetada na célula contribui para o fornecimento de dois elétrons.

Para o presente trabalho, optou-se por trabalhar na região linear da curva de polarização da célula, com uma densidade de corrente próxima de 0,75 A/cm^2 e tensão nos terminais de aproximadamente 0,60 V, nessa região de operação o rendimento da célula fica em torno de 40 %. Como se pode observar na Figura 6, para as regiões de maior densidade de potência, tem-se uma diminuição considerável no

rendimento da célula a combustível, além de reduzir consideravelmente a tensão nos terminais da mesma, prejudicando o rendimento do conversor CC-CC.

Figura 6 – Densidade de potência fornecida pelo H₂ (azul); densidade de potência nos terminais da célula (rosa) e rendimento para as diferentes regiões de operação (preto).

Capítulo 3

Conversores CC-CC com alta elevação de tensão

O conversor *boost* convencional em teoria pode alcançar uma alta elevação de tensão, porém na prática para se alcançar tal ganho de tensão é necessário operar com razões cíclicas elevadas, ou seja, o indutor do conversor *boost* terá apenas um pequeno intervalo de tempo para transferir a energia armazenada durante o período de condução da chave, desse modo, uma corrente pulsada de grande amplitude irá circular pelo diodo e capacitor de saída, agravando-se o problema de recuperação reversa do diodo, prejudicando-se a eficiência do conversor e causando sérios problemas de interferência eletromagnética. Outra desvantagem desse conversor é a tensão de bloqueio que a chave deve suportar, sendo esta igual à tensão de saída do conversor, conseqüentemente aumenta-se a resistência de condução do MOSFET que é proporcional ao quadrado da tensão de bloqueio (DWARI; PARSA, 2011). Deve-se armazenar o máximo de energia possível no campo magnético do indutor durante a condução da chave, portanto, deve-se drenar uma corrente elevada da fonte para se transferir uma energia considerável, tendo em vista a baixa tensão da fonte.

Devido às desvantagens citadas, fica evidente que um conversor *boost* convencional não consegue atender as exigências deste trabalho. Uma estratégia interessante para solucionar os problemas citados para este conversor é adotar a técnica

ca de elevação de tensão por meio do uso de indutores acoplados (DWARI; PARSA, 2011). Esta técnica é bastante difundida na literatura de conversores CC-CC e atualmente é possível encontrar dezenas de publicações que utilizam variações desta técnica. Conversores que utilizam indutores acoplados ou transformadores podem alcançar uma alta elevação de tensão, através do ajuste da razão entre os enrolamentos primário e secundário (WAI; DUAN, 2005; ZHAO; LEE, 2003). Entretanto, existe o problema da indutância de dispersão, que ocasiona grandes picos de tensão sobre os semicondutores do conversor, outro problema que aparece à medida que se aumenta a relação de transformação do indutor acoplado ou transformador é o aumento na ondulação da corrente de entrada do conversor (XU; CHEN, 2014).

Em (XU; CHEN, 2014) é proposto um conversor com alta elevação de tensão e livre de ondulação na corrente de entrada. Um *snubber* passivo é utilizado para reciclar a energia da indutância de dispersão e suprimir os picos de tensão sobre a chave.

Figura 7 - Conversor proposto em (Xu; Chen, 2014).

Em (TSENG; LIN, 2013) é proposto um conversor com alta elevação de tensão e alta eficiência. Um indutor acoplador com três enrolamentos (um enrolamento primário e dois secundários) e um circuito duplicador são utilizados para realizar a elevação de tensão, possibilitando desse modo, trabalhar com razões cíclicas (δ) não tão elevadas, mas maiores que 0,5. A energia de dispersão é reciclada para a saída, melhorando-se assim a eficiência do conversor, com um circuito de grampamento ativo consegue-se reduzir o stress de tensão da chave para valores substancialmente menores que a tensão de saída do conversor. Este conversor apresenta um baixo custo e uma alta eficiência na aplicação proposta pelo autor.

Figura 8 - Conversor proposto em (TSENG; LIN, 2013).

Já em (HUNG et al., 2011), o autor propõe um conversor CC-CC com alto ganho de tensão, que utiliza um indutor acoplado com três enrolamentos, um circuito duplicador de tensão e um capacitor de grampeamento para reduzir as solicitações de tensão na chave ativa. Os três enrolamentos do indutor acoplado, junto ao circuito duplicador de tensão permitem uma alta elevação de tensão, sem uma razão cíclica extremamente elevada ($0 \leq \delta \leq 0,6$). A energia da indutância de dispersão do indutor acoplado pode ser reciclada para um capacitor na saída do conversor quando a chave ativa está aberta, melhorando-se a eficiência do conversor. O princípio de elevação de tensão utilizado em (HUNG et al., 2011) apresenta similaridades com a proposta de (TSENG; LIN, 2013).

Figura 9 - Conversor proposto em (HUNG et al., 2011).

Em (HSIEH et al., 2012b) o autor apresenta um conversor com alta elevação de tensão, baseado na topologia *boost* com indutores acoplados. No conversor proposto a energia de dispersão do indutor é reciclada para um capacitor, de modo que

a tensão sobre a chave ativa fique grampeada, reduzindo-se significativamente os esforços de comutação, aumentando a eficiência do conversor. O autor utiliza o conceito de capacitores-chaveados para auxiliar na elevação de tensão do conversor, esta técnica consiste em carregar capacitores em paralelo e posteriormente descarregá-los em série. A tensão sobre os capacitores chaveados pode ser ajustada pela relação de espiras do indutor acoplado.

Figura 10 - Conversor proposto em (HSIEH et al., 2012b).

Em (KAO, 2013) o autor propõe um conversor com alta elevação de tensão, utilizando a técnica de indutores acoplados e capacitores chaveados, de forma análoga ao apresentado em (HSIEH et al., 2012a). A inovação do circuito proposto está no circuito de grampeamento ativo para reciclar a energia da indutância de dispersão e diminuir a solicitação sobre a chave. A indutância de dispersão pode ressoar com o capacitor de grampeamento, de modo a possibilitar o fechamento da chave sem tensão. Utilizando a técnica ZVS (*zero voltage switching*), consegue-se melhorar o rendimento do conversor (o autor obteve um rendimento máximo de 94,8 %). Portanto, o caminho para energia reciclada da indutância de dispersão é controlado através de uma chave ativa.

Figura 11 - Conversor proposto em (KAO, 2013).

Em (XU; CHEN; ZHOU, 2015) o autor propõem um conversor *boost* com indutores acoplados integrado com um conversor *flyback*, para se obter alto ganho de tensão e reduzido nível de ondulação na corrente de entrada do conversor. O alto ganho de tensão do conversor pode ser alcançado pelo ajuste da relação de espiras dos indutores acoplados. Para reduzir as solicitações de tensão sobre a chave, proveniente da indutância de dispersão, utiliza-se um *snubber* passivo, deste modo a energia da indutância de dispersão é reciclada e os picos de tensão sobre a chave são suprimidos.

Figura 12 - Conversor proposto em (XU; CHEN; ZHOU, 2015).

Em (LIANG et al., 2012) é apresentada uma nova estrutura, contendo um conversor *boost* com uma chave ativa. A função do indutor de entrada do conversor *boost* é realizada através da indutância de magnetização de um indutor acoplado, através do qual a célula *boost* é conectada em uma célula *forward*. O enrolamento secundário é integrado com um circuito com capacitores chaveados formado por dois capacitores e por dois diodos. O diodo retificador conecta a célula *forward* ao

capacitor de saída. A energia da indutância de dispersão é liberada da célula *boost* para o capacitor de saída, através de um diodo.

Figura 13 - Conversor proposto em (LIANG et al., 2012).

Em (DWARI; PARSA, 2011) os autores propõem a interligação de três conversores *boost* com indutores acoplados, cada conversor é tratado como uma célula, todas as células são operadas com a mesma frequência de chaveamento e com o mesmo fator de trabalho, porém cada célula é deslocada de $2\pi/n$ radianos elétricos, onde n é o número de células em paralelo. Devido à interligação dos conversores, a frequência observada na entrada e na saída do conversor é n vezes maior que a frequência de chaveamento. O conversor alcança alta eficiência (94,8 %) devido à reciclagem da energia das indutâncias de dispersão dos conversores, redução das solicitações de tensão na chave e diminuição do problema de recuperação reversa sobre os diodos de saída. É uma proposta interessante para aplicações que drenam correntes elevadas da fonte, visto que a energia que é processada é dividida pelos n conversores interligados, diminuindo-se a solicitação sobre cada conversor.

Figura 15 - Conversor proposto em (KWON; KWON, 2009).

O conversor proposto em (LI et al., 2012) é capaz de trabalhar com alto ganho de tensão e alta eficiência (rendimento em torno de 95 %), o autor utilizou dois indutores acoplados, cada indutor acoplado pode trabalhar no modo *flyback*, quando a chave principal está conduzindo e no modo *forward* quando esta mesma chave está bloqueada, deste modo o núcleo magnético é plenamente utilizado, aumentando-se a densidade de potência do conversor. O autor utiliza um circuito de grampeamento ativo, de modo que as chaves nos enrolamentos primários trabalhem com ZVS (*zero voltage switching*), diminuindo os esforços sobre as mesmas e aumentando a eficiência do conversor. Além das vantagens mencionadas, a corrente de entrada é distribuída pelos conversores interligados, os enrolamentos primários dos indutores acoplados fazem a fonte de tensão ter o comportamento de uma fonte de corrente, fazendo com que a ondulação da corrente de entrada seja minimizada.

Em (SOUZA et al., 2015) é proposto um conversor capaz de atingir um alto ganho de tensão, através da integração de um conversor Cuk clássico com células multiplicadoras de tensão. O conversor obtido através desta integração apresenta um alto ganho estático, baixa solicitação de tensão sobre os semicondutores e baixa ondulação na corrente de entrada e saída do conversor (devido à característica de fonte de corrente em ambos os casos). O ganho de tensão do conversor pode ser incrementado através da adição de células multiplicadoras de tensão.

Figura 16 - Conversor proposto em (SOUZA et al., 2015).

Em (SCHMITZ; COELHO; MARTINS, 2015) é proposto um conversor que emprega a técnica de indutores acoplados com a adição de duas células multiplicadoras de tensão, com o intuito de alcançar um alto ganho de tensão. As solicitações de tensão sobre os semicondutores são reduzidas e um circuito de grampeamento permite a reciclagem da energia proveniente das indutâncias de dispersão. A elevação de tensão é realizada carregando-se as células multiplicadoras de tensão em um semiciclo e descarregando-as em série no tempo restante, desse modo, as tensões dos elementos que armazenam energia são somadas. O rendimento do conversor é da ordem de 94 %.

Figura 17 - Conversor proposto em (SCHMITZ; COELHO; MARTINS, 2015).

Capítulo 4

Escolha dos conversores e equacionamentos

Baseando-se no estudo apresentado no Capítulo anterior, conclui-se que existem diversas topologias de conversores CC-CC que apresentam as características necessárias para solucionar a problemática do presente trabalho. Partindo-se do espaço amostral de conversores analisados, pretende-se estabelecer uma comparação entre algumas topologias de conversores, com a intenção de encontrar as mais adequadas, ou mesmo analisar a possibilidade de propor novas topologias.

4.1. Escolha dos conversores

Inicialmente optou-se por analisar algumas topologias que utilizam a técnica de elevação de tensão com indutores acoplados. Conforme já mencionado, existem outras topologias de conversores que podem ser utilizadas nesta aplicação, mas alguns autores escolhem trabalhar com topologias baseadas em elevação de tensão via indutores acoplados, devido ao bom desempenho, simplicidade, utilização de apenas um núcleo e apenas uma chave controlada.

Conversores que utilizam indutores acoplados ou transformadores podem alcançar um alto ganho de tensão pelo ajuste da relação de espiras, porém surge o problema das indutâncias de dispersão que causam grandes picos de tensão sobre as chaves, aumentando as solicitações de tensão sobre os semicondutores, prejudi-

cando a eficiência do conversor. O aumento da relação de espiras, para elevar o ganho de tensão, contribui também para o aumento da ondulação da corrente de entrada. Em (XU; CHEN, 2014) os autores propõem um conversor com alta elevação de tensão e livre de ondulações na corrente de entrada. Este conversor foi utilizado como ponto de partida para os testes práticos. No decorrer dos ensaios optou-se por realizar algumas modificações a fim de se tentar melhorar o desempenho do conversor original apresentado no artigo.

No circuito da Figura 18 é apresentado o conversor proposto em (XU; CHEN, 2014).

Figura 18 – Circuito proposto em (XU; CHEN, 2014).

Analisando-se o circuito da Figura 18, nota-se que o capacitor C_1 é utilizado para eliminar o ripple da corrente de entrada do conversor. Como a fonte de alimentação do conversor deste trabalho é uma célula a combustível, com tensão máxima de 1,2 V em circuito aberto e 0,55 V em operação, propõem-se mudar a posição do capacitor C_1 , colocando-o na entrada do conversor (Figura 19). Com a mudança proposta a tensão de isolamento deste componente poderá ser consideravelmente mais baixa. A capacitância efetiva do filtro de entrada com a mudança proposta é maior do que a alcançada em (XU; CHEN, 2014), visto que na nova proposta (Conversor A) não existe a associação em série de nenhuma outra capacitância.

A célula a combustível apresenta o comportamento similar ao de uma fonte de corrente para a faixa de polarização que será utilizada neste trabalho, desse modo, pode-se optar por eliminar o indutor de filtro na entrada do conversor, com esta mudança consegue-se reduzir consideravelmente o custo final do conversor (redução de 20,9 %), conforme será mostrado no próximo Capítulo. Com as mudanças propostas, bons resultados de rendimento e de ondulação na corrente de entrada do conversor foram alcançados, em relação à proposta de (XU; CHEN, 2014), conforme será mostrado no próximo Capítulo. Na Figura 19 é possível observar a primeira mudança proposta.

Figura 19 – Primeira proposta de modificação – Conversor A.

A segunda modificação proposta envolve o capacitor C_c . Na implementação realizada em (XU; CHEN, 2014), nota-se que o valor do capacitor de *snubber* é alto, pois a tensão sobre este componente é praticamente constante. Propõem-se agora reduzir o valor deste capacitor e colocar o diodo D_1 em paralelo com o mesmo (Figura 20).

Reduzindo o tamanho do capacitor C_c a fim de se reduzir a tensão sobre o mesmo quando a indutância do secundário do indutor acoplado é descarregada, fazendo C_c e D_1 atuarem como um *snubber* ativo consegue-se reduzir as perdas no chaveamento durante a abertura do MOSFET. Estas modificações são interessantes, pois melhoram a eficiência do conversor, além de reduzir o tamanho do capacitor C_c . Pode-se escolher o valor de C_c , de tal modo que sua tensão chegue a zero no fim de cada ciclo, desta forma, não seria mais necessário utilizar o diodo D_1 ,

mesmo assim, optou-se pelo uso deste componente por segurança, visto que as condições de operação podem variar.

Figura 20 – Segunda proposta de modificação – Conversor B.

Uma alteração interessante no circuito da Figura 20 é a mudança do circuito de *snubber*. Alterando a posição do diodo D_c e eliminando o capacitor C_c , chega-se no conversor da Figura 21. Esta modificação é citada em (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2006). Através da implementação desta nova topologia com o mesmo indutor acoplado utilizado nos experimentos descritos anteriormente, conseguiu-se uma melhora significativa na eficiência do conversor, chegando-se no rendimento experimental de 72,6%, conforme será visto adiante. Esta melhora no rendimento do conversor se deve à transferência de energia mais efetiva da indutância de dispersão para a saída do conversor, conforme será visto adiante com os resultados experimentais e simulados.

Figura 21 – Terceira proposta – Conversor C.

Aproveitando-se a estrutura do conversor implementado na Figura 21 e com apenas algumas modificações, consegue-se implementar um conversor *Flyback* (Figura 22), com o intuito de estabelecer uma nova comparação entre as topologias de conversores CC-CC que utilizam indutores acoplados. O conversor *flyback* montado para o experimento é apresentado na Figura 22. A energia da indutância de dispersão é reciclada para a saída do conversor através do diodo D_c , com esta mudança perde-se a vantagem da isolamento elétrica que o conversor *Flyback* convencional possui, porém consegue-se um melhor rendimento.

Figura 22 – Conversor *flyback* implementado – Conversor D.

Todos os conversores que foram apresentados nesta parte do trabalho utilizam a técnica de indutores acoplados para realizar a elevação de tensão, porém esta técnica apresenta como desvantagem a queda no fator de acoplamento magnético entre os indutores, devido à diminuição da permeabilidade relativa efetiva, causada pelo entreferro (sem a adição do entreferro de ar, o núcleo entra em saturação), deste modo, optou-se também por testar uma topologia com transferência direta de energia entre o enrolamento primário e secundário, ou seja, ao invés de armazenar energia no núcleo magnético em um semi-ciclo e liberá-la no próximo, faz-se a transferência direta de energia de um enrolamento para o outro. O conversor escolhido para testar este tipo de técnica foi baseado no conversor *Forward*, com uma alteração no circuito de desmagnetização (conforme mostra a Figura 23). Esse circuito de desmagnetização permite que se trabalhe com alto fator de trabalho de modulação, o que otimiza o uso do núcleo e minimiza as perdas, no entanto, este tipo

de operação obriga a desmagnetização do núcleo ocorrer em um pequeno intervalo de tempo. Para forçar esta rápida desmagnetização optou-se por aplicar a tensão de saída no enrolamento de desmagnetização (ao invés da tensão de entrada, como no conversor *Forward* convencional). Para aliviar os esforços de tensão sobre a chave, utiliza-se um circuito de grampeamento, para permitir a liberação da energia armazenada nas indutâncias de dispersão.

Figura 23 – Conversor *Forward* modificado.

onde:

$$n = \frac{N_s}{N_p}.$$

4.2. Equacionamento dos conversores com indutores acoplados

4.2.1. Ganho de tensão

O ganho de tensão do conversor proposto em (XU; CHEN, 2014) e para os conversores A, B e C podem ser deduzidos da mesma forma, se o fator de acoplamento magnético (k) dos indutores acoplados for considerado ideal ($k = 1$), pode-se desprezar os efeitos das indutâncias de dispersão. Utilizando-se o conceito de conservação de energia, conforme demonstrado em (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2006), tem-se que:

$$P_o = P_{in} \quad (14)$$

onde:

P_o - Potência na saída do conversor;

P_{in} - Potência na entrada do conversor.

$$P_{in} = V_{in} (I_{L_2} + (I_{L_1} + I_{L_2})\delta) = V_{in} I_{L_2} (1 + n\delta) = P_o = V_o (1 - \delta) I_{L_2} \quad (15)$$

onde:

$$\delta = \frac{t_{on}}{T};$$

n - razão entre o número de espiras do enrolamento secundário e primário.

Simplificando (15), tem-se a equação do ganho para os conversores citados:

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + n\delta}{1 - \delta} \quad (16)$$

O ganho apresentado é válido apenas nas condições supracitadas, porém na prática conforme será mostrado posteriormente é difícil alcançar o acoplamento magnético unitário, visto que quase sempre se faz necessário a adição de um entreferro de ar no núcleo para se limitar a densidade de fluxo magnético no mesmo e evitar a saturação, deste modo, não linearidades são consideradas no equacionamento destes conversores e a modelagem se torna mais complexa. Conforme demonstrado em (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2006), se algumas linearizações forem adotadas no equacionamento destes tipos de conversores, pode-se chegar à expressão (17) para o ganho de tensão do conversor C, esta expressão leva em conta os efeitos provocados pelo fator de acoplamento magnético.

$$M(\delta) = \frac{1 + n\delta}{1 - \delta} \cdot \frac{1 - 0,5a_1 i_o^*}{1 + 0,5a_2 i_o^*} \quad (17)$$

onde,

$$a_1 = \frac{n^2 (n\delta^2 + kn\delta - 1 - kn)(1 - k^2)}{\delta(1 - \delta)(n + 1)(1 + n\delta + kn - kn\delta)} \quad (18)$$

$$a_2 = \frac{n^2 (1 + n\delta)(1 - k^2)}{\delta(1 - \delta)^2 (n + 1)} \quad (19)$$

$$i_o^* = \left(\frac{L_1}{R_L T} \right) \quad (20)$$

T - período de chaveamento do MOSFET.

Através da equação (17) nota-se um aumento considerável da complexidade da expressão que rege o ganho do conversor. Não é o objetivo desta parte do trabalho explorar os fenômenos trazidos pelas não linearidades dos componentes, pretende-se nesta parte do trabalho fazer as demonstrações necessárias para se projetar os conversores. No próximo Capítulo serão mostrados os resultados obtidos através de simulações, adotando-se componentes com uma modelagem próxima ao encontrado na prática, onde será possível analisar de forma mais apropriada os efeitos produzidos pelas não linearidades de alguns componentes.

4.2.2. Projeto dos indutores acoplados

Partindo-se da lei de Ampère, sabe-se que:

$$\oint H dl = NI \approx H l_e \quad (21)$$

$$H \approx \frac{NI}{l_e} \quad (22)$$

onde,

H - intensidade do campo magnético;

N - número de espiras;

l_e - comprimento efetivo do núcleo;

I - corrente que flui pelas espiras.

Da lei de Faraday, sabe-se que a força eletromotriz (E) que é induzida em torno de um caminho fechado é igual à taxa de variação do fluxo de campo magnético na área interceptada por este caminho.

$$\Delta\lambda = \frac{1}{N} \int E dt \quad (23)$$

$$E = N \frac{d\lambda}{dt} = N A_e \frac{d\beta}{dt} \rightarrow \beta = \frac{\int E dt}{N A_e} \quad (24)$$

$$\Phi = N\lambda \quad (25)$$

onde,

Φ - fluxo concatenado por todas as espiras;

β - densidade de fluxo magnético;

λ - fluxo concatenado por cada espira;

N - número de espiras;

A_e - área efetiva do núcleo.

O fluxo em um indutor de indutância L é dado por:

$$\Phi = Li \quad (26)$$

Pela lei de Faraday, sabe-se que a tensão sobre um indutor de indutância L é regida pela equação:

$$v_L = L \frac{di}{dt} \quad (27)$$

Das equações (24), (25) e (26) deduz-se que:

$$N\beta A_e = Li \quad (28)$$

onde,

i - corrente instantânea que flui nas espiras.

Portanto, sabe-se que a densidade de fluxo máxima será alcançada para a corrente de pico do primário.

$$\beta_{MAX} = \frac{LI_p}{N_p \cdot A_e} \quad (29)$$

onde,

I_p - corrente de pico no primário;

N_p - número de espiras do enrolamento primário.

Como a maioria dos fabricantes de núcleos de ferrite expressa a indutância através do fator de indutância (A_L), a mesma pode ser equacionada como:

$$L = A_L N^2 \quad (30)$$

A corrente de pico do primário é dada por:

$$I_p = \frac{V_{in}}{L_p} \delta T \quad (31)$$

onde,

L_p - indutância do primário.

Substituindo (31) em (29), tem-se que:

$$\beta_{AC} = \frac{V_{in} \delta T}{N A_e} \quad (32)$$

4.2.3. Indutor filtro de entrada

Apenas o conversor proposto por (XU; CHEN, 2014) utiliza o indutor de filtro na entrada do conversor (L_{in}). A variação de corrente neste indutor é dada por:

$$\Delta i_{L_{in}} = (V_{in} - V_X) \frac{1}{L_{in}} \delta T \quad (33)$$

Isolando-se o valor da indutância, tem-se que:

$$L_{in} = (V_{in} - V_X) \frac{1}{\Delta i_{L_{in}}} \delta T \quad (34)$$

4.2.4. Perdas no núcleo magnético

Para se determinar as perdas no núcleo magnético os fabricantes geralmente fornecem um gráfico de perdas em função do pico da densidade de fluxo magnético, material do núcleo e frequência de chaveamento.

4.2.5. Permeabilidade e queda na indutância

Quando a corrente do primário é elevada e a densidade de fluxo se aproxima da saturação, a permeabilidade do núcleo diminui. A permeabilidade magnética é um parâmetro importante a se observar, visto que, uma diminuição na permeabilidade magnética causa também uma diminuição na indutância, conforme mostra a equação (35) (dimensões dadas em mm), esta equação é demonstrada em (DIXON, 2001). Se a indutância diminui, o pico da corrente no primário tende a aumentar, causando um novo aumento na densidade de fluxo, levando deste modo o núcleo para ainda mais próximo da saturação, ou seja, este efeito em avalanche pode levar o núcleo à saturação.

$$L = \frac{0,4\pi N^2 A_e 10^{-9}}{l_g \frac{l_e}{\mu}} \quad (35)$$

onde,

l_g - comprimento do entreferro de ar;

μ - permeabilidade do meio.

A Figura 24 mostra um gráfico da permeabilidade em função da força de magnetização de um núcleo que utiliza o material 3F3.

Figura 24 – Gráfico da permeabilidade magnética em função da força de magnetização. Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2013).

4.2.6. Perdas nos enrolamentos

A área necessária de um determinado condutor para uma aplicação específica é calculada através da corrente RMS que passará pelo condutor, dividida pela densidade de corrente deste condutor, porém para aplicações com chaveamento em alta frequência, deve-se levar em conta as perdas por efeito Joule causada pelo efeito pelicular.

À medida que a frequência aumenta a densidade de corrente (J) na superfície do condutor também aumenta e a densidade de corrente próxima do centro do condutor tende a diminuir, a Figura 25 mostra uma exemplificação do efeito pelicular. A corrente decresce exponencialmente de fora para dentro do condutor e a porção do condutor que está efetivamente conduzindo é reduzida, aumentando-se a resistência e as perdas (DIXON, 2001).

Figura 25 - Exemplificação do efeito pelicular

A profundidade de penetração da corrente em um determinado condutor é dada por (MCLYMAN, 2011):

$$\delta_{\text{skin}} = \sqrt{\frac{p}{\pi \mu f}} \quad (36)$$

Considerando um condutor de cobre, tem-se que:

$$\delta_{\text{skin}} \approx \frac{7,6}{\sqrt{f}} \quad (37)$$

onde,

p - resistividade do cobre em 100°C ;

μ - permeabilidade magnética;

f - frequência de chaveamento do MOSFET.

Sabendo-se a profundidade de penetração da corrente para uma determinada frequência de chaveamento, pode-se agora calcular a área de penetração da corrente no condutor, se $r_{\text{cond}} \geq \delta_{\text{skin}}$.

$$S_{\text{depth}} = \pi \cdot [r_{\text{cond}}^2 - (r_{\text{cond}} - \delta_{\text{skin}})^2] \quad (38)$$

Uma vez determinada a profundidade de penetração, pode-se agora determinar a razão entre a resistência devido às partes contínua e alternada.

$$\mathfrak{R} = \frac{S_{\text{cond}}}{S_{\text{depth}}} \quad (39)$$

Considerando as componentes contínuas e alternadas, pode-se agora estimar a resistência total do condutor.

$$R_{\text{cc-ca}} = R_{\text{cc}} \cdot \mathfrak{R} \quad (40)$$

Para resolver o problema do efeito pelicular, pode ser necessário utilizar múltiplos condutores em paralelo, até alcançar a área necessária para conduzir a corrente requerida.

onde,

r_{cond} - raio do condutor;

S_{cond} - área do condutor;

R_{cc} - resistência elétrica oferecida pelo condutor para uma corrente puramente CC.

4.2.7. Fator de acoplamento magnético

Considerando os indutores acoplados apresentados na Figura 26, pode-se denominar a indutância de primário com o enrolamento secundário em aberto, representado por L_1 e a indutância do secundário com o enrolamento primário em aberto representado por L_2 . O fator de acoplamento de acoplamento magnético entre os enrolamentos é denominado k .

Figura 26 – Representação do indutor acoplado com fator de acoplamento k .

Na Figura 27 é apresentado um modelo do indutor acoplado, levando-se em conta as indutâncias de dispersão, indutância de magnetização e as resistências dos enrolamentos. Sendo:

L_{S1} - indutância de dispersão do primário;

L_{S2} – indutância de dispersão do secundário;

L_m - indutância de magnetização.

Como a indutância de dispersão está representada no circuito primário, esta pode ser refletida para o circuito secundário através do transformador T1. Este último por sua vez, é um transformador ideal e possui a relação de transformação de tensão dada por $\bar{a}$, ou seja, a tensão no secundário é $\bar{a}$ vezes a tensão de entrada. Portanto, a indutância total do secundário é dada por:

$$L_2 = L_{S2} + \bar{a}^2 L_m \quad (41)$$

Figura 27 – Modelo do indutor acoplado.

Consegue-se agora estabelecer as seguintes relações:

$$L_{s1} = (1-k) L_1 \quad (42)$$

$$L_{s2} = (1-k) L_2 \quad (43)$$

$$L_m = kL_1 = k \frac{L_2}{\bar{a}^2} \quad (44)$$

$$\bar{a}^2 = \frac{L_2}{L_1} \quad (45)$$

$$k^2 = 1 - \frac{L_2'}{L_2} = 1 - \frac{L_1'}{L_1} \quad (46)$$

onde,

L_1' – é a indutância medida no primário com o secundário em curto;

L_2' – é a indutância medida no secundário com o primário em curto.

Figura 28 – Indutância do circuito primário com o circuito secundário em curto (a) e indutância do circuito secundário com o circuito primário em curto (b).

4.2.8. Cálculo capacitor de saída e do capacitor de entrada

A corrente no capacitor de saída (C_o) é dada por:

$$i_{C_o} = C_o \frac{dV_o}{dt} \quad (47)$$

Isolando-se a capacitância, tem-se que:

$$C_o = \frac{i_{C_o} \Delta t}{\Delta V_o} \quad (48)$$

O capacitor de saída deve ser capaz de suprir a corrente drenada pela carga (I_o) durante o período em que a chave está conduzindo, deste modo pode-se substituir Δt pelo período de tempo em que a chave permanece em condução.

$$C_o = \frac{I_o \delta}{f \Delta V_o} \quad (49)$$

O cálculo do capacitor de entrada é análogo ao demonstrado para o capacitor de saída, porém para efeito de cálculo será considerado que durante o período de tempo em que o MOSFET está conduzindo, o banco de capacitores de entrada deve ser capaz de fornecer 80% da corrente eficaz de entrada, com esta consideração, chega-se em:

$$C_{in} = \frac{0,8 I_{in} \delta}{f \Delta V_{in}} \quad (50)$$

4.2.9. MOSFET

A potência dissipada no MOSFET é dada pela soma da potência dissipada na condução e da potência dissipada na comutação, respectivamente:

$$P_{cond} = R_{ds(on)} I_{Mef}^2 \quad (51)$$

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I_{Mmax} V_{in} \quad (52)$$

onde,

$R_{ds(on)}$ - resistência elétrica oferecida pela chave, quando em condução;

t_r - tempo que o MOSFET leva para entrar em condução;

t_f - tempo que o MOSFET leva para sair da condução;

I_{Mef} - corrente eficaz no MOSFET;

f_s - frequência de chaveamento;

I_{Mmax} - corrente máxima drenada pelo MOSFET.

4.2.10. Diodo

A potência dissipada nos diodos é dada principalmente pela dissipação nos momentos de condução, neste cálculo serão desprezadas as perdas por comutação. A potência dissipada no diodo na condução é dada por:

$$P_d \approx V_{dir} I_d \quad (53)$$

V_{dir} - tensão no diodo, quando em condução;

I_{dmed} - corrente média que passa pelo diodo.

4.3. Cálculo dos componentes e medidas experimentais

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada	0,65 V
Tensão de saída	13,0 V
Corrente eficaz primário	15 A
Corrente pico no primário	30 A
Fator de trabalho	0,7
Carga aplicada na saída do conversor	27 Ω
Frequência de chaveamento	20 kHz

Tabela 1 – Especificações de projeto para os conversores com indutores acoplados

4.3.1. Cálculo indutor acoplado

O núcleo utilizado para montar o indutor acoplado é do tipo EDT 39/16/10 N97, com 125 mm² de área efetiva e 0,15 mm de entreferro de ar e fator de indutância AL = 750 nH. Este núcleo foi obtido mediante algumas iterações de cálculos com diferentes núcleos.

Utilizando (31), consegue-se calcular a indutância do primário.

$$L_p = \frac{V_{in}}{I_p} \delta T = \frac{0,65}{30} 0,7 \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 0,75 \mu H$$

Conhecendo-se o fator de indutância do núcleo consegue-se calcular o número de espiras necessário para alcançar a indutância do primário.

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{AL}} = \sqrt{\frac{0,75\mu}{750 \cdot 10^{-9}}} = 1$$

Consegue-se agora calcular a máxima densidade de fluxo magnético.

$$\beta_{MAX} = \frac{L \cdot I_p}{A_e \cdot N_p} = \frac{0,75\mu \cdot 30}{125\mu \cdot 1} \simeq 180 \text{ mT}$$

Utilizando-se (16) consegue-se determinar o número de espiras do secundário.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+n \cdot D}{1-D} \rightarrow n = 11,7$$

Portanto, o secundário deve possuir 12 espiras.

Figura 29 – V_o x Razão cíclica. $V_{in} = 0,60$ V.

Os gráficos da Figura 29 plotados através de (16) mostram a tensão na saída do conversor para diferentes valores de razão cíclica e para diferentes relações de espiras entre o enrolamento secundário e primário, estes gráficos foram plotados considerando um fator de acoplamento magnético ideal ($k = 1$). Os cálculos feitos nesta parte do trabalho adotam o fator de acoplamento magnético unitário, com o intuito de simplificar os cálculos. A tensão na entrada do conversor utilizada para plotar estes gráficos é igual a 0,60 V, de acordo com a explicação abordada na seção 2.3 do Capítulo 2. As simulações feitas no próximo Capítulo levarão em conta o fator de acoplamento magnético encontrado na prática.

Para o conversor C, existe uma dedução do ganho de tensão com fator de acoplamento magnético diferente da unidade, apenas com o intuito de observar os efeitos do fator de acoplamento a Figura 30 e Figura 31 mostram os gráficos plotados através de (17).

Figura 30 - V_o x Razão cíclica. $V_{in} = 0,60$ V.

Figura 31 - V_o x Razão cíclica x n. $V_{in} = 0,60$ V.

4.3.2. Cálculo das perdas nos enrolamentos

De acordo com (37), sabe-se que a profundidade de penetração da corrente no condutor é dada por:

$$\delta_{skin} \approx \frac{7,6}{\sqrt{f}} = \frac{7,6}{\sqrt{20 \cdot 10^3}} = 0,537 \text{ mm}$$

A profundidade de penetração calculada é superior ao raio dos condutores escolhidos, portanto pode-se considerar que a área de penetração da corrente é igual à área do condutor:

$$\mathfrak{R} = \frac{S_{\text{cond}}}{S_{\text{depth}}} = 1$$

Deste modo, pode-se considerar que:

$$R_{\text{cc-ca}} = R_{\text{cc}}$$

Este mesmo resultado pode ser obtido se outra forma de cálculo for empregada, em (DIXON, 2001) os autores propõem outro método de cálculo para as resistências dos condutores, porém o resultado final é equivalente ao encontrado nesta seção.

Na Tabela 2 pode-se observar algumas propriedades dos condutores escolhidos.

Fio [AWG]	Resistência [ohm/km]	Diâmetro condutor [mm]	Comprimento [mm]	Nº Condutores em paralelo	R_{cc} [ohm]
34	846	0,1601	200	320	0,0005
24	85	0,5106	2353	0	0,2

Tabela 2 – Propriedades dos condutores.

Levando-se em conta o efeito pelicular, optou-se por utilizar um fio de *Litz*, com 320 fios AWG 34 em paralelo para o enrolamento primário e um fio AWG 24 para o secundário. Utilizando-se a equação (40), consegue-se estimar as perdas nos enrolamentos primário e secundário, respectivamente:

$$R_1 = R_{\text{cc1}} = \frac{846 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{320} = 0,00053 \, \Omega$$

$$R_2 = R_{\text{cc2}} = 85 \cdot 2353 \cdot 10^{-6} = 0,2 \, \Omega$$

$$P_1 = R_1 I_1^2 = 0,00053 \cdot 15^2 = 0,12 \, \text{W}$$

$$P_2 = R_2 \cdot I_2^2 = 0,2 \cdot 0,48^2 = 0,046 \, \text{W}$$

Onde:

R_1 e R_2 - são as resistências dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente, levando-se em conta o efeito pelicular.

I_1 e I_2 - são as correntes RMS no enrolamento primário e secundário, respectivamente.

Como o raio dos condutores é menor do que a profundidade de penetração da corrente (pelo efeito pelicular) pode-se considerar que a resistência efetiva dos condutores é a resistência intrínseca do condutor para uma corrente contínua.

4.3.3. Cálculo das perdas magnéticas no núcleo

Analisando-se o gráfico de perdas no núcleo dado pelo fabricante EPCOS, estima-se que nas condições de operação calculadas (máxima densidade de fluxo magnético, frequência de chaveamento e temperatura de 25 °C), tem-se uma perda em torno de 85 kW/m³, multiplicando este valor pelo volume do núcleo ETD 39/16/10, tem-se uma perda em torno de 0,98 W.

Figura 32 – Gráfico de perdas do núcleo magnético.

4.3.4. Cálculo do acoplamento magnético

O cálculo do fator de acoplamento é feito com base na equação (46), conforme já demonstrado neste trabalho. Medindo-se a indutância do enrolamento secundário com o enrolamento primário em aberto e posteriormente, medindo-se a indutância do enrolamento secundário com o enrolamento primário em curto é possível calcular o fator de acoplamento do indutor acoplado, para o núcleo utilizado neste experimento, obteve-se um fator de acoplamento de 0,80. A Tabela 3 apresenta os parâmetros utilizados para calcular o fator de acoplamento magnético, os dados foram obtidos com um indutímetro.

Parâmetro	Valor medido
L_1	0,75 μH
L_2	122,7 μH
L_2'	27 μH

Tabela 3 – Parâmetros medidos dos indutores acoplados.

4.3.5. Cálculo do indutor do filtro de entrada para o conversor proposto em (XU; CHEN, 2014)

De acordo com (34), o valor do indutor de entrada é dado por:

$$L_{in} = (V_{in} - V_x) \frac{1}{\Delta i_{L_{in}}} \delta T = (0,65 - 0,60) \cdot \frac{1}{1} \cdot 0,7 \cdot \frac{1}{20000} = 1,75 \mu\text{H}$$

O indutor montado para este conversor tem uma indutância de 3,00 μH . Adotou-se uma ondulação máxima de corrente de 1,00 A e variação de tensão de 0,05 V.

4.3.6. Cálculo do capacitor do filtro de entrada e saída

De acordo com (49), o valor do capacitor de saída é dado por:

$$C_o = \frac{I_o \delta}{f \Delta V_o} = \frac{0,48 \cdot 0,7}{20000 \cdot 0,05} = 336 \mu\text{F}$$

O valor da variação de tensão na saída do conversor foi adotado igual a 0,05 V.

De acordo com (50) o valor do capacitor de entrada é dado por:

$$C_{in} = \frac{0,8I_{in}\delta}{f\Delta V_{in}} = \frac{0,8 \cdot 15 \cdot 0,7}{20000 \cdot 0,05} = 8400 \mu F$$

O valor da variação de tensão na entrada do conversor foi adotado igual a 0,05 V.

Na prática utilizou-se um banco de capacitores formado por 10 capacitores de 1000 μF , os capacitores utilizados são adequados para operar em conversores CC-CC. A principal vantagem de se utilizar um banco com capacitores em paralelo é a redução da ESR total em relação ao uso de apenas um capacitor com o valor calculado.

4.3.7. Cálculo das perdas no MOSFET

Para elevar a eficiência do conversor é interessante escolher componentes que apresentem baixas perdas. O MOSFET escolhido para as implementações é o componente IRFS 7430. Este MOSFET apresenta os parâmetros mostrados na Tabela 4:

Parâmetro	Valores
$R_{ds(on)}$	0,55 m Ω
t_r	79 ns
t_f	93 ns

Tabela 4 – Parâmetros do MOSFET.

As perdas no MOSFET podem ser calculadas através das equações (51) e (52).

$$P_{cond} = R_{ds(on)} \cdot I_{Mef}^2 = 0,124 \text{ W}$$

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I_{Mmax} V_{in} = 0,034 \text{ W}$$

4.3.8. Cálculo das perdas no diodo de saída

Optou-se por utilizar o diodo *Schottky* PMEG3050EP. Calculando-se as perdas neste componente conforme descrito em (53), tem-se que:

$$P_d \approx V_{dir} I_d = 0,3 \cdot 0,48 = 0,144 \text{ W}$$

4.3.9. Cálculo das perdas totais

O cálculo com as perdas totais mostrado neste item, leva em conta apenas as principais perdas envolvidas no projeto do conversor, algumas perdas foram negligenciadas, pois na teoria devem apresentar valores irrelevantes. Para efeito de cálculo serão somadas as perdas no MOSFET, no diodo de saída, no enrolamento dos indutores acoplados e no núcleo magnético. Somando-se estas perdas chega-se no valor 1,45 W. Portanto, em teoria estes conversores não devem alcançar um rendimento superior a 85 %. Na prática o rendimento ficou abaixo deste valor por conta do baixo fator de acoplamento magnético dos indutores acoplados que não foi contabilizado nestes cálculos, conforme será visto no Capítulo 5.

4.4. Equacionamento do conversor *Forward* modificado

Figura 33 – Esquemático do conversor *Forward* modificado

4.4.1. Equacionamento geral dos modos de operação

Para o conversor *Forward* modificado (Figura 33) observa-se a existência de seis modos de operação, estes modos podem ser divididos da seguinte forma:

Modo 1 – A chave M1 está em condução

Modo 1.1

Neste modo de operação, a chave M1 inicia a condução, os diodos D4 e D3 estão reversamente polarizados, o diodo D1 está conduzindo (operando em roda livre) e D2 entra em condução. O diagrama esquemático desse modo de operação é mostrado na Figura 34.

Figura 34 – Modo 1.1

Modo 1.2

Neste modo de operação, a chave permanece fechada, os diodos D4 e D3 permanecem reversamente polarizados, o diodo D1 terminou sua operação de roda livre e se encontra reversamente polarizado e o diodo D2 permite a transferência de energia do transformador para a carga e para o filtro de saída composto por L_1 e C_o . O diagrama esquemático deste modo de operação é mostrado na Figura 35.

Figura 35 – Modo 1.2

Modo 2 – A chave está bloqueada

Modo 2.1

Neste modo de operação, o MOSFET para a condução, o diodo D4 entra em condução para permitir a descarga da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador, limitando assim a tensão sobre o dreno do MOSFET, D3 entra em condução para iniciar a desmagnetização do núcleo, D1 entra em condução (operando em roda livre) e D2 está reversamente polarizado.

Modo 2.2

Nesse modo de operação, o MOSFET permanece bloqueado, D4 está aberto, pois a energia da indutância de dispersão do transformador já foi completamente descarregada, D2 permanece bloqueado, D3 permanece conduzindo, permitindo a desmagnetização do núcleo e D1 permanece conduzindo (operando em roda livre).

Modo 2.3

Nesse modo de operação, o MOSFET permanece aberto, os diodos D4 e D2 permanecem abertos, D3 está bloqueado visto que a energia armazenada na indutância de magnetização foi completamente descarregada e D1 permanece conduzindo (operando em roda livre).

Considerações para o equacionamento do conversor:

1. O MOSFET e todos os diodos serão considerados chaves ideais;

2. Os capacitores C_1 e C_o serão considerados grandes o suficiente para manter a tensão de entrada (V_{in}) e a tensão de saída (V_o) com valores constantes;
3. O fator de acoplamento do transformador (k) apresenta valor próximo de 1, permitindo-se assim negligenciar os modos de operação 1.1 e 2.1, sem acrescentar erros relevantes para os cálculos.
4. Na transição de um modo de operação para outro será considerado como corrente inicial em determinada malha a corrente final do modo de operação anterior. Exemplo: A corrente $i_1(0)$ do modo 2.2 é igual à corrente i_1 final do modo 1.2.
5. A Figura 36 mostra a divisão dos tempos entre os modos de operação.

Figura 36 – Divisão dos períodos de operação do conversor

Equacionamento do modo 1.2

A Figura 37 apresenta o circuito no modo de operação 1.2, com todas as impedâncias do circuito refletidas para o primário.

Figura 37 – Modo 1.2 – Impedâncias refletidas para o primário

De acordo com o circuito da Figura 37 consegue-se deduzir as seguintes equações:

$$i_{in}(t) = i_1(t) + i_m(t) \quad (54)$$

$$i_1(t) = i_L(t) + i_c(t) \quad (55)$$

$$v_{in}(t) = L_m \frac{di_m(t)}{dt} \quad (56)$$

$$i_L(t) = \frac{v_o(t)}{\frac{R_L}{n^2}} \quad (57)$$

$$i_c(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} n^2 \quad (58)$$

$$v_{in}(t) - v_o(t) = \frac{L_1}{n^2} \frac{di_1(t)}{dt} \quad (59)$$

$$\frac{di_1(t)}{dt} = (V_{in}(t) - V_o(t)) \frac{n^2}{L_1} \quad (60)$$

Supondo $v_o(t)$ e $v_{in}(t)$ constantes e iguais a V_o e V_{in} respectivamente, tem-se que:

$$i_1(t) = \frac{n^2}{L_1} (V_{in} - V_o) t + i_1(0) \quad (61)$$

Como resultado da integração de (56), tem-se:

$$i_m(t) = \frac{V_{in}}{L_m} t + i_m(0) \quad (62)$$

Modo 2.2

De acordo com o circuito da Figura 38,

$$i_3(t) + i_1(t) = i_c(t) + i_L(t) \quad (63)$$

$$L_{m3} \frac{di_3(t)}{dt} = -v_o(t) \quad (64)$$

$$L_1 \frac{di_1(t)}{dt} = -v_o(t) \quad (65)$$

Figura 38 – Esquemático Modo 2.2.

Considerando (64) e (65):

$$i_3(t_1) = \frac{-V_o}{L_{m3}} t_1 + i_3(0) \quad (66)$$

$$i_1(t_1) = \frac{-V_o}{L_1} t_1 + i_1(0) \quad (67)$$

$$i_c(t_1) = i_3(t_1) + i_1(t_1) - \frac{V_o}{R_L} \quad (68)$$

Modo 2.3

Figura 39 – Esquemático Modo 2.3.

$$i_1(t_2) = \frac{-V_o}{L_1} t_2 + i_1(0) \quad (69)$$

$$i_c(t_2) = i_1(t_2) - \frac{V_o}{R_L} \quad (70)$$

Retomando ao Modo 1.2 de operação e aplicando-se os tempos de operação, tem-se que:

$$i_1(\delta T) = \frac{n^2}{L_1}(V_{in} - V_o)\delta T + i_1(\text{modo 2.3}) \quad (71)$$

$$i_m(\delta T) = \frac{V_{in}}{L_m}\delta T \quad (72)$$

Retomando ao Modo 2.2, para garantir a desmagnetização total do núcleo, a corrente do terceiro enrolamento deve ser nula no instante t_1 , dessa forma, o tempo t_x pode ser obtido por:

$$\begin{aligned} i_3(t_x) = 0 &= \frac{-V_o}{L_{m3}}t_x + \frac{V_{in}}{L_m}\delta T \\ \therefore t_x &= \frac{V_{in}}{L_m}\delta T \frac{L_{m3}}{V_o} \end{aligned} \quad (73)$$

$$i_1(t_x) = \frac{-V_o}{L_1}t_x + \frac{n^2}{L_1}(V_{in} - V_o)\delta T + i_1(\text{modo 2.3}) \quad (74)$$

Aplicando-se o valor de t_x em (74), obtém-se:

$$i_1(t_x) = \frac{-V_{in}}{L_1 L_m}\delta T L_{m3} + \frac{n^2}{L_1}(V_{in} - V_o)\delta T + i_1(\text{modo 2.3})$$

Retomando para o modo de operação 2.3, tem-se que:

$$i_1(t_y) = \frac{-V_o}{L_1}t_y + i_1(0) \quad (75)$$

onde,

$$t_y = T - (\delta T + t_x)$$

$$\therefore t_y = T - \left(\delta T + \frac{V_{in}}{L_m} \delta T \frac{L_{m3}}{V_o} \right) \quad (76)$$

Aplicando-se o valor obtido em (76) na equação (75), obtêm-se:

$$i_l(t_y) = -\frac{V_o}{L_1} \left(T - \left(\delta T + \frac{V_{in}}{L_m} \delta T \frac{L_{m3}}{V_o} \right) \right) + \frac{-V_{in}}{L_1 L_m} \delta T L_{m3} +$$

$$\frac{n^2}{L_1} (V_{in} - V_o) \delta T + i_l(\text{modo 2.3 iteração anterior}) \quad (77)$$

$$i_c(t_y) = i_l(t_y) - \frac{V_o}{R_L} \quad (78)$$

4.4.2. Transformador

De acordo com os modos de operação apresentados, nota-se que o circuito de desmagnetização estará ativo apenas quando o MOSFET não estiver conduzindo, desse modo, durante a condução do mesmo o conversor modificado apresentará o mesmo comportamento de um conversor *Forward* convencional.

Partindo-se da lei de Faraday, tem-se que:

$$Edt = Nd\Phi \quad (79)$$

$$\therefore V_{in} \delta T = N_p \Delta B A_e \quad (80)$$

Portanto para determinar o número de espiras do primário, isola-se a variável

N_p :

$$N_p = \frac{V_{in \min} \delta_{\max}}{A_e \Delta B f} \quad (81)$$

Figura 40 – Esquemático núcleo magnético.

A tensão de saída do conversor é dada por:

$$V_O = (V_S - V_{F2})\delta \quad (82)$$

onde,

V_S - Tensão no secundário do transformador;

V_{F2} - Queda de tensão no diodo D2.

Para se obter o número de espiras do secundário (N_S), pode-se utilizar a relação de espiras do transformador, aplicando esta relação em (82), obtém-se:

$$V_O = V_{in}\delta \frac{N_S}{N_P} - V_{F2}\delta \quad (83)$$

Isolando-se N_S em (83), tem-se que:

$$N_S = N_P \left(\frac{V_O + V_{F2}\delta_{\max}}{V_{in\min}\delta_{\max}} \right) \quad (84)$$

Para analisar o circuito de desmagnetização do conversor Forward modificado pode-se considerar o acoplamento entre a indutância do enrolamento primário (L_P) e a indutância do enrolamento de desmagnetização N3 (L_D), conforme mostra a Figura 41.

Figura 41 – Esquemático acoplamento entre o enrolamento primário e de desmagnetização.

Considerando corrente inicial nula no primário,

$$i_{L_p}(0) = 0$$

No final do período de chaveamento, tem-se a corrente no primário:

$$i_{L_p}(\delta T) = \frac{V_{in}}{L_p} \delta T \quad (85)$$

A corrente no secundário no instante $t = \delta T$:

$$i_{L_s}(\delta T) = i_{L_p}(\delta T) \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (86)$$

Para que ocorra a desmagnetização completa do núcleo é necessário que:

$$i_{L_s}(T) = 0$$

Portanto, a variação de corrente na indutância de desmagnetização é:

$$\Delta i_{L_D} = (1 - \delta) T \frac{V_o}{L_D} = \frac{V_{in}}{L_p} \delta T \sqrt{\frac{L_p}{L_D}} \quad (87)$$

Utilizando-se o conceito de fator de indutância (A_L), tem-se que:

$$L_p = A_L N_p^2 \quad (88)$$

$$L_D = A_L N_3^2 \quad (89)$$

Substituindo-se (88) e (89) em (87):

$$(1-\delta)T \frac{V_o}{N_3^2} = \frac{V_{in}}{N_p^2} \delta T \sqrt{\frac{N_p^2}{N_3^2}} \quad (90)$$

Simplificando (90):

$$N_3 = \frac{(1-\delta) V_o N_p}{V_{in} \delta} \quad (91)$$

4.4.3. Indutor de saída

A variação de corrente no indutor de saída (L_1) é:

$$\Delta i_{L_1} = \left(\frac{N_s}{N_p} V_{in} - V_o \right) \frac{1}{L_1} \delta T \quad (92)$$

Isolando-se L_1 em (92):

$$L_1 = \left(\frac{N_s}{N_p} V_{in} - V_o \right) \frac{1}{\Delta i_{L_1}} \delta T \quad (93)$$

4.4.4. Capacitor de saída

A corrente no capacitor de saída (C_o) é dada por:

$$i_{C_o} = C_o \frac{dV_o}{dt} \quad (94)$$

Isolando-se a capacitância, tem-se que:

$$C_o = \frac{i_{C_o} \Delta t}{\Delta V_o} \quad (95)$$

O capacitor de saída deve ser capaz de suprir a corrente drenada pela carga (I_o) durante o período em que a chave não está conduzindo, deste modo pode-se substituir Δt pelo período de tempo em que a chave não está em condução.

$$C_o = \frac{I_o(1-\delta)}{f \Delta V_o} \quad (96)$$

4.4.5. MOSFET

A maior tensão aplicada sobre o MOSFET ocorre no instante em que o mesmo deixa de conduzir, neste instante a tensão aplicada sobre a chave é igual à tensão da célula a combustível, somada com a tensão refletida pelo enrolamento de desmagnetização:

$$V_{DS_{MAX}} = V_{in} + \frac{N_p}{N_D} V_O \quad (97)$$

Para elevar a eficiência do conversor é interessante escolher componentes que apresentem baixas perdas. O MOSFET escolhido para as implementações é o componente IRFS 7430 (mesmo componente utilizado nos conversores com indutores acoplados).

A potência dissipada no MOSFET é dada pela soma da potência dissipada na condução e da potência dissipada na comutação, respectivamente:

$$P_{cond} = R_{ds(on)} I_{Mef}^2 \quad (98)$$

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I_{Mmax} V_{in} \quad (99)$$

onde,

$R_{ds(on)}$ - resistência elétrica oferecida pela chave, quando em condução;

t_r - tempo que o MOSFET leva para entrar em condução;

t_f - tempo que o MOSFET leva para sair da condução;

I_{Mef} - corrente eficaz no MOSFET;

f_s - frequência de chaveamento;

I_{Mmax} - corrente máxima que passa pelo MOSFET.

4.4.6. Diodo

A potência dissipada nos diodos é dada principalmente pela dissipação nos momentos de condução, neste cálculo serão desprezadas as perdas por comutação. A potência dissipada no diodo na condução é dada por:

$$P_d \approx V_{dir} I_d \quad (100)$$

V_{dir} - tensão no diodo, quando em condução;

I_{dmed} - corrente média que passa pelo diodo.

4.5. Cálculo dos componentes e medidas experimentais

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada mínima	0,65 V
Tensão de saída	13,0 V
Corrente eficaz máxima no primário	17 A
Corrente pico no primário	20 A
Razão cíclica máxima	0,8
$\Delta\beta$	300 mT
V_{F2}	1,00 V

Tabela 5 – Especificações de projeto para o conversor *Forward* modificado.

4.5.1. Cálculo do transformador

O núcleo utilizado para montar o transformador é do tipo EDT 39/16/10 N97, com 125 mm² de área efetiva. Este núcleo foi escolhido, pois a área de sua janela é capaz de alojar o enrolamento primário, com um núcleo menor seria difícil acomodar este enrolamento. De acordo com os cálculos que serão mostrados, nota-se que não existe mais a necessidade de se utilizar um entreferro de ar, o fator de indutância deste núcleo é de $AL = 2700$ nH.

De acordo com (81), sabe-se que o número de espiras do enrolamento primário é dado por:

$$N_p = \frac{V_{inmin} \delta_{max}}{A_e \Delta B f} = 0,3$$

Como o número de espiras deve ser um número inteiro, será utilizada uma espira no enrolamento primário.

O número de espiras do enrolamento secundário é dado por (84):

$$N_s = N_p \left(\frac{V_o + V_{F2} \delta_{\max}}{V_{\min} \delta_{\max}} \right) = 26,54$$

Como o número de espiras deve ser um número inteiro, o enrolamento secundário será composto por 27 espiras.

Conforme demonstrado anteriormente, o número de espiras do enrolamento de desmagnetização é dado por (91).

$$N_3 = \frac{(1-\delta) V_o N_p}{V_{\min} \delta} = 5$$

Atualizando a variação da densidade de fluxo magnético para o número de espiras escolhido no primário, tem-se que:

$$\Delta B = \frac{V_{\min} \delta_{\max}}{N_p A_e f} = 83,2 \text{ mT}$$

A Figura 42 mostra a tensão na saída do conversor, em função da relação de espiras e da razão cíclica, os gráficos foram plotados de acordo com (83).

Figura 42 – Tensão na saída do conversor em função da razão cíclica e relação de espiras.

4.5.2. Cálculo das perdas nos enrolamentos

De acordo com (37), sabe-se que a profundidade de penetração da corrente no condutor é dada por:

$$\delta_{\text{skin}} \approx \frac{7,6}{\sqrt{f}} = \frac{7,6}{\sqrt{50k}} = 0,34 \text{ mm}$$

A profundidade de penetração calculada é superior ao raio dos condutores escolhidos, portanto pode-se considerar que:

$$\Re = \frac{S_{\text{cond}}}{S_{\text{depth}}} = 1$$

Deste modo, pode-se considerar que:

$$R_{\text{cc-ca}} = R_{\text{cc}}$$

Este mesmo resultado pode ser obtido se outra forma de cálculo for empregada, em (DIXON, 2001) os autores propõem outro método de cálculo para as resistências dos condutores, porém o resultado final é equivalente ao encontrado nesta seção.

Na Tabela 6 pode-se observar algumas propriedades dos condutores escolhidos.

Fio [AWG]	Resistência [ohm/km]	Diâmetro condutor [mm]	Comprimento [mm]	Nº Condutores em paralelo	$R_{\text{cc-ca}}$ [ohm]
34	846	0,1601	200	320	0,00053
24	85	0,5106	5294	0	0,45

Tabela 6 – Propriedades dos condutores.

Levando-se em conta o efeito pelicular, optou-se por utilizar um fio de *Litz*, com 320 fios AWG 34 em paralelo para o enrolamento primário e um fio AWG 24 para o secundário. Utilizando-se (40), consegue-se estimar as perdas nos enrolamentos primário e secundário, respectivamente:

$$R_1 = R_{\text{cc1}} = \frac{846 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{320} = 0,00053 \Omega$$

$$R_2 = R_{cc2} = 85 \cdot 5294 \cdot 10^{-6} = 0,45 \, \Omega$$

$$P_1 = R_1 I_1^2 = 0,00053 \cdot 17^2 = 0,153 \, \text{W}$$

$$P_2 = R_2 \cdot I_2^2 = 0,45 \cdot 0,48^2 = 0,104 \, \text{W}$$

Onde:

R_1 e R_2 - são as resistências do enrolamento primário e secundário, respectivamente.

I_1 e I_2 - são as correntes RMS no enrolamento primário e secundário, respectivamente.

Como o raio dos condutores é menor do que a profundidade de penetração da corrente (pelo efeito pelicular) pode-se considerar que a resistência efetiva dos condutores é a resistência intrínseca do condutor para corrente contínua.

4.5.3 Cálculo das perdas no núcleo

Analisando-se o gráfico de perdas no núcleo dado pelo fabricante Epcos, estima-se que nas condições de operação calculadas (máxima densidade de fluxo magnético, frequência de chaveamento e temperatura de 50°C), tem-se uma perda em torno de 40 kW/m³, multiplicando este valor pelo volume do núcleo ETD 39/16/10, tem-se uma perda em torno de 0,46 W.

Figura 43 – Perdas no núcleo.

4.5.4. Cálculo do acoplamento magnético

O cálculo do fator de acoplamento é feito com base na equação (46), conforme já demonstrado neste trabalho. Medindo-se a indutância do enrolamento secundário com o enrolamento primário em aberto e posteriormente, medindo-se a indutância do enrolamento secundário com o enrolamento primário em curto é possível calcular o fator de acoplamento do indutor acoplado, para o núcleo utilizado neste experimento, obteve-se um fator de acoplamento de 0,96. A Tabela 7 apresenta os parâmetros coletados no transformador para se fazer o cálculo do fator de acoplamento magnético.

Parâmetro	Valor medido
L_1	3,20 μH
L_2	6,88 mH
L_2'	270 μH

Tabela 7 – Parâmetros do transformador.

4.5.5. Cálculo do indutor de saída

O indutor de saída pode ser calculado segundo (93):

$$L_1 = \left(\frac{N_s}{N_p} V_{in} - V_o \right) \frac{1}{\Delta i_{L_1}} \delta T = 728 \mu\text{H}$$

O valor de Δi_{L_1} adotado durante o período de tempo em que MOSFET está conduzindo é igual a 100 mA.

4.5.6. Cálculo do capacitor de saída

O capacitor de saída pode ser calculado segundo (96).

$$C_o = \frac{I_o(1-\delta)}{f\Delta V_o} = \frac{0,48 \cdot (0,2)}{50000 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 384 \mu F$$

O valor da variação de tensão na saída do conversor foi adota como sendo igual a 5 mV.

4.5.7. Cálculo das perdas no MOSFET

A máxima tensão aplicada sobre o MOSFET é dada por (97).

$$V_{DS_{MAX}} = V_{in} + \frac{N_p}{N_D} V_o = 3,25 V$$

Conforme será visto no próximo Capítulo, esta tensão alcançará valores superiores ao calculado nesta seção, este fato ocorre devido ao fator de acoplamento magnético que é negligenciado neste cálculo.

As perdas no MOSFET são dadas por:

$$P_{cond} = R_{ds(on)} I_{Mef}^2 = 0,14 W$$

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} (t_r + t_f) I_{Mmax} V_{in} = 0,056 W$$

4.5.8. Cálculo das perdas no diodo de saída

Optou-se por utilizar o diodo *Schottky* PMEG3050EP. Calculando-se as perdas neste componente conforme descrito em (53), tem-se que:

$$P_d \approx V_{dir} I_d = 3 \cdot 0,33 \cdot 0,48 = 0,48 W$$

Apenas um diodo *Schottky* (PMEG3050EP) não é capaz de suportar a máxima tensão reversa que é aplicada pelo enrolamento secundário do transformador,

deste modo, optou-se por associar 3 diodos deste mesmo modelo em série para solucionar este problema.

4.5.9. Cálculo das perdas totais

O cálculo com as perdas totais mostrado neste item, leva em conta apenas as principais perdas envolvidas no projeto do conversor, algumas perdas foram negligenciadas, pois na teoria devem apresentar valores irrelevantes. Para efeito de cálculo serão somadas as perdas no MOSFET, no diodo de saída, no enrolamento dos indutores acoplados e no núcleo magnético. Somando-se estas perdas chega-se no valor 1,39 W. Portanto, em teoria estes conversores não devem alcançar um rendimento superior a 87,4 %.

4.6. Lista de componentes utilizados

A Tabela 8 e a Tabela 9 mostram os componentes utilizado nos conversores, bem como o custo de cada componente e o custo final dos conversores. Para o conversor proposto por (XU; CHEN, 2014) deve-se adicionar o custo do indutor do filtro de entrada de 3,00 μ H e 20 A que é de R\$ 6,50, portanto, o valor final deste conversor é de R\$ 37,65.

Conforme pode ser visto no *datasheet* dos semicondutores utilizados, todas as correntes e tensões de trabalho dos conversores implementados estão abaixo do limite máximo suportado por estes componentes. O capacitor de *snubber* empregado em alguns conversores foi escolhido de acordo com os resultados obtidos através de simulação.

Componente	Modelo	Fabricante	Valores	Quantidades	Custo	Total
MOSFET	IRFS7430	Infineon	40 V; 240 A	1	R\$ 5,87	R\$ 5,87
Diodo Schottky	PMEG3050EP	NXP	30 V; 5 A	3	R\$ 0,60	R\$ 1,81
Indutor Acoplado	ETD 39/16/10 N97	EPCOS	-	1	R\$ 6,85	R\$ 6,85
Capacitor	RL80E102MDN 1KX	NICHICON	1000 μ F; 2,5V	10	R\$ 0,13	R\$ 1,26
Capacitor	-	Panasonic	330 μ F; 25V	1	R\$ 0,36	R\$ 0,36
Driver MOSFET	IR2112	Infineon	-	1	R\$ 10,00	R\$ 10,00
PCB	-	-	-	1	R\$ 5,00	R\$ 5,00
Total	-	-	-	-	-	R\$ 31,15

Tabela 8 – Componentes utilizados nos conversores com indutores acoplados.

Componente	Modelo	Fabricante	Valores	Quantidades	Custo	Total
MOSFET	IRFS7430	Infineon	40 V; 240 A	1	R\$ 5,87	R\$ 5,87
Diodo Schottky	PMEG3050EP	NXP	30 V; 5 A	6	R\$ 0,60	R\$ 3,60
Transformador	ETD 39/16/10 N97	EPCOS	-	1	R\$ 6,00	R\$ 6,00
Capacitor	RL80E102MDN 1KX	NICHICON	1000 μ F; 2,5V	10	R\$ 0,13	R\$ 1,26
Capacitor	Radial	Panasonic	360 μ F; 16V	1	R\$ 0,30	R\$ 0,30
Indutor	Núcleo toroidal	BOURNS	680 μ H; 0,5 A	1	R\$ 2,50	R\$ 2,50
Driver MOSFET	IR2112	Infineon	-	1	R\$ 10,00	R\$ 10,00
PCB	-	-	-	1	R\$ 5,00	R\$ 5,00
Total	-	-	-	-	-	R\$ 34,55

Tabela 9 – Componentes utilizados no conversor *Forward* Modificado.

Capítulo 5

Resultados de simulação e resultados experimentais

Neste Capítulo são apresentados os resultados de simulação de todos os conversores equacionados no Capítulo anterior, bem como os resultados encontrados experimentalmente. Todas as simulações foram executadas no software LTSpice IV, tais simulações foram realizadas utilizando-se componentes com características e propriedades próximas dos componentes reais que foram utilizados nos experimentos. A principal diferença entre os circuitos simulados e os implementados está nos resistores que foram colocados nos circuitos práticos, com o intuito de se fazer a aquisição de alguns sinais de corrente. Mesmo com um valor baixo de resistência ($2,5\text{ m}\Omega$), tais resistores influenciaram na dinâmica e nos rendimentos dos conversores implementados, conforme será mostrado adiante. No final do Capítulo é feita uma comparação entre os resultados simulados e experimentais (descontando-se os efeitos ocasionados pelos resistores mencionados).

Para realizar a função da célula a combustível optou-se por utilizar uma fonte de tensão programável modelo 62024P – 80 – 6 da empresa Chroma (Figura 44).

Figura 44 - Fonte programável da empresa Chroma – Fonte: www.chromausa.com.

Com esta fonte é possível programar a curva de polarização da célula a combustível e fazer os ensaios necessários para analisar a dinâmica de cada conversor.

5.1. Conversor proposto em (XU; CHEN, 2014)

5.1.1. Resultados de simulação

A Figura 45 mostra a estrutura do conversor proposto em (XU; CHEN, 2014) que foi utilizada na simulação.

Figura 45 - Conversor proposto em (XU; CHEN, 2014).

A Figura 46 apresenta o sinal de corrente do diodo de grampeamento (D_C).

Figura 46 – Corrente no diodo de grameamento.

A Figura 47 mostra o sinal aplicado no *gate* do MOSFET.

Figura 47 – Sinal aplicado no *gate* do MOSFET.

A Figura 48 mostra o sinal de corrente na entrada do conversor.

Figura 48 – Corrente na entrada do conversor.

A Figura 49 mostra o sinal de tensão no enrolamento primário (terminal com ponto).

Figura 49 – Tensão no terminal com ponto do enrolamento primário.

A Figura 50 mostra o sinal entre o dreno e a fonte do MOSFET.

Figura 50 – Tensão entre dreno e fonte do MOSFET.

A Figura 51 apresenta o sinal de tensão na saída do conversor.

Figura 51 – Tensão na saída do conversor.

5.1.2. Resultados experimentais

A Figura 52 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET (azul) e a tensão entre dreno e fonte do MOSFET (verde).

Figura 52 – CH1: sinal de chaveamento do MOSFET; CH2: V_{DS} .

A Figura 53 mostra a tensão depois do indutor de entrada. É possível observar que existe uma forte ondulação na tensão, prejudicando o desempenho do mesmo.

Figura 53 – Sinal de tensão depois do indutor de entrada.

A Figura 54 mostra a corrente no dreno do MOSFET, é possível observar nesta Figura que devido à instabilidade na tensão fornecida ao enrolamento primário

dos indutores acoplados, a corrente que é drenada pelo MOSFET não consegue alcançar os níveis necessários para se transferir toda a energia desejada.

Figura 54 – Corrente no MOSFET.

A Figura 55 mostra as formas de onda do sinal na porta do MOSFET, tensão no terminal sem ponto do enrolamento secundário do indutor acoplado e tensão na saída do conversor.

Figura 55 – CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O .

Devido ao baixo rendimento (rendimento experimental de 24,11 %) do conversor não foi possível alcançar o valor de tensão desejado na saída do conversor. Várias instabilidades na tensão de saída do conversor, bem como na tensão fornecida para o primário do indutor acoplado que foram observados na simulação também estão presentes nos resultados experimentais.

Com os resultados obtidos através da simulação, nota-se que o rendimento do conversor implementado, baseado na topologia de (XU; CHEN, 2014) foi insatisfatório (26,19 %) para a aplicação deste trabalho. A corrente na entrada do conversor apresentou uma ondulação de aproximadamente 2 A, nota-se também uma instabilidade na tensão que é fornecida para o enrolamento primário dos indutores acoplados, prejudicando fortemente a transferência de energia da fonte para o conversor. A tensão na saída do conversor apresentou uma ondulação considerável, da ordem de 11,5 %. Algumas tentativas de ajustes nos valores de alguns componentes foram feitas, porém os rendimentos encontrados em todas as iterações permaneceram insatisfatórios, deste modo, pode-se concluir que esta topologia é inadequada para solucionar o problema proposto no presente trabalho.

5.2. Conversor A

5.2.1 Resultados de simulação

Na Figura 56 pode-se observar a estrutura do conversor A utilizada na simulação.

Figura 56 – Esquemático conversor A.

Na Figura 57 é mostrado o sinal aplicado à porta do MOSFET, este mesmo sinal será utilizado na simulação de todos os conversores que utilizam a estrutura de indutores acoplados.

Figura 57 – Sinal aplicado na porta do MOSFET.

A Figura 58 mostra a corrente na entrada do conversor (corrente drenada da célula) é possível observar que este sinal está livre de ondulações.

Figura 58 – Corrente na entrada do conversor.

Na Figura 59 pode-se observar os sinais de tensão e corrente aplicados na carga, curva azul e verde, respectivamente. É possível ainda observar que estes sinais não apresentam ondulações significativas e podem ser considerados constantes.

Figura 59 – Tensão e corrente na saída do conversor.

Figura 60 – Corrente no diodo de grameamento.

Na Figura 60 pode-se observar o sinal de corrente no diodo de grampeamento (D_C), nesta figura é possível observar os picos de corrente provenientes das indutâncias de dispersão nos instantes em que o MOSFET deixa de conduzir.

Na Figura 61 é mostrada a tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET, nesse gráfico nota-se que o circuito de grampeamento faz com que a tensão no dreno do MOSFET não ultrapasse 17 V.

Figura 61 – Tensão entre dreno e fonte do MOSFET.

A Figura 62 mostra a corrente no dreno do MOSFET, o pico de corrente é de 32,5 A.

Figura 62 – Corrente no MOSFET.

A Figura 63 mostra a corrente no diodo D_2 .

Figura 63 – Corrente no diodo D_2 .

Figura 64 – Tensão no enrolamento secundário.

5.2.2. Resultados experimentais

A Figura 65 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET (sinal azul), a tensão entre dreno e fonte do MOSFET (sinal verde) e a tensão na entrada do conversor (sinal rosa).

Figura 65 – CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS} ; CH3: V_{in} .

A Figura 66 mostra a tensão no resistor de $2,5 \text{ m}\Omega$ aplicado na entrada do conversor, para se obter os valores da corrente de entrada deve-se dividir esse sinal de tensão pelo valor desse resistor.

Figura 66 – Tensão no resistor colocado na entrada do conversor.

A Figura 67 mostra a tensão no resistor colocado no dreno do MOSFET. Para se obter o sinal de corrente, deve-se dividir o sinal de tensão pelo valor do resistor ($2,5 \text{ m}\Omega$). O sinal apresenta um pouco de distorção devido à limitação da largura de banda da ponta de prova utilizada para se fazer esta medição. Esses resistores também influenciam na dinâmica do conversor e seus efeitos serão levados em conta para se calcular o rendimento do mesmo, esta consideração é levada em conta para todos os conversores implementados.

Figura 67 – Tensão no resistor colocado no dreno do MOSFET.

A Figura 68 mostra a tensão no ânodo do diodo de grameamento D_C ; é possível observar que existe um pico de tensão no momento em que a chave para de conduzir, neste instante as indutâncias de dispersão estão sendo descarregadas.

Figura 68 – Tensão no ânodo do diodo D_C .

A Figura 69 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET, a tensão no secundário do indutor acoplado (terminal sem ponto, de acordo com a Figura 56) e a tensão na saída do conversor.

Figura 69 – CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O .

O rendimento obtido experimentalmente para o conversor A foi de 70,75 %. O rendimento deste conversor de acordo com os resultados da simulação é de 73,37 %, com as mudanças propostas nota-se uma significativa melhora na ondulação na corrente de entrada do conversor (em relação à proposta de (XU; CHEN, 2014)), bem como a tensão na saída do conversor que permaneceu com um valor constante e livre de ondulações.

5.3. Conversor B

5.3.1 Resultados de simulação

Na Figura 70 pode-se observar a estrutura do conversor B utilizado na simulação. Nesse conversor, o diodo de roda livre (D_1) foi colocado em paralelo com o capacitor de grampeamento (C_C).

Figura 70 – Esquemático conversor B.

Na Figura 71 é mostrado o sinal aplicado no gate do MOSFET.

Figura 71 – Sinal de chaveamento do MOSFET.

Na Figura 72 pode-se observar a corrente na entrada do conversor, nota-se assim como no caso do Conversor A, este sinal permaneceu livre de ondulações.

Figura 72 – Corrente na entrada do conversor.

A Figura 73 mostra a tensão e corrente na carga do conversor.

Figura 73 – Tensão e corrente na saída do conversor.

A Figura 74 mostra o sinal de corrente do diodo de grampeamento (D_C).

Figura 74 – Corrente no diodo de grameamento.

A Figura 75 mostra o sinal de tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET, é possível observar neste gráfico os picos de tensão gerados pela indutância de dispersão dos indutores acoplados.

Figura 75 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.

A Figura 76 mostra a corrente no dreno do MOSFET.

Figura 76 – Corrente no MOSFET.

A Figura 77 mostra o sinal de corrente no diodo de retificação (D_2).

Figura 77 – Corrente no diodo de retificação.

Figura 78 – Tensão no enrolamento secundário.

5.3.2. Resultados experimentais

Na Figura 79 pode-se observar o sinal de chaveamento do MOSFET, a tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET e a tensão na entrada do conversor. É possível notar que a tensão no dreno do MOSFET permanece grampeada em 15 V pela atuação do circuito de grampeamento.

Figura 79 - CH1: V_{GS}; CH2: V_{DS}; CH3: V_{in}.

A Figura 80 mostra a corrente na entrada do conversor, é possível observar no gráfico que esta corrente apresenta uma baixa ondulação, o sinal abaixo foi obtido através do uso de um resistor, a queda de tensão sobre este resistor foi dividida por seu respectivo valor de resistência através das ferramentas matemáticas do osciloscópio.

Figura 80 – Corrente na entrada do conversor.

A Figura 81 mostra a tensão no resistor aplicado no dreno do MOSFET, esse sinal representa a corrente drenada.

Figura 81 – Tensão no resistor aplicado no dreno do MOSFET.

Figura 82 – Tensão no ânodo do diodo D_C .

A Figura 83 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET, a tensão no secundário do indutor acoplado (terminal sem ponto) e tensão na saída do conversor. A tensão na saída do conversor apresenta baixa ondulação e pode ser considerada constante.

Figura 83 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O .

O rendimento obtido experimentalmente para o conversor B foi de 70,98 %. De acordo com a simulação o rendimento do mesmo é de 73,8 %, tal rendimento é 0,43 % maior que o rendimento simulado do conversor A, este rendimento levemente superior se deve à melhora do circuito de roda livre, que permite um caminho com menos perdas, conforme a proposta apresentada no Capítulo anterior e confirmada agora via simulação e implementação.

5.4. Conversor C

5.4.1. Resultados de simulação

Na Figura 84 pode-se observar a estrutura do conversor C utilizado na simulação. Neste conversor o diodo de grampeamento (D_C) transfere a energia da indutância de dispersão diretamente para a saída do conversor.

Figura 84 – Esquemático conversor C.

Figura 85 – Sinal de chaveamento aplicado no MOSFET.

Na Figura 85 é possível observar o sinal aplicado na porta do MOSFET.

Na Figura 86 é possível observar a corrente de entrada do conversor, através do gráfico nota-se que o valor desta corrente em regime permanente é menor do que os obtidos com os conversores A e B.

Figura 86 – Corrente na entrada do conversor.

Na Figura 87 pode-se observar os sinais de tensão e corrente na carga do conversor.

Figura 87 – Sinal de tensão e corrente na saída do conversor.

A Figura 88 mostra a corrente no diodo de grampeamento (D_C), nesse gráfico nota-se a existência de apenas um pico de corrente próximo de 30 A (valor inferior ao encontrado nos conversores A e B).

Figura 88 – Corrente no diodo de grampeamento.

Figura 89 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.

Na Figura 89 pode-se observar a tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET, pode-se ainda observar que o pico de tensão nesse conversor apresenta um valor inferior ao encontrados nos conversores A e B, portanto o circuito de grampeamento está funcionando de forma mais efetiva neste conversor em relação aos conversores apresentados anteriormente.

A Figura 90 mostra a corrente no dreno do MOSFET.

Figura 90 – Corrente no MOSFET.

Figura 91 – Corrente no diodo de retificação.

A Figura 91 mostra a corrente no diodo de retificação (D_2).

Figura 92 – Tensão no enrolamento secundário.

5.4.2 Resultados experimentais

A Figura 93 mostra a corrente na entrada do conversor, assim como os conversores A e B a corrente de entrada do conversor C permaneceu sem ondulações significativas.

Figura 93 – Corrente na entrada do conversor.

A Figura 94 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET, a tensão entre o dreno e a fonte e a tensão na entrada do conversor.

Figura 94 - CH1: V_{gs} ; CH2: V_{ds} ; CH3: V_{in} .

Figura 95 – Corrente no MOSFET.

A Figura 96 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET, a tensão no secundário dos indutores acoplados (terminal com ponto) e a tensão na saída do conversor.

Figura 96 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O .

O rendimento obtido experimentalmente para o conversor C foi de 72,60 %. O rendimento encontrado através da simulação para o mesmo foi de 82,22 %. Devido à melhora significativa no funcionamento do circuito de grampeamento o conversor C apresentou um melhor rendimento em relação aos conversores A e B, visto que as solicitações sobre o MOSFET são menores para este conversor. A diferença encontrada entre o rendimento teórico e experimental se deve a negligência de algumas perdas na simulação, tais como: perdas no núcleo, perdas nas conexões elétricas e resistências parasitas na placa de circuito impresso.

5.5. Conversor D

5.5.1. Resultados de simulação

A Figura 97 mostra a estrutura do conversor D utilizado na simulação. O terminal do indutor acoplado L_2 que no conversor C estava conectado ao dreno do MOSFET agora foi conectado ao terra do circuito. Este conversor apresenta uma

estrutura similar ao conversor *Flyback* convencional, salvo o circuito de grameamento que é feito através do diodo D_c e do capacitor de saída C_o .

Figura 97 – Esquemático conversor D.

A Figura 98 apresenta o sinal aplicado na porta do MOSFET

Figura 98 – Sinal de chaveamento aplicado no gate do MOSFET.

A corrente de entrada deste conversor (Figura 99) não apresenta ondulações significativas e em regime permanente apresenta um valor constante e próximo ao obtido para o conversor C.

Figura 99 – Corrente na entrada do conversor.

Os sinais de tensão e corrente na carga podem ser visto na Figura 100.

Figura 100 – Sinal de tensão e corrente na saída do conversor.

A corrente no diodo de grampeamento (D_C) apresenta o mesmo comportamento encontrado para o conversor C, conforme pode ser visto na Figura 101.

Figura 101 – Corrente no diodo de grameamento.

A tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET apresenta o mesmo comportamento do conversor C, conforme mostra a Figura 102.

Figura 102 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.

A Figura 103 mostra a corrente no dreno do MOSFET.

Figura 103 – Corrente no MOSFET.

A Figura 104 mostra a corrente no diodo D_2 .

Figura 104 – Corrente no diodo de retificação.

Figura 105 – Tensão no enrolamento secundário.

5.5.2. Resultados experimentais

A Figura 106 mostra a corrente na entrada do conversor.

Figura 106 – Corrente na entrada do conversor.

A Figura 107 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET, a tensão entre o dreno e fonte e a tensão na entrada do conversor.

Figura 107 - CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS} ; CH3: V_{in} .

Figura 108 – Corrente no MOSFET.

A Figura 109 mostra o sinal de chaveamento do MOSFET, a tensão no enrolamento secundário do indutor acoplado (terminal sem ponto) e a tensão na saída do conversor.

Figura 109 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal sem ponto); CH3: V_O .

O rendimento obtido experimentalmente para o conversor D foi de 71,92 %. O rendimento encontrado através da simulação para o mesmo foi de 80,27 %, este rendimento é 1,95 % menor que o rendimento simulado encontrado para o conversor C.

5.6. Forward Modificado

5.6.1. Resultados de simulação

A Figura 110 mostra a estrutura do conversor *Forward Modificado* utilizado na simulação.

Figura 110 – Esquemático conversor *Forward Modificado*.

A Figura 111 mostra o sinal aplicado na porta do MOSFET, com a estrutura proposta é possível alcançar uma razão cíclica elevada e ainda assim permitir a desmagnetização do núcleo do transformador.

Figura 111 – Sinal de chaveamento aplicado na porta do MOSFET.

A Figura 112 mostra a corrente na entrada do conversor livre de ondulações.

Figura 112 – Corrente na entrada do conversor.

A Figura 113 mostra os sinais de tensão e corrente na carga do conversor.

Figura 113 – Sinal de tensão e corrente na saída do conversor.

A Figura 114 mostra a corrente no diodo de grampeamento (D4). O pico de corrente neste conversor apresenta um valor inferior ao encontrado nos conversores com indutores acoplados que é da ordem de 30 A. Este fato pode ser explicado devido ao melhor fator de acoplamento magnético encontrado no transformador do conversor *Forward* Modificado em relação às topologias que utilizam indutores acoplados, este fato faz com que a indutância de dispersão apresente um menor efeito no conversor *Forward* Modificado, diminuindo-se, portanto as solicitações de tensão sobre o MOSFET e melhorando-se o rendimento do mesmo.

Figura 114 – Corrente no diodo de grampeamento.

A Figura 115 mostra a tensão entre o dreno e fonte do MOSFET.

Figura 115 – Tensão entre o dreno e a fonte do MOSFET.

Figura 116 – Corrente no MOSFET.

O sinal de corrente no diodo D2 pode ser visto na Figura 117.

Figura 117 – Corrente no diodo de retificação.

5.6.2 Resultados experimentais

A Figura 118 mostra a corrente na entrada do conversor, é possível notar que existe uma maior ondulação na corrente de entrada se comparado com os conversores vistos anteriormente e que utilizavam a técnica de indutores acoplados.

Figura 118 – Corrente na entrada do conversor.

A Figura 119 mostra o sinal de tensão no resistor ($2,5 \text{ m}\Omega$) colocado no dreno do MOSFET para medir a corrente drenada.

Figura 119 – Tensão no resistor colocado no dreno do MOSFET.

A Figura 120 apresenta a tensão na entrada do conversor (tensão fornecida pela célula a combustível).

Figura 120 – Tensão aplicada na entrada do conversor.

Na Figura 121 podem ser observados os sinais de chaveamento do MOSFET e a tensão entre o dreno e a fonte do mesmo.

Figura 121 – CH1: V_{GS} ; CH2: V_{DS} .

A Figura 122 mostra o sinal de controle do MOSFET, a tensão no enrolamento secundário do transformador e a tensão no enrolamento de desmagnetização.

Figura 122 - CH1: V_{GS} ; CH2: tensão no enrolamento secundário (terminal com ponto); CH3: tensão no enrolamento de desmagnetização.

A Figura 123 mostra a tensão na saída do conversor.

Figura 123 - Tensão na saída do conversor.

O rendimento obtido experimentalmente para o conversor *Forward* Modificado foi de 85,63 %. O rendimento encontrado através da simulação para o mesmo foi de 90,25 %, este rendimento é 8,03 % maior que o melhor rendimento obtido para o conversor que utiliza a técnica de indutores acoplados (conversor C, rendimento de 82,22 %). Este fato pode ser explicado pelo melhor fator de acoplamento magnético que foi alcançado no transformador (0,96) em relação ao obtido para as topologias que utilizam indutores acoplados (0,80). Com um baixo fator de acoplamento magnético, aumentam-se as indutâncias de dispersão, o que significa a existência de corrente em espiras que não estão transferindo energia, aumentando-se assim as perdas no conversor por efeito Joule.

Com os resultados obtidos através das simulações e experimentos, pode-se concluir que o conversor que opera com transferência direta de energia entre os enrolamentos primário e secundário apresenta um melhor rendimento para a aplicação deste trabalho.

A Tabela 10 apresenta os rendimentos dos conversores obtidos através das simulações e dos experimentos. Para os rendimentos experimentais, descontou-se as perdas provocadas pelos resistores que foram colocados nos circuitos com o intuito de se fazer a aquisição dos sinais de corrente.

Conversor	η simulado	η experimental
Xu; Chen	26,19 %	24,11 %
A	73,37 %	70,75 %
B	73,75 %	70,98 %
C	82,22 %	72,60 %
D	80,27 %	71,92 %
Forward Modificado	90,25 %	85,63 %

Tabela 10 – Comparação entre os rendimentos dos conversores.

Conversor	Ganho simulado	Ganho experimental
Xu; Chen	14,86	10,34
A	21,66	22,41
B	21,80	22,96
C	22,92	25,45
D	21,75	21,82
Forward Modificado	24,55	24,07

Tabela 11 – Comparação entre o ganho de tensão simulado e experimental.

A Tabela 11 apresenta uma comparação entre os ganhos de tensão obtidos via simulação e através dos resultados experimentais.

5.7. Considerações Finais

Através dos resultados obtidos através de simulações e de forma experimental, pode-se concluir que o conversor proposto por (XU; CHEN, 2014) não apresentou um bom resultado para a aplicação deste trabalho, visto o baixo rendimento encontrado. O capacitor utilizado no filtro de entrada não foi capaz de eliminar as ondulações na corrente de entrada do conversor, fazendo com que os níveis de tensão aplicados no primário dos indutores acoplados ficassem próximos de zero, prejudicando consideravelmente o desempenho do mesmo. Para sanar o problema mencionado, optou-se por colocar o capacitor de filtro na entrada conversor e eliminar o indutor de entrada (obtendo-se o conversor A), com esta mudança o rendimento melhorou consideravelmente e a corrente de entrada apresentou um comportamento mais estável e livre de ondulações.

Com a proposta apresentada no conversor B pode-se concluir que a melhora no caminho da corrente no estágio de roda livre através da mudança na posição do diodo de roda livre trouxe uma pequena melhora no rendimento do conversor.

O conversor C apresentou o melhor rendimento entre os conversores que utilizam a técnica de indutores acoplados. Esse resultado foi alcançado através da mudança do circuito de grampeamento de tensão do transistor, nesse circuito a energia

armazenada na indutância de dispersão é descarregada diretamente para a saída do conversor, diminuindo-se a trajetória da corrente até a saída do conversor, fazendo-se com que o rendimento do conversor C seja superior ao encontrado nos conversores A e B.

O conversor D apresentou um rendimento levemente inferior ao encontrado no conversor C, porém seu rendimento foi superior ao dos conversores A e B. O conversor D é um conversor *Flyback* com a adição de um circuito de grampeamento no transistor, esta mudança no conversor *Flyback* convencional faz com que a vantagem da isolamento elétrica seja perdida, porém consegue-se diminuir os esforços sobre o transistor, melhorando-se assim o rendimento do conversor.

O fator de acoplamento magnético alcançado para os indutores acoplados utilizados nos conversores A, B, C, D e na proposta de (XU; CHEN, 2014) foi de 0,80, este baixo fator de acoplamento devido à necessidade de se inserir um entreferro de ar no núcleo que acopla os indutores, aumenta as indutâncias de dispersão, o que significa a existência de corrente em espiras que não estão transferindo energia, aumentando-se assim as perdas no conversor por efeito Joule e piorando o rendimento destes conversores.

O conversor *Forward* modificado foi uma proposta para tentar solucionar o problema do baixo fator de acoplamento mencionado anteriormente, com a transferência direta de energia do enrolamento primário para o secundário sem a necessidade de se armazenar energia no núcleo, foi possível projetar um transformador com um núcleo sem entreferro de ar e com um fator de acoplamento de 0,98. Entre todos os conversores analisados foi o que alcançou o melhor rendimento, mesmo resultado obtido através das simulações.

Capítulo 6

Conclusões

O trabalho apresentou o desenvolvimento de conversores CC-CC capazes de elevar a tensão de apenas uma célula a combustível para um nível de tensão adequado para realizar a carga de uma bateria com tensão nominal de 12 V. O trabalho mostra que mesmo com a baixíssima tensão fornecida pelos terminais de uma PEMFC, é viável realizar a elevação desta tensão para valores factíveis de serem utilizados em diversas aplicações.

Com os resultados obtidos no Capítulo 5, pode-se concluir que a proposta de (XU; CHEN, 2014) não apresentou resultados efetivos para a aplicação deste trabalho em específico. Mesmo com diversas tentativas de mudanças de alguns componentes do conversor, não foi possível alcançar um rendimento equivalente ao dos demais conversores implementados.

Conforme abordado no Capítulo 4, um grande problema encontrado para os conversores que utilizaram indutores acoplados (conversores A, B, C, D e a proposta de (XU; CHEN, 2014)) foi o baixo fator de acoplamento magnético alcançado (0,80). Uma possível solução para este problema é utilizar um núcleo magnético com baixo fator de indutância, de tal modo que o entreferro de ar seja o menor possível. Durante a fase de projeto fez-se uma busca por este tipo de núcleo, no entanto apenas núcleos menores apresentaram este requisito, porém devido à alta corrente

drenada no enrolamento primário dos indutores acoplados, a janela útil destes núcleos menores não permite a sua utilização.

Através da análise de custo dos conversores apresentada no Capítulo 4, conclui-se que os custos de qualquer um dos conversores implementados não são relevantes frente ao custo de uma célula a combustível.

Através dos resultados obtidos via simulações e experimentos, pôde-se comprovar um melhor rendimento do conversor *Forward* Modificado, que utilizou o conceito de transferência direta de energia em cada semiciclo de chaveamento, frente aos conversores que realizaram a elevação de tensão via indutores acoplados, ou seja, armazenando energia em um semi-ciclo e liberando em outro. Portanto, pode-se concluir que os resultados obtidos sugerem que conversores que operam com transferência direta de energia apresentam melhores rendimentos para a aplicação do presente trabalho, para confirmar esse fato, são necessárias análises mais detalhadas em trabalhos futuros.

Apêndice A

Célula a combustível

A.1 Eficiência da célula combustível

A energia total liberada em uma reação química e o trabalho útil máximo que pode ser obtido relacionam-se com a variação da entalpia (ΔH) e com a variação de energia de Gibbs da reação (ΔG), respectivamente (VILLULLAS; TICIANELLI, 2002):

ΔH = energia total liberada;
 ΔG = trabalho útil máximo.

Portanto, a fração da energia química dos reagentes que é transformada em energia elétrica está dada pela relação:

$$\varepsilon_T = \frac{\Delta G}{\Delta H} \quad (101)$$

Para a célula a combustível H_2 / O_2 tomada como exemplo a 25 °C, e considerando a formação de água em estado líquido ($\Delta H^0 = -286 \text{ kJ/mol}$), apresenta um rendimento estático de 83 %.

$$\varepsilon_T = \frac{\Delta G^0}{\Delta H^0} \cdot 100 = \left(\frac{-237 \text{ kJ/mol}}{-286 \text{ kJ/mol}} \right) \approx 83\% \quad (102)$$

Porém, na prática quando se está drenando corrente da célula a combustível, a tensão é menor que o potencial de equilíbrio termodinâmico (1,23 V), resultando, portanto, em eficiências menores que a teórica.

A.2 Ligação em série

Conforme apresentado no tópico anterior, a tensão fornecida por apenas uma célula a combustível é muito pequena, em torno de 0,55 V quando se está drenando uma corrente que maximiza a transferência de energia, portanto, não costuma ser usual utilizar apenas uma célula a combustível para fornecer energia para um sistema. Usualmente se utiliza uma associação em série de células, de modo a alcançar uma tensão mais elevada. Grande parte dos trabalhos analisados que utilizam células a combustível como fonte de energia, partem de um *stack* de células que fornecem tensões entre 24 V e 40 V, como apresentado em: (TSENG; LIN, 2013; TSENG, 2013; XU; CHEN, 2014; ZHAO et al., 2011). Conforme já mencionado nos Capítulos anteriores, o objetivo desta dissertação é utilizar apenas uma célula a combustível, de modo a condicionar o sinal de tensão fornecido pela célula para gerar uma tensão útil para alimentar sistemas embarcados ou carregar baterias.

Em (MOSELEY, 2001) são apresentadas várias soluções para associar as células a combustível em série, de modo a maximizar a transferência de energia entre as células, levando-se em conta a alimentação dos gases, refrigeração, bombeamento, pressão de alimentação dos gases e interligação dos eletrodos.

A.3 Consumo médio de Hidrogênio

A reação apresentada em (103) representa a quebra da molécula de hidrogênio na célula a combustível, obtendo-se dois íons H^+ e dois elétrons.

Para se obter 2 moles de elétrons, é necessário 1 mol do gás hidrogênio; um mol de elétrons equivale a uma quantidade de carga elétrica de 96500 C; um mol de qualquer gás ocupa um volume de 24 litros em condições normais de temperatura e

pressão. De acordo com as relações mencionadas, é possível se calcular o consumo médio teórico de hidrogênio

$$\text{Volume} = \frac{i \cdot t \cdot 24}{N \cdot 96500} \quad (104)$$

onde,

i : corrente drenada da célula;

t : período de tempo em segundos em se está drenando a corrente i ;

N : número de moles de elétrons produzidos por 1 mol de gás. Para o hidrogênio $N = 2$.

Referências Bibliográficas

AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched coupled-inductor cell for DC-DC converters with very large conversion ratio. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, n. March 2010, p. 2366–2371, 2006.

CHEN, S. et al. A Novel Switched-Coupled-Inductor DC-DC Step-Up Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, p. 1830–1833, 2013.

DIXON, L. Magnetics design for switching power supplies. **Unitrode Magnetics Design Handbook**, 2001.

DWARI, S.; PARSA, L. An Efficient High-Step-Up Interleaved DC-DC Converter With a Common Active Clamp. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 1, p. 66–78, 2011.

HSIEH, Y. et al. Novel High Step-Up DC – DC Converter With Techniques for a Sustainable Energy System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3481–3490, 2011.

HSIEH, Y. et al. Novel High Step-Up DC – DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 998–1007, 2012a.

HSIEH, Y.-P. et al. Analysis and implementation of a novel single-switch high step-up DC-DC converter. **IET Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 11, 2012b.

HUNG, Y. et al. Implementation of a new high step-up DC-DC converter for applications in renewable energy conversion of a smart grid. **2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection**, v. 3, p. 2140–2145, 2011.

KAO, S. Zero Voltage Switching High Step-Up DC-DC Converter with Coupled-inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 1, p. 199–204, 2013.

KEUM, M. H. et al. High efficiency voltage-clamped coupled-inductor boost converter. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, v. 1, p. 828–833, 2013.

KWON, J. M.; KWON, B. H. High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 1, p. 108–115, 2009.

LARMINIE, J.; DICKS, A. **Fuel Cell Systems Explained**. Second ed. [s.l.: s.n.].

LEE, J. H.; LALK, T. R.; APPLEBY, A. J. Modeling electrochemical performance in large scale proton exchange membrane fuel cell stacks. **Journal of Power Sources**, v. 70, n. 2, p. 258–268, 1998.

- LI, W. et al. High-Step-Up and High-Efficiency Fuel-Cell Power-Generation System With Active-Clamp Flyback – Forward Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 599–610, 2012.
- LIANG, T. J. et al. Ultra-large gain step-up switched-capacitor DC-DC converter with coupled inductor for alternative sources of energy. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 59, n. 4, p. 864–874, 2012.
- LIN, T.; CHEN, J. A Novel High Step-Up DC-DC Converter with Coupled-inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 8, p. 777–782, 2013.
- MANN F., R. Development and application of a generalised steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell. Journal of Power Sources. **Journal of Power Sources**, v. 86, n. 1–2, p. 173–180, 2000.
- MCLYMAN, C. Transformer and Inductor Design Handbook. Fourth ed. Florida: [s.n.], 2011.
- MOSELEY, P. T. Fuel Cell Systems Explained. v.2, n. 1–2, p. 1–433, 2001.
- NEHRIR, M. H.; WANG, C. Modeling and Control of Fuel Cells: Distributed Generation Applications. First ed. [s.l.] **Wiley-IEEE Press**, 2009.
- RAYMENT, C. Introduction to Fuel Cell Technology. First ed. [s.l.]. Department of Aerospace and Mechanical Engineering, 2003.
- SCHMITZ, L.; COELHO, R. F.; MARTINS, D. C. HIGH STEP-UP HIGH EFFICIENCY DC-DC CONVERTER FOR MODULE- INTEGRATED PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS. **COBEP**. Anais...2015
- SILVA, R. V et al. HIGH GAIN QZS DC / DC CONVERTER WITH COUPLED INDUCTOR AND CAPACITOR SWITCH. **COBEP**. Anais...2015
- SOUZA, J. P. DE et al. A HIGH STATIC GAIN CUK DC-DC CONVERTER. **COBEP**, n. Ccm, p. 1–6, 2015.
- SPIAZZI, G.; BUSO, S. Small-signal modeling of the interleaved boost with coupled inductors converter. **2013 Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2013 - Proceedings**, v. 1, p. 456–461, 2013.
- TEXAS INSTRUMENTS, I. Practical Magnetic Design: Inductors and Coupled Inductors. v. 1, 2013.
- TSENG, K.-C.; LIN, J.-T. High step-up DC/DC converter for fuel cell hybrid electric vehicles. **International Symposium on Next-Generation Electronics**, p. 498–501, 2013.
- TSENG, P. A Novel Active Clamp High Step-Up DC-DC Converter with Coupled-Inductor for Fuel Cell System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 1, p. 326–331, 2013.
- VILLULLAS, H. M.; TICIANELLI, E. A. G. **Atualidades em química**, v. 1, p. 1–7, 2002.
- WAI, R. J.; DUAN, R. Y. High step-up converter with coupled-inductor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 5, p. 1025–1035, 2005.
- XU, J.; CHEN, Z. High boost ratio DC-DC converter with ripple-free input current. **Electronics Letters**, v. 50, n. 5, p. 353–355, 2014.
- XU, J.; CHEN, Z.; ZHOU, Q. Coupled-inductor boost integrated flyback converter with high-voltage gain and ripple-free input current. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 2, p.

213–220, 2015.

ZHAO, Q.; LEE, F. C. High-efficiency, high step-up dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1 I, p. 65–73, 2003.

ZHAO, Y. et al. High step-up boost converter with passive lossless clamp circuit for non-isolated high step-up applications. **IET Power Electronics**, v. 4, n. 8, p. 851, 2011.