

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**TOPOLOGIAS BASEADAS NO CONVERSOR ZETA
APLICADAS EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS
INTEGRADOS PARA CARGA DE BATERIAS**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

António Manuel Santos Spencer Andrade

Santa Maria, RS, Brasil

2015

**TOPOLOGIAS BASEADAS NO CONVERSOR ZETA
APLICADAS EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS
INTEGRADOS PARA CARGA DE BATERIAS**

Antônio Manuel Santos Spencer Andrade

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia (Eletrônica de Potência), da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Luciano Schuch
Co-Orientador: Prof. Mário Lúcio da Silva Martins

Santa Maria, RS, Brasil

2015

Santos Spencer Andrade, António Andrade
Topologias Baseadas No Conversor Zeta Aplicadas Em Módulos
Fotovoltaicos Integrados Para Carga de Baterias/ António Manuel
Santos Spencer Andrade. – 2015.
187 p.; 30cm

Orientador: Luciano Schuch
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria,
Centro de Tecnologia , Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica, RS, 2015

1. Carregador de Baterias 2. Alto ganho de tensão
3. Eletrônica de Potência 4 Sistemas Fotovoltaicos 5.Zeta

© 2015

Todos os direitos autorais reservados a António Manuel Santos Spencer Andrade.
A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com
autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Ângelo Suzin, 681, Pioneiro, Caxias do Sul, RS, 95042-110
Fone: (54) 32176692; Endereço Eletrônico: antoniom.spencer@gmail.com

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**A comissão examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado**

**TOPOLOGIAS BASEADAS NO CONVERSOR ZETA
APLICADAS EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS INTEGRADOS
PARA CARGA DE BATERIAS**

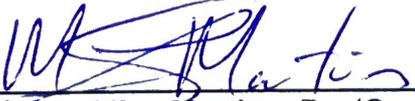
elaborada por
António Manuel Santos Spencer Andrade

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

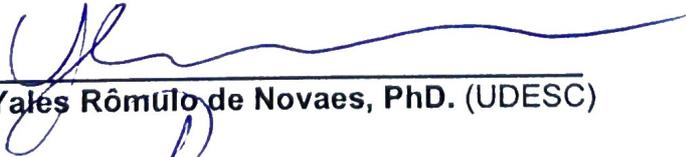
COMISSÃO EXAMINADORA:



Luciano Schuch, Dr.
(Presidente/Orientador)



Mário Lúcio da Silva Martins, Dr. (Co-orientador)



Yales Rômulo de Novaes, PhD. (UDESC)



José Renes Pinheiro, PhD. (UFSM)

Santa Maria, 23 de março de 2015

Dedico este trabalho,
aos meus pais Fatima e António,
à minha futura esposa Susana e a nossa pequena Melissa,
e aos meus irmãos Helder, Hernani, Ira e Analissa

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Fátima e António, pelo amor, amizade, educação, confiança.

À minha futura esposa Susana e a nossa filha Melissa, pelo amor, amizade, companheirismo, e pela compreensão da minha ausência.

Aos meus irmãos Helder, Hernani, Ira e Analissa, pela amizade, apoio, incentivo e companheirismo.

À minha maravilhosa família em Cabo Verde e aqui no Brasil pela amizade, apoio, estímulo.

Um especial agradecimento a uma das pessoas que mais admiro na vida Adriano Inocêncio.

Ao meu orientador Luciano Schuch pela oportunidade concedida para realizar esse trabalho de mestrado, amizade, conselhos.

Ao meu coorientador Mário Lúcio da Silva Martins pela excelente orientação. Foram dois anos de conversas, reuniões, pesquisa que contribuíram na elaboração desse trabalho, e principalmente, para meu crescimento pessoal e profissional. Gostaria de expressar minha admiração por seu conhecimento, humildade, comprometimento.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo conhecimento transmitido ao longo deste trabalho.

Aos meus amigos e colegas do GEPOC: André Pacheco, Antonio Bordini, Bernardo Andre, Claiton Mainardi, Celsio Tischer, Clecio Fischer, Everson Mattos, Fabricio Cazakevicius, Fernando Beltrame, Guilherme da Silva, Gustavo Koch, Hamiltom Sartori, Henrique Figueira, Marco Boaski, Jonatan Zientarski, Josemar Quevedo, Julian Giacomini, Renato Cardoso, Rodrigo Godoy, Ronaldo Guisso, Tadeu Vargas, Thieli Gabbi pelas conversas, discussões. Ao engenheiro Jorge Massing pela disposição, auxílio em diversas questões.

A Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controla (GEPOC) que proporcionaram toda estrutura para realização deste trabalho. Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela bolsa de estudo. À Fundação de Amparo à Pesquisa do Rio Grande do Sul (FAPERGS, Edital PRONEM).

*Ninguém pode estragar a coisa linda que temos,
se existe alguém que o pode fazer
esse alguém é nos mesmos.*

Amilcar Cabral

RESUMO

Dissertação de Mestrado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria

TOPOLOGIAS BASEADAS NO CONVERTOR ZETA APLICADAS EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS INTEGRADOS PARA CARGA DE BATERIAS

AUTOR: ANTÔNIO MANUEL SANTOS SPENCER ANDRADE

ORIENTADOR: LUCIANO SCHUCH

CO-ORIENTADOR: MÁRIO LÚCIO DA SILVA MARTINS

Data e Local de Defesa: Santa Maria, RS, 23 de Março de 2015

O sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro (FREEDM) é um exemplo de microrrede de geração distribuída (GD), onde se tem um gerenciamento de energia. No barramento de corrente contínua do FREEDM são conectados módulos integrados (MIC), armazenadores de energia, outras fontes de energia renováveis. Com o objetivo de aumentar a eficiência do sistema é proposto o módulo integrado para carregar baterias (MIBC). O MIBC é constituído por um conversor de alto ganho de tensão com característica de carregador de bateria. As características de carga das baterias, para preservar a sua vida útil, devem ser baixa ondulação na corrente de carga sendo ela aproximadamente 10% da capacidade da bateria. Portanto o conversor aplicado como MIBC deve possuir um filtro de segunda ordem na saída o que implica em um controle da corrente de saída. Uma metodologia de integração de conversores foi estudada, encontrando assim o conversor Boost-Zeta integrado. Posteriormente, foi feita uma revisão de auto-transformador que originou o conversor 2Zeta. Para completar o grupo de conversores a ser estudado foi incluído o conversor Zeta Isolado. Ambos os conversores apresentam as características ideais para MIBC. Em que o conversor Boost-Zeta apresenta um alto ganho de tensão devido à soma das tensões da seção de saída do Boost com a seção de saída do Zeta. Enquanto que o conversor 2Zeta apresenta um alto ganho de tensão devido a ligação feita do auto-transformador que aumenta um na relação de transformação do primário para o secundário. Por fim, o conversor Zeta Isolado também apresenta um alto ganho que tensão devido a relação de transformação do indutor acoplado. Todos os conversores apresentam um filtro de segunda ordem o que é desejável para o MIBC. Sendo que a aplicação é o MIBC, foi feito um projeto dos parâmetros e controle unificado dos conversores. Visto que são três conversores baseado no conversor Zeta, fez-se necessário uma análise comparativa dos mesmos, demonstrando as vantagens e desvantagens de cada um. Por fim, os protótipos atingiram os resultados esperados, contudo a dispersante do indutor acoplado dos conversores apresentou ondulações nas formas de ondas das correntes e tensões não desejadas.

ABSTRACT

Master Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

TOPOLOGIAS BASEADAS NO CONVERSOR ZETA APLICADAS EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS INTEGRADOS PARA CARGA DE BATERIAS

AUTHOR: ANTÔNIO MANUEL SANTOS SPENCER ANDRADE
RESEARCH ADVISOR: LUCIANO SCHUCH
RESEARCH 2ND ADVISOR: MÁRIO LÚCIO DA SILVA MARTINS
Santa Maria, RS, March 23th, 2015

The management system and Future Renewable Electric Energy Delivery (FREEDM) is an example of microgrid distributed generation (GD), which has a power management. In the current DC bus the FREEDM are connected to the integrated modules (MIC), energy storers and others renewable energy sources. In order to increase system efficiency is proposed integrated module to charge batteries (MIBC). The MIBC is constituted by a high voltage gain converter with voltage battery charger feature. The load current of the batteries, to preserve their life, should be low ripple and approximately 10% of battery capacity. Therefore, the converter must have a second order filter in the output which requires a control of the output current. A converters integration methodology was studied, so finding the integrated Boost-Zeta converter. Thereafter, it was made a revision of auto-transformer that originated the 2Zeta converter. To complete the group of converters to be studied was included Isolated Zeta converter. Both converters have the characteristics ideas to MIBC. The Integrated Zeta-Boost converter has a high voltage gain due to the boost of the sum of the voltages of the output section with the output section Zeta. While 2Zeta converter has a high voltage gain due to auto-transformer that increases one in primary transformation ratio for the secondary. Finally, the Zeta Isolated converter also provides a high-gain voltage due to the transformation ratio of the coupled inductor. All converters have a second order filter which is desirable for the MIBC. Since the application is the MIBC was made a project of the parameters and unified control of converters. Since there are three converters based on the Zeta converter, a comparative analysis was necessary thereof, demonstrated the advantages and disadvantages of each. Finally, the prototypes reached the expected results, but the dispersant of inverters coupled inductor presented ripples in waveform of unwanted currents and voltages.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro (FREEDM).....	25
Figura 2.1 Nanogrid CC.....	28
Figura 2.2 Sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro (FREEDM).....	30
Figura 2.3 Sistema FREEDM empregando MIBC	31
Figura 2.4 Proposta do Carregador de Baterias Integrado ao Modulo PV.....	31
Figura 2.5 Flyback Modificado. Fonte: Ref. [33]	33
Figura 2.6 Boost com auto-trafo. Fonte: Ref. [35]	33
Figura 2.7 Interleaved Boost Dc-Dc. Fonte: Ref. [36].....	34
Figura 2.8 Boost com 3 Indutores acoplados. Fonte: Ref. [37]	34
Figura 2.9 Conversor Híbrido Boost-Flyback. Fonte: Ref. [53].....	35
Figura 2.10 high boost converter. Fonte: Ref. [54].....	36
Figura 2.11 Conversor com alto ganho sem indutor acoplado . Fonte: Ref. [55].....	36
Figura 2.12 Ganho Estático de MICs CC considerando razão cíclica variável(D) (a) Para N=1, (b) Para N=10	37
Figura 2.13 Ganho Estático de MICs CC pela relação de transformação (N), considerando uma razão-cíclica constante de 0,5.	38
Figura 2.14 Fluxograma do Algoritmo P&O.....	42
Figura 2.15 Método de carga corrente constante/tensão constante	44
Figura 2.16 Método de carga corrente constante/tensão constante modificado	45
Figura 3.1 Conversores CC-CC básicos: (a) buck, (b) boost, (c) buckboost, (d) Cuk, (e) Zeta e (f) SEPIC. Fonte: Ref. [77].	50
Figura 3.2 Configurações permitidas para seção de entrada: (a) fonte de tensão em série com chave ou (b) fonte de corrente em paralelo com chave. Fonte: Ref. [77].....	51
Figura 3.3 Derivação de fontes: (a) fontes de tensão e corrente em série, (b) fontes de tensão e corrente em paralelo. Fonte: Ref. [77]	52
Figura 3.4 - Derivação da seção de entrada: (a) seção de entrada e intermediária, (b) alteração da posição entre a fonte de corrente e chave e em (c) degeneração das fontes. Fonte: Ref. [77].....	52
Figura 3.5 Diagrama das Seções dos conversores. (a) Conversor Boost, (b) Conversor Forward, (c) Conversor Cúk Isolado, (d) Conversor Zeta	54
Figura 3.6 Diagrama de integração (a) CCIS e CVIIB, (b) CCVIS. Fonte: Ref. [78].....	55
Figura 3.7 Conversores Integrados (a) Boost-Forward, (b) Boost-Zeta, (c) Buckboost-Cúk. 56	
Figura 3.8 Comparação do Ganho Estático em CCM dos Conversores Integrados em função da razão-cíclica (N=10). Expressões para M1, M2 e M3 fornecidas na Tabela 3.3.	58
Figura 3.9 Conversor Integrado Boost-Zeta.....	59
Figura 3.10 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução contínua, CCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t_0-t_1 , (b) Etapa 2 representa o intervalo t_1-t_2 , (c) Etapa 3 representa o intervalo t_2-T_s	60
Figura 3.11 Principais Formas de onda CCM (a) Corrente nos indutores, (b) Corrente nos Diodos.....	61
Figura 3.12 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução descontínua, DCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t_0-t_1 ; (b) Etapa 2 representa o intervalo	

t ₁ -t ₂ ; (c) Etapa 3 representa o intervalo t ₂ - t ₃ ; (d) Etapa 4 representa o intervalo t ₃ - t ₄ ; (e) Etapa 5 representa o intervalo t ₄ - T _s	66
Figura 3.13 Principais Formas de Onda DCM (a) Corrente no Indutores, (b) Corrente nos diodos.....	67
Figura 3.14 Ganho Estático (M) pela corrente de entrada normalizada (I _{innor}) para diferentes valores de razão-cíclica. O valor da razão de espiras adotado N=10.	73
Figura 3.15 Ganho Estático (M) pela corrente de saída normalizada (I _{onor}) para diferentes valores de razão-cíclica O valor da razão de espiras adotado N=10.	74
Figura 3.16 Fluxograma da metodologia de projeto	76
Figura 3.17 Analise do conversor Zeta aplicada na integração.....	84
Figura 3.18 Diagrama de blocos da função de transferência.....	86
Figura 3.19 Desagregação do conversor integrado (a) Boost, (b) Zeta	87
Figura 3.20 Diagrama de blocos da função de transferência.....	89
Figura 3.21 Função de transferência da tensão de saída	90
Figura 4.1 Transformador Ideal.....	92
Figura 4.2 Diagrama Genérico de duas portas do Auto trafo.....	93
Figura 4.3 Analise do Ganho do auto-transformador a partir dos fatores K dadas na Tabela 4.1	95
Figura 4.4 Conversor 2Zeta.....	95
Figura 4.5 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução contínua, CCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t ₀ -t ₁ , (b) Etapa 2 representa o intervalo t ₁ - T _s ,.....	97
Figura 4.6 Corrente nos indutores CCM.....	97
Figura 4.7 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução descontínua, DCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t ₀ -t ₁ ; (b) Etapa 2 representa o intervalo t ₁ -t ₂ ; (c) Etapa 3 representa o intervalo t ₂ - T _s ;.....	100
Figura 4.8 Principais Formas de Onda DCM	101
Figura 4.9 Ganho Estático (M) pela corrente de entrada normalizada (I _{innor}) para diferentes valores de razão-cíclica.....	105
Figura 4.10 Ganho Estático (M) pela corrente de saída normalizada (I _{onor}) para diferentes valores de razão-cíclica.....	106
Figura 5.1 Conversor Zeta Isolado	113
Figura 5.2 Etapas de Operação (a) Etapa 1, Etapa (2).....	115
Figura 5.3 Corrente nos indutores CCM.....	115
Figura 5.4 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução descontínua, DCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t ₀ -t ₁ ; (b) Etapa 2 representa o intervalo t ₁ -t ₂ ; (c) Etapa 3 representa o intervalo t ₂ - T _s ;.....	118
Figura 5.5 Principais Formas de Onda DCM.....	119
Figura 5.6 Ganho Estático (M) pela corrente de entrada normalizada (I _{innor}) para diferentes valores de razão-cíclica.....	123
Figura 5.7 Ganho Estático (M) pela corrente de saída normalizada (I _{onor}) para diferentes valores de razão-cíclica.....	124
Figura 6.1 Curva de Corrente e Tensão em função da irradiação Solar (a) 25°C; (b) 50°C; (c) 75°C.....	132
Figura 6.2 Ganho Estático pela relação de transformação (N) sendo D=0,5.	134
Figura 6.3 Figura de Mérito da Corrente da Painel Solar	138

Figura 6.4 Figura de Mérito da Corrente de Entrada dos Conversores	138
Figura 6.5 Esforço de Corrente no Enrolamento Primário do Indutor Acoplado. Para o conversor Zeta Isolado N=8, 2Zeta N=7 e Boost-Zeta Integrado N=6.	139
Figura 6.6 Esforço de Corrente no Enrolamento Secundário do Indutor Acoplado. Para o conversor Zeta Isolado N=8, 2Zeta N=7 e Boost-Zeta Integrado N=6.	140
Figura 6.7 Esforço de Corrente na Indutância Magnetizante. Para o conversor Zeta Isolado N=8, 2Zeta N=7 e Boost-Zeta Integrado N=6.	142
Figura 6.8 Esforço de Corrente no Indutor de Saída. Para o conversor Zeta Isolado N=8, 2Zeta N=7 e Boost-Zeta Integrado N=6.	143
Figura 6.9 Esforço de Corrente no MOSFET. Para o conversor Zeta Isolado N=8, 2Zeta N=7 e Boost-Zeta Integrado N=6.	144
Figura 6.10 Esforço de Corrente no Diodo Dz. Para o conversor Zeta Isolado N=8, 2Zeta N=7 e Boost-Zeta Integrado N=6	145
Figura 6.11 Comparação entre a função de transferência com o circuito elétrico do conversor.	147
Figura 6.12 Diagrama de bode da corrente i_{L_o} em malha aberta	148
Figura 6.13 Diagrama de polos e zeros das funções de transferência da malha aberta de corrente i_{L_o}	149
Figura 6.14 Comparação entre a função de transferência com o circuito elétrico do conversor	150
Figura 6.15 Diagrama de Bode da tensão de saída V_o em Malha aberta	151
Figura 6.16 Diagrama de blocos do sistema de controle da malha de corrente	152
Figura 6.17 Diagrama de bode da malha de corrente de saída do conversor Zeta Isolado.	153
Figura 6.18 Diagrama de bode da malha de corrente de saída do conversor 2Zeta	154
Figura 6.19 Diagrama de bode da malha de corrente de saída do conversor Boost-Zeta Integrado	154
Figura 6.20 Diagrama de bode da corrente i_{L_o} compensada	155
Figura 6.21 Diagrama de blocos do sistema de controle da malha de tensão	156
Figura 6.22 Diagrama de bode da malha de tensão de saída do conversor Zeta Isolado ...	157
Figura 6.23 Diagrama de bode da malha de tensão de saída do conversor 2Zeta	157
Figura 6.24 Diagrama de bode da malha de tensão de saída do conversor Boost-Zeta integrado	158
Figura 6.25 Diagrama de bode da malha da tensão de saída compensada	159
Figura 7.1 Ondulação da corrente de saída do conversor Zeta Isolado	162
Figura 7.2 Ondulação da tensão de saída do conversor Zeta Isolado	163
Figura 7.3 Resultado Experimental da malha de corrente do conversor Zeta Isolado	163
Figura 7.4 Resultado Experimental da malha de tensão do conversor Zeta Isolado	164
Figura 7.5 Ondulação da corrente de saída do conversor 2Zeta	164
Figura 7.6 Ondulação da tensão de saída do conversor 2Zeta	165
Figura 7.7 Etapas do conversor 2Zeta integrado através de resultados experimentais	165
Figura 7.8 Resultado Experimental da malha de corrente do conversor 2Zeta	166
Figura 7.9 Resultado Experimental da malha de tensão do conversor 2Zeta	166
Figura 7.10 Ondulação da corrente de saída do conversor Boost-Zeta Integrado	167
Figura 7.11 Ondulação da tensão de saída do conversor Boost-Zeta Integrado	167
Figura 7.12 Etapas do conversor Boost-Zeta integrado através de resultados experimentais.	168

Figura 7.13 Resultado Experimental da malha de corrente do conversor Boost-Zeta integrado	168
Figura 7.14 Resultado Experimental da malha de tensão do conversor Boost-Zeta integrado	169
Figura 7.15 Resultado experimental do Algoritmo P&O no conversor Zeta Isolado	169
Figura 7.16 Resultado experimental da malha de corrente saída do conversor Zeta Isolado	170
Figura 7.17 Resultado experimental da malha de tensão de saída do conversor Zeta Isolado	170
Figura 7.18 Resultado experimental do Algoritmo P&O no conversor 2Zeta	171
Figura 7.19 Resultado experimental da malha de corrente de saída do conversor 2Zeta....	171
Figura 7.20 Resultado experimental da malha de tensão de saída do conversor 2Zeta.....	172
Figura 7.21 Resultado do Algoritmo P&O no conversor Boost-Zeta integrado	172
Figura 7.22 Resultado experimental da malha de corrente de saída do conversor Boost-Zeta integrado	173
Figura 7.23 Resultado experimental da malha de tensão de saída do conversor Boost-Zeta integrado	173
Figura 7.24 Esforço nos Semicondutores (a) Conversor Zeta Isolado, (b) Conversor 2Zeta, (c) Conversor Boost-Zeta Integrado	175
Figura 7.25 Rendimento dos Conversores variando a irradiação (Potência de Entrada)	175
Figura 7.26 Rendimento do Conversores.....	176
Figura 7.27 Rendimento dos conversores variando a irradiação e a temperatura (a) 50°C; (b) 75°C.....	177
Figura 7.28 Rendimento dos Conversores variando a Corrente de Saída	178

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Ganho de tensão do conversor CC-CC em função da tensão de saída do painel fotovoltaico.....	46
Tabela 2.2 Conversores básicos para elevação de tensão utilizando um única chave	47
Tabela 3.1 Fontes de tensão ou corrente das seções dos conversores CC-CC básicos.....	51
Tabela 3.2 Possibilidade de integração para Seção de entrada.....	53
Tabela 3.3 Características dos Conversores Integrados	57
Tabela 3.4 Tensão nos semicondutores Boost-Zeta integrado.....	83
Tabela 4.1 Auto Transformador: Conexão de dois terminais	94
Tabela 4.2 Tensão nos semicondutores 2Zeta.....	111
Tabela 5.1 Tensão nos semicondutores Zeta Isolado	129
Tabela 6.1 Características elétrica do painel solar KD250GH-4FB2 para uma irradiação de 1000W/m ² , uma temperatura de 25° C.....	131
Tabela 6.2 Pontos de máxima potência em função da irradiação solar para 25°, 50° e 75°	133
Tabela 6.3 Dados do Banco de Baterias	133
Tabela 6.4 Parâmetros do conversor Zeta Isolado	135
Tabela 6.5 Parâmetros do conversor 2Zeta	136
Tabela 6.6 Parâmetros do conversor Boost-Zeta Integrado.....	137
Tabela 6.7 Tensão nos semicondutores	146
Tabela 6.8 Especificações para o projeto do compensador PI	152
Tabela 6.9 Especificações para o projeto do compensador PI	156
Tabela 7.1 Valores dos componentes do conversor Zeta Isolado.....	160
Tabela 7.2 Valores dos componentes do conversor 2Zeta.....	161
Tabela 7.3 Valores dos componentes do conversor Boost-Zeta integrado.....	162

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SO ₂	Dióxido de Enxofre
CO	Monóxido de Carbono
CO ₂	Dióxido de Carbono
GD	Geração Distribuída
INEE	Instituto Nacional de Eficiência Energética
CA	Corrente Alternada
PV	Painel Fotovoltaico
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> – Rastreamento do Ponto de Máxima Potência
CC	Corrente Contínua
MPP	Ponto de Máxima Potência
MIC	<i>Module Integrated Converter</i> – Módulo Integrado
MIC CA	Módulo Integrado de Corrente Alternada
MIC CC	Módulo Integrado de Corrente Contínua
FREEDM	<i>Future Renewable Electric Energy Delivery And Management</i> - Sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro
IEM	<i>Intelligent Energy Management</i> - Sistema Inteligente de Gerenciamento de Energia
FP	Fator de Potência
MIBC	<i>Module Integrated Battery Charger</i> - Carregador de Baterias Integrado ao Módulo
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de efeito de campo semicondutor óxido metálico
P&O	<i>Perturb and Observe</i> - Perturbação e Observação
CAh	Capacidade da Bateria
DCM	Modo de Condução Descontínua – Modo de Corrente Descontínua
CCM	Modo de Condução Contínua – Modo de Corrente Contínua
ESR	Resistência em Série Equivalente
THD	Taxa de Distorção Harmônica

LISTA DE SÍMBOLOS

M	Ganho Estático
N	Relação de transformação
V_{OC}	Tensão de circuito aberto
I_{max}	Corrente Máxima
V_{eq}	Tensão de Equalização
t	Tempo
V_{flut}	Tensão de Flutuação
V_o	Tensão de saída
V_{ob}	Tensão da seção de saída do conversor Boost
V_{oc}	Tensão da seção de saída do conversor Cúk
C_j	Capacitor (j= z, ob, oz)
D_j	Diodo (j= b,z)
S	Chave
L_j	Indutor (j=m, o)
i_o	Corrente de saída
i_{L_j}	Corrente no indutor (j=L, o)
V_{L_j}	Tensão nos indutores (j=m,o, pri, sec)
D	Razão cíclica
V_{in}	Tensão de Entrada
V_j	Tensão nos semicondutores (j= s, Dz, Db)
M_j	Ganho Estático (j= CCM, DCM, Fronteira)
I_j	Correntes Normalizadas (j=innor, onor)
K	Fator do Ganho do auto-transformador
T	Tempo de chaveamento
ms	Mili segundos
K_{pi}	Ganho do compensador PI
z_{pi}	Zero do compensador PI
H	Ganho dos sensores (corrente e tensão)
C	Celsius (temperatura)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Definição do Problema.....	25
1.2	Objetivos.....	26
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	27
2.1	Micro e Nanorrede	27
2.2	Sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro	29
2.3	Sistema FREEDM empregando MIBC	30
2.4	Modulo Integrado CC.....	32
2.5	Método de Extração de Máxima Potência	39
2.6	Baterias	41
2.7	Conversores elevadores de tensão.....	45
2.8	Conclusões	47
3	SÍNTESE E ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST-ZETA INTEGRADO	49
3.1	Introdução.....	49
3.2	Ferramenta de Síntese: Metodologia de Integração de Conversores CC-CC	49
3.2.1	Definições preliminares	49
3.3	Conversor Boost-Zeta Integrado	58
3.3.1	Princípio de Operação.....	59
3.4	Análise do Ganho Estático.....	70
3.5	Metodologia de Projeto Proposto	75
3.6	Análise Dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes.....	77
3.6.1	Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado	77
3.6.2	Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado	78
3.6.3	Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m	79
3.6.4	Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o	80
3.6.5	Esforços de corrente no MOSFET	80
3.6.6	Esforços de corrente no diodo D_z	81
3.6.7	Esforços de corrente no diodo D_b	82
3.6.8	Esforços de tensão nos semicondutores	83
3.7	Modelagem do Sistema de Controle da Corrente de Saída	83
3.8	Modelagem do Sistema de Controle da Tensão de Saída	86
3.9	Conclusões	91

4	SINTESE E ANÁLISE DO CONVERSOR 2ZETA	92
4.1	Introdução.....	92
4.2	Breve Revisão de Auto-Transformador	92
4.3	Conversor 2Zeta	95
4.4	Princípio de Operação do Conversor 2Zeta	96
4.4.1	Modo de Condução Contínua	96
4.4.2	Modo de Condução Descontínua.....	99
4.5	Análise do Ganho Estático do Conversor 2Zeta.....	102
4.6	Metodologia de Projeto Proposto	106
4.7	Análise Dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes.....	106
4.7.1	Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado.....	107
4.7.2	Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado.....	107
4.7.3	Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m	108
4.7.4	Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o	109
4.7.5	Esforços de corrente no MOSFET.....	109
4.7.6	Esforços de corrente no diodo D_z	110
4.7.7	Esforços de tensão nos semicondutores.....	111
4.8	Modelagem do Sistema de Controle da Corrente de Saída.....	111
4.9	Modelagem do Sistema de Controle da Tensão de Saída.....	112
4.10	Conclusões	112
5	ANÁLISE DO CONVERSOR ZETA ISOLADO	113
5.1	Introdução.....	113
5.2	Conversor Zeta Isolado.....	113
5.3	Princípio de Operação do Conversor Zeta Isolado	114
5.3.1	Modo de Condução Contínua	114
5.3.2	Modo de Condução Descontínua.....	117
5.4	Análise do Ganho Estático do Conversor Zeta Isolado	120
5.5	Metodologia de Projeto Proposto	124
5.6	Análise Dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes.....	124
5.6.1	Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado.....	125
5.6.2	Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado.....	125
5.6.3	Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m	126
5.6.4	Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o	127
5.6.5	Esforços de corrente no MOSFET.....	127

5.6.6	Esforços de corrente no diodo D_z	128
5.6.7	Esforços de tensão nos semicondutores	129
5.7	Modelagem do Sistema de Controle da Corrente de Saída	129
5.8	Modelagem do Sistema de Controle da Tensão de Saída	130
5.9	Conclusões	130
6	ANALISE COMPARATIVA DAS TOPOLOGIAS BASEADAS NO	
	CONVERTOR ZETA	131
6.1	Introdução.....	131
6.2	Especificações da aplicação	131
6.2.1	Dados do painel (módulo) PV	131
6.2.2	Dados das Baterias.....	133
6.3	Análise do Ganho Estático.....	133
6.4	Exemplo de Projeto do Conversor Zeta Isolado	134
6.5	Exemplo de Projeto do Conversor 2Zeta	135
6.6	Exemplo de Projeto do Conversor Boost-Zeta Integrado	136
6.7	Análise Comparativa dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes	136
6.7.1	Corrente de Entrada do painel.....	137
6.7.2	Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado	137
6.7.3	Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado	139
6.7.4	Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m	140
6.7.5	Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o	142
6.7.6	Esforços de corrente no MOSFET	143
6.7.7	Esforços de corrente no diodo D_z	144
6.7.8	Esforços de tensão nos semicondutores	145
6.8	Projeto dos controladores da malha de corrente.....	146
6.8.1	Modelagem da corrente de saída do Conversor Zeta Isolado.....	146
6.8.2	Modelagem da corrente de saída do conversor 2Zeta.....	147
6.8.3	Modelagem da corrente de saída do Conversor Boost-Zeta Integrado	147
6.9	Projeto dos controladores do Sistema de Controle da Tensão de Saída.....	148
6.9.1	Modelagem da tensão de saída do Conversor Zeta Isolado.....	148
6.9.2	Modelagem da tensão de saída do conversor 2Zeta.....	150
6.9.3	Modelagem da tensão de saída do Conversor Boost-Zeta Integrado	150
6.10	Compensador de Corrente de Saída.....	151
6.10.1	Compensador da Corrente de Saída do Conversor Zeta Isolado.....	152
6.10.2	Compensador da Corrente de Saída do Conversor 2Zeta	153

6.10.3	Compensador da Corrente de Saída do Conversor Boost-Zeta Integrado.....	154
6.11	Compensador da Tensão de Saída.....	155
6.11.1	Compensador da Tensão de Saída do Conversor Zeta Isolado.....	156
6.11.2	Compensador da Tensão de Saída do Conversor 2Zeta.....	156
6.11.3	Compensador da Tensão de Saída do Conversor Boost-Zeta Integrado.....	158
6.12	Conclusões.....	159
7	ANALISE EXPERIMENTAL DAS TOPOLOGIAS BASEADAS NO	
	CONVERSOR ZETA.....	160
7.1	Introdução.....	160
7.2	Protótipos.....	160
7.2.1	Conversor Zeta Isolado.....	160
7.2.2	Conversor 2Zeta.....	161
7.2.3	Conversor Boost-Zeta Integrado.....	161
7.3	Análise dos Conversores.....	162
7.3.1	Conversor Zeta Isolado.....	162
7.3.2	Conversor 2Zeta.....	164
7.3.3	Conversor Boost-Zeta Integrado.....	166
7.4	Análise do MIBC.....	169
7.4.1	Conversor Zeta Isolado.....	169
7.4.2	Conversor 2Zeta.....	171
7.4.3	Conversor Boost-Zeta Integrado.....	172
7.5	Análise Comparativo.....	174
7.5.1	Análise Comparativo.....	174
7.5.2	Rendimento.....	175
7.6	Conclusões.....	178
	CONCLUSÕES FINAIS.....	179
	BIBLIOGRAFIA.....	182

1 INTRODUÇÃO

Atualmente combustíveis, tais como petróleo, carvão e gás natural, têm sido as maiores fontes de energia no mundo. Porém, suas reservas naturais têm diminuindo e a exploração de novas tem-se tornado cada vez mais difícil [1]. Contudo, os países desenvolvidos têm passado por um aumento contínuo da sua demanda energética, o que reflete o seu desenvolvimento econômico [2]. Por outro lado, a oferta de energia não é suficiente para garantir o mínimo desenvolvimento econômico e social de uma grande parte do mundo [3]. Desta forma, deve-se esperar que num futuro próximo ocorra um grande aumento na demanda energética, não somente em consequência do maior consumo de energia pelos países em desenvolvimento, mas também pelo aumento do consumo de energia per capita em países subdesenvolvidos.

Além da possibilidade do esgotamento das fontes de energia não renováveis, cada vez mais ficam evidentes as consequências do uso dessas fontes. A queima destas (petróleo, carvão mineral e gás natural) gera gases poluentes, entre eles o SO_2 , CO e CO_2 , que por sua vez causam sérios danos ao meio ambiente [4]. No decorrer do tempo o excesso de gases poluentes na atmosfera tem como consequência o surgimento do efeito de estufa, causando assim o aquecimento global [5]. Consequentemente tem-se um aumento gradativo da temperatura no planeta, agregando uma série de problemas nocivos ao meio ambiente a longo prazo [6].

Ao considerar estes fatores, torna-se evidente a necessidade de se buscar novas fontes para a matriz energética [7]. Dentro deste contexto, a energia solar representa uma solução viável para grandes centros urbanos. Além de ser uma das fontes de energia renováveis menos poluente, também se destaca por ser uma fonte silenciosa, modular, e que necessita de baixa manutenção, possuindo curtos prazos de instalação, baixo impacto ambiental [8], [9]. Cabe ressaltar que é de fácil integração em construções, podendo ser gerada e armazenada localmente ou ser distribuída na rede de distribuição [10].

A geração de energia empregando fontes renováveis se caracteriza pela sua intermitência, o que pode ocasionar problemas relacionados ao controle e a

confiabilidade destes geradores. Para minimizar o efeito da intermitência, a ideia de cooperativa de fontes de geração é atrativa, pois permite que o excedente de uma seja utilizado em outro consumidor. Neste contexto também é importante o armazenamento. Esta cooperativa de consumidores e produtores de energia (fontes renováveis) é agrupada em um subsistema que se comporta como uma única unidade consumidora ou geradora, o que pode permitir sua operação de forma autônoma (ilhada), se necessário [11]. O subsistema em questão adequa-se no conceito de Geração Distribuída. De acordo com Instituto Nacional de Eficiência Energética (INEE) [12], a Geração Distribuída (GD) é uma expressão usada para designar a geração elétrica realizada junto ou muito próxima dos consumidores desta energia, independentemente da potência, tecnologia e fonte de energia. As tecnologias de GD têm evoluído para incluir potências cada vez menores, tais como geradores de emergência, painéis fotovoltaicos, geradores para operação no horário de ponta, etc. Também é comumente utilizado algum tipo de armazenador de energia para ajustar a curva de geração com a curva de demanda, reduzindo o fluxo de potência entre a rede pública e a microrrede [12].

O conceito envolve, ainda, supervisão de variáveis, e o eventual despacho de cargas para que estas se adaptem à oferta de energia [13]. Com essa abordagem os problemas de conexão com o sistema de energia, confiabilidade, qualidade de energia, etc. são tratados comunitariamente [11] e, portanto, são melhores resolvidos.

Por empregar fontes e cargas que se encontram conectadas em um subsistema, a microrrede pode empregar um ou mais barramentos. Também pode-se encontrar diferentes tipos de barramento na microrrede. Através das características do barramento pode-se classificar a microrrede em diferentes grupos, a saber, microrrede com barramento CA 60Hz, com barramento CA *High-Frequency*, ou com barramento CC [14]. Cada grupo apresenta vantagens e desvantagens. Quando a maior quantidade das fontes da microrrede produzir eletricidade em corrente contínua, por exemplo quando empregam geradores fotovoltaicos, células de combustível e pequenos aerogeradores assíncronos, o uso do barramento CC para conectar todas as fontes é mais vantajosa [15]. Devido às características como modularidade, confiabilidade e manutenção, geradores fotovoltaicos são comumente empregados, principalmente em microrredes localizadas em zonas urbanas.

Os sistemas PV têm as características elétricas (tensão-corrente) vinculadas a fatores climáticos (irradiação e temperatura). Isto faz com que, durante um dia, as variações dos fatores climáticos, modifiquem a energia fornecida pelo gerador. Para assegurar que a maior quantidade de energia seja produzida, deve-se manter o produto tensão-corrente o maior possível para cada instante de tempo. As técnicas utilizadas para este fim são conhecidas como rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) [16].

Em casos onde exista a associação de mais de um painel formando o gerador fotovoltaico, também se está sujeito a diferenças nos fatores climáticos devido à disposição local dos painéis, principalmente com relação à irradiação. Além disto, fatores como envelhecimento e outros aspectos pertinentes ao processo de fabricação podem produzir diferenças nos parâmetros de um painel em relação aos seus vizinhos em um mesmo arranjo fotovoltaico, levando a resultados semelhantes aos provocados por diferenças na irradiação. Este fenômeno é conhecido como sombreamento parcial e as suas consequências podem reduzir consideravelmente a energia disponível no gerador [17]. Para contornar este problema, encontra-se na literatura diversas propostas de configurações de conversores com MPPT em subconjuntos do arranjo, dando origem aos Sistemas Descentralizados.

Os Sistemas Descentralizados empregam conversores estáticos para um reduzido número de módulos fotovoltaicos, assegurando um maior aproveitamento da energia gerada [18] [19]. O desenvolvimento desse tipo de sistema iniciou-se na Alemanha [20] e hoje é largamente utilizado em sistemas fotovoltaicos conectados a rede ou sistemas que utilizam diferentes fontes geradores [21] [22] [23] [24]. Podem ser classificados em três configurações: *String*, *Multi-String* e Módulo Integrado (ou Módulo CA).

A configuração *string* pode ser constituída por um único estágio de processamento de energia (conversor CC-CA conectado diretamente a rede) ou dois estágios, um estágio CC-CC para elevação da tensão do arranjo PV e outro para conversão CC em CA. No caso de um único estágio, implica que o arranjo dos painéis PV seja capaz de fornecer o nível de tensão necessário para conexão direta com a rede somente com um inversor. Contudo, o uso de vários PVs associados a somente um inversor torna o sistema mais vulnerável a problemas de sombreamento. Por outro lado, a configuração *string* com dois estágios é utilizado quando o arranjo dos módulos fotovoltaicos não atinge a tensão necessária para

alimentação do inversor. Com isso se reduz a quantidade de painéis PVs em comparação a configuração *string* com um estágio. Porém, o uso de dois estágios implica maiores perdas do que um estágio único de processamento de energia [6].

A configuração *Multi-string*, como o nome diz, são varios *string* conectados. Neste sistema cada string é conectado a um conversor CC-CC que opera rastreando o ponto de máxima potência (MPP), onde as suas saídas são conectadas em série gerando um barramento que está alimentando um único inversor. A principal característica dessa topologia é a existência de um único estágio CC-CA para um grande número de strings. Nesta topologia têm-se as vantagens do MPPT descentralizado para um número menor de painéis com as vantagens do inversor central [25].

A configuração Módulo CA utiliza um inversor ligado diretamente a apenas um painel. Isso reduz o custo de cabeamento e instalação do sistema, uma vez que as conexões CC estão todas intrínsecas ao circuito eletrônico do conversor. Todos os módulos apresentam as funções de MPPT e sincronismo com a rede individualmente, portanto, a conexão de vários módulos CA torna-se mais simples, pois basta fornecer um barramento CA comum para expansão da potência instalada. A principal vantagem desta topologia é a utilização de um sistema de busca do ponto de máxima potência exclusivo para um único painel, garantindo a extração máxima de energia sob quaisquer condições de irradiação [26].

Em ambientes urbanos, bastante susceptíveis à irradiação não homogênea devido à anteparos que fazem parte das diferentes construções e suas disposições, o Módulo CA apresenta como maior vantagem a sua maior produção de energia, tendo em vista que é imune a sombreamento. Além disto, em uma microrrede CC, o Módulo integrado pode ser simplificado, uma vez que não é necessário a presença de um estágio inversor. Isto possibilita uma redução dos estágios de processamento de energia e conseqüente aumento da eficiência do mesmo. Neste caso o conversor é chamado apenas de módulo integrado (*Module Integrated Converter - MIC*) [27] [28] [29] [30].

O sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro (*Future Renewable Electric Energy Delivery And Management (FREEDM)*), mostrado na Figura 1.1, é um exemplo de microrrede com barramento CC que pode fazer uso de MIC. O sistema mostrado na Figura 1.1 é constituído por um supervisor ou controlador da energia (IEM), por dois barramentos de corrente

com o barramento de 240V e ao mesmo tempo, reduzir a ondulação da corrente de carga das baterias, a fim de assegurar uma maior vida útil das mesmas [32].

Na literatura é possível encontrar algumas topologias de MIC CC baseadas em modificações em circuitos de conversores bem conhecidos visando o aumento no ganho de tensão, [33] [34] [35] [36] [37]. Na sua maioria os circuitos apresentam filtros capacitivos em sua saída, o que não é adequado para a redução da ondulação na corrente de saída do conversor. Esta característica pode comprometer a vida útil das baterias, o que não é desejável, tendo em vista o custo elevado das mesmas.

1.2 Objetivos

Com o intuito de contribuir no sistema FREEDM, esta dissertação visa o estudo e desenvolvimento de conversores com alto ganho de tensão, com controle de carga das baterias e com baixa ondulação de corrente de carga, (*Module Integrated Battery Charger - MIBC*).

Para alcançar o objetivo principal deste trabalho deve-se realizar alguns objetivos específicos, tais como:

- Realizar uma revisão bibliográfica dos temas abordados;
- Definir possíveis conversores com alto ganho de tensão, com características adequadas para a aplicação como carregador de baterias;
- Propor melhorias e novas topologias para aplicação;
- Analisar matematicamente o princípio de operação, ganho estático e os limites de operação destes conversores;
- Realizar uma análise comparativa desses conversores;
- Definir uma metodologia de projeto dos conversores;
- Desenvolver o projeto físico e implementar os protótipos dos conversores;
- Obter os dados experimentais e analisar os resultados.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica, abordando os principais tópicos que regem na melhor compreensão dessa dissertação, a fim de se estabelecer o estado da arte desse trabalho.

2.1 Micro e Nanorrede

Pode-se dizer que a Nanorrede é uma pequena escala de um sistema de distribuição direcionada para aplicações de fornecimento de energia em uma residência [38] [39]. Nesse sentido, as casas podem ser consideradas como uma rede Nanorrede CA (Corrente Alternada). Esse sistema é constituído por: rede elétrica, cargas de corrente alternada (exemplo: geladeira, TV, etc). Entretanto, a Nanorrede CA apresenta algumas desvantagens, tais como:

- Cada carga deve ter algum sistema para corrigir problemas de fator de potência (FP);
- Praticamente todas as cargas apresentam algum retificador de tensão, devido aos seus diferentes tipos de tensão exigido pelos mesmos, para suprir suas necessidades. Logo é necessário o uso de diferentes conversores para realizar a regulação de tensão nas cargas, o que implica perdas [39].

Dentro desse contexto, é apresentado o Nanorrede CC, um termo utilizado para um sistema de energia renovável de distribuição híbrida, que é baseado predominantemente por conversores que utilizam fontes de corrente contínua para transmissão de energia, com o intuito de se ter uma interface prática entre as fontes e o sistema de energia [40] [41].

Um exemplo de uma rede microrrede CC genérica é mostrado na Figura 2.1, onde a mesma é composta por barramentos CC, cargas CC e CA, fontes de energias renováveis e a própria rede elétrica [42] [32] [38]. Como pode ser visto, o sistema é constituído por fontes renováveis (eólico, solar), carros híbridos, rede elétrica, armazenadores de energia, barramento de corrente contínua (240V e 48V) e por conversores estáticos para regulação de tensão nos barramentos.

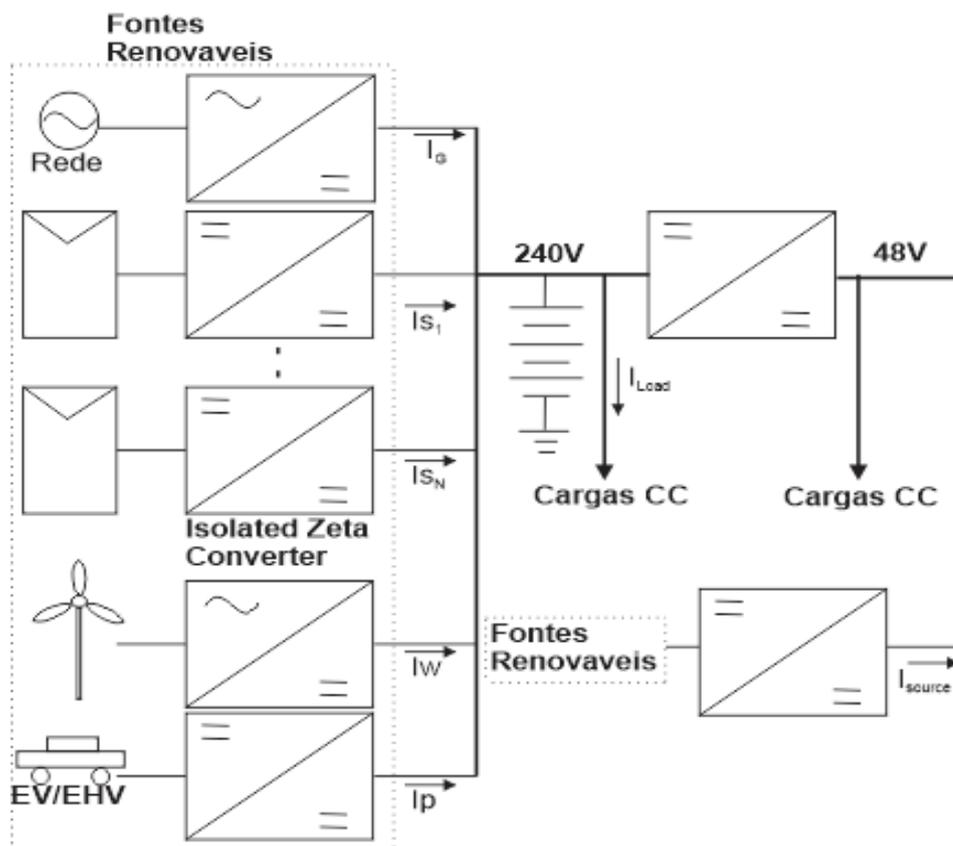


Figura 2.1 Nanogrid CC

De acordo com [43] essa estrutura agrega vantagens, tais como:

- Menor número de conversores estáticos, visto que o sistema apresenta dois barramentos de corrente contínua [32]. O que implica maior eficiência no sistema, pois as cargas de maior potência são conectados no barramento de 240V, enquanto que cargas de menor potência são conectadas no barramento de 48V [44];
- Visto que todo o sistema é conectado à rede pública por apenas um ponto, implica na necessidade de se corrigir problemas relacionados à qualidade de energia, como fator de potência e harmônicos de corrente, somente em um ponto, com um único conversor [45]. Esta característica é muito importante para redução do custo do sistema;
- Uma unidade armazenadora de energia é imprescindível para garantir que não venha ter interrupção de energia para cargas críticas, e também para manter regulação da tensão nos barramentos da Nanorrede CC [46]. Nessa estrutura está acoplado um banco de

baterias no barramento de 240V, com intuito de garantir que haja interrupção de energia no sistema, Figura 2.1;

Para o melhor custo/ benefício de uma Nanorrede, as fontes de energias devem ser programadas de forma a definir qual fonte tem prioridade de geração. Em relação ao excesso de energia gerada, o mesmo deve prioritariamente ser armazenado em baterias ou outros dispositivos de armazenamento. Somente na ausência de produção de energia das fontes renováveis, as fontes não renováveis devem ficar ligadas. O seu uso deve ser agendado e controlado com o intuito de se ter um melhor aproveitamento das renováveis [43] [40]. Dentro desse contexto pode-se ressaltar o conceito do uso do sistema Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro (*Future Renewable Electric Energy Delivery And Management* - FREEDM), onde o principal objetivo é realizar o gerenciamento da energia gerada e distribuída no Sistema.

2.2 Sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro

O FREEDM é um gerenciador inteligente aplicado na rede elétrica de distribuição com diferentes fontes de alimentação e com armazenadores de energia [47]. Na Figura 2.2 está representado o sistema FREEDM que inclui um sistema inteligente de gerenciamento de energia (*Intelligent Energy Management* - IEM). Como resultado, os conversores conectados aos PV no sistema somente necessitam de um único estágio de conversão de energia CC/CC para o barramento do sistema de 240V.

De um modo geral, é possível reduzir o custo do sistema para os usuários. Várias pesquisas têm procurado aumentar o desempenho dos conversores estáticos que utilizam PV [48] [49]. Dentro desse contexto aparece os módulos integrados (*Module Integrated Converters* – MIC), que é um sistema constituído por um único painel acoplado com um conversor estático de alto ganho de tensão [21], que estão despertando cada vez mais o interesse científico, devido às suas características [32] [48] [49] [50], tais como.

- MIC elimina as perdas que podem ser causados por sombreamento que afetam o algoritmo de rastreamento de máxima potência, o que acontece com *string* de painéis solares [48].

- Risco de locais impróprios para instalação de painéis solares é extinta. Visto que somente se tem um único painel solar no MIC, o mesmo não é prejudicado por problemas de sombreamento [49];
- Como no FREEDM é possível realizar o gerenciamento de energia, o MIC é uma solução flexível, fácil de planejar e instalar [49].

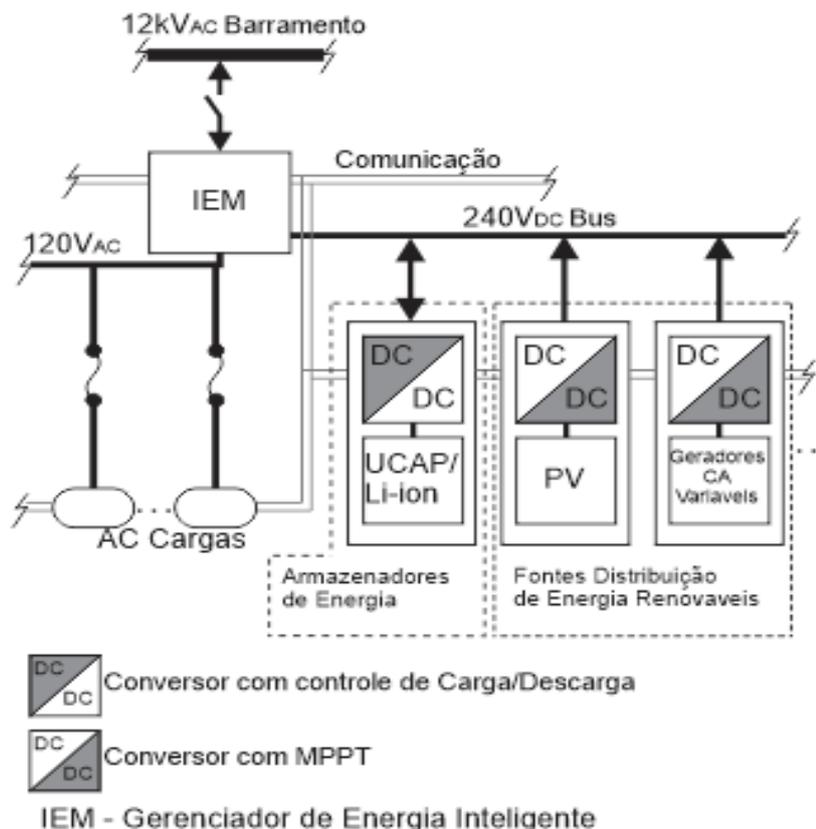


Figura 2.2 Sistema de Gerenciamento e Entrega de Energia Elétrica Renovável do Futuro (FREEDM)

Por outro lado, no barramento de 240V CC do FREEDM é conectado um conversor que tem o objetivo de realizar a recarga de um banco de baterias [32] [49].

Resumindo, a recarga dos armazenadores de energia é feita em dois estágios, um MIC CC para elevar a tensão do PV para a tensão do barramento CC e um segundo conversor que tem dedicação exclusiva para realizar a carga das baterias.

2.3 Sistema FREEDM empregando MIBC

Com o intuito reduzir custo e aumentar a modularidade do sistema, é proposta a eliminação do estágio de controle de carga das baterias, transferindo esta função para os MICs CC, que passam a ser denominados de MIBC (Carregador de Baterias

Integrado ao Módulo – *Module Integrated Battery Charger - MIBC*). O sistema FREEDM com os MIBCs pode ser visto na Figura 2.3. Como se pode observar, o sistema de armazenamento de energia é composto por um arranjo de baterias que estão conectadas diretamente ao barramento CC de 240V.

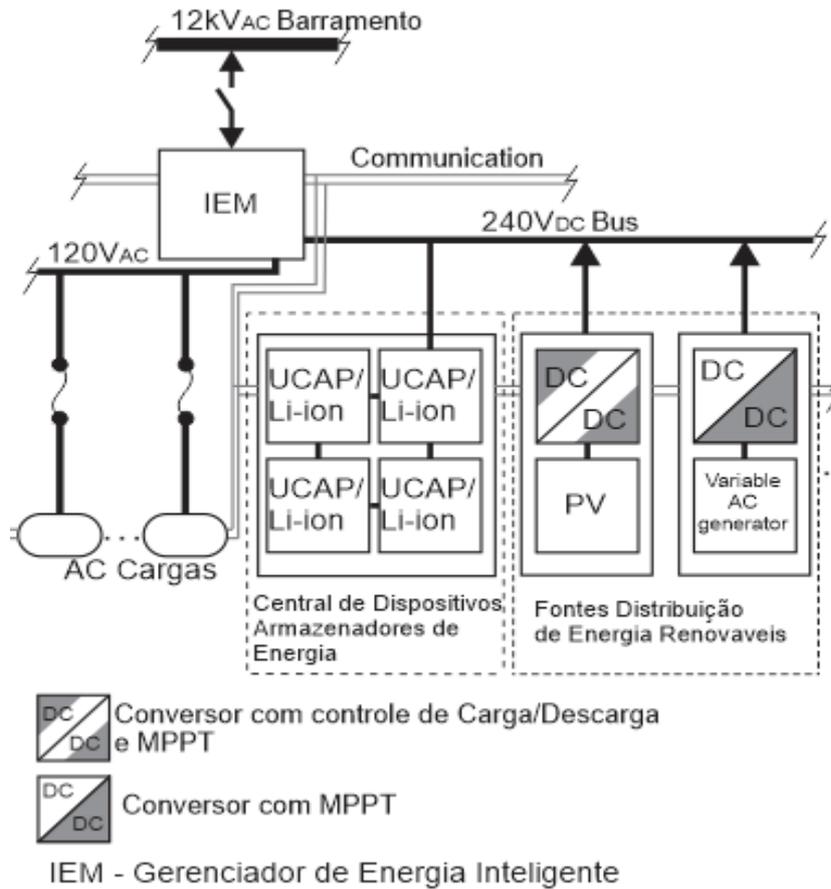


Figura 2.3 Sistema FREEDM empregando MIBC

A Figura 2.4, mostra o diagrama de um único MIBC conectado ao barramento de 240V.

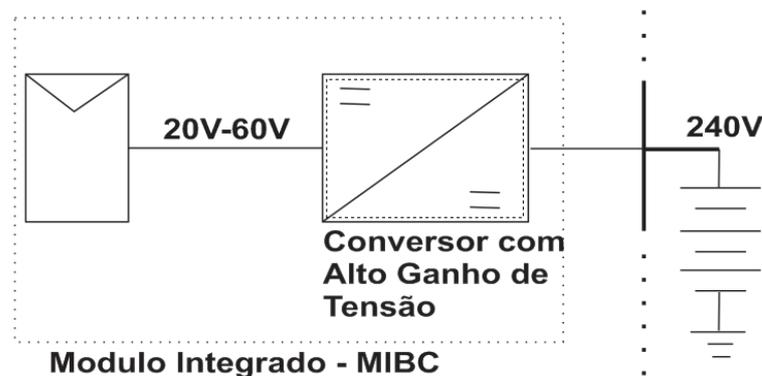


Figura 2.4 Proposta do Carregador de Baterias Integrado ao Modulo PV.

2.4 Módulo Integrado CC

Como visto anteriormente, o Módulo Integrado CA deve fazer a conversão direta entre a energia fornecida em corrente contínua e a rede em corrente alternada. No caso do Módulo Integrado CC, apenas o rastreamento do ponto de máxima potência do painel PV e a adequação dos níveis de tensão entre este e sua saída são necessários.

No modo geral, a topologia do módulo integrado CC, utiliza um conversor de alto ganho de tensão ligado diretamente a apenas um painel solar. Isso reduz o custo de cabeamento e instalação do sistema, uma vez que as conexões CC estão todas intrínsecas ao conversor eletrônico [6]. Todos os módulos apresentam as funções de MPPT independentes, a conexão de vários módulos CC torna-se mais simples, pois basta fornecer um barramento CC comum para expansão da potência instalada.

Uma das características do MIC CC é o conversor com alto ganho de tensão. Esse ganho de tensão pode ser obtido, em teoria, por qualquer conversor com ganho de tensão maior que a unidade, por exemplo, um conversor Boost. Todavia, quando o ganho demanda valores elevados, o conversor passa a operar com uma razão cíclica elevada. A operação nessas condições necessita de um controle mais preciso, a fim de evitar instabilidade, uma vez que pequenas alterações no valor da razão cíclica levará a grandes variações de tensão de saída, o que faz com que essa execução seja problemática e cara [51]. Além disso, na prática, as perdas nas indutâncias, capacitores, diodos e MOSFET, torna impraticável se alcançar valores de ganhos muito elevados [52]. Portanto, para a obtenção de um elevado ganho de tensão é aconselhável empregar topologias especiais que não necessitem de valores de razão-cíclica muito elevados. Na literatura existem alguns circuitos de MIC CC, os quais serão brevemente apresentados.

O primeiro circuito analisado é mostrado na Figura 2.5. Este conversor foi proposto por Zhao, [33]- [34]. O conversor consiste de uma modificação do conversor flyback, visando à redução das perdas relacionadas às indutâncias de dispersão do acoplamento magnético do seu indutor acoplado (enrolamentos N_p e N_s da Figura 2.5). O ganho estático dessa topologia é dado pela expressão (1). O inconveniente desta topologia é a corrente pulsante em sua entrada (o que pode aumentar a defasagem no rastreamento do MPP).

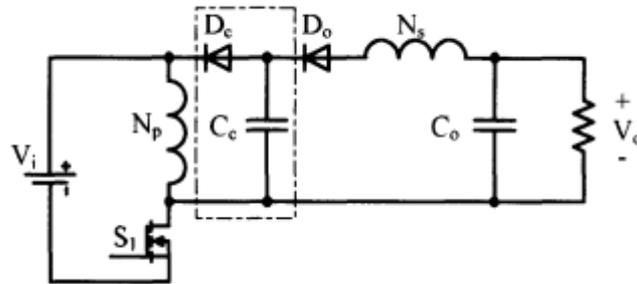


Figura 2.5 Flyback Modificado. Fonte: Ref. [33]

$$M_1 = \frac{(N+1)D}{1-D} \quad (1)$$

Onde D é a razão cíclica e N é a relação de transformação do indutor acoplado ($N=N_s/N_p$).

Baseado em configurações de conversores intercalados, o circuito introduzido em [35] dado pela Figura 2.6 é composto por dois conversores Boost acoplados via um auto-transformador com a relação de transformação de 1:1. A saída esta configurada de modo que os dois capacitores de saída estão conectados em série. Assim a operação de forma complementar das chaves faz com que a tensão de magnetização de cada indutor boost seja com o dobro do valor da tensão de entrada. Além disto, a tensão de saída é a soma da tensão em cada capacitor. Uma vantagem desse circuito é que a corrente de entrada não é pulsada e com baixa ondulação. Por outro lado, um aspecto negativo são os esforços de tensão no qual as chaves são submetidas. Por fim, o ganho estático dessa topologia é mostrado na expressão (2).

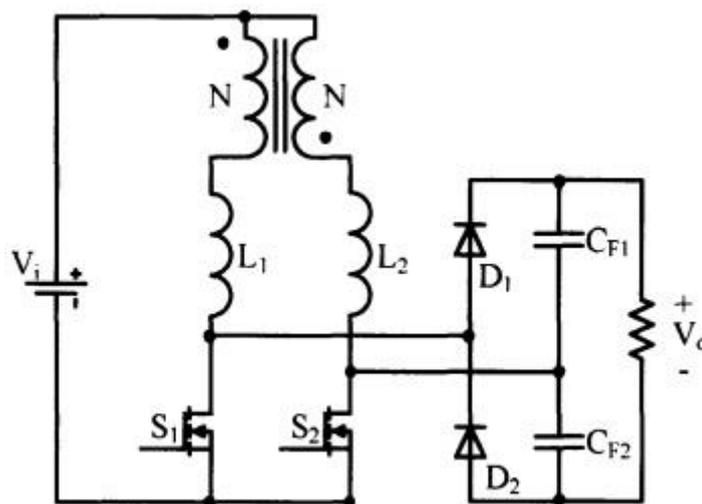


Figura 2.6 Boost com auto-trafo. Fonte: Ref. [35]

$$M_2 = \frac{4}{1-D} \quad (2)$$

Outra topologia de MIC CC, proposto em [36], é vista na Figura 2.7. São dois conversores boost operando de modo intercalado. Em cada seção de saída dos conversores intercalados tem-se um circuito dobrador de tensão. Para uma configuração onde se tem somente um único estágio dobrador de tensão, o estresse de tensão nas chaves é limitado em metade da tensão de saída. O ganho estático deste conversor é dado pela expressão (3).

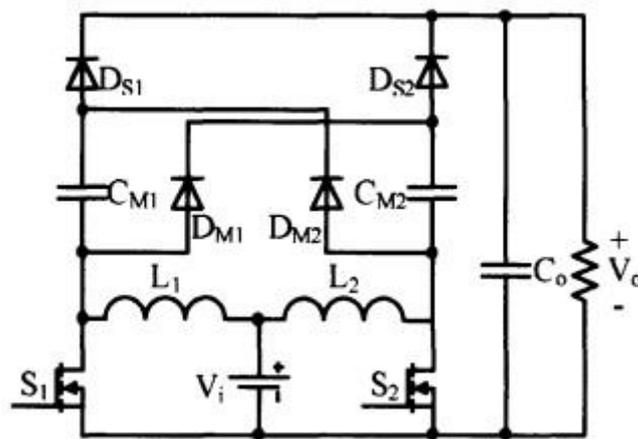


Figura 2.7 Interleaved Boost Dc-Dc. Fonte: Ref. [36]

$$M_3 = \frac{M-1}{1-D} \quad (3)$$

Onde M é o número de estágios multiplicadores de tensão.

Uma variação do circuito com estágio de multiplicação de tensão associado com indutores acoplados é mostrado na Figura 2.8. Este conversor é composto por um indutor acoplado com três enrolamentos [37]. O ganho estático é dado pela expressão (4).

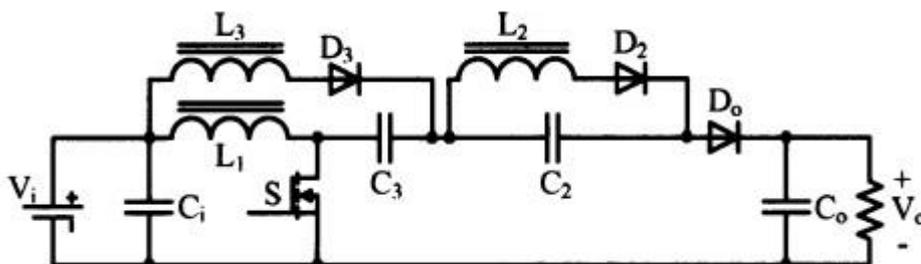


Figura 2.8 Boost com 3 Indutores acoplados. Fonte: Ref. [37]

O esforço da tensão na chave pode ser projetado para valores menores que 15% da tensão de saída. Assim como em outras topologias com indutor acoplado, quanto maior for a relação de espiras maior é o ganho de tensão.

$$M_4 = (1+N) + \frac{1}{1-D} + \frac{ND}{1-D} = \frac{2+N-D}{1-D} \quad (4)$$

Ao invés de separar o ganho em diferentes enrolamentos conectados em série, na Figura 2.9, [53], um conversor Boost-Flyback foi proposto com apenas um enrolamento secundário. As principais vantagens são o baixo estresse de tensão na chave, onde é igual ou menor que a metade da tensão de saída. Além disso, a tensão na chave é grampeada naturalmente pelo capacitor de saída que, adicionalmente, recicla a energia de fuga para a saída. Como desvantagem, a corrente de entrada é pulsante e requer um filtro de entrada adicional. O ganho estático dessa topologia é dada pela expressão (5).

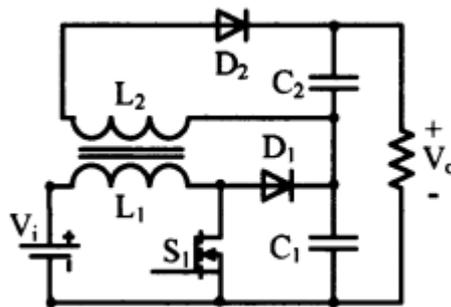


Figura 2.9 Conversor Híbrido Boost-Flyback. Fonte: Ref. [53]

$$M_5 = \frac{ND+1}{1-D} \quad (5)$$

Outra topologia semelhante à anterior e constituído por um conversor Boost com indutores acoplados, [54], ilustrada na Figura 2.10, onde o ganho estático é dado por (6). A diferença agora que se tem um retificador duplicador de tensão é aplicada ao enrolamento secundário. O inconveniente dessa topologia é a corrente de entrada pulsante.

$$M_6 = \frac{N+1}{1-D} \quad (6)$$

Em vez de utilizar componentes magnéticos acoplados como as topologias apresentadas anteriormente, o circuito mostrado na Figura 2.11 baseia-se na associação de dois conversores Boost em modo diferencial com um único interruptor. O uso de estágios diferenciais evita os problemas com as indutâncias parasitas, presentes em conversores com indutores acoplados e auto-transformador,

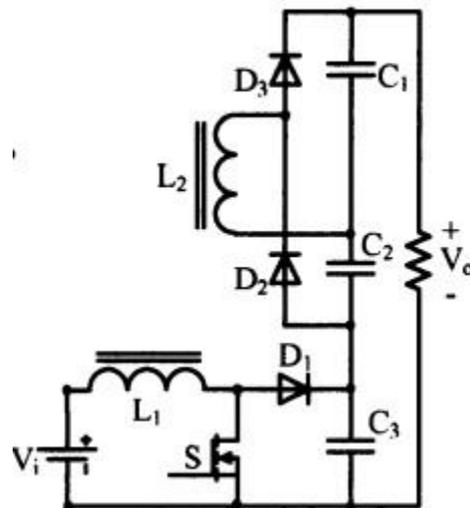


Figura 2.10 high boost converter. Fonte: Ref. [54]

porém, o preço pago por isto é um aumento no número de componentes. Isso acarreta numa maior complexidade e maiores perdas nos semicondutores [55]. O ganho estático é descrito na equação (7).

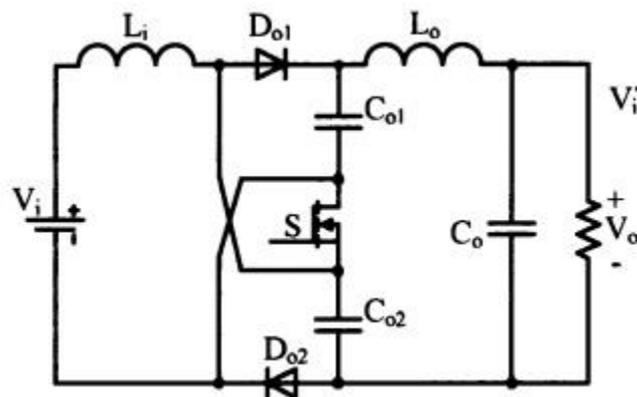
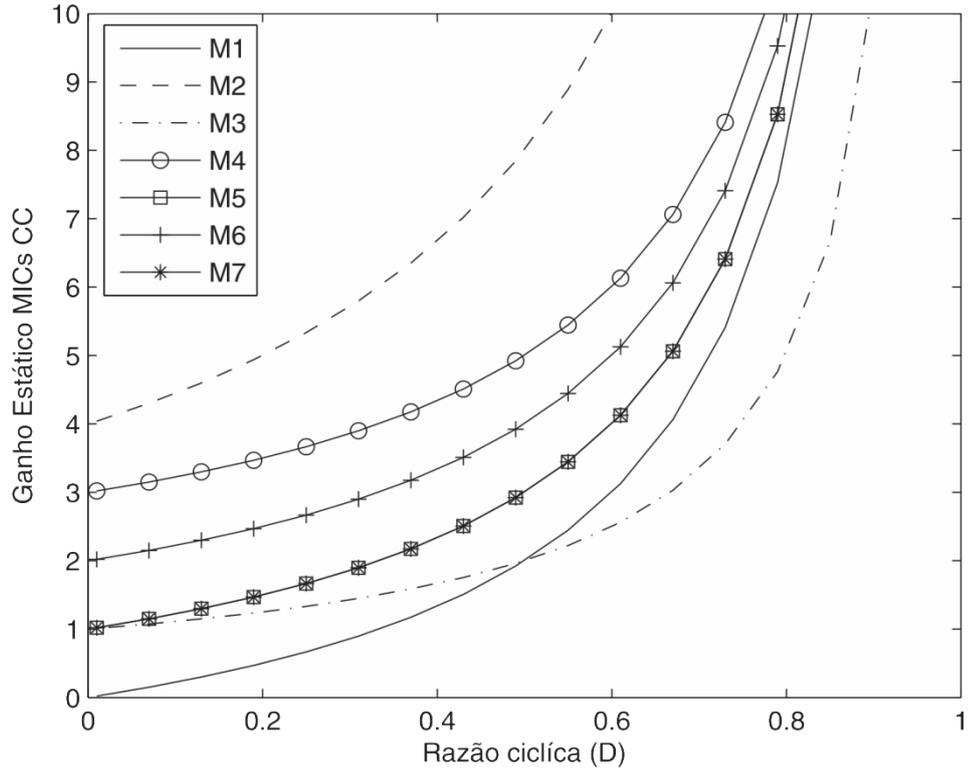


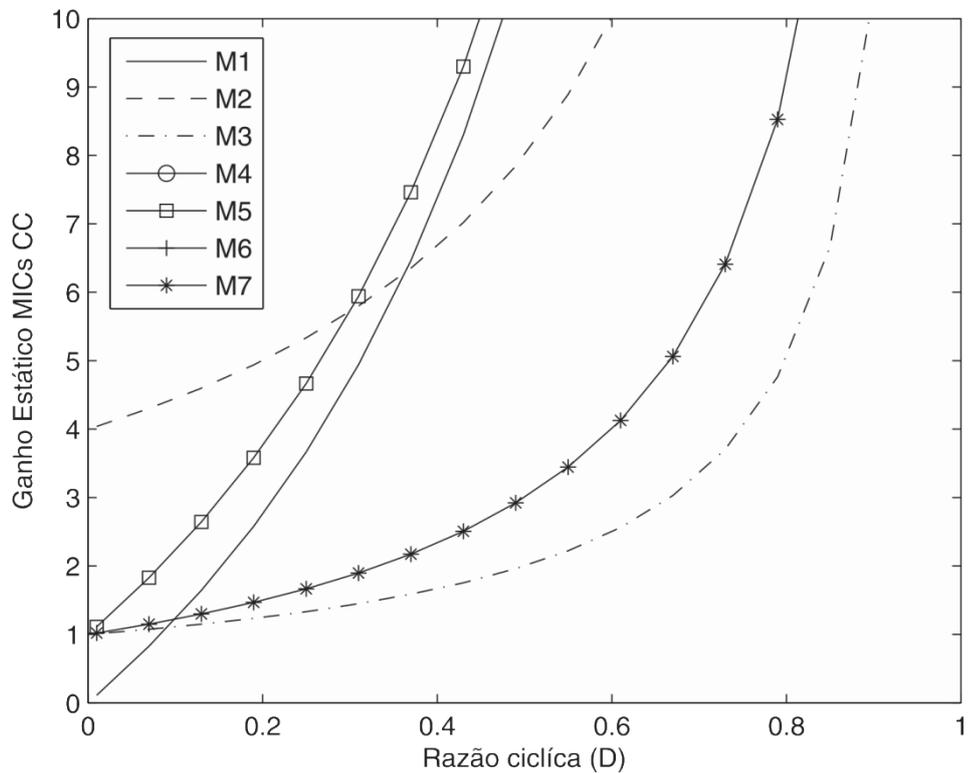
Figura 2.11 Conversor com alto ganho sem indutor acoplado . Fonte: Ref. [55]

$$M_7 = \frac{1+D}{1-D} \quad (7)$$

Na Figura 2.12 são apresentados gráficos do ganho estático para as sete topologias de MIC CC, apresentadas nesta seção. Como pode ser visto na Figura 2.12 (a), onde a relação de transformação escolhida foi $N=1$, as topologias com ganhos dados por M_1 , M_5 e M_6 apresentam ganho fortemente dependente do valor de N e, por isto não são as melhores. As topologias com ganhos definidos por M_3 e M_7 dependem de estágios multiplicadores de tensão e, neste caso, são independentes de N . Todavia, como apresentam somente um estágio, os ganhos de tensão também não são muito elevados. Por outro lado, a topologia com ganho definido como M_4 apresenta estágios multiplicadores de tensão associados com o



(a)



(b)

Figura 2.12 Ganho Estático de MICs CC considerando razão cíclica variável(D) (a) Para N=1, (b) Para N=10

acoplamento de um indutor com ganho N. Desta forma, apesar do valor de N=1, os dois estágios multiplicadores de tensão favorecem esta topologia que alcança o

segundo melhor resultado. Por fim, a topologia com ganho definido como M_2 apresenta um indutor acoplado que tem por função dobrar a tensão de magnetização do boost intercalado. Além disto, a tensão de saída do boost intercalado é a soma das tensões de cada estágio intercalado. Deste modo, o ganho passa a ser independente do valor de N , e é multiplicado por um fator quatro. Isto assegura o melhor resultado para M_2 .

Na Figura 2.12 (b) a mesma análise é feita adotando-se $N=10$. Observa-se que as topologias com ganhos dados por M_1 , M_5 , M_6 e M_4 , que dependem do valor de N , apresentam maiores ganhos, sendo que a topologia com ganho M_4 é a mais proeminente. Entretanto M_4 e M_6 apresentam um número muito grande de componentes, o que não é adequado para a aplicação sob investigação. Em contrapartida, as topologias com ganhos M_1 e M_5 são as mais simples e com ganhos relativamente elevados se comparadas às demais.

Após as análises da Figura 2.12 (a) e (b), no modo geral, à medida que aumenta a relação de transformação (N), o ganho estático dos conversores tende a aumentar, o que não acontece para os conversores que não dependem da relação de transformação. Para melhor compreensão, a Figura 2.13 apresenta o gráfico da

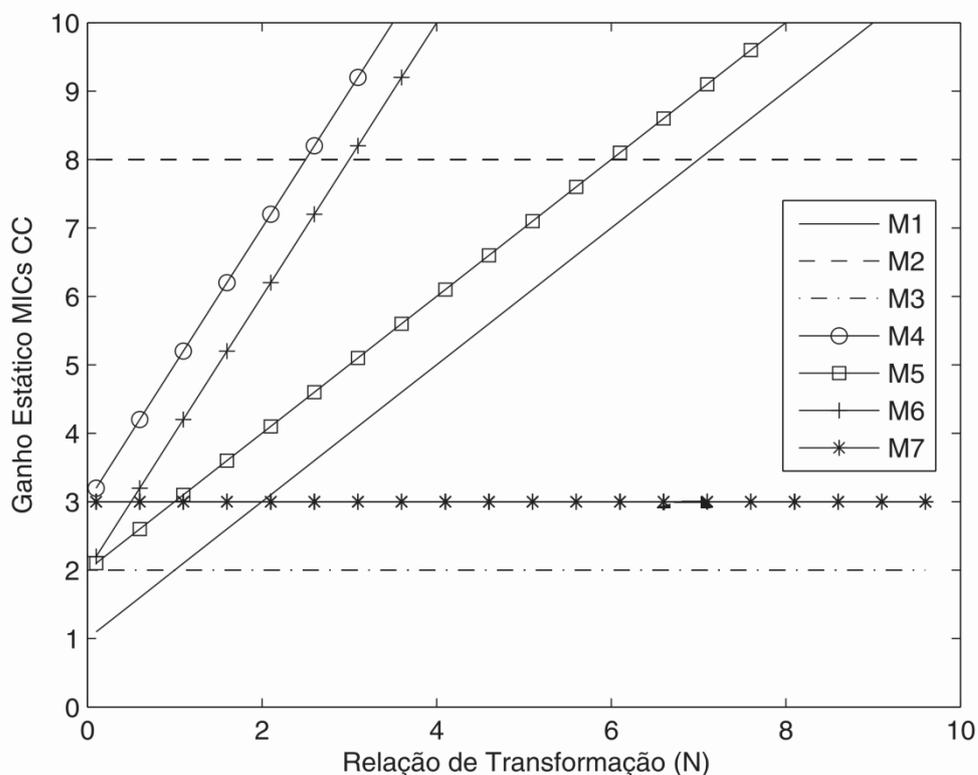


Figura 2.13 Ganho Estático de MICs CC pela relação de transformação (N), considerando uma razão-cíclica constante de 0,5.

relação de transformação (N) pelo ganho estático dos MICs, considerando a razão cíclica 0.5. Observa-se que, à medida que o N aumenta, o ganho estático aumenta o que demonstra as suas dependências. Cabe ressaltar que os MICs que não dependem do N, na Figura 2.13 são consideradas constantes, o que implica que, em algum valor de N, o ganho estático dos MICs que dependem do N é maior que as que não dependem.

2.5 Método de Extração de Máxima Potência

No sistema fotovoltaico, a função do painel fotovoltaico é converter a luz em eletricidade. O principal componente de um painel fotovoltaico são as células fotovoltaicas, onde o valor da tensão e da corrente fornecida em seus terminais é baixo para a grande maioria das aplicações. Deste modo, estas células fotovoltaicas são agrupadas para formar um painel (ou módulo) fotovoltaico [56]. Em aplicações onde a carga necessita de uma fonte de alimentação em CC com um nível de tensão diferente da tensão do painel, são necessários conversores estáticos para regular a tensão no valor desejado. Em outros casos, busca-se extrair a maior quantidade de energia possível do arranjo fotovoltaico, o que é obtido por meio de um algoritmo que faz o rastreamento de máxima potência do arranjo (MPPT) [57]. Os módulos são fabricados com silício, na sua forma mais simples e econômica [58] [59]. Usualmente, as características elétricas de um painel fotovoltaico (PV) são representadas através de uma curva de corrente por tensão. Onde estes parâmetros elétricos dependem principalmente de dois fatores climáticos que são a irradiação solar e a temperatura do painel [60].

A irradiação solar varia durante o dia, alcançando o seu valor máximo próximo ao meio dia e o seu valor mínimo no início e final de cada dia. A potência gerada pelo PV é proporcional à irradiação solar. Logo, a potência máxima corresponde à irradiação de 1000W/m^2 que ocorre próximo ao horário do meio dia. Observa-se que a irradiação solar tem grande influência na capacidade máxima de corrente gerada pelo painel. A variação da tensão gerada não é expressiva quanto à variação da corrente, tanto com a mudança da temperatura como da irradiação. A temperatura também varia durante o dia, aumentando gradativamente até o meio da tarde e diminuindo até o amanhecer. Considerando-se uma mesma irradiação, a tensão fornecida é inversamente proporcional à temperatura. Logo, a máxima tensão

equivale a menor temperatura. Cabe ressaltar que a dependência da temperatura em relação à potência máxima do painel é menor em comparação a irradiação solar.

A partir das características apresentadas, constata-se a necessidade do uso de um algoritmo para rastrear o ponto de máxima potência do painel para os diferentes tipos de situações a que o mesmo possa ser submetido durante todo o intervalo de operação do sistema de geração fotovoltaica.

De modo simplificado, pode-se considerar que deve-se conectar nos terminais do painel uma impedância cujo valor varie continuamente e possibilite que a máxima potência seja extraída deste. Nestas condições o ponto na curva de potência por tensão do painel é chamado de Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point - MPP*). O MPP é único para cada condição de temperatura e irradiação [61]. Visto que junto ao painel solar, normalmente, está conectado um conversor, o mesmo deve assegurar que esse ponto é rastreado para diferentes condições climáticas, ou seja, é necessário utilizar algum algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Muitos métodos de MPPT são mostrados na literatura, dentre eles: método de tensão constante, perturbação e observação (P&O), método Hill Climbing, condutância incremental [62].

Segundo Marques [63], o método de tensão constante baseia-se na relação existente entre a tensão do conjunto de painéis que fornece a potência máxima (MPP) e a tensão em circuito aberto (V_{OC}) dos mesmos [44]. Para tanto, o conversor é desconectado do arranjo de painéis fotovoltaicos periodicamente, e o valor de V_{OC} é amostrado e MPPT ajustado.

O método *Perturba e Observa* consiste na alteração da referência e na comparação da potência disponibilizada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos antes e depois da alteração, definindo o sentido da próxima perturbação [10].

No método Hill Climbing são feitas perturbações no sistema em intervalos regulares, medindo a tensão e corrente do painel, e em função dos resultados anteriores é tomada a decisão. Uma vez conhecida a potência, o controle altera a perturbação de forma a levar o painel para o ponto de máxima potência. Este método não necessita de conhecer parâmetros do painel ao qual vão ser aplicado [64].

O método da condutância incremental, a curva de potência por tensão do conjunto de painéis fotovoltaicos é utilizada para a busca do ponto de máxima potência. Ele consiste nos valores da condutância instantânea e incremental do

arranjo fotovoltaico. Esses valores são obtidos pelas medições de corrente e tensão do arranjo solar [63].

Neste trabalho o método utilizado é o de Perturba e Observa (*Perturb and Observe – P&O*), por ser o método mais utilizado na literatura, o qual consiste em um método iterativo que rastreia o ponto máximo de potência através da perturbação e observação do sistema.

O algoritmo P&O se baseia em uma perturbação da tensão da referência do comparador num determinado sentido e observa-se a resposta, com o intuito de verificar um aumento ou diminuição da potência. Caso haja um aumento na potência, a perturbação deve se manter no mesmo sentido, caso contrário é necessário inverter o sentido da perturbação. Este ciclo se repete até que o ponto de máxima potência seja alcançado. O que implica que a tensão operante oscila em torno do MPP, em regime permanente, o que origina numa diminuição da eficiência do método. A oscilação pode ser minimizada reduzindo-se o tamanho do passo. Por outro lado, quanto menor for o passo, mais lento é o algoritmo, comprometendo a eficiência para rápidas mudanças atmosféricas.

Na Figura 2.14, é possível observar o fluxograma do algoritmo do P&O, que opera do seguinte modo: inicialmente é feita a leitura dos valores da tensão e da corrente do painel no instante de tempo atual, definido por $V_{(k)}$ e $I_{(k)}$. A partir destes valores, é calculada a potência do painel no instante k . Em seguida o valor obtido para potência é comparado com a potência do instante anterior ($P_{(k-1)}$). Se a potência do instante atual for maior que a potência do instante anterior, é feita a uma nova comparação da tensão do instante atual ($V_{(k)}$) com a tensão do instante anterior ($V_{(k-1)}$). Caso a tensão do instante atual for menor, é feito um decremento na tensão de referência do MPP, por outro lado, se a tensão no instante atual for maior é feito um incremento na tensão de referência. O mesmo acontece se a potência do instante atual for menor que a potência do instante anterior. Feitos esses passos, são atualizados os valores dos instantes anteriores e inicia-se uma nova leitura dos valores de interesse.

2.6 Baterias

A corrente da recarga de bateria é variável com o método de carga empregado para a bateria, com o tempo disponível para recarregá-la e pelas

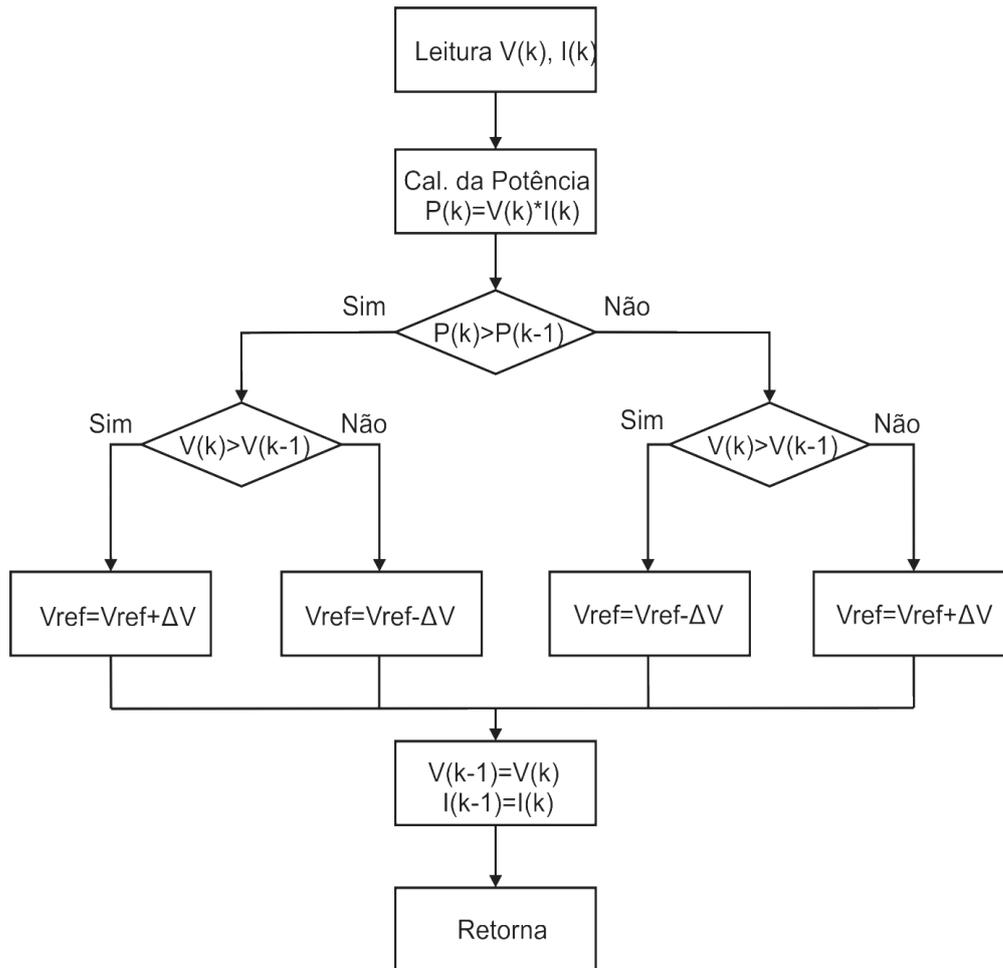


Figura 2.14 Fluxograma do Algoritmo P&O

especificações do fabricante de um modelo de baterias específico. Portanto, a escolha da corrente de carga deve ficar entre o valor máximo, para não haver desprendimento excessivo de gases e superaquecimento da bateria, e um valor mínimo, quando houver disponibilidade de tempo.

Na literatura, existem vários níveis de corrente de acordo com o estado de carga da bateria, como se pode citar:

- corrente de equalização ou recarga: é a corrente destinada a retornar 90% da capacidade da bateria. Usualmente é de 10% da capacidade nominal (corrente máxima retirada em uma hora);
- corrente de flutuação: corrente necessária para compensar a auto descarga e as perdas por fuga de corrente entre os pólos e a terra. Usualmente, está na ordem de 1% da capacidade máxima. A corrente de flutuação é uma grandeza de complexa medida, devendo-se ter grande precisão, pois serve como indicativo do estado e da idade da bateria [65].

- corrente de retenção: corrente destinada a dar uma pequena sobrecarga na bateria a fim de equalizar as tensões nos diversos elementos eletroquímicos.

Excessivos ciclos carga/descarga levam ao desgaste das chapas internas da bateria. Estas constatações indicam o fato de que a ondulação de corrente tem um impacto negativo na vida útil das baterias [66] [65] [67]. Portanto, as correntes de recarga devem ser constantes quanto possível, ou seja, sem ondulação de baixa ou alta frequência, pois essas ondulações causam aquecimento nos acumuladores, o que abrevia a vida útil dos mesmos [68] [69]. Alguns trabalhos indicam valores de ondulação de corrente de carga de no máximo 5% da corrente na capacidade nominal da bateria [70] [71] [72].

A escolha do método de carga que considera os fatores abordados na seção anterior tem uma influência direta no projeto e na especificação do circuito eletrônico que constitui o carregador de baterias com alto desempenho, determinando o estado de carga e a vida útil do banco de baterias. Entretanto, independente do método de carga escolhido, o mesmo deve ajustar os níveis de tensão de acordo com a variação da temperatura de operação e limitar as ondulações presentes na tensão e/ou corrente impostas às baterias. Para isso, um sistema de monitoramento e controle do carregador torna-se indispensável.

Existem diversos métodos de carga propostos na literatura e os fabricantes apresentam recomendações quanto ao método que deve ser utilizado nas suas baterias.

Os principais métodos de carga de baterias de chumbo-ácido apresentados na literatura e utilizadas por alguns fabricantes são: Método de carga a um nível de tensão; Método a dois níveis de tensão; Método a um nível de corrente; Método a dois níveis de corrente; Método a dois níveis de corrente e um de tensão; Método a um nível de corrente e um de tensão; Método à corrente pulsada; Método de carregamento pulsado.

Com base na análise dos métodos apresentados e nas características desejadas para maximização da vida útil das baterias, garantia da carga completa e na aplicação em sistemas fotovoltaicos, propõe-se a implementação e validação de um método de carga que apresente as seguintes características:

- a bateria deve ser carregada com corrente constante com valor próximo de 10% de CAh, até que sua tensão atinja a tensão de equalização;
- Sempre que a corrente de carga da bateria é menor que o valor da corrente máxima, devesse extrair a máxima potência do painel.
- Além das características definidas acima, o método de carga deve manter e ajustar os níveis (CC e ondulação) de tensão e corrente impostas às baterias respeitando os limites definidos pelo fabricante de acordo com a variação da temperatura de operação.

O método de carga que agrupa todas as características citadas acima é o Método de Corrente Constante e Tensão Constante. Esse método (Figura 2.15) consiste em impor um nível de corrente constante (I_{max}) até que o valor da tensão de equalização (V_{eq}) seja alcançado, no instante t_1 . Usualmente o valor da corrente aplicada é de 10% da corrente para a capacidade nominal da bateria [5]. Após atingir a tensão de equalização, a tensão é mantida no valor de flutuação (V_{flut}). Nessa fase de carga, a corrente decai, chegando a ser 1% da capacidade da bateria [73].

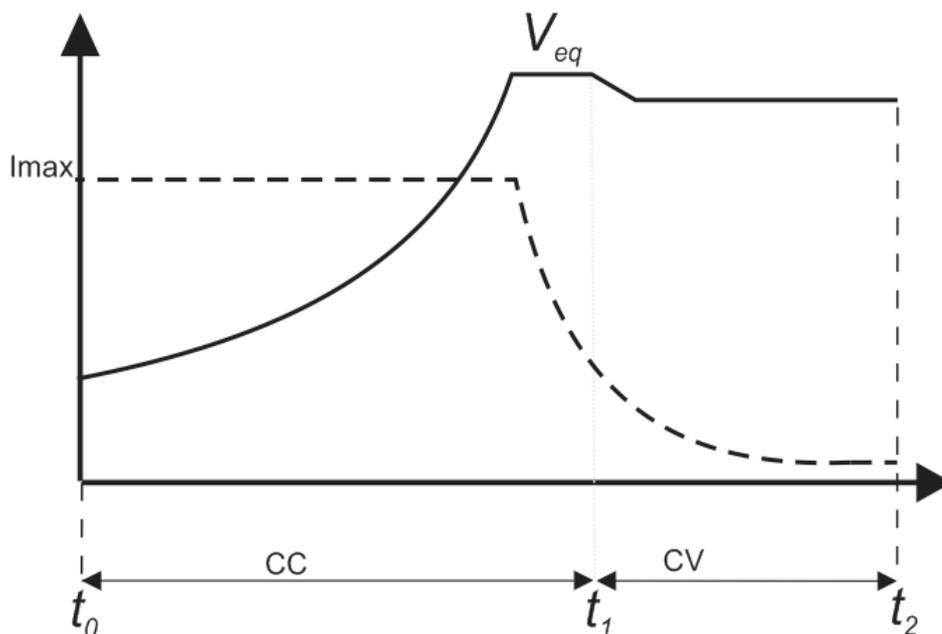


Figura 2.15 Método de carga corrente constante/tensão constante

No intuito de aproveitar o máximo da potência disponível do painel deve-se associar um algoritmo de MPPT ao método de carga da bateria. Uma alternativa para isto é representado na Figura 2.16. Destaca-se que este método, consiste no método de corrente constante e tensão constante associado a algum algoritmo de

rastreio da máxima potencia do painel (MPPT). Como dito anteriormente, a irradiação solar varia durante o dia, portanto nem sempre a corrente de carga das baterias é 10% da capacidade da bateria. Portanto, nesses instantes, é necessário extrair a máxima potencia do painel. No momento que a irradiação estiver num nível mais alto, ou seja, se a corrente de carga da bateria atingir a corrente máxima (10%C) é feito uma regulação de corrente (controle de corrente CC), mantendo-a constante. Ficando assim, nesse ciclo de MPPT e carga CC, até que a tensão da bateria atinge a tensão de equalização, posteriormente é feito uma regulação de tensão (controle de tensão CV). Finalizando assim a recarga da bateria. Cabe lembrar que, quando a bateria atingir o valor de tensão de flutuação, a corrente dela é aproximadamente 1%, o que implica que o conversor estará no modo de condução descontinua (DCM), nessa ultima etapa de carga. Enquanto que na primeira etapa o conversor estará no modo de condução continua (CCM).

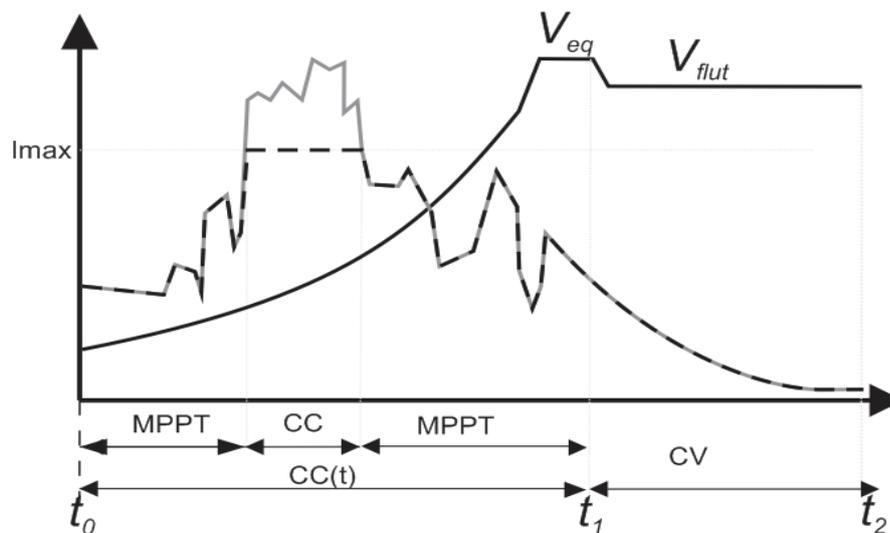


Figura 2.16 Método de carga corrente constante/tensão constante modificado

2.7 Conversores elevadores de tensão

Hoje, no mercado, é possível encontrar os módulos fotovoltaicos. Podem ser divididos em duas categorias: módulos de 36 células, que possuem tensão de saída que varia em torno de 18 a 26V; e módulos de 72 células, que possuem tensão de saída que varia de 36 a 46V. Dentre eles, a potência varia entre 100W a 500W.

A Tabela 2.1 mostra o ganho de tensão necessário para o conversor CC-CC elevar a tensão dos módulos para 240V, considerando painéis solares com mesma potência. Como pode ser visto na Tabela 2.1, quanto menor for a tensão de saída do painel solar, maior é o ganho estático do conversor para atingir a tensão do

barramento de 240V do FREEDM. Nestes casos, a utilização de um conversor boost convencional resulta em valores de razão-cíclica muito elevados, resultando em baixa eficiência na conversão de energia, devido à resistência série equivalente (*RSE*) dos componentes do circuito [74].

Tabela 2.1 Ganho de tensão do conversor CC-CC em função da tensão de saída do painel fotovoltaico

Tensão PV (V)	Tensão de saída do conversor (V)	Ganho de tensão do conversor	Potência PV (W)
20	240	12	250
30	240	10	250
40	240	6	250
50	240	4.8	250

Na Tabela 2.2 são apresentadas as topologias de conversores CC-CC elevadores de tensão convencionais, empregando uma única chave. Cabe ressaltar que para as topologias Cúk, SEPIC e Zeta foram apresentadas as topologias isoladas, sendo que as topologias não isoladas também faz parte dessa tabela. Assim, a Tabela 2.2 não inclui alguns conversores básicos bem conhecidos como o conversor ponte completa (*full-bridge*), meia-ponte (*half-bridge*) e push-pull, pois estes utilizam no mínimo duas chaves e, estão fora do escopo deste trabalho.

Visto que a aplicação dessa dissertação é implementar um sistema MIC acoplado no FREEDM. Onde o mesmo tem por objetivo elevar a tensão do painel fotovoltaico e realizar a recarga de um banco de baterias acoplado no barramento CC de 240V do FREEDM, é recomendável o uso de um conversor com filtro de 2ª ordem na saída, ou seja, o conversor deve possuir um indutor na saída para garantir uma baixa ondulação da corrente de saída.

Dentre esses conversores, pode-se salientar que os conversores Cúk, Zeta e Forward, Tabela 2.2 apresentam essas características.

Para aprimorar o desempenho destes conversores algumas técnicas de integração de conversores têm sido apresentadas [75][76] [53], para aumentar o ganho de tensão dos conversores e reduzir o efeito das indutâncias de dispersão do indutor acoplado, reduzindo os esforços de tensão na chave do conversor.

Essas topologias normalmente utilizam dois conversores CC-CC, associados em um único estágio de conversão de energia. Sendo que essa integração pode trazer como vantagem a diminuição do número de componentes. As entradas ou saídas são conectadas de tal modo que a tensão ou a corrente são somadas, contribuindo para o aumento do ganho de tensão ou corrente do conversor.

Tabela 2.2 Conversores básicos para elevação de tensão utilizando um única chave

Conversor	Circuito	Ganho estático em CCM
Boost		$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$ (8)
Buckboost		$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D}$ (9)
Forward		$\frac{V_o}{V_i} = ND$ (10)
Cúk Isolado		$\frac{V_o}{V_i} = N \frac{D}{1-D}$ (11)
SEPIC Isolado		$\frac{V_o}{V_i} = N \frac{D}{1-D}$ (12)
Zeta Isolado		$\frac{V_o}{V_i} = N \frac{D}{1-D}$ (13)

2.8 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas de maneira sucinta as características do conversor CC CC que deve ser buscado ou desenvolvido para aplicação MIBC.

Pode-se notar que o FREEDM é uma proposta de um sistema de gerenciamento de energia elétrica do futuro. Com o intuito de melhorar esse sistema foi proposta uma modificação. O MIBC basicamente é constituído por um conversor com alto ganho de tensão com um filtro de segunda ordem na saída para que haja

uma ondulação baixa na corrente de saída, preservando assim a vida útil das baterias.

Ainda pode-se concluir que para a carga das baterias é necessário três modos de operação. Quando a corrente de saída não atingir 10% da capacidade das baterias, o algoritmo P&O fica operando. Quando essa corrente for maior 10%, é aplicada uma lei de controle para limitar essa corrente. Nesse estágio, o conversor estará no modo de condução contínua. Por outro lado, quando a tensão das baterias atingir a tensão de equalização, é aplicada uma lei de controle para que essa tensão decresça até a tensão de flutuação, permanecendo assim. Nesse estágio a corrente das baterias é aproximadamente 1% da sua capacidade, o que indica que o conversor estará no modo de condução descontinua.

3 SÍNTESE E ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST-ZETA INTEGRADO

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma breve revisão de uma metodologia de integração de conversores CC-CC para aplicação MIBC. Posteriormente, dentre das possíveis topologias de conversores encontradas, é feita uma avaliação do conversor integrado que apresentará as melhores características para MIBC. Encontrada a topologia, é feita a análise de funcionamento e de suas fronteiras de operação. De seguida é apresentado uma metodologia de projeto dos parâmetros elétricos do conversor e do seu sistema de controle.

3.2 Ferramenta de Síntese: Metodologia de Integração de Conversores CC-CC

A metodologia de integração discutida nesta seção já foi apresentada por Dreher, [77], [78] e [79], e é abordada de forma sucinta.

De acordo com as definições dadas em [80], qualquer conversor CC-CC básico com uma única fonte e uma única chave, se assemelha a uma estrutura de circuito planar como uma escada. Esta estrutura é composta por três seções, a saber, seção de entrada, seção mediana (ou intermediária) e seção de saída. Cada seção apresenta características que se assemelham a uma fonte de tensão ideal, isto é, mantém uma tensão contínua em seus terminais; ou de uma fonte de corrente ideal, mantendo uma corrente contínua em seus terminais.

3.2.1 Definições preliminares

A seção de entrada pode ser configurada de duas formas: por uma fonte de tensão e chave ou fonte de tensão em série com um indutor (fonte de corrente) e chave. A seção intermediária consiste em indutores e capacitores para armazenamento e transferência de energia. A seção de saída é formada por uma chave passiva e uma fonte de corrente ou tensão. As seções dos circuitos formadas por fontes de tensão ou corrente, chaves ativas e passivas e buffers de energia,

podem ser conectadas entre si desde que sigam restrições topológicas definidas em [76].

A integração das seções é baseada na existência de elementos comuns em ambos os circuitos (seções). A integração das seções de entrada pode ser realizada por dois conversores que apresentem elementos comuns nas seções de entrada ou seções de entrada e intermediária, assim como a integração das seções de saída em conversores que apresentem elementos comuns nas seções de saída ou seções intermediária e de saída.

As fontes de corrente encontradas nas seções de entrada ou saída dos conversores CC-CC básicos geralmente são formadas por fontes de tensão em série com indutores. Buffers de corrente geralmente são encontrados nas seções intermediárias dos conversores e são formados por indutores, transformadores ou indutores acoplados [76].

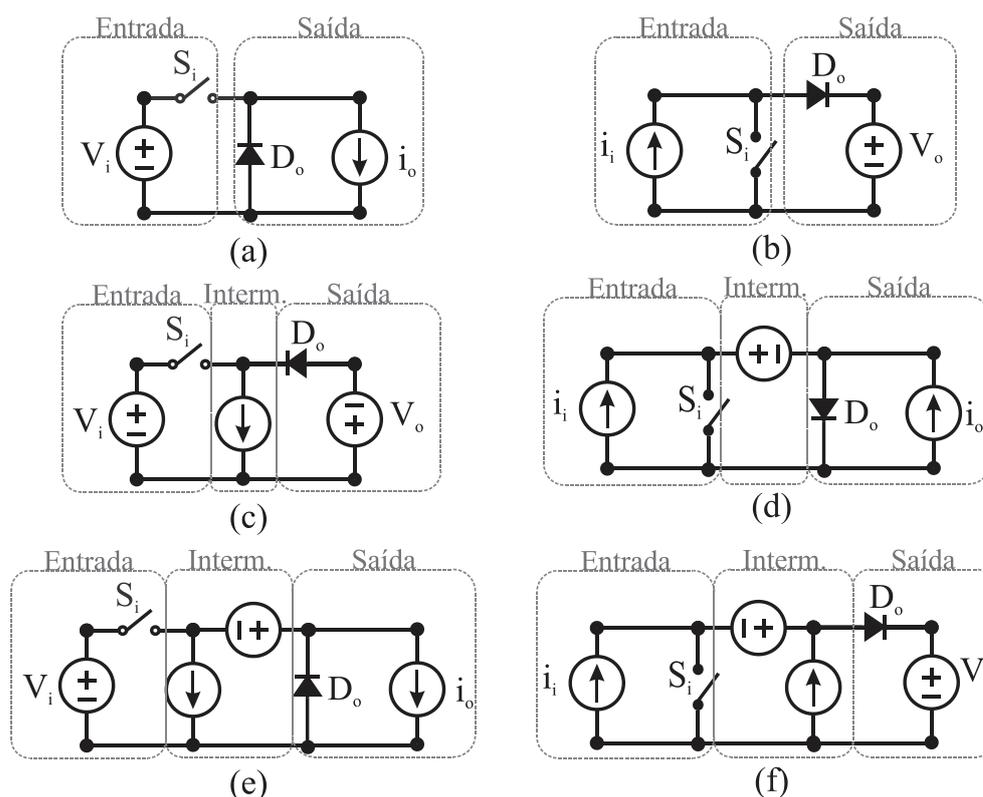


Figura 3.1 Conversores CC-CC básicos: (a) buck, (b) boost, (c) buckboost, (d) Cuk, (e) Zeta e (f) SEPIC. Fonte: Ref. [77].

Na Figura 3.1 estão os conversores CC-CC básicos, onde são representadas as fontes e buffers de tensão ou corrente nas seções de entrada, intermediária e saída.

A Tabela 3.1 apresenta uma síntese com as fontes e buffers de tensão ou corrente de cada seção dos conversores CC-CC básicos.

Tabela 3.1 Fontes de tensão ou corrente das seções dos conversores CC-CC básicos

Conversores CC-CC	Seção de Entrada	Seção Intermediária	Seção de Saída
Buck	Tensão	-	Corrente
Boos	Corrente	-	Tensão
Buck-Boost	Tensão	Corrente	Tensão
Cúk	Corrente	Tensão	Corrente
Zeta	Tensão	Tensão e Corrente	Corrente
SEPIC	Corrente	Tensão e Corrente	Tensão

3.2.2 Integração das seções de entrada

Devido às restrições impostas pelas Leis de Kirchhoff, é estabelecido em [76] que somente duas configurações da seção de entrada são válidas: uma fonte de tensão (V_i) em série com uma chave (S_i), como mostra a Figura 3.2 (a), ou uma fonte de corrente (i_i) em paralelo com uma chave (S_i), conforme mostra Figura 3.2 (b). Com essa restrição, sabe-se que só são possíveis estas duas configurações nas seções de entrada dos diversos conversores CC-CC básicos, o que de certa forma facilita a integração destas seções de entrada.

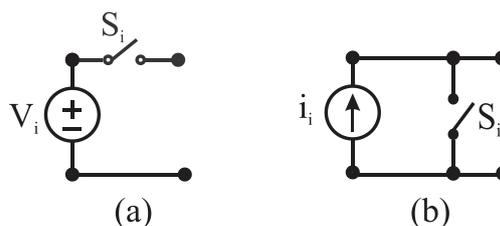


Figura 3.2 Configurações permitidas para seção de entrada: (a) fonte de tensão em série com chave ou (b) fonte de corrente em paralelo com chave. Fonte: Ref. [77]

Considerando a integração através de fontes ou buffers de corrente, a integração das seções de entrada fica restrita ainda aos conversores cujas seções de entrada tenham a configuração mostrada na Figura 3.2 (b). São eles os conversores: boost, Cúk, SEPIC.

Outra consideração importante dada por [76] é, no caso da existência de uma fonte de tensão em série com uma fonte de corrente, estas degeneram na própria fonte de corrente, como é mostrado na Figura 3.3 (a). Uma fonte de tensão em

paralelo com uma fonte de corrente degeneram na própria fonte de tensão, como mostrado na Figura 3.3 (b).

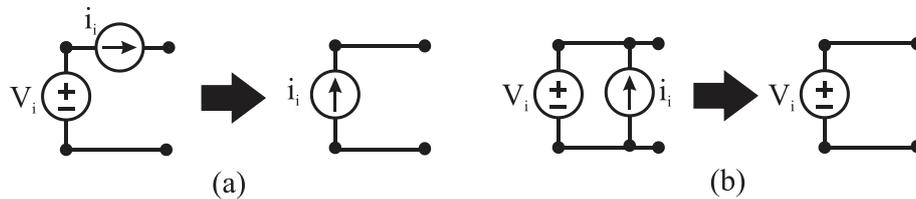


Figura 3.3 Derivação de fontes: (a) fontes de tensão e corrente em série, (b) fontes de tensão e corrente em paralelo. Fonte: Ref. [77]

Nos conversores Zeta e buckboost a Seção de entrada do tipo fonte de tensão encontra-se em série com um buffer de corrente, como mostra a Figura 3.4 (a). Nas versões isoladas destes conversores (Zeta Isolado e flyback, respectivamente) é possível alternar a posição entre a chave S_i e a fonte de corrente na malha do enrolamento primário, como mostrado na Figura 3.4 (b), sem que isso modifique o funcionamento do conversor. As fontes de tensão (V_i) e corrente (i) em série derivam em uma única fonte de corrente, mostrado na Figura 3.4 (c). Assim os conversores Zeta isolado e flyback apresentam elementos comuns na seção de entrada e intermediária que permitem a sua integração com os conversores com fonte de corrente na seção de entrada como os conversores boost, Cúk, SEPIC.

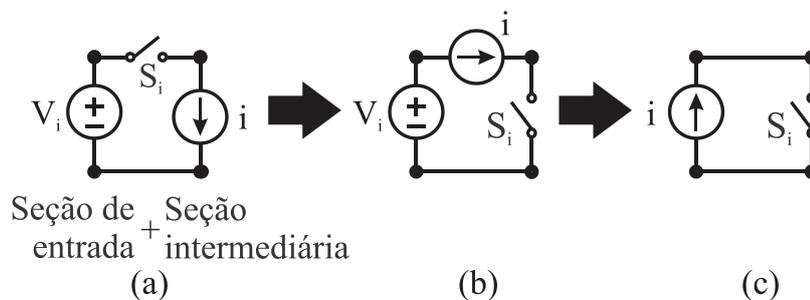


Figura 3.4 - Derivação da seção de entrada: (a) seção de entrada e intermediária, (b) alteração da posição entre a fonte de corrente e chave e em (c) degeneração das fontes. Fonte: Ref. [77]

A Tabela 3.2 apresenta uma síntese dos conversores CC-CC básicos com a característica da seção de entrada e intermediária e a possibilidade de integração por meio dos buffers ou fontes de corrente. A integração é possível entre dois conversores com seção de entrada com fonte de corrente (idênticas) ou um destes com outro conversor isolado em que a seção de entrada com a seção intermediária derive em fonte de corrente.

A seção de entrada é constituída por uma fonte de tensão ou de corrente e um interruptor ativo. A seção do meio compreende os elementos de armazenamento

de energia (indutor e/ou capacitor) e transformador ou indutor acoplado, quando o conversor apresenta isolamento galvânica. A seção de saída é formada por um diodo e uma fonte de tensão ou de corrente.

Tabela 3.2 Possibilidade de integração para Seção de entrada

Conversor	Seção de entrada	Seção intermediária	Integração
Buck	Tensão	-	-
Boost	Corrente	-	Possível
Buck-Bboost	Tensão	Corrente	-
Cúk	Corrente	Tensão	Possível
SEPIC	Corrente	Tensão e Corrente	Possível
Zeta Isolado	Tensão	Corrente e tensão	Possível
Flyback	Tensão	Corrente	Possível

Na Figura 3.5 podem ser visualizados alguns exemplos de seções de conversores básicos. Pode ser visto que as seções de entrada podem ser classificadas como sendo do tipo fonte de tensão, formado pela fonte de tensão de entrada V_i e o interruptor S (Figura 3.5 (a), Figura 3.5 (c) e Figura 3.5 (d)), ou do tipo fonte de corrente, formado pela fonte de tensão V_i , a chave S e o indutor L (Figura 3.5 (b)). Da mesma maneira, as seções de saída podem ser classificadas como sendo do tipo de tensão, que consiste num diodo, capacitor na saída e a carga R (Figura 3.5 (a)), ou do tipo de corrente, constituído pelo diodo, capacitor e indutor de saída e a carga (Figura 3.5 (b), Figura 3.5 (c) e Figura 3.5 (d)). Enquanto que a tensão do meio é constituída por armazenadores de energia, tais como capacitores, indutores acoplado. A partir dos circuitos da Figura 3.5 pode-se observar que duas topologias (boost e Cúk) apresentam uma seção de entrada do tipo corrente e outros dois (Forward e Zeta) seção de entrada atual do tipo de tensão com um indutor na seção intermediária diretamente ligadas às suas secções de entrada. Desta forma, podem-se definir dois circuitos comuns denominados seção de entrada de corrente comum (ICC) e da seção de entrada de tensão comum com um indutor *buffer* (CVIIB), e também é possível acrescentar uma seção de entrada constituída por

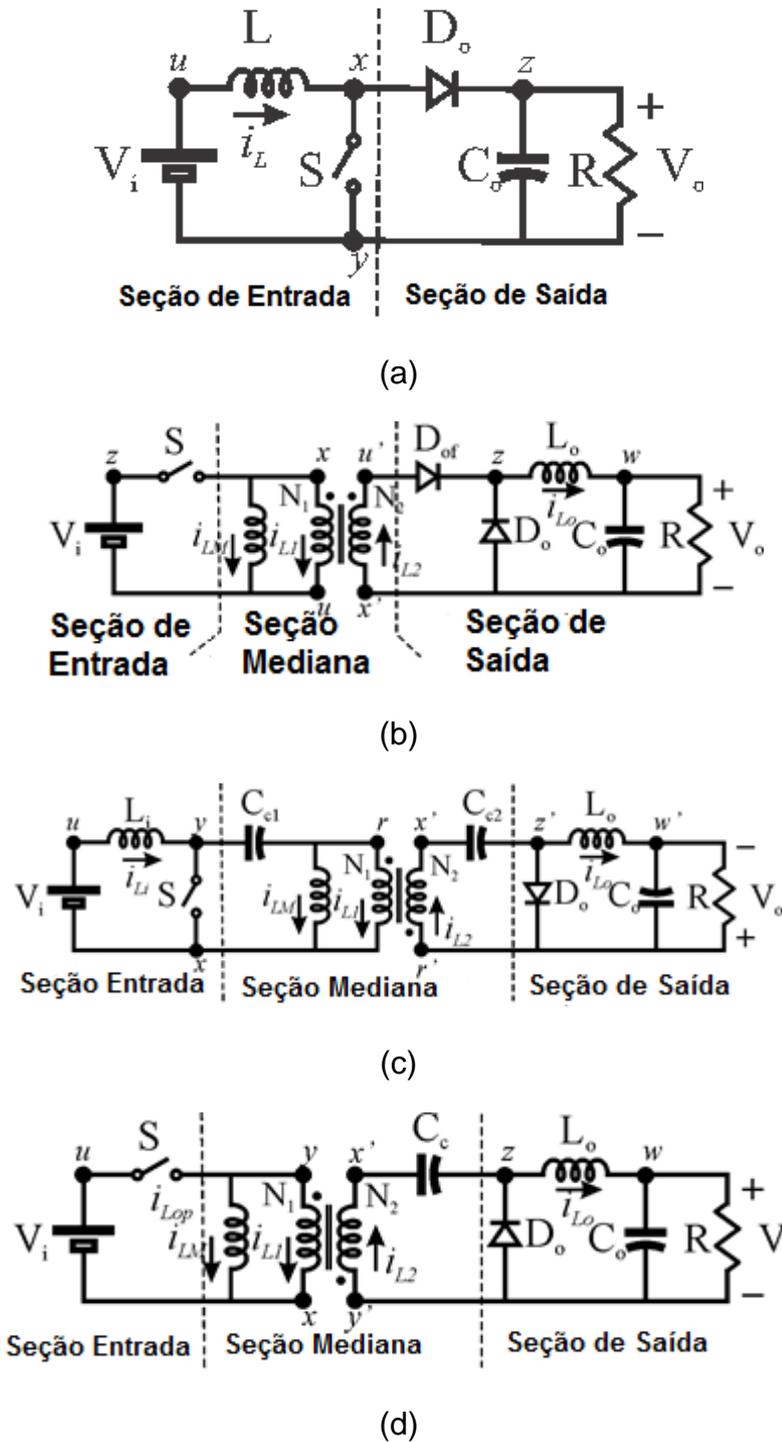


Figura 3.5 Diagrama das Seções dos conversores. (a) Conversor Boost, (b) Conversor Forward, (c) Conversor Cúk Isolado, (d) Conversor Zeta

corrente e tensão, que podem ser usados como parte de integração de duas células do conversor CC-CC básico.

3.2.3 Associação das seções de saída em série

Deste modo, a integração consiste em realizar uma integração da seção de entrada, sendo ela comum entre os conversores que serão integrados e na saída é

feita uma associação da seção com o objetivo de se ter um aumento do ganho estático dos conversores integrados. Na Figura 3.6 é demonstrado um diagrama onde é ilustrada a possibilidade de integração de conversores com seção de entrada comum e associação na saída. Cabe ressaltar que essa ilustração representa integração de conversores não isolados com conversores isolados.

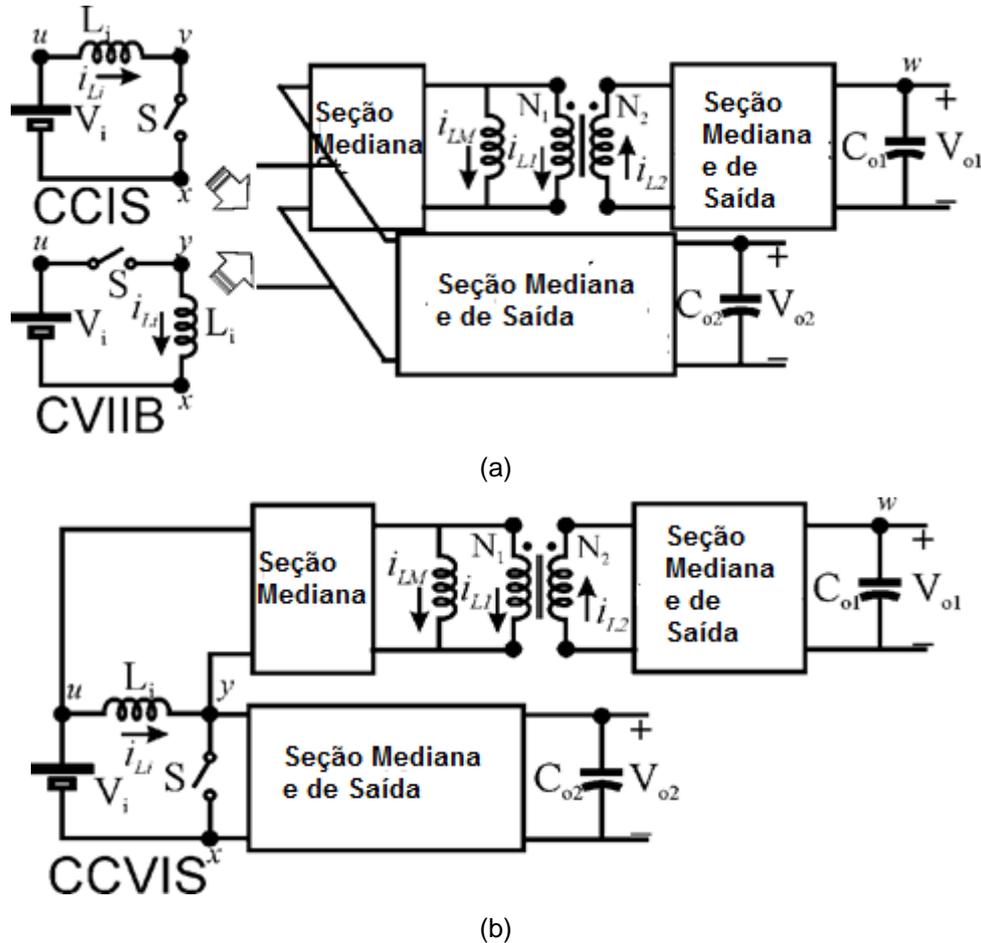
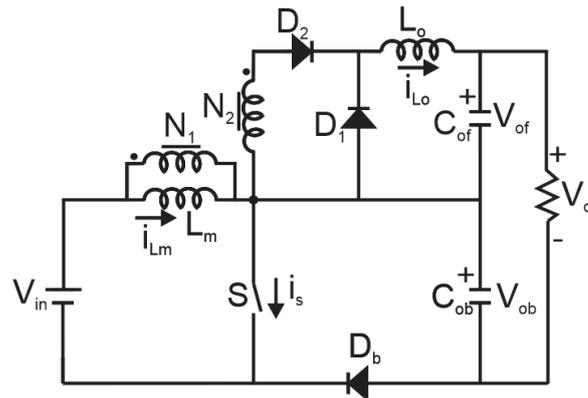
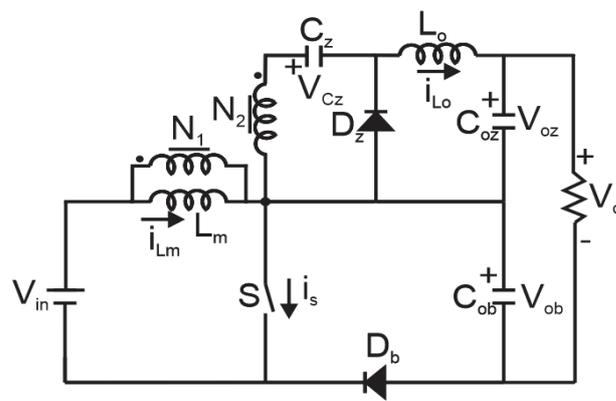


Figura 3.6 Diagrama de integração (a) CCIS e CVIIB, (b) CCVIS. Fonte: Ref. [78]

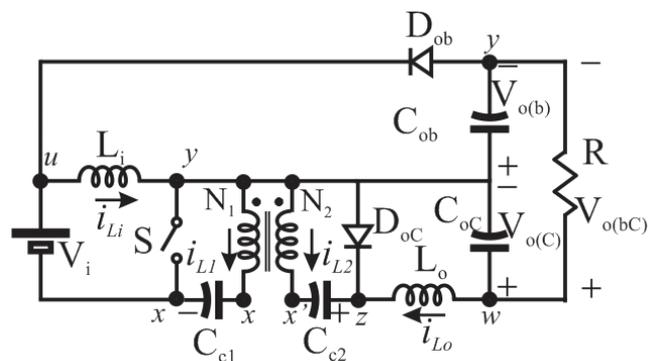
A partir desse resumo da metodologia de integração, dada em [77] [78] [79], é possível gerar novos conversores integrados com alto ganho de tensão. Conforme apresentado na seção 2.7, os conversores Forward, Zeta e Cúk, apresentam características ideais para o emprego deste no sistema MIC acoplado no FREEDM. Sendo assim, a Figura 3.7 apresenta três conversores integrados, utilizando a metodologia apresentada. Na Figura 3.7 (a) é apresentada a integração do conversor Boost com o conversor Forward. Enquanto que na Figura 3.7 (b) é dada a integração do conversor Boost com o conversor Zeta. Por fim, na Figura 3.7 (c) é ilustrada a integração do conversor Boost com o conversor Cúk.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.7 Conversores Integrados (a) Boost-Forward, (b) Boost-Zeta, (c) Buckboost-Cúk.

Como pode ser visto todos os conversores integrados apresentados na Figura 3.7 apresentam uma associação na tensão de saída em série, ou seja, a tensão de saída de um conversor é somada com a tensão de saída do outro conversor. Exemplificando, a tensão de saída do conversor Boost-Cúk integrado (V_o) é a soma

da tensão de saída do conversor Boost (V_{ob}) com a tensão de saída do conversor Cúk (V_{oc}).

$$V_o = V_{ob} + V_{oc} \quad (14)$$

3.2.4 Análise qualitativa dos conversores integrados com alto ganho de tensão

No modo geral, as características dos conversores integrados apresentados na Figura 3.7 podem ser evidenciadas numa tabela. A partir da Tabela 3.3 é possível evidenciar algumas características, tais como o conversor Boost-Cúk, que apresenta uma corrente de saída pulsada o que acarreta na diminuição da vida útil da bateria, o mesmo apresenta um numero maior de componentes, ou seja, maior é o custo. Enquanto que o conversor Boost-Forward, o indutor acoplado não consegue desmagnetizar, o que implica no mau funcionamento do conversor. Por outro lado, o conversor Boost-Zeta apresenta as características necessárias para o emprego deste no sistema MIC acoplado no FREEDM. Onde a corrente de entrada e de saída é contínua (baixa ondulação), o que preserva a vida útil das baterias e do PV, o numero de componentes utilizados nessa integração é menor que a do conversor Boost-Cúk integrado, e por fim o indutor acoplado desmagnetiza, implicando assim um bom funcionamento do conversor.

Tabela 3.3 Características dos Conversores Integrados

Características	Conversor Boost-Forward	Conversor Boost-Zeta	Conversor Boost-Cúk
Corrente de Entrada	contínua	contínua	contínua
Corrente de Saída	contínua	contínua	contínua
Número de Componentes	8	8	10
Restrição para Desmagnetização	Sim	Não	Não
Tensão de Saída	$V_o = V_{ob} + V_{of}$	$V_o = V_{ob} + V_{oz}$	$V_o = V_{ob} + V_{oc}$
Ganho Estático	$M_1 = \frac{ND(1-D)+1}{1-D}$	$M_2 = \frac{ND+1}{1-D}$	$M_3 = \frac{(N+1)D}{1-D}$

A partir do ganho estático dos conversores integrados dadas na Tabela 3.3 é possível traçar um gráfico para comparar o ganho desses conversores. Como pode ser visto na Figura 3.8, o conversor Boost-Zeta integrado apresenta um ganho estático maior do que os demais em toda faixa de variação da razão cíclica. Em contrapartida a maior inclinação da curva de ganho indica que o mesmo é mais sensível às variações de razão-cíclica. Para os casos em que a resolução (passo)

da razão-cíclica não é pequena, pode ocasionar uma variação abrupta de ganho estático.

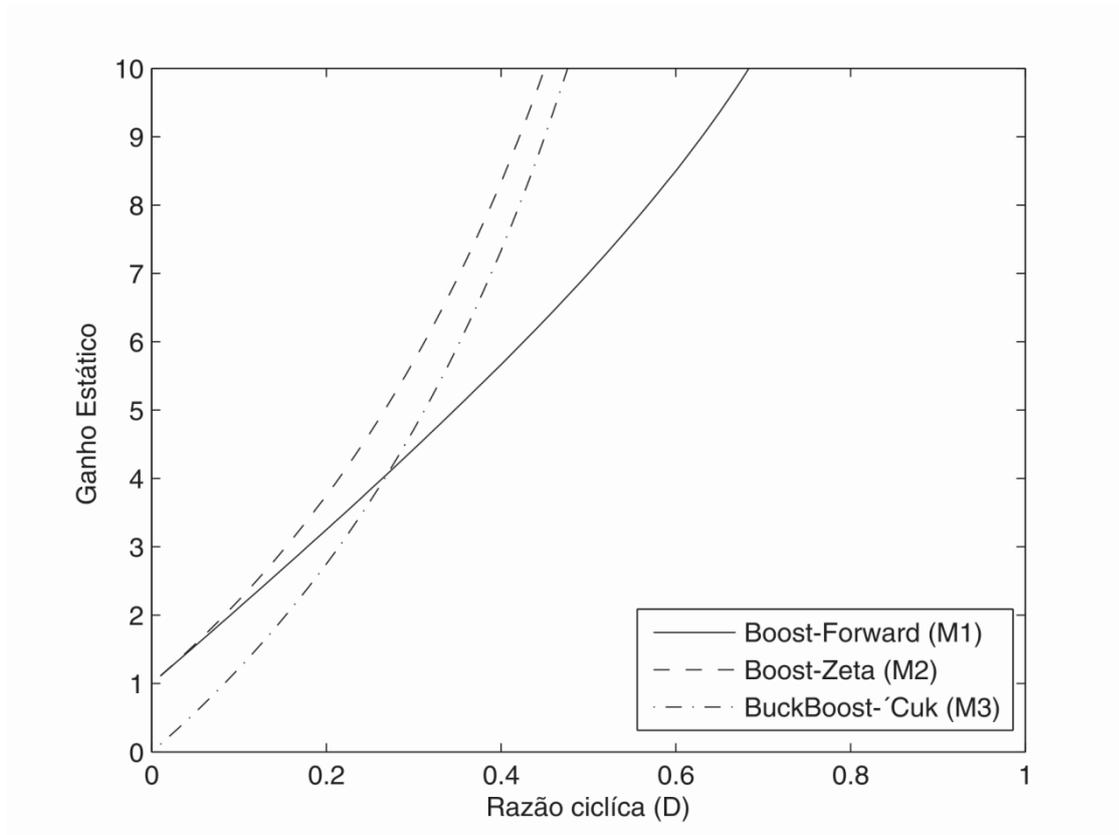


Figura 3.8 Comparação do Ganho Estático em CCM dos Conversores Integrados em função da razão-cíclica ($N=10$). Expressões para M1, M2 e M3 fornecidas na Tabela 3.3.

Com base nas qualidades dos conversores integrados apresentados anteriormente, foi escolhido o conversor Boost-Zeta integrado para uma análise mais detalhada.

Na seção a seguir é abordado o conversor Boost-Zeta integrado, onde serão apresentadas as suas informações básicas de funcionamento.

3.3 Conversor Boost-Zeta Integrado

O conversor Boost-Zeta integrado, apresentado na Figura 3.9, é um conversor de quarta ordem, composto por um indutor acoplado (L_m indutor magnetizante e N relação de transformação do indutor acoplado), um indutor de saída (L_o), três capacitores (C_z , C_{ob} e C_{oz}) e com os seguintes semicondutores, chave S diodo D_z e D_b .

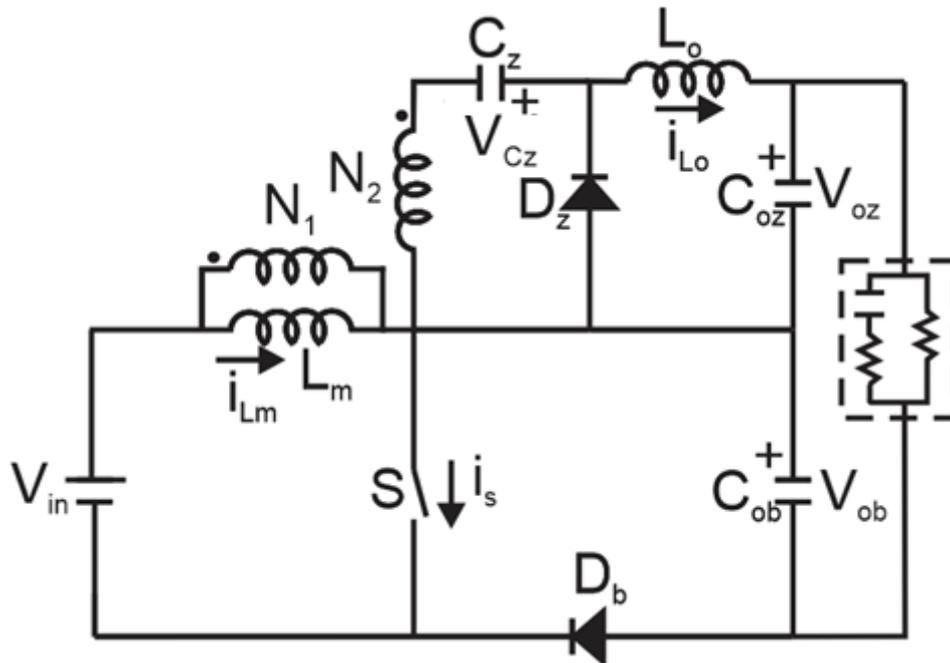


Figura 3.9 Conversor Integrado Boost-Zeta

Para simplificar a análise do conversor foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

- O conversor opera em regime permanente, i.e., $\int_0^T v_{Lm} dt = 0$ e $\int_0^T v_{Lo} dt = 0$.
- Tensão de entrada (V_{in}) é constante.
- Os capacitores de saída (C_{oz} e C_{ob}) e o capacitor de *buffer* C_z , são suficientemente grandes para que se possa assumir as tensões V_{oz} , V_{ob} e V_{Cz} constantes.
- As indutâncias magnetizante (L_m) e de saída (L_o) são projetadas de tal forma que a corrente de saída (i_o) é sempre positiva, mesmo em modo de condução descontínua.
- Todos os semicondutores e demais componentes são ideais, isto é, sem perdas.

3.3.1 Princípio de Operação

Conforme apresentado na seção 2.6, o sistema irá operar no modo de condução contínua e descontínua. Logo é necessário a análise do conversor nesses dois modos, dados a seguir.

3.3.1.1 Modo de Condução Contínua

Inicialmente é considerado o conversor no modo de condução contínua (CCM). A Figura 3.10 (a), Figura 3.10 (b) e Figura 3.10 (c) representam as etapas de operação do conversor para esse modo. As formas de onda das correntes dos indutores de saída (L_o) e magnetizante (L_m) e dos diodos D_b e D_z do conversor são ilustradas na Figura 3.11. No modo CCM o conversor opera em três etapas, sendo uma etapa de magnetização simultânea das indutâncias (L_m e L_o), que ocorre na etapa 1, e duas etapas de desmagnetização. A desmagnetização da indutância L_m inicia-se na Etapa 2 e na Etapa 3, ocorre simultaneamente em ambas (L_m e L_o). Uma descrição detalhada de cada etapa é feita a seguir.

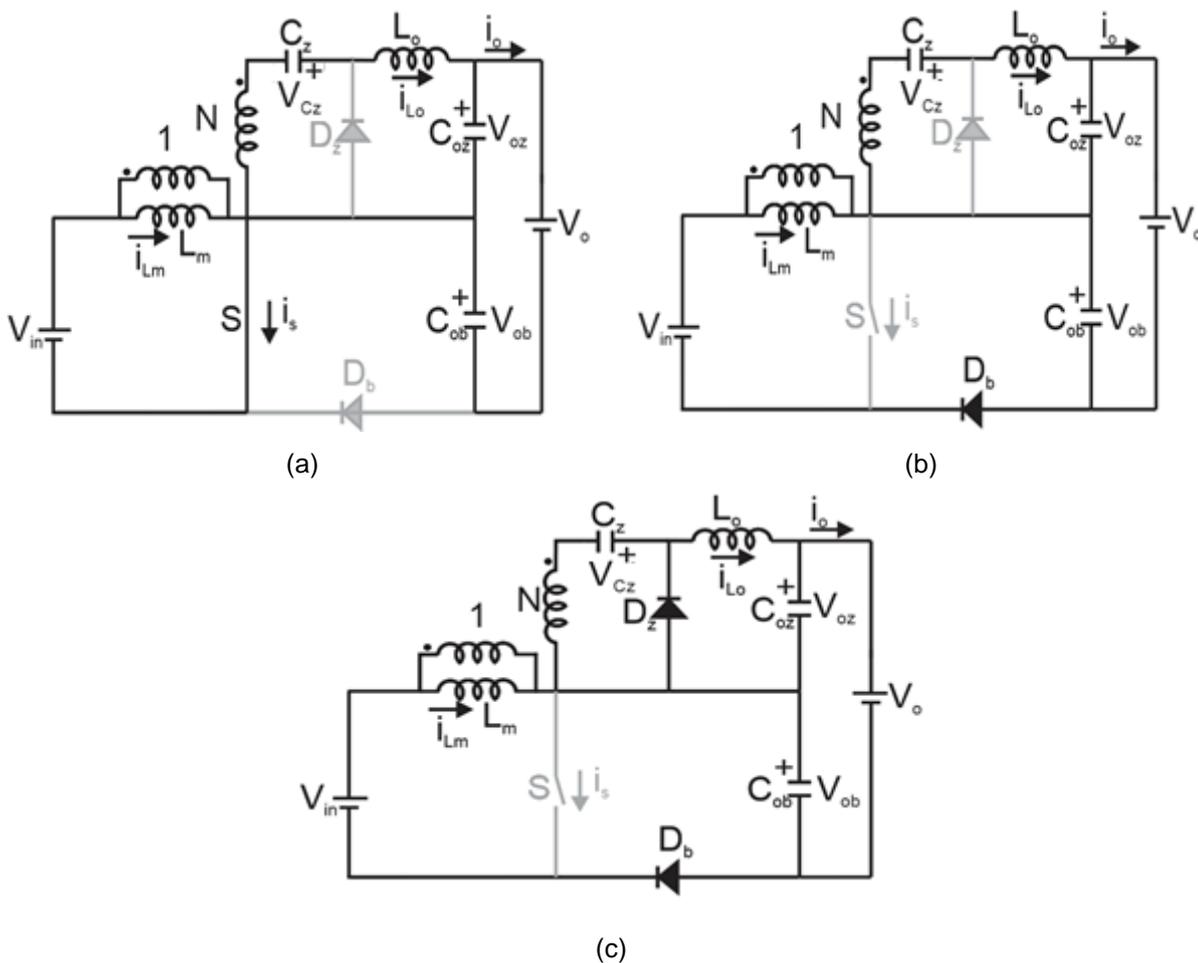


Figura 3.10 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução contínua, CCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t_0-t_1 , (b) Etapa 2 representa o intervalo t_1-t_2 , (c) Etapa 3 representa o intervalo t_2-T_s .

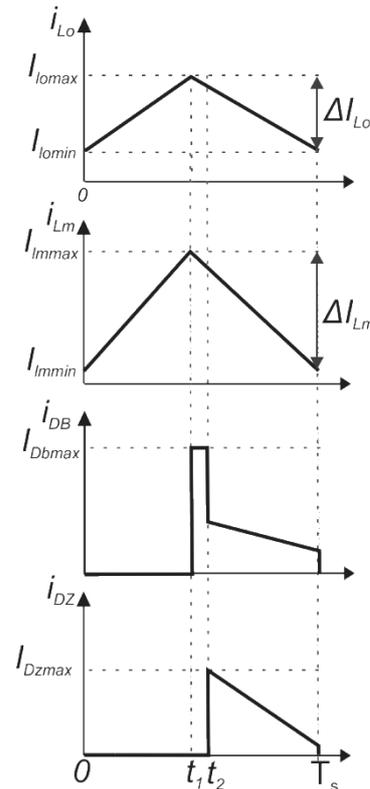


Figura 3.11 Principais Formas de onda CCM (a) Corrente nos indutores, (b) Corrente nos Diodos

Intervalo de condução da chave S e bloqueio dos diodos D_z e D_b :

Etapa 1 (t_0 - t_1): no instante t_0 a chave S é acionada. A partir deste instante a corrente de magnetização i_{Lm} cresce linearmente com taxa de variação limitada pelo valor de L_m . Simultaneamente, a corrente i_{L_o} cresce com taxa de variação limitada por L_o através da chave S. Esta etapa dura até o instante em que a chave para de conduzir. Neste instante (t_1) o diodo D_b entra em condução. As principais variáveis que governam o circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente de magnetização é definida como,

$$i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} t + I_{Lm(0)} \quad (15)$$

onde $I_{Lm(0)} = i_{Lm(t_0)}$ é o valor mínimo da corrente de magnetização.

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{L_o} = \frac{NV_{in}}{L_o} t + I_{L_o(0)} \quad (16)$$

onde $I_{L_o(0)} = i_{L_o(t_0)}$ é o valor mínimo da corrente do indutor de saída L_o .

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_1 - 0 = DT_s \quad (17)$$

Nessa etapa a corrente no enrolamento secundário é igual a corrente no indutor L_o , ilustrado a seguir.

$$i_{\text{sec}} = \frac{NV_{\text{in}}}{L_o} t + I_{L_o(m)} \quad (18)$$

A corrente no enrolamento primário é dada por,

$$i_{\text{pri}} = i_{L_m} + Ni_{\text{sec}} \quad (19)$$

Portanto, substituindo (15) e (18) em (19) obtém-se,

$$i_{\text{pri}} = \left(\frac{N^2}{L_o} + \frac{1}{L_m} \right) V_{\text{in}} t + NI_{L_o(m)} + I_{L_m(m)} \quad (20)$$

A corrente na chave é igual a corrente de entrada, portanto,

$$i_s = i_{\text{pri}} \quad (21)$$

assim,

$$i_s = \left(\frac{N^2}{L_o} + \frac{1}{L_m} \right) V_{\text{in}} t + NI_{L_o(m)} + I_{L_m(m)} \quad (22)$$

O valor máximo da corrente na chave ocorre no final desta etapa, quando $t = DT_s$ e é dado por,

$$I_{s(\text{max})} = \left(\frac{N^2}{L_o} + \frac{1}{L_m} \right) V_{\text{in}} DT_s + NI_{L_o(m)} + I_{L_m(m)} \quad (23)$$

A corrente nos diodos nesta etapa é zero.

$$i_{D_b} = 0 \quad (24)$$

$$i_{D_z} = 0 \quad (25)$$

A tensão nos semicondutores é definida na sequência. A tensão na chave S é nula, pois esta se encontra em condução.

$$V_s = 0 \quad (26)$$

Como a chave encontra-se em condução e os diodos bloqueados, a tensão sobre estes são dadas por,

$$V_{D_b} = V_{ob} \quad (27)$$

$$V_{D_z} = NV_{\text{in}} + V_{oz} \quad (28)$$

Intervalo de bloqueio da chave S e do diodo D_z e de condução do diodo

D_b :

Etapa 2 (t_1-t_2): no instante t_1 a chave é bloqueada. Neste instante o diodo (D_b) é polarizado diretamente. Durante esta etapa a tensão sobre a chave S é limitada

pela tensão da seção de saída conversor Boost (V_{ob}). As correntes i_{Lm} e i_{Lo} decrescem linearmente.

A corrente de magnetização é definida como,

$$i_{Lm} = \frac{V_{in} - V_{ob}}{L_m} t + I_{Lm(t_1)} \quad (29)$$

onde $I_{Lm(m)} = I_{Lm(t_1)}$ é o valor máximo da corrente de magnetização.

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{Lo} = \frac{N(V_{in} - V_{ob})}{L_o} t + I_{Lo(t_1)} \quad (30)$$

onde $I_{Lo(m)} = I_{Lo(t_1)}$ é o valor máximo da corrente de do indutor L_o

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = D_{t2} T_s = \frac{(i_{pri(t_2)} - I_{Lm(t_1)} - I_{Lo(t_2)}) L_o L_m}{(V_{in} - V_{ob})(N^2 L_m + L_o)} \quad (31)$$

Nessa etapa a corrente no enrolamento secundário é igual a corrente no indutor L_o , ilustrado a seguir.

$$i_{sec} = \frac{N(V_{in} - V_{ob})}{L_o} t + I_{Lo(t_1)} \quad (32)$$

A corrente no enrolamento primário é dada por,

$$i_{pri} = i_{Lm} + N i_{sec} \quad (33)$$

Portanto, substituindo (29) e (32) em (33) obtém-se,

$$i_{pri} = \left(\frac{N^2}{L_o} + \frac{1}{L_m} \right) (V_{in} - V_{ob}) t + I_{Lm(t_1)} + I_{Lo(t_1)} \quad (34)$$

Nessa etapa a chave encontra-se bloqueada, portanto a corrente é,

$$i_s = 0 \quad (35)$$

A corrente no diodo D_b é dada por,

$$i_{Db} = i_{pri} \quad (36)$$

logo,

$$i_{Db} = \left(\frac{N^2}{L_o} + \frac{1}{L_m} \right) (V_{in} - V_{ob}) t + I_{Lm(t_1)} + I_{Lo(t_1)} \quad (37)$$

O valor máximo da corrente no diodo D_b é,

$$I_{Db(max)} = \left(\frac{N^2}{L_o} + 2 \frac{1}{L_m} \right) (V_{in} - V_{ob}) \Delta t_2 + 2 I_{Lm(t_1)} + I_{Lo(t_1)} \quad (38)$$

A corrente no diodo D_z é dada por,

$$i_{Dz} = 0 \quad (39)$$

A tensão nos semicondutores é definida na sequência. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = V_{ob} \quad (40)$$

O diodo D_b está conduzindo, assim,

$$V_{Db} = 0 \quad (41)$$

Enquanto que o diodo D_z está bloqueado, portanto:

$$V_{Dz} = V_{oz} + N(V_{in} - V_{ob}) \quad (42)$$

Está etapa dura até o diodo D_z entrar em condução. Pode-se dizer que essa etapa ocorre devido às características do indutor acoplado (dispersante) ou da carga. Portanto a etapa 2 pode ser considerada como uma transição entre a etapa 1 e 3. Sendo que em alguns casos a etapa 2 não aparece no funcionamento do conversor em regime permanente.

Intervalo de bloqueio da chave S e de condução do diodo D_b e D_z :

Etapa 3 (t_2 - t_3): Neste instante o diodo (D_z) é polarizado diretamente. Durante esta etapa a tensão sobre a chave S é limitada pela tensão da seção de saída do conversor Boost (V_{ob}). As correntes i_{Lm} e i_{Lo} decrescem linearmente.

A corrente de magnetização é definida como,

$$i_{Lm} = \frac{V_{in} - V_{ob}}{L_m} t + I_{Lm(t_2)} \quad (43)$$

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{Lo} = \frac{V_{oz}}{L_o} t + I_{Lo(t_2)} \quad (44)$$

A corrente no enrolamento primário é dada por,

$$i_{pri} = i_{Lm} - i_{in} \quad (45)$$

Portanto, substituindo (43) em (45) obtém-se,

$$i_{pri} = \left(\frac{V_{in} - V_{ob}}{L_m} \right) t + I_{Lm(t_2)} - i_{in} \quad (46)$$

Nessa etapa a corrente no enrolamento secundário é igual a:

$$i_{sec} = \frac{i_{pri}}{N} \quad (47)$$

Portanto,

$$i_{\text{sec}} = \left(\frac{V_{\text{in}} - V_{\text{ob}}}{NL_m} \right) t + \frac{I_{Lm(t_2)}}{N} - \frac{i_{\text{in}}}{N} \quad (48)$$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_3 - t_2 = \Delta_1 T_s = 1 - D - \Delta t_2 \quad (49)$$

Nessa etapa a chave encontra-se bloqueada, portanto a corrente é,

$$i_s = 0 \quad (50)$$

A corrente no diodo D_b é dada por,

$$i_{D_b} = i_{\text{pri}} + i_{L_m} \quad (51)$$

logo,

$$i_{D_b} = 2 \left(\frac{V_{\text{in}} - V_{\text{ob}}}{L_m} \right) t + 2I_{Lm(t_2)} - i_{\text{in}} \quad (52)$$

A corrente no diodo D_z é dada por,

$$i_{D_z} = i_{\text{sec}} + i_{L_o} \quad (53)$$

portanto,

$$i_{D_z} = \left(\frac{V_{\text{in}} - V_{\text{ob}}}{NL_m} \right) t + \frac{I_{Lm(t_2)}}{N} - \frac{i_{\text{in}}}{N} + \frac{V_{\text{oz}}}{L_o} t + I_{L_o(t_2)} \quad (54)$$

A tensão nos semicondutores é definida na sequência. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = V_{\text{ob}} \quad (55)$$

O diodo D_b está conduzindo, assim,

$$V_{D_b} = 0 \quad (56)$$

Acrescentando que o diodo D_z também está conduzindo, portanto:

$$V_{D_z} = 0 \quad (57)$$

Está etapa dura até o acionamento da chave S.

3.3.1.2 Modo de Condução Descontínua

No modo DCM o conversor opera em cinco etapas, sendo uma etapa de magnetização simultânea das indutâncias L_m e L_o (Etapa 1); três etapas de desmagnetização (Etapa 2, 3 e 4), e uma etapa de corrente constante (Etapa 5). Cabe ressaltar que a desmagnetização da indutância L_m inicia na Etapa 2, e termina na Etapa 4, sendo que ocorre simultaneamente para ambas as indutâncias durante a Etapa 3. Uma descrição detalhada de cada etapa é feita a seguir.

As Etapas 1 e 2 são idênticas àsquelas descritas na Seção 3.3.1.1 e não serão repetidas. A Etapa 3 (t_2 - t_3) tem duração diferente no modo DCM, e termina com o bloqueio do diodo D_z . As demais etapas são exclusivas do modo DCM e serão descritas a seguir.

No modo de condução descontinua (DCM) as diagramas para cada etapa são representadas na Figura 3.12.

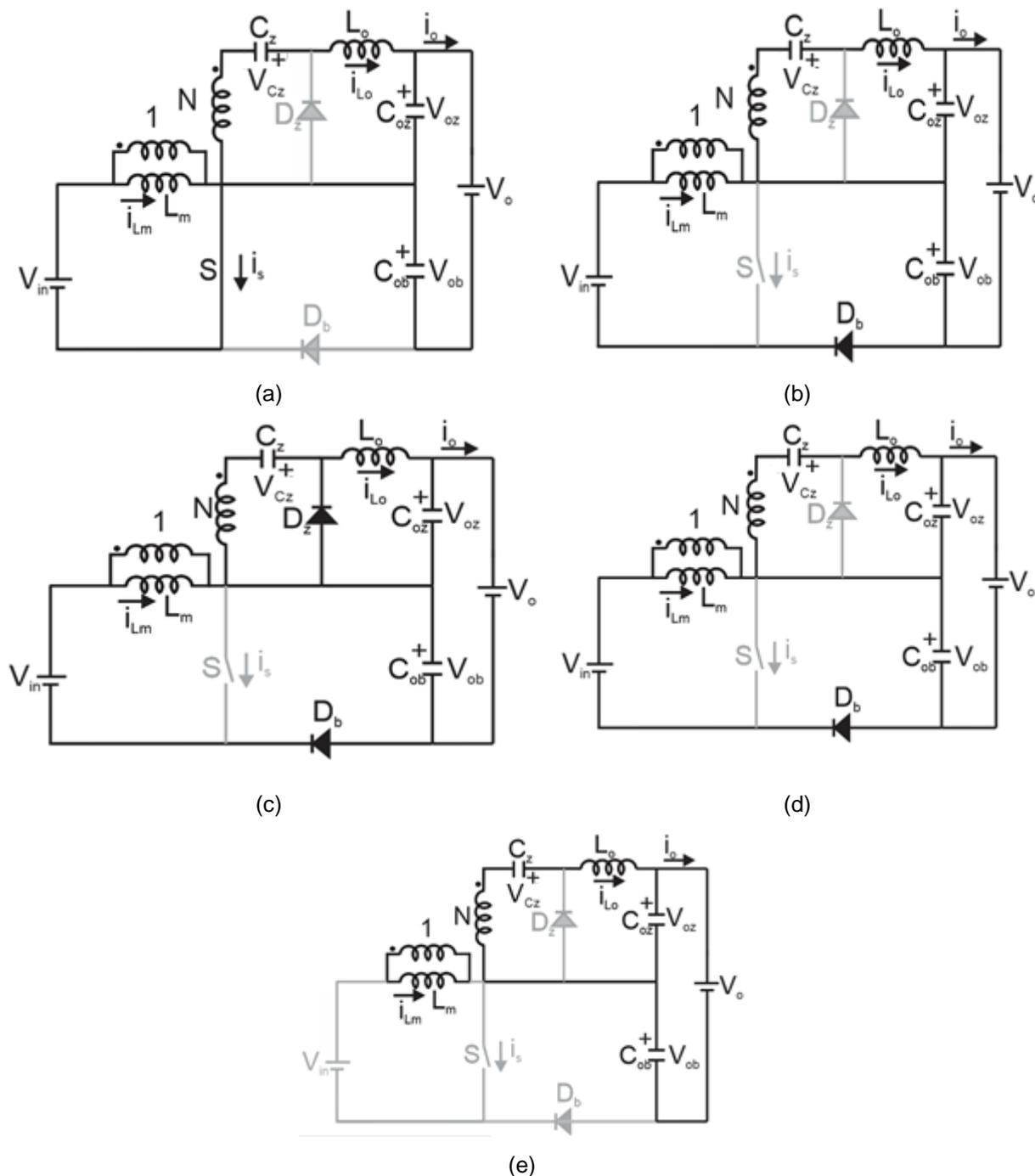


Figura 3.12 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução descontinua, DCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t_0 - t_1 ; (b) Etapa 2 representa o intervalo t_1 - t_2 ; (c) Etapa 3 representa o intervalo t_2 - t_3 ; (d) Etapa 4 representa o intervalo t_3 - t_4 ; (e) Etapa 5 representa o intervalo t_4 - T_s

As formas de onda das correntes dos indutores de saída (L_o) e magnetizante (L_m) dos diodos do conversor são ilustradas na Figura 3.13

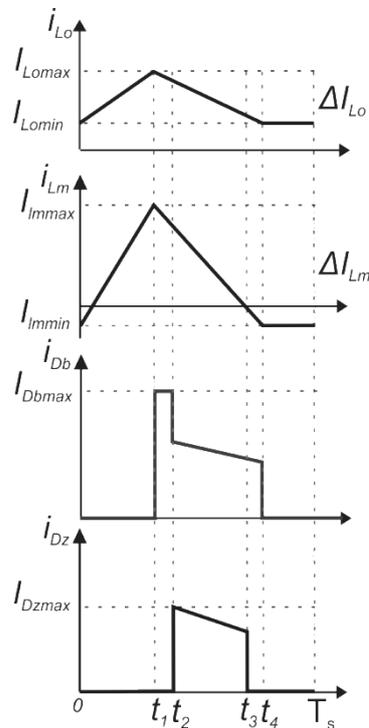


Figura 3.13 Principais Formas de Onda DCM (a) Corrente no Indutores, (b) Corrente nos diodos

Intervalo de bloqueio da chave S e de condução do diodo D_b e D_z :

Etapa 3 (t_2 - t_3): Neste instante o diodo (D_z) é polarizado diretamente. Durante esta etapa a tensão sobre a chave S é limitada pela tensão da seção de saída do conversor Boost (V_{ob}). As correntes i_{Lm} e i_{Lo} decrescem linearmente. A análise feita para as correntes e tensões nos componentes em DCM é idêntica a do CCM (seção 3.3.1.1), com exceção ao tempo de duração da etapa, que é dada por:

$$t_3 - t_2 = \Delta_1 T_s = \frac{(i_{Dz} + I_{Lo(t_2)}) L_o}{2V_{oz}} \quad (58)$$

Intervalo de bloqueio da chave S e do diodo D_z e condução D_{ob} :

Etapa 4 (t_3 - t_4) Nesse instante a chave S e o diodo D_z estão bloqueados, enquanto que o diodo D_{ob} permanece em condução. Cabe ressaltar que essa etapa está vinculada a uma transição do modo CCM para DCM. Nesse estágio as correntes i_{Lo} e i_{sec} são iguais em módulos, porém com direções opostas, definido como,

$$i_{Lo} = -i_{sec} \quad (59)$$

Dependente da relação dos indutores L_m/L_o e das corrente I_{in}/I_o , dois casos podem ocorrer:

- 1º caso) $I_{Lm(0)} > 0$ e $I_{Lo(0)} < 0$
- 2º caso) $I_{Lm(0)} < 0$ e $I_{Lo(0)} < 0$

Sendo que a aplicação desse trabalho é o carregamento de baterias, a partir desse momento é adotado o segundo caso, ou seja, quando a corrente no indutor i_{Lm} é que deve inverter e i_{Lo} deve permanecer sempre positivo. Garantindo assim que as baterias nunca forneçam energia para o sistema.

A corrente de magnetização é definida como,

$$i_{Lm} = \frac{V_{in} - V_{ob}}{L_m} t + I_{Lm(t_3)} \quad (60)$$

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{Lo} = \frac{V_{oz}}{L_o} t + I_{Lo(t_3)} \quad (61)$$

Nessa etapa a corrente no enrolamento secundário é igual a:

$$i_{sec} = - \left(\frac{V_{oz}}{L_o} t + I_{Lo(t_4)} \right) \quad (62)$$

A corrente no enrolamento primário é dada por,

$$i_{pri} = i_{Lm} + N i_{sec} \quad (63)$$

Portanto, substituindo (60) e (62) em (63) obtém-se,

$$i_{pri} = \left(\frac{V_{in} - V_{ob}}{L_m} - \frac{N V_{oz}}{L_o} \right) t + I_{Lm(t_2)} - N I_{Lo(t_2)} \quad (64)$$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_4 - t_3 = D_{t4} T_s = \frac{(i_{pri(t_2)} - I_{Lm(t_1)} - I_{Lo(t_2)}) L_o L_m}{(V_{in} - V_{ob})(N^2 L_m + L_o)} \quad (65)$$

Nessa etapa a chave encontra-se bloqueada, portanto a corrente é,

$$i_s = 0 \quad (66)$$

A corrente no diodo D_b é dada por

$$i_{Db} = i_{pri} \quad (67)$$

logo,

$$i_{Db} = \left(\frac{V_{in} - V_{ob}}{L_m} - \frac{N V_{oz}}{L_o} \right) t + I_{Lm(t_3)} - N I_{Lo(t_3)} \quad (68)$$

A corrente no diodo D_z é dada por,

$$i_{Dz} = 0 \quad (69)$$

A tensão nos semicondutores é definida na sequência. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = V_{ob} \quad (70)$$

O diodo D_b está em conduzindo, assim,

$$V_{D_b} = 0 \quad (71)$$

Enquanto que o diodo D_z está bloqueado, assim,

$$V_{D_z} = V_{oz} + N(V_{in} + V_{ob}) \quad (72)$$

Está etapa dura até o bloqueio do diodo D_b .

Intervalo de bloqueio da chave S e dos diodos D_z e D_{ob} :

Etapa 5 (t_4 - t_5) Nessa etapa, a chave e os diodos estão bloqueados. Confirmando assim o modo DCM. Nesse estágio as correntes i_{L_o} e i_{sec} são iguais em módulos, porém com direções opostas, definido como,

$$i_{L_o} = -i_{sec} \quad (73)$$

A corrente de magnetização é definida como,

$$i_{L_m} = I_{L_m(t_o)} \quad (74)$$

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{L_o} = I_{L_o(t_o)} \quad (75)$$

A corrente no primário é igual a corrente de magnetização dado por (74) A corrente no enrolamento secundário é expressa por:

$$i_{sec} = \frac{I_{L_m(t_o)}}{N} \quad (76)$$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_5 - t_4 = \Delta_2 T_s = 1 - (D_{t_4} + D_{t_2} + \Delta_1 + D) \quad (77)$$

Nessa etapa a chave encontra-se bloqueada, portanto a corrente é,

$$i_s = 0 \quad (78)$$

Sendo que o diodo D_b está bloqueado, a sua corrente dada por

$$i_{D_b} = 0 \quad (79)$$

O idêntico acontece com D_z , onde a sua corrente é dada por,

$$i_{D_z} = 0 \quad (80)$$

A tensão nos semicondutores é definida na sequência. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = V_{ob} \quad (81)$$

O diodo D_b está bloqueado, assim,

$$V_{Db} = V_{ob} \quad (82)$$

Acrescentando que diodo D_z está bloqueado, assim,

$$V_{Dz} = V_{oz} + N(V_{in} + V_{ob}) \quad (83)$$

Está etapa dura até o acionamento da chave S, iniciando assim um novo período de chaveamento.

3.4 Análise do Ganho Estático

No intuito de reduzir a complexidade para a análise do ganho estático, os intervalos com maior duração em um período de operação foram considerados, sendo estes a Etapa 1 e a Etapa 3 para o modo CCM e, a Etapa 1, Etapa 3 e Etapa 5, para o modo DCM. Os intervalos correspondentes a Etapa 2 e a Etapa 4 foram considerados de menor duração e, portanto, omitidos nas análises do ganho estático que são apresentadas a seguir.

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a energia armazenada na indutância de magnetização (L_m) e na indutância de saída (L_o) durante um período de chaveamento é nula. Isto implica em,

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (84)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação, a expressão (84) pode ser escrita como:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = \int_0^{t_1} V_{Lm} + \int_{t_2}^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{t_1} V_{Lo} + \int_{t_2}^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (85)$$

onde se pode encontrar:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} = V_{in}D + (V_{in} - V_{ob})(1-D) \quad (86)$$

$$\int_0^{T_s} V_{Lo} = NV_{in}D - V_{oz}(1-D) \quad (87)$$

Substituindo as expressões (86) e (87) em (84), tem-se:

$$V_{in}(1+ND) = (1-D)(V_{ob} + V_{oz}) \quad (88)$$

Sabendo que:

$$V_o = V_{ob} + V_{oz} \quad (89)$$

Portanto, pode-se encontrar o ganho estático do conversor Boost-Zeta integrado no modo de condução contínua,

$$M_{CCM} \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{ND+1}{1-D} \quad (90)$$

No modo de condução descontínua, serão consideradas três etapas de operação, etapa 1, 3 e 5. Logo a expressão (84) pode ser escrita como:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = \int_0^{t_1} V_{Lm} + \int_{t_2}^{t_3} V_{Lm} + \int_{t_4}^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{t_1} V_{Lo} + \int_{t_2}^{t_3} V_{Lo} + \int_{t_4}^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (91)$$

onde se pode encontrar:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} = V_{in} D - \frac{V_{ob}}{N} \Delta_1 \quad (92)$$

$$\int_0^{T_s} V_{Lo} = NV_{in} D - V_{oz} \Delta_1 \quad (93)$$

Substituindo as expressões (92) e (93) em (91), pode-se encontrar o ganho estático do conversor Boost-Zeta integrado no modo de condução descontínua,

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(N+1)D}{\Delta_1} + 1 \quad (94)$$

As fronteiras entre CCM e DCM são definidas quando a soma das correntes dos indutores do conversor é nula em apenas um instante de tempo em cada período de comutação.

Ganho Estático em função da Corrente de Entrada

A fronteira é definida quando a soma das correntes dos indutores do conversor é nula em apenas um instante de tempo em cada período de comutação. Logo:

$$I_{Lm} + I_{Lo} = 0 \quad (95)$$

Onde,

$$I_{Lm} = \frac{1}{T} \left[\frac{(D + \Delta_1)(I_{Lm(\max)} - I_{Lm(0)})}{2} + I_{Lm(0)}(D + \Delta_1) \right] \quad (96)$$

$$I_{Lo} = \frac{1}{T} \left[\frac{(D + \Delta_1)(I_{Lo(\max)} - I_{Lo(0)})}{2} + I_{Lo(0)}(D + \Delta_1) \right] \quad (97)$$

Substituindo (96) e (97) em (95) e realizando algumas manipulações algébricas chega à equação:

$$I_{Lm} + I_{Lo} = \frac{D + \Delta_1}{2T} (NI_{Lo(\max)} - I_{Lm(\max)}) \quad (98)$$

onde,

$$I_{Lo(\max)} = \frac{NV_{in}}{L_o} DT \quad (99)$$

$$I_{Lm(\max)} = \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (100)$$

Analisando o funcionamento do conversor, a corrente de entrada é dada por:

$$I_{in} = DI_{Lm} + NDI_{Lo} \quad (101)$$

Substituindo (98), (99) e (100) em (101), obtém-se:

$$I_{in} = D^2 \frac{D + \Delta_1}{2} \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) \quad (102)$$

Normalizando a equação (102), chega-se em:

$$I_{innor} = D^2 (D + \Delta_1) \quad (103)$$

A partir da equação (94) sabe-se que:

$$\Delta_1 = \frac{(N+1)D}{\frac{V_o}{V_{in}} - 1} \quad (104)$$

Enquanto que,

$$D = \frac{\frac{V_o}{V_{in}} - 1}{N + \frac{V_o}{V_{in}}} \quad (105)$$

Substituindo (104) em (103), é possível encontrar o ganho estático do conversor no DCM, dada pela expressão:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(N+1)D^3}{I_{innor} - D^3} + 1 \quad (106)$$

Para encontrar a fronteira, inicialmente deve substituir $D_2 = 1 - D$ e (105) em (103), fazendo algumas manipulações algébricas, encontra-se o ganho estático da fronteira, dada pela equação (107):

$$Fronteira = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N\sqrt{I_{innor}} + 1}{1 - \sqrt{I_{innor}}} \quad (107)$$

A Figura 3.14 representa o ganho estático do conversor Boost-Zeta integrado pela corrente de entrada normalizada para diferentes valores de razão-cíclica, considerando as mudanças de modos, ou seja, as equações (90), (106) e (107).

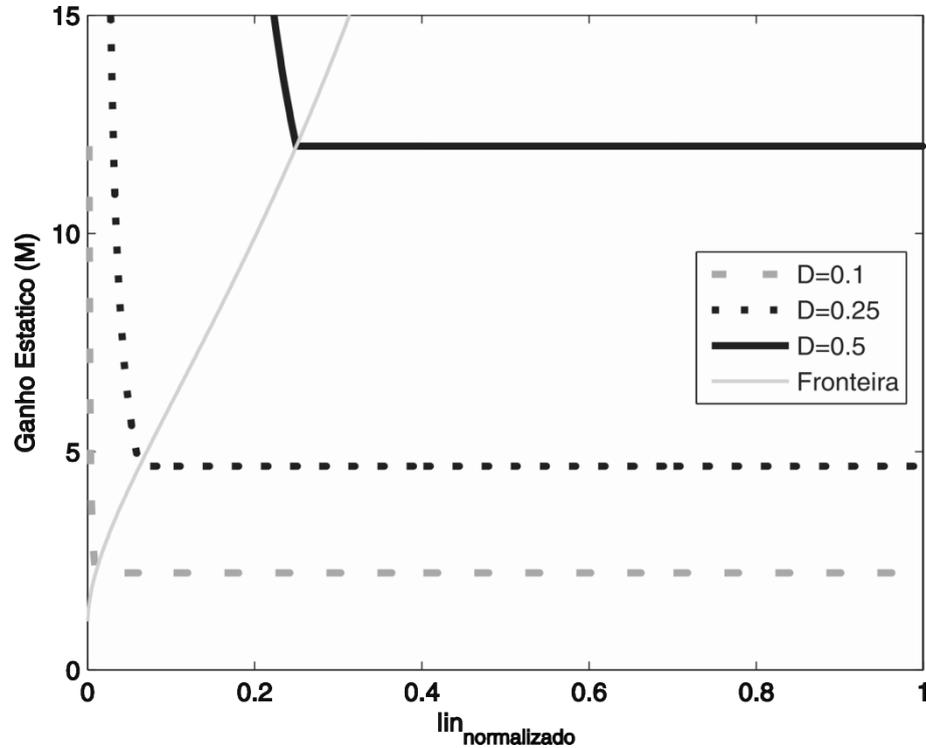


Figura 3.14 Ganho Estático (M) pela corrente de entrada normalizada (I_{in_nor}) para diferentes valores de razão-cíclica. O valor da razão de espiras adotado $N=10$.

Ganho Estático em função da Corrente de Saída

Para definição da fronteira com relação a corrente de saída tem-se que:

$$I_o = I_{L_o} = 0 \quad (108)$$

onde

$$I_o = \frac{D + \Delta_1}{2} I_{L_{opc}} \quad (109)$$

A partir do circuito chega na corrente de L_o de pico, que é dada por

$$I_{L_o(max)} = \frac{V_{oz}}{L_o} D_2 T \quad (110)$$

Normalizando a equação (253), chega-se em:

$$I_{onor} = D^2 (D + \Delta_1) \quad (111)$$

Substituindo (104) em (111), é possível encontrar o ganho estático do conversor no DCM, dada pela expressão:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2(ND+1)^2}{-(ND+1)^2 \pm \sqrt{((ND+1)^2)^2 + 4(ND+1)^2 + I_{onor}}} \quad (112)$$

onde

$$-(ND+1)^2 \pm \sqrt{((ND+1)^2)^2 + 4(ND+1)^2 + I_{onor}} \quad (113)$$

Para encontrar a fronteira, inicialmente deve substituir $\Delta_1 = 1 - D$ e (105) em (254), fazendo algumas manipulações algébricas, encontra-se o ganho estático da fronteira, dada pela equação (258):

$$Fronteira = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N(1 - I_{onor}) + 1}{I_{onor}} \quad (114)$$

A Figura 3.15 representa o ganho estático do conversor Boost-Zeta integrado pela corrente de saída normalizada para diferentes valores de razão-cíclica, considerando as mudanças de modos, ou seja, considerando as equações (90), (112) e (114).

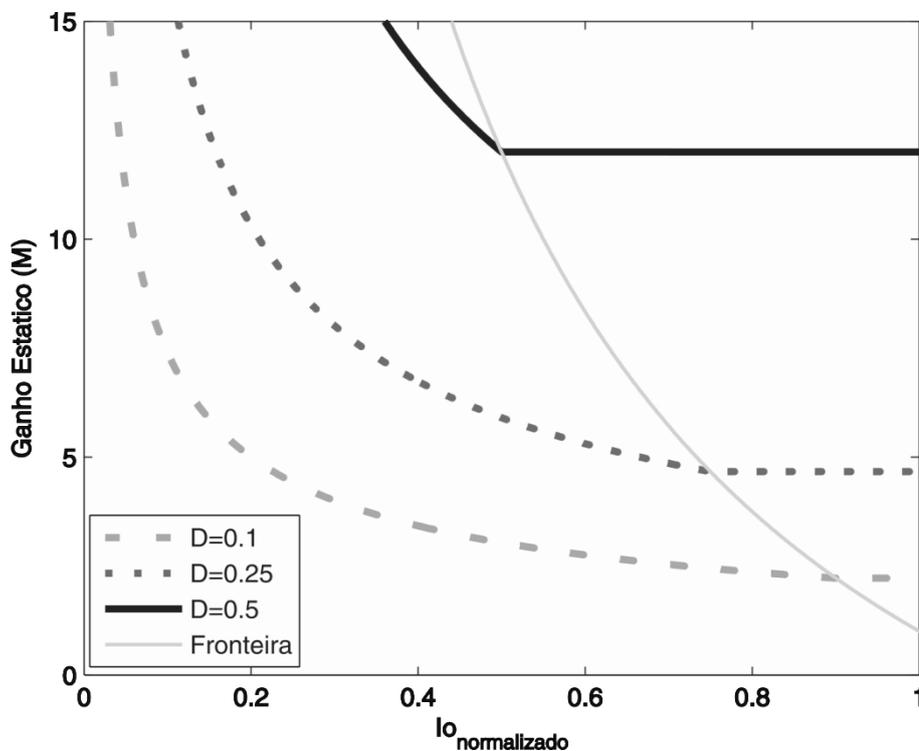


Figura 3.15 Ganho Estático (M) pela corrente de saída normalizada (I_{onor}) para diferentes valores de razão-cíclica O valor da razão de espiras adotado $N=10$.

3.5 Metodologia de Projeto Proposto

Considerando a aplicação do MIBC, a definição da metodologia de projeto do conversor deve atender às características da aplicação. Nesta seção de projeto do conversor é considerado o conversor Boost-Zeta Integrado. Um fluxograma da metodologia de projeto é dado na Figura 3.16, constituído por seis passos.

Passo 1:

As especificações do projeto são:

- P_{in} = Potência de entrada (W);
- V_{in} = Tensão de entrada (V);
- V_o = Tensão de saída ou tensão do banco das baterias (V);
- V_{flut} = Tensão de flutuação das baterias (V);
- V_{eq} = Tensão de equalização (V);
- V_{ob} = Tensão da seção de saída do conversor Boost (V);
- V_{oz} = Tensão da seção de saída do conversor Zeta (V);
- I_o = Corrente das baterias;
- $\Delta I_o = 40\%I_o$ *ripple* da corrente das baterias, normalmente é 20% a 40% para preservar a vida útil das baterias;
- f_s = Frequência de chaveamento;

Como a tensão de entrada do conversor é um painel fotovoltaico, é considerada a tensão máxima desse painel para a metodologia de projeto do conversor. Ou seja, no projeto é considerado que a irradiação solar é de $1000\text{W}/\text{m}^2$, o que implica a máxima tensão que o painel possa fornecer. Cabe ressaltar que a aplicação do conversor é para carregar baterias, o que implica que a ondulação da corrente de saída deve ser o mínimo possível. Com o intuito de preservar a vida útil das baterias. Portanto, para que isso ocorra na realização do projeto do conversor, deve ser considerada a tensão máxima do painel, garantindo assim que a corrente de saída do conversor permaneça sempre com uma ondulação mínima possível, dentre da faixa de trabalho da tensão do Painel Solar.

Passo 2

A partir da equação dos ganho do conversor Boost-Zeta integrado (90), se encontra a relação de transformação N .

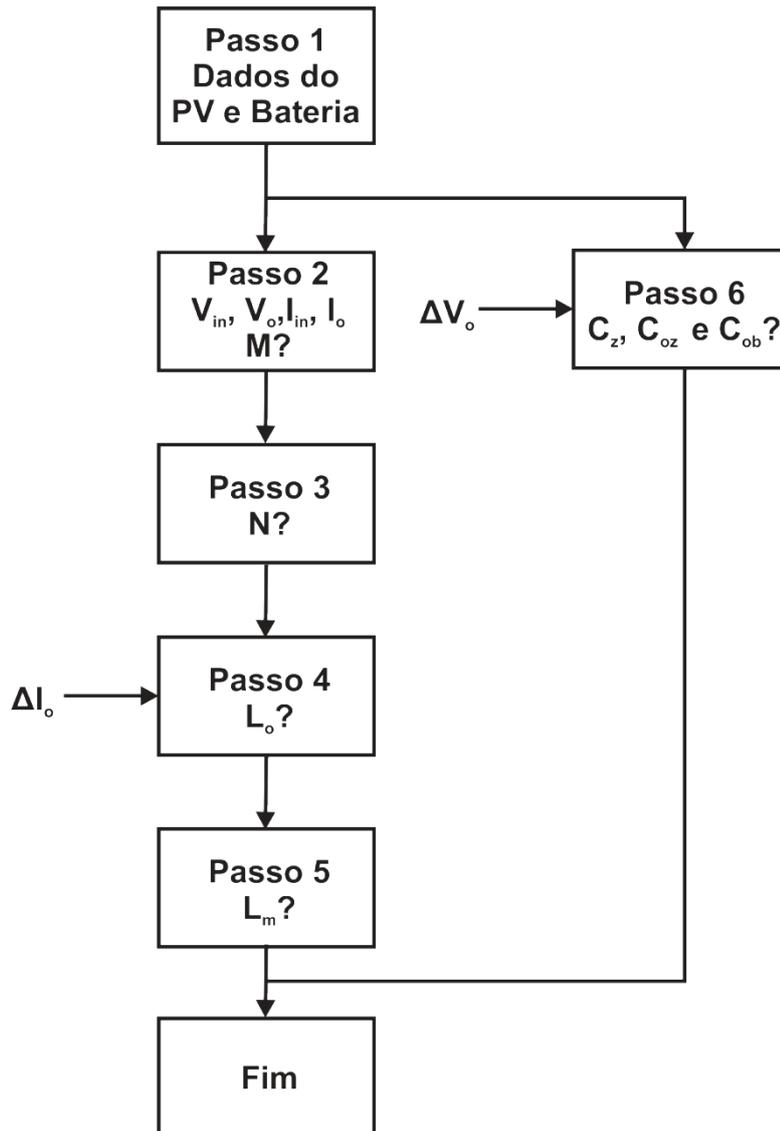


Figura 3.16 Fluxograma da metodologia de projeto

Passo 3

Escolhendo a relação de transformação do indutor acoplado e a razão cíclica do conversor e considerando os parâmetros dados acima, o dimensionamento do indutor de saída (L_o) é realizado através da equação (115):

$$L_o = \frac{V_{Lo}DT_s}{\Delta I_o} = \frac{NV_{in}DT_s}{\Delta I_o} \quad (115)$$

Passo 4:

Analisando a Figura 3.13 e a equação (115), é possível encontrar uma relação entre as duas correntes, garantindo assim que a corrente no indutor L_o permaneça sempre positiva. Após algumas operações algébricas, essa relação pode ser dada por,

$$L_m = \frac{\frac{D^2}{2} \left(1 + \frac{V_{in}}{V_o}\right) \frac{NV_{in}T_s}{I_{in} + I_o} L_o}{1 - \frac{D^2}{2} \left(1 + \frac{V_{in}}{V_o}\right) \frac{NV_{in}T_s}{I_{in} + I_o} \frac{1}{L_o}} \quad (116)$$

Passo 5:

Para o dimensionamento do capacitor de saída, a ondulação da tensão de saída deve ser considerada como:

$$\Delta V_o \ll V_{eq} - V_{flut} \quad (117)$$

Então os capacitores C_z , C_{oz} e C_{ob} podem ser dimensionados pelas expressões (118), (119) e (120), respectivamente.

$$C_z = \frac{I_o D}{\Delta V_o f_s} \quad (118)$$

$$C_{oz} = \frac{(1-D)V_o}{8f_s^2 L_o \Delta V_o} \quad (119)$$

$$C_{oz} = \frac{(1-D)V_{oz}}{8f_s^2 L_o \Delta V_o} \quad (120)$$

Por fim o filtro da seção de saída Boost do conversor integrado é dado por:

$$C_{ob} = \frac{D}{Rf_s \Delta V_{ob}} V_{ob} \quad (121)$$

Para o dimensionamento dos semicondutores, MOSFET e dos diodos, é necessário analisar os esforços de corrente e tensão. Concluído assim a metodologia de projeto dos conversores apresentado.

3.6 Análise Dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes

Nesta seção são determinados os esforços de corrente nos principais componentes do circuito. A determinação dos esforços auxilia no dimensionamento dos componentes do conversor. Nessa seção é considerado o conversor no modo de condução contínua. Cabe ressaltar que a segunda etapa de operação é bem menor que as outras etapas, que a mesma não apresenta grande influencia na operação, portanto, o mesmo é desprezado na análise dos esforços.

3.6.1 Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado

O valor médio da corrente do enrolamento primário pode ser expresso,

$$I_{pri(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{pri} dt \quad (122)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (122) pode ser reescrita como,

$$I_{pri(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{pri} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{pri} dt \quad (123)$$

assim,

$$I_{pri(avg)} = \left(\frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) D + NI_{Lo(0)} + \left(I_{in} - \frac{V_{ob}}{NL_m} \right) (1-D) + I_{Lm(max)} \quad (124)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{pri(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{pri}^2 dt} \quad (125)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (125) pode ser reescrita como,

$$I_{pri(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{pri}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{pri}^2 dt \quad (126)$$

onde se pode definir:

$$I_{pri(rms)} = \left(\frac{N^2 V_{in}}{L_o} + NI_{Lo(0)} \right) \sqrt{D} + \left(I_{in} + \frac{V_{in} - V_{ob}}{NL_o} + I_{Lm(max)} \right) \sqrt{1-D} \quad (127)$$

3.6.2 Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado

A corrente máxima do enrolamento secundário é igual a corrente do indutor de saída do conversor, dado por:

$$I_{sec(M)} = I_{Lo(M)} \quad (128)$$

O valor médio da corrente do enrolamento secundário pode ser definido como,

$$I_{sec(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{sec} dt \quad (129)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (129) pode ser reescrita como,

$$I_{sec(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{sec} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{sec} dt \quad (130)$$

assim,

$$I_{\text{sec}(avg)} = \left(\frac{NV_{in}}{L_o} \right) D + I_{Lo(0)} + \left(\frac{I_{in}}{N} - \frac{V_{in} - V_{ob}}{N^2 L_o} \right) (1 - D) + \frac{I_{Lm(max)}}{N} \quad (131)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{\text{sec}(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{\text{sec}}^2 dt} \quad (132)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (132) pode ser reescrita como,

$$I_{\text{sec}(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{\text{sec}}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{\text{sec}}^2 dt \quad (133)$$

onde se pode definir:

$$I_{\text{sec}(rms)} = \left(\frac{NV_{in}}{L_o} \right) D + I_{Lo(0)} + \left(\frac{I_{in}}{N} + \frac{V_{in} - V_{ob}}{N^2 L_o} \right) \sqrt{(1 - D)} + \frac{I_{Lm(max)}}{N} \quad (134)$$

3.6.3 Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m

O valor médio da corrente do indutor de magnetizante pode ser definido como,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lm} dt \quad (135)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (135) pode ser reescrita como,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lm} dt \quad (136)$$

assim,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{V_{in}}{L_m} D + \frac{V_{in} - V_{bo}}{L_m} (1 - D) \quad (137)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Lm(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lm}^2 dt} \quad (138)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (138) pode ser reescrita como,

$$I_{Lm(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lm}^2 dt \quad (139)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lm(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} \right) \sqrt{D} + \left(\frac{V_{in} + V_{bo}}{L_m} \right) \sqrt{1-D} + I_{Lm(0)} \quad (140)$$

3.6.4 Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o

O valor médio da corrente do indutor de saída pode ser definido como,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lo} dt \quad (141)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (141) pode ser reescrita como,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lo} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lo} dt \quad (142)$$

assim,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{NV_{in}}{L_o} D + \frac{V_{oz}}{L_o} (1-D) + I_{Lo(0)} \quad (143)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Lo(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lo}^2 dt} \quad (144)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (144) pode ser reescrita como,

$$I_{Lo(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lo}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lo}^2 dt \quad (145)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lo(rms)} = \left(\frac{NV_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + \left(\frac{V_{oz}}{L_o} \right) \sqrt{1-D} \quad (146)$$

3.6.5 Esforços de corrente no MOSFET

O valor máximo da corrente no MOSFET é definido como:

$$I_{s(M)} = I_{pri(M)} \quad (147)$$

A expressão (148) determina o valor médio da corrente no MOSFET.

$$I_{S(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_S dt \quad (148)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação à equação (148) pode ser reescrita como,

$$I_{S(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_S dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_S dt \quad (149)$$

assim,

$$I_{S(avg)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) D + I_{Lm(0)} + NI_{Lo(0)} \quad (150)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{S(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_S^2 dt} \quad (151)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (151) pode ser reescrita como,

$$I_{S(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_S^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_S^2 dt \quad (152)$$

onde se pode definir:

$$I_{S(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + I_{Lm(0)} + NI_{Lo(0)} \quad (153)$$

3.6.6 Esforços de corrente no diodo D_z

O valor máximo da corrente no diodo D_z é definido como:

$$I_{Dz(M)} = I_{Lo(M)} + I_{sec(M)} \quad (154)$$

A expressão (155) determina o valor médio da corrente no diodo D_z .

$$I_{Dz(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Dz} dt \quad (155)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação à equação (155) pode ser reescrita como,

$$I_{Dz(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Dz} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Dz} dt \quad (156)$$

assim,

$$I_{Dz(avg)} = \left(\frac{V_{oz}}{L_o} + \frac{I_{in}}{N} + \frac{V_{in} - V_{ob}}{N^2 L_m} \right) (1-D) + I_{L(max)} + I_{Lo(max)} \quad (157)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Dz(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Dz}^2 dt} \quad (158)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (158) pode ser reescrita como,

$$I_{Dz(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Dz}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Dz}^2 dt \quad (159)$$

Onde se pode definir:

$$I_{Dz(rms)} = \left(\frac{V_{oz}}{L_o} + \frac{I_{in}}{N} + \frac{V_{in} - V_{ob}}{N^2 L_m} \right) \sqrt{(1-D)} + I_{L(max)} + I_{Lo(max)} \quad (160)$$

3.6.7 Esforços de corrente no diodo D_b

O valor máximo da corrente no diodo D_b é definido como:

$$I_{Db(M)} = I_{Lm(M)} + I_{pri(M)} \quad (161)$$

A expressão (162) determina o valor médio da corrente no diodo D_z.

$$I_{Db(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Db} dt \quad (162)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação à equação (155) pode ser reescrita como,

$$I_{Db(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Db} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Db} dt \quad (163)$$

assim,

$$I_{Db(avg)} = (I_{in})(1-D) + I_{L(max)} + I_{pri(max)} \quad (164)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Db(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Db}^2 dt} \quad (165)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (158) pode ser reescrita como,

$$I_{Db(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Db}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Db}^2 dt \quad (166)$$

Onde se pode definir:

$$I_{Db(rms)} = (I_{in})\sqrt{(1-D)} + I_{L(max)} + I_{Lo(max)} \quad (167)$$

3.6.8 Esforços de tensão nos semicondutores

A Tabela 3.4 apresenta a máxima tensão sobre os semicondutores de cada um dos três conversores. Deve-se considerar que este valor é utilizado para o dimensionamento de cada chave e diodo. Assim, maiores valores de tensão levam a semicondutores com maior tensão de ruptura reversa.

Tabela 3.4 Tensão nos semicondutores Boost-Zeta integrado

Etapa	Boost-Zeta Integrado		
	V_S	V_{Dz}	V_{Db}
1 (S ligada)	0	$V_{oz} + NV_{in}^*$	V_{ob}^*
2 (S desligada)	V_{ob}^*	0	0

*valor máximo

3.7 Modelagem do Sistema de Controle da Corrente de Saída

Para a análise da modelagem da corrente de saída, faz-se necessária a escolha da função de transferência que representa o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, o indutor de saída L_o apresenta a característica de uma fonte de corrente para as baterias, portanto o controle da corrente de carga (I_o) é feita a partir desse indutor. Cabe lembrar que nesse modo o conversor opera em CCM, ou seja, o conversor tem duas etapas de operação.

Visto que a corrente de saída do conversor Boost-Zeta integrado apresenta as mesmas características da corrente de saída do conversor Zeta Isolado, as suas plantas de corrente de saída são idênticas. Para melhor compreensão, a Figura 3.17 apresenta o conversor Boost-Zeta integrado, onde o conversor Zeta está evidenciado. A partir disso, fica evidente que a corrente de saída do conversor integrado depende do indutor de saída (L_o) o que acontece com o conversor Zeta Isolado.

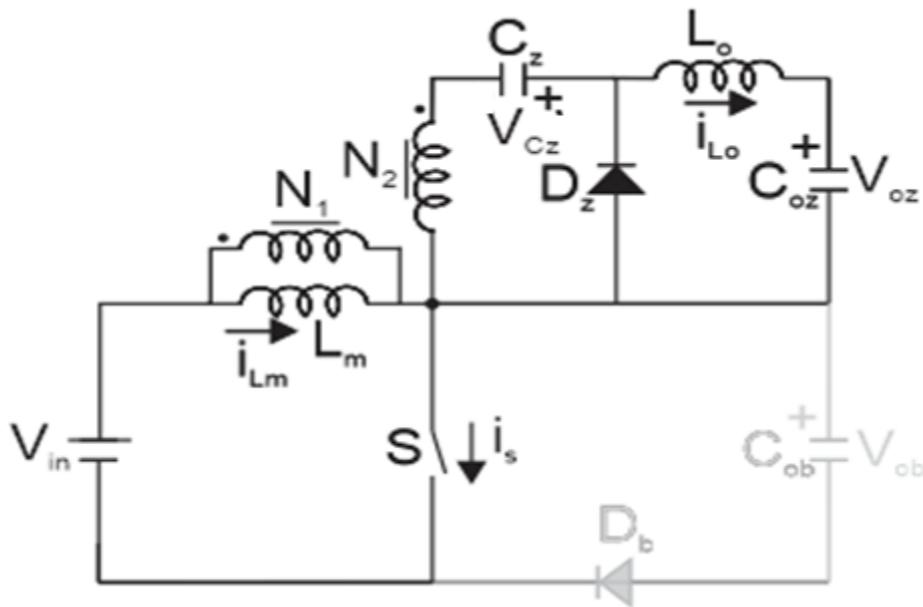


Figura 3.17 Análise do conversor Zeta aplicada na integração

A análise matemática para a obtenção do modelo dinâmico esta baseada no [81], em que:

$$\text{Etapa 1} \begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \end{cases} \quad (168)$$

$$\text{Etapa 2} \begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \end{cases} \quad (169)$$

onde, K é dada pela (170) que representa a matriz dos indutores e dos capacitores do sistema.

$$K = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_o \end{bmatrix} \quad (170)$$

x(t) é dada pela (171) que representa os estados

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ i_{Lo} \\ v_{Cz} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (171)$$

u(t) é dada pela (172) que representa a matriz da entrada do conversor

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{in} \\ D \end{bmatrix} \quad (172)$$

onde, E é uma matriz constante de proporcionalidade

$$E = 0 \quad (173)$$

A matriz A1 dada pela expressão (174) e B₁ dada pela expressão (176) representa a primeira etapa de funcionamento do conversor onde a chave está fechada. Enquanto que a matriz A2 dada pela expressão (175) e B₂ dada pela expressão (177) define a segunda etapa de operação do conversor.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} & -\frac{1}{L_o} \\ 0 & \frac{1}{C_z} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o r_{co}} & 0 & -\frac{1}{RC_o r_{co}} \end{bmatrix} \quad (174)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{NL_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ -\frac{1}{NC_z} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o r_{co}} & 0 & -\frac{1}{RC_o r_{co}} \end{bmatrix} \quad (175)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ \frac{1}{NL_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (176)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (177)$$

Como pode ser visto, o vetor de estados x(t) é composto por quatro estados. Porém, nesse caso é considerado somente o estado da corrente do indutor de saída (i_{L_o}). Aplicando a metodologia dada em [81], é possível encontrar a função de

transferência da corrente do indutor L_o em função da razão cíclica para pequenas perturbações, Figura 3.18, do conversor, dado pela equação (178).

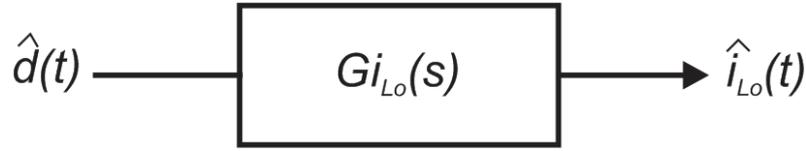


Figura 3.18 Diagrama de blocos da função de transferência

$$Gi_{L_o}(s) = \frac{i_{L_o}(s)}{d} = \frac{p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0}{q_4 s^4 + q_3 s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0} \quad (178)$$

onde

$$q_4 = 1 \quad (179)$$

$$q_3 = -\frac{1}{C_o R r_{co}} \quad (180)$$

$$q_2 = \frac{N(1-D)^2}{NL_m C_z} - \frac{D}{L_o C_o r_{co}} \quad (181)$$

$$q_1 = -\frac{D(1-D)}{L_m L_o C_z C_o r_{co}} \quad (182)$$

$$q_0 = -\frac{ND(1-D)^2}{L_m L_o C_z C_o r_{co}} \quad (183)$$

$$p_3 = \frac{NV_{C_z} + V_{in}}{L_m} + \frac{NV_{in} - V_{C_z}}{L_o} \quad (184)$$

$$p_2 = \frac{NV_{C_z} + V_{in}}{RL_m C_o r_{co}} \quad (185)$$

$$p_1 = \frac{D^2(NV_{C_z} + V_{in})}{L_m L_o C_o} + \frac{NV_{in} - V_{C_z}}{L_o RC_o r_{co}} + \left(\frac{RC_o r_{co} - 1}{RC_o r_{co}} \right) \left(\frac{Di_{L_m}}{NL_o C_z} - \frac{Di_{L_o}}{L_o C_z} \right) \quad (186)$$

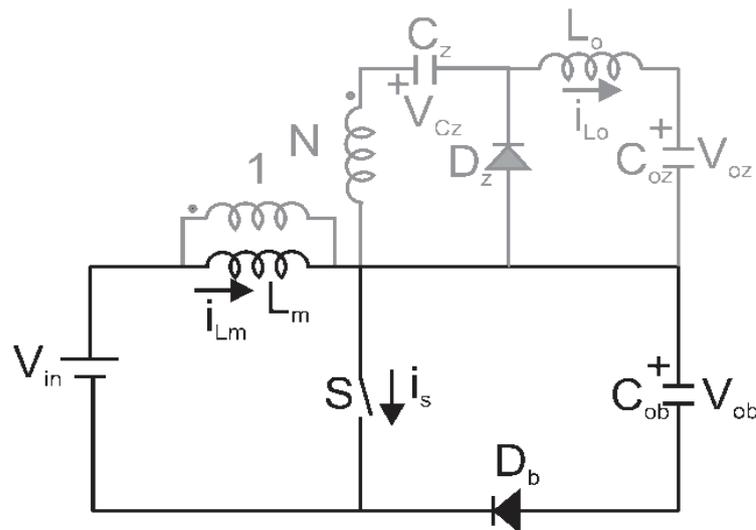
$$p_0 = \left(\frac{D^2}{RL_o C_z C_o r_{co}} - \frac{D}{L_o C_o r_{co}} \right) \left(\frac{NV_{C_z} + V_{in}}{L_m} \right) + \frac{N(1-D)^2(NV_{in} - V_{C_z})}{NRL_m L_o C_z r_{co}} \quad (187)$$

3.8 Modelagem do Sistema de Controle da Tensão de Saída

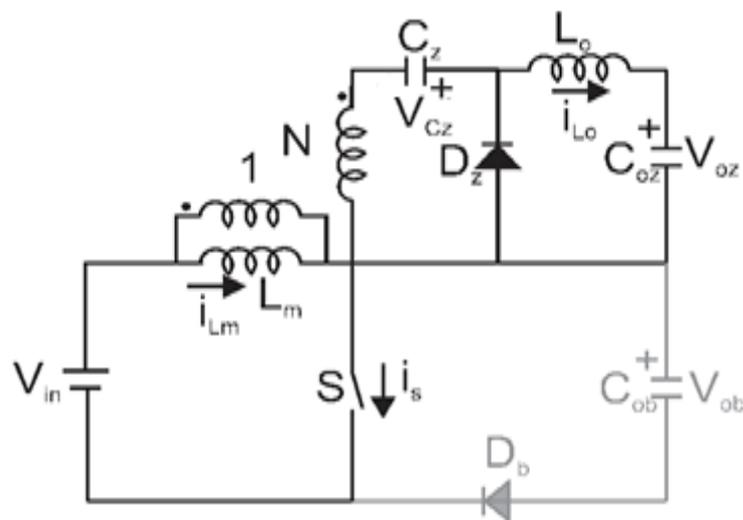
Para a modelagem do sistema de controle da tensão de saída, faz-se necessária a escolha da função de transferência que representa o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, os capacitores C_{oz} e C_{ob} devem apresentar a característica de uma fonte de tensão para as baterias, portanto o controle da tensão das baterias (que é a tensão de

flutuação) é feita a partir desses capacitores. Cabe lembrar que nesse modo o conversor opera em DCM, ou seja, o conversor tem três etapas de operação.

Como o conversor Boost-Zeta integrado é de quinta ordem, se torna um sistema complexo de analisar. Portanto para a modelagem da tensão de saída, que é a soma da tensão de saída do conversor Boost e do conversor Zeta, é feita uma análise individual dos conversores, com o intuito de apresentar um sistema com menor complexidade.



(a)



(b)

Figura 3.19 Desagregação do conversor integrado (a) Boost, (b) Zeta

De acordo com a Figura 3.19, o conversor Boost-Zeta integrada pode ser analisado separadamente. Sendo que na Figura 3.19 (a) é apresentado o conversor

Boost, onde a tensão de saída é dada pelo capacitor C_{ob} (V_{Cob}), onde a planta do conversor Boost no modo de condução descontínua é dada pela expressão (188). Por outro lado a Figura 3.19 (b) apresenta o conversor Zeta, onde a tensão de saída é dada pelo capacitor C_{oz} (V_{Coz}). Visto que a Figura 3.19 (b) é um conversor Zeta, portanto é considerada a descrita abaixo.

$$GV_{ob}(s) = \frac{v_{ob}}{d}(s) = H_d \frac{(1+s/z_1)(1-s/z_2)}{(1+s/p_1)(1+s/p_2)} \quad (188)$$

Para a modelagem do sistema de controle da tensão da seção de saída do Zeta, faz-se necessária a escolha da função de transferência que representa o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, o capacitor C_{oz} apresenta a característica de uma fonte de tensão para as baterias, portanto o controle da tensão das baterias (que é a tensão de flutuação) é feita a partir desse capacitor. Cabe lembrar que nesse modo o conversor opera em DCM, ou seja, o conversor tem três etapas de operação. Sendo que as duas primeiras etapas são dadas pelas equações (168) e (169). Enquanto que a terceira etapa é dada pela equação

$$\text{Etapa 3} \begin{cases} K \frac{dx(t)}{dt} = A_3 x(t) + B_3 u(t) \\ y(t) = C_3 x(t) + E_3 u(t) \end{cases} \quad (189)$$

onde:

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{NL_m - L_o} & \frac{1}{NL_m - L_o} \\ 0 & 0 & \frac{1}{NL_m - L_o} & \frac{1}{NL_m - L_o} \\ 0 & \frac{1}{NC_z} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o r_{co}} & 0 & \frac{1}{RC_o r_{co}} \end{bmatrix} \quad (190)$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (191)$$

Aplicando a metodologia [82] [83], é possível encontrar a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica para pequenas

perturbações, Figura 3.20, do seção de saída do conversor Zeta, dado pela equação (192).

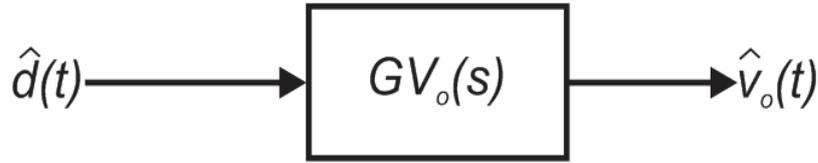


Figura 3.20 Diagrama de blocos da função de transferência

$$GV_o(s) = \frac{v_o}{d}(s) = \frac{p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0}{q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0} \quad (192)$$

onde:

$$q_4 = 1 \quad (193)$$

$$q_3 = -\frac{1}{RC_o r_{co}} \quad (194)$$

$$q_2 = \left(\frac{ND_2(NL_m - L_o) - ND_3L_m}{NL_m^2 - L_mL_o} \right) \left(\frac{DC_z + NDC_z + ND_3C_z}{NC_z^2} \right) + \left(\frac{D + D_2}{L_o} - \frac{D_3}{(NL_m - L_o)r_{co}} \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \quad (195)$$

$$q_1 = \left(\frac{ND_2}{L_m} - \frac{ND_3}{NL_m - L_o} \right) \left(\frac{D}{NC_z} + \frac{D + D_3}{C_z} \right) \frac{1}{RC_o r_{co}} \quad (196)$$

$$q_0 = \left(-\frac{ND_2}{L_m} + \frac{ND_3}{NL_m - L_o} \right) \left(-\frac{D + D_2}{L_o} + \frac{D_3}{(NL_m - L_o)r_{co}} \right) \left(\frac{D}{NC_z} + \frac{D + D_3}{C_z} \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \quad (197)$$

$$p_2 = \frac{1}{C_o R r_{co}} \frac{(N^2D + 1 - D)V_{in}}{L_m(1 - D)} \frac{(1 - 2D)NV_{in}}{L_o(1 - D)} + \frac{1}{C_o R r_{co}} \frac{(N^2D + 1 - D)V_{in}}{L_m(1 - D)} \left(-\frac{D(D + D_2)V_{in}}{2NC_zL_m} + \frac{D(D + D_2)V_{in}}{2C_zL_o} \right) - \frac{1}{C_o R r_{co}} \frac{(N^2D + 1 - D)V_{in}}{L_m(1 - D)} \frac{(1 - 2D)NV_{in}}{L_o(1 - D)} + \left(-\frac{D}{L_o} - \frac{D_3}{NL_m - L_o} \right) \frac{DR r_{co}}{R + r_{co}} \frac{(1 - 2D)NV_{in}}{L_o(1 - D)} + \frac{1}{C_o r_{co}} \frac{R r_{co}}{R + r_{co}} \frac{(1 - 2D)NV_{in}}{L_o(1 - D)} \quad (198)$$

$$p_3 = \frac{DRr_{co}}{R+r_{co}} \left(\frac{N^2D+1-D}{L_m(1-D)} V_{in} + \frac{1-2D}{L_o(1-D)} NV_{in} \right) \quad (199)$$

$$p_1 = - \left(-\frac{D+D_2}{L_o} + \frac{D_3}{N(L_m-L_o)r_{co}} \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \frac{DRr_{co}}{R+r_{co}} \frac{(N^2D+1-D)V_{in}}{L_m(1-D)} \\ - \left(-\frac{ND_2}{L_m} + \frac{ND_3}{NL_m-L_o} \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \frac{DRr_{co}}{R+r_{co}} \left(-\frac{D(D+D_2)V_{in}}{2NC_z L_m} + \frac{D(D+D_2)V_{in}}{2C_z L_o} \right) \\ - \left(-\frac{ND_2}{L_m} + \frac{ND_3}{NL_m-L_o} \right) \left(\frac{D}{NC_z} + \frac{D+D_3}{C_z} \right) \frac{DRr_{co}}{R+r_{co}} \frac{(1-2D)NV_{in}}{L_o(1-D)} \\ - \left(-\frac{D}{L_o} - \frac{D_3}{NL_m-L_o} \right) \frac{1}{C_o Rr_{co}} \frac{DRr_{co}}{R+r_{co}} \frac{(1-2D)NV_{in}}{L_o(1-D)} \quad (200)$$

$$p_0 = \left(\left(-\frac{ND_2}{L_m} + \frac{ND_3}{NL_m-L_o} \right) \left(-\frac{D+D_2}{L_o} + \frac{D_3}{(NL_m-L_o)r_{co}} \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \right. \\ \left. + \frac{D_3}{N(L_m-L_o)r_{co}} \left(-\frac{D}{L_o} - \frac{D_3}{NL_m-L_o} \right) \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \left(-\frac{D(D+D_2)V_{in}}{2NC_z L_m} + \frac{D(D+D_2)V_{in}}{2C_z L_o} \right) \\ + \left(-\frac{ND_2}{L_m} + \frac{ND_3}{NL_m-L_o} \right) \left(-\frac{D}{NC_z} - \frac{D+D_3}{C_z} \right) \frac{1}{C_o Rr_{co}} \frac{DRr_{co}}{R+r_{co}} \frac{(1-2D)NV_{in}}{L_o(1-D)} \\ + \left(-\frac{D}{L_o} - \frac{D_3}{NL_m-L_o} \right) \left(-\frac{D}{NC_z} - \frac{D+D_3}{C_z} \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \frac{Rr_{co}}{R+r_{co}} \frac{(N^2D+1-D)V_{in}}{L_m(1-D)} \\ - \left(-\frac{ND_2}{L_m} + \frac{ND_3}{NL_m-L_o} \right) \left(-\frac{D}{NC_z} - \frac{D+D_3}{C_z} \right) \frac{1}{C_o r_{co}} \frac{Rr_{co}}{R+r_{co}} \frac{(1-2D)NV_{in}}{L_o(1-D)}$$

Portanto para o controle da tensão de saída, é considerada a planta do conversor Boost (188) e do conversor Zeta (192), que depende da razão cíclica. A 3.21 apresenta o diagrama da função de transferência da tensão de saída, que é a soma das funções de transferência de V_{oz} e V_{ob} .

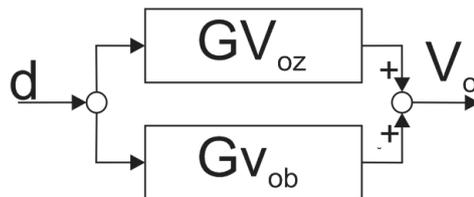


Figura 3.21 Função de transferência da tensão de saída

3.9 Conclusões

Neste capítulo demonstrou-se a utilização da metodologia de integração proposta por Jacson em [77], para obtenção de um conversor Boost-Zeta integrado para emprego em módulos integrados CC-CC. Foi apresentada a análise do funcionamento do conversor Boost-Zeta integrado nos modos de condução em corrente contínua (CCM) e condução em corrente descontínua (DCM). Por fim foi apresentada a relação existente entre o ganho estático do conversor e algumas de suas principais variáveis. Com isto, têm-se ferramentas para o desenvolvimento do projeto dos elementos do circuito de potência do conversor, bem como para realização de sua modelagem e projeto de suas malhas de controle. Conclui-se que o conversor Boost-Zeta apresenta o ganho de tensão que corresponde à soma dos ganhos do conversor Boost com o conversor Zeta Isolado. A tensão na chave do conversor é grampeada pela tensão da seção de saída do conversor Boost, que é uma fração da tensão de saída do conversor Boost-Zeta integrado. Com isso pode-se empregar transistor de baixa tensão, neste conversor. A corrente de saída é controlada pelo indutor L_o permitindo uma redução na ondulação desta corrente, o que é uma característica desejável para carga de baterias.

4 SÍNTESE E ANÁLISE DO CONVERSOR 2ZETA

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma breve revisão sobre auto-transformadores visando sua aplicação no conversor Zeta. O auto-transformador pode ser configurado de modo aditivo ou subtrativo, proporcionando um incremento ou decremento de seu ganho quando comparado a sua relação de espiras. A configuração aditiva vai ao encontro de se obter um conversor com ganho estático elevado para aplicação MIBC. Aplicando a melhor configuração do auto-transformador no conversor Zeta, encontra-se uma nova topologia de conversor denominada 2Zeta. Com isso, é apresentado o princípio de funcionamento do conversor, suas fronteiras de operação, metodologias de projetos dos parâmetros elétricos e de sistema de controle.

4.2 Breve Revisão de Auto-Transformador

O transformador ideal, apresentado na Figura 4.1, não possui perdas e, portanto, a potência de entrada é igual à potência de saída (201). O que se modificam são os níveis de corrente e tensão que dependem da relação de transformação N_2/N_1 , dada pela expressão (202).

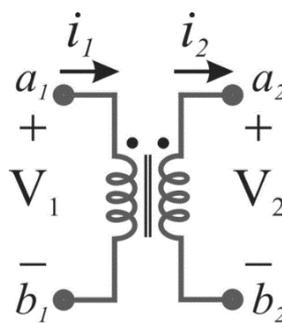


Figura 4.1 Transformador Ideal

$$S_1 = S_2 \quad (201)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = N \quad (202)$$

onde S_1 é a potência aparente de entrada, S_2 é a potência aparente de saída, V_2 é a tensão de saída, V_1 é a tensão de entrada, i_1 corrente de entrada, i_2 é a corrente de

saída, N é a relação de transformação, ou relação de espiras do secundário pelo primário do transformador.

O auto transformador (auto-trafo - *tapped inductor*) é um arranjo das bobinas do transformador, onde é feita uma conexão das mesmas a partir de um ponto comum. Esta conexão pode ser visto na Figura 4.2.

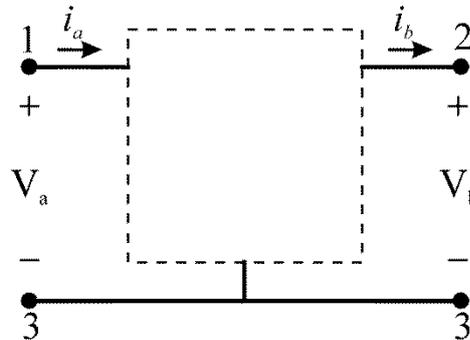


Figura 4.2 Diagrama Genérico de duas portas do Auto trafo

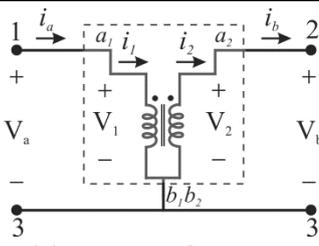
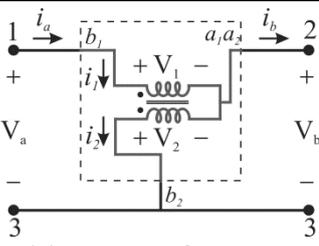
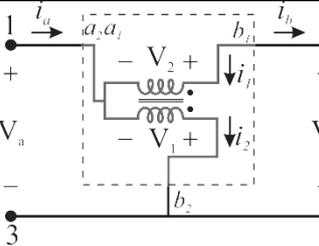
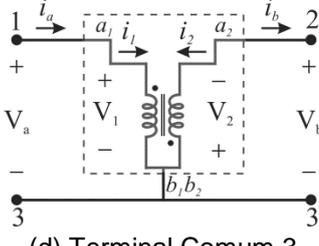
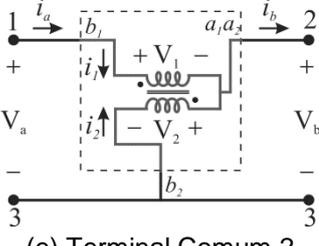
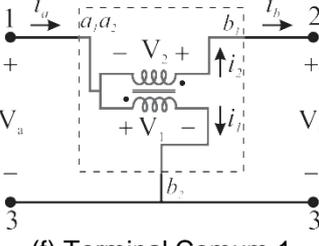
Apesar da perda da característica de isolamento do transformador, o terminal comum que permite que parte do fluxo de energia entre o primário e o secundário seja transferida diretamente, sem ser convertido para fluxo magnético. Este fato aumenta a densidade de potência e a eficiência do circuito.

A interligação do auto-transformador pode resultar numa configuração elevadora ou abaixadora de tensão, considerando-se V_b em relação a V_a . Existem seis maneiras diferentes para se configurar as bobinas do auto-transformador, como se mostra a Tabela 4.1. Quando o terminal comum é ligado ao terminal 3, as tensões das bobinas são idênticas as tensões V_b e V_a que são observadas entre os terminais 1 e 2, assim, esta ligação é denominada tensão unitária, como pode ser visto na Tabela 4.1 (a) e a Tabela 4.1 coluna (d). Por outro lado, quando o ponto comum de conexão dos enrolamentos estão ligados no terminal 1 ou 2, o auto-transformador é chamado aditivo na configuração (V_1+V_2), e fornecendo uma tensão maior em um dos terminais (quando $V_a = V_1 + V_2$ ou quando $V_b = V_1 + V_2$) como mostrado na Tabela 4.1 coluna (b) e a Tabela 4.1 coluna (c), respectivamente. Analogamente, quando os enrolamentos são ligados de modo subtrativo ($V_1 - V_2$), e o nó é comum esta ligado no terminal 1 ou 2, o auto-transformador está na configuração subtrativo (V_1-V_2), e fornece um elevação (quando $V_a=V_1-V_2$ ou quando $V_b=V_1+V_2$), como pode ser visto na Tabela 4.1 coluna (e) e (f), respectivamente.

A Tabela 4.1 mostra cada configuração e seu respectivo fator de ganho (V_b/V_a). Observa-se que o fator K_1 é igual à relação de transformação e não causa

nenhum efeito sobre o ganho de tensão estático, pelo contrario o fator K_2 inverte ao ganho estático. Os fatores de k_3 e K_4 proporcionam uma atenuação no ganho estático. Finalmente, os fatores de k_5 e K_6 resultam num aumento do ganho estático.

Tabela 4.1 Auto Transformador: Conexão de dois terminais

Relação do Ganho	Unitário	Elevador	Elevador
Subtrativo	 <p>(a) Terminal Comum 3</p>	 <p>(b) Terminal Comum 2</p>	 <p>(c) Terminal Comum 1</p>
Ganho	$k_{\{N\}} = k_1 = \frac{V_b}{V_a} = N$	$k_{\{N\}} = k_3 = \frac{V_b}{V_a} = \frac{N}{N-1}$	$k_{\{N\}} = k_5 = \frac{V_b}{V_a} = N-1$
Aditivo	 <p>(d) Terminal Comum 3</p>	 <p>(e) Terminal Comum 2</p>	 <p>(f) Terminal Comum 1</p>
Ganho	$k_{\{N\}} = k_2 = \frac{V_b}{V_a} = -N$	$k_{\{N\}} = k_4 = \frac{V_b}{V_a} = \frac{N+1}{N}$	$k_{\{N\}} = k_6 = \frac{V_b}{V_a} = N+1$

A fim de avaliar comparativamente dos fatores K , eles são apresentados na Figura 4.3 contra a relação de espiras do enrolamento (N). Através da Figura 4.3 constata-se que o ganho para K_6 é maior quando $N < 1.61$. A partir de $N = 1.61$ o fator K_6 apresenta o maior ganho em relação aos outros k .

Dadas as características dos ganhos das diferentes conexões possíveis do auto-transformador, foi escolhida a configuração aditiva elevador (Tabela 4.1, coluna (f)), cujo fator de ganho é K_6 , para substituir o transformador do conversor Zeta Isolado, que passa a ser denominado conversor 2Zeta.

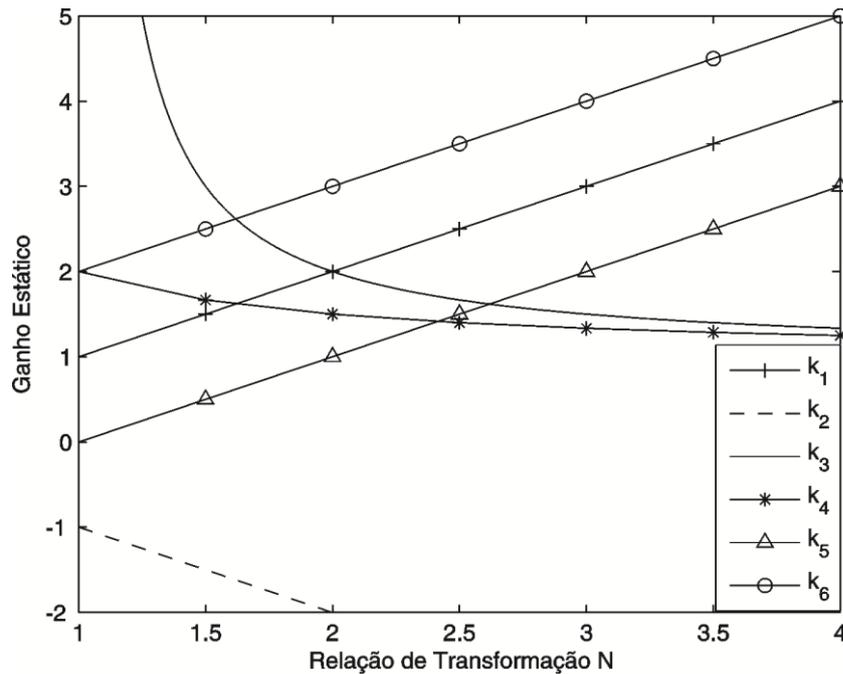


Figura 4.3 Análise do Ganho do auto-transformador a partir dos fatores K dadas na Tabela 4.1

4.3 Conversor 2Zeta

Como pode ser visto, o conversor 2Zeta, apresentado na Figura 4.4, é semelhante ao conversor Zeta isolado, porém com auto-transformador.

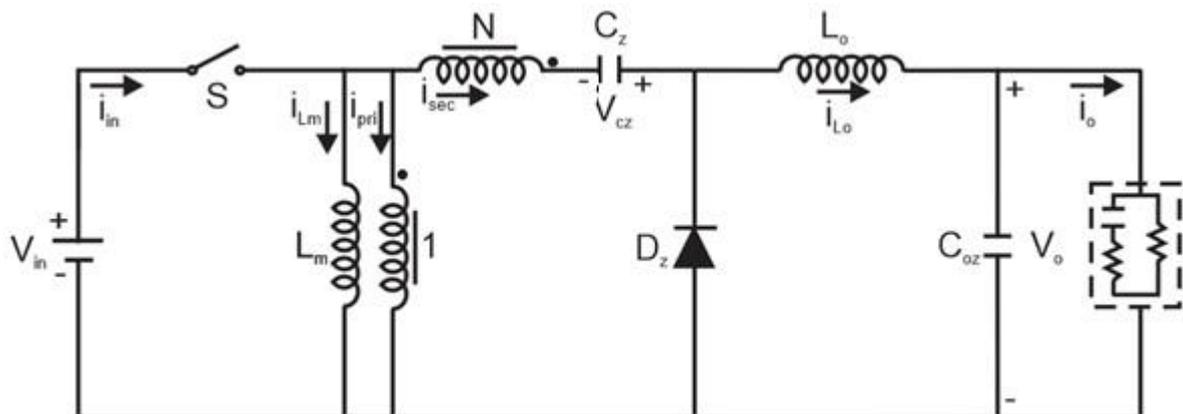


Figura 4.4 Conversor 2Zeta

Para simplificar a análise do conversor foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

- O conversor opera em regime permanente.
- Tensão de entrada (V_{in}) é constante.
- O capacitor de saída (C_o) e o capacitor de *buffer* C_z , são suficientemente grandes para que se possam assumir as tensões V_o e V_{Cz} constantes.

- As indutâncias magnetizante (L_m) e de saída (L_o) são projetadas de tal forma que a corrente de saída (i_o) é sempre positiva, mesmo em modo de condução descontínua.
- Todos os semicondutores e demais componentes são ideais, isto é, sem perdas.

4.4 Princípio de Operação do Conversor 2Zeta

Conforme apresentado, o sistema irá operar no modo de condução contínua e descontínua. Logo é necessário a análise do no conversor nesses dois modos, que é dada a seguir.

4.4.1 Modo de Condução Contínua

Inicialmente é considerado o conversor no modo de condução contínua (CCM). A Figura 4.7 (a), Figura 4.7 (b) representam as etapas de operação do conversor para esse modo. No modo CCM o conversor opera em três etapas, sendo uma etapa de magnetização simultânea das indutâncias (L_m e L_o), que ocorre na etapa 1, e um etapa de desmagnetização. As formas de onda das correntes dos indutores de saída (L_o) e magnetizante (L_m) do conversor são ilustradas Figura 4.6. As principais variáveis que governam o circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente de magnetização é definida como,

$$i_{L_m} = \frac{V_{in}}{L_m} t + I_{L_m(m)} \quad (203)$$

onde $I_{L_m(m)} = i_{L_m(t_0)}$ é o valor mínimo da corrente de magnetização.

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{L_o} = \frac{(N+1)V_{in}}{L_o} t + I_{L_o(m)} \quad (204)$$

onde a $I_{L_o(m)} = i_{L_o(t_0)}$ é o valor mínimo da corrente do indutor de saída L_o .

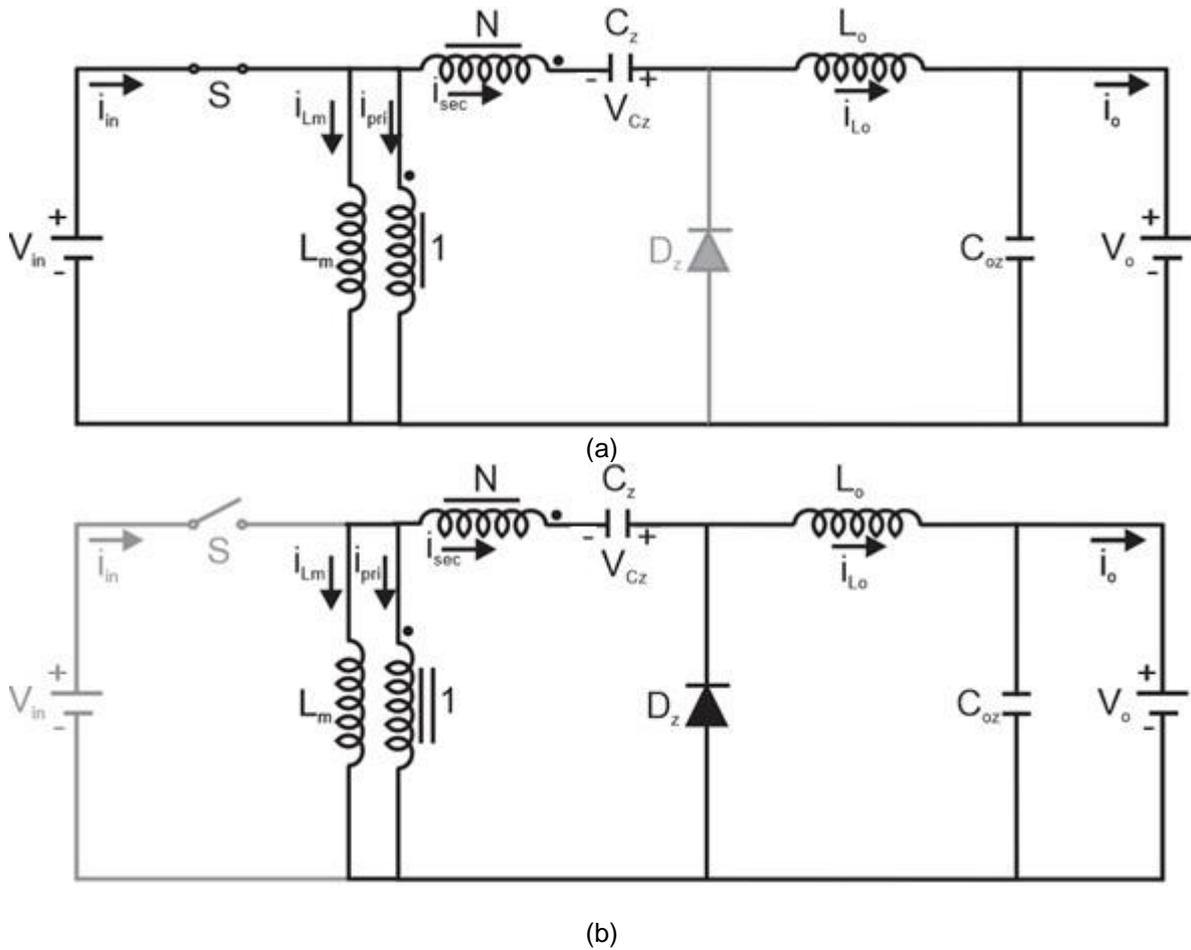


Figura 4.5 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução contínua, CCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t_0-t_1 , (b) Etapa 2 representa o intervalo t_1-T_s ,

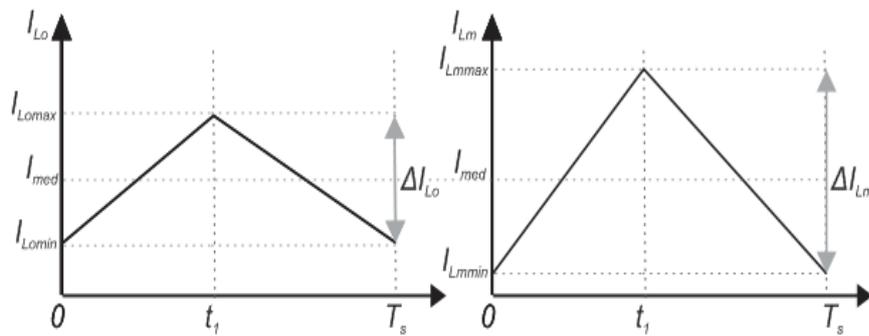


Figura 4.6 Corrente nos indutores CCM

Nessa etapa a corrente no enrolamento secundário é igual a corrente no indutor L_o , ilustrado a seguir.

$$i_{sec} = i_{L_o} = \frac{(N+1)V_{in}}{L_o} t + I_{L_o(m)} \tag{205}$$

A corrente no enrolamento primário é dada por,

$$i_{pri} = (N+1)i_{sec} \quad (206)$$

Portanto, substituindo (300) em (301) obtém-se,

$$i_{pri} = \frac{(N+1)^2 V_{in}}{L_o} t + (N+1) I_{Lo(m)} \quad (207)$$

A corrente na chave é igual a corrente de entrada, portanto,

$$i_s = i_{Lm} + i_{pri} = i_{Lm} + (N+1)i_{sec} \quad (208)$$

assim,

$$i_s = \left(\frac{(N+1)^2}{L_o} + \frac{1}{L_m} \right) V_{in} t + I_{Lm(m)} + NI_{Lo(m)} \quad (209)$$

A corrente no diodo nesta etapa é zero.

$$i_{Do} = 0 \quad (210)$$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_1 - 0 = DT_s \quad (211)$$

A tensão na chave S é nula, pois esta se encontra em condução.

$$V_s = 0 \quad (212)$$

Como a chave encontra-se em condução e o diodo bloqueado, a tensão sobre este é dada por,

$$V_{Do} = NV_{in} + V_o \quad (213)$$

Intervalo de bloqueio da chave S e de condução do diodo D_o:

Etapa 2 (t_1 - t_2): no instante t_1 a chave é bloqueada. Neste instante o diodo (D_o) é polarizado diretamente. Inicia-se a desmagnetização da indutância magnetizante e do indutor de saída. As correntes i_{Lm} e i_{Lo} decrescem linearmente. No modo de condução contínua (CCM) o instante t_2 representa o tempo final da etapa de chaveamento (T_s), enquanto que no modo de condução descontínua (DCM) t_2 representa o final da etapa de desmagnetização. As principais variáveis que governam o circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente de magnetizante é definida como,

$$i_{Lm} = -\frac{V_o}{NL_m} t + I_{Lm}(t_1) \quad (214)$$

onde $I_{Lm(m)} = I_{Lm}(t_1)$ é o valor máximo da corrente de magnetização L_m .

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{Lo} = -\frac{V_o}{L_o} t + I_{Lo}(t_1) \quad (215)$$

onde $I_{L_o(m)}=i_{L_o(t_1)}$ é o valor máximo da corrente do indutor L_o

A corrente no enrolamento primária é igual a corrente de magnetização dado por (309), enquanto que a corrente no enrolamento secundário é expressa por:

$$i_{sec} = \frac{i_{pri}}{N} = \frac{-i_{Lm}}{N} = \frac{V_o}{N^2 L_m} t - \frac{I_{Lm}(t_1)}{N} \quad (216)$$

Nessa etapa a chave encontra-se bloqueada, portanto a corrente é,

$$i_s = 0 \quad (217)$$

A corrente no diodo é dada por,

$$i_{D_o} = i_{L_o} - i_{sec} \quad (218)$$

Portanto, substituindo (311) e (310) em (313) têm-se,

$$i_{D_o} = \left(\frac{1}{L_o} + \frac{1}{N^2 L_m} \right) V_o t + \frac{I_{Lm}(t_1)}{N} + I_{L_o}(t_1) \quad (219)$$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_2 - t_1 = (1-D)T_s \quad (220)$$

A tensão nos semicondutores é definida como segue. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = \frac{V_o}{N} + V_{in} \quad (221)$$

O diodo D_o está conduzindo, assim,

$$V_{D_o} = 0 \quad (222)$$

4.4.2 Modo de Condução Descontínua

No modo de condução descontínua, a Etapa 2 (t_1-t_2) dura até o bloqueio do diodo D_z . As etapas do conversor no modo de condução descontínua (DCM) são representadas pela Figura 4.7.

No modo DCM o conversor opera em três etapas, sendo uma etapa de magnetização simultânea das indutâncias (L_m e L_o), que ocorre na etapa 1, uma etapa de desmagnetização, e uma etapa de corrente constante. A desmagnetização da indutância (L_m e L_o) inicia-se na Etapa 1, e termina na Etapa 2. Uma descrição detalhada de cada etapa é feita a seguir.

As formas de onda das correntes dos indutores de saída (L_o) e magnetizante (L_m) são ilustradas na Figura 4.8. Uma descrição detalhada de cada etapa é feita a seguir.

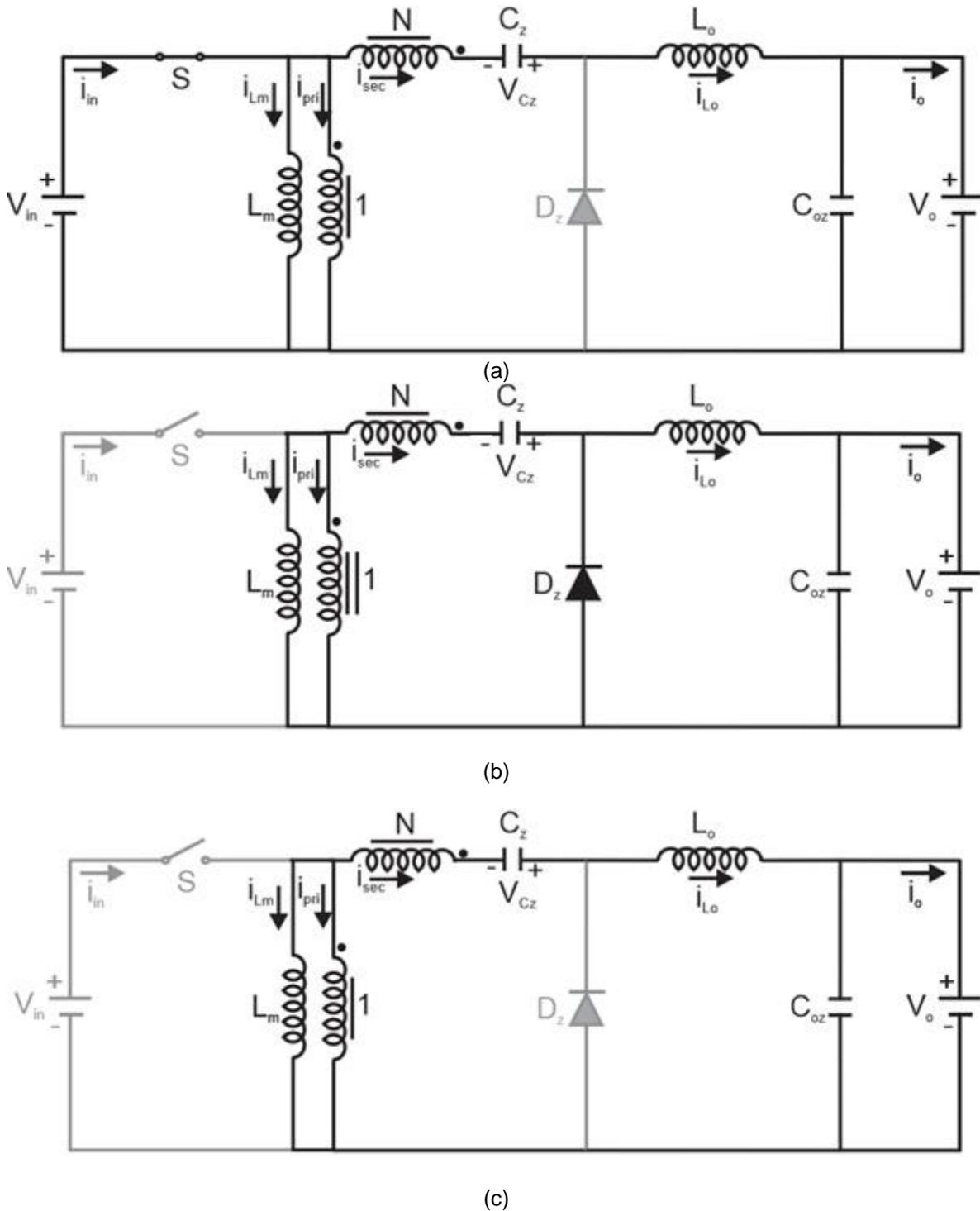


Figura 4.7 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução descontínua, DCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t_0-t_1 ; (b) Etapa 2 representa o intervalo t_1-t_2 ; (c) Etapa 3 representa o intervalo t_2-T_s ;

Como a evolução das variáveis são semelhantes para as duas primeiras etapas de funcionamento do conversor em DCM, apenas serão mostradas as variáveis com comportamento diferente.

Intervalo de bloqueio da chave S e de condução do diodo D_o :

O tempo de duração desta etapa é definido como,

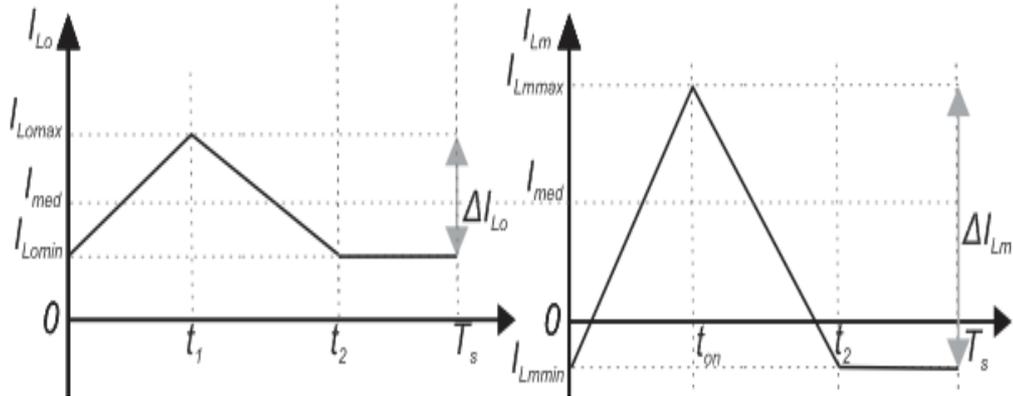


Figura 4.8 Principais Formas de Onda DCM

$$t_2 - t_1 = \Delta_1 T_s = \left(\frac{(N+1)V_{in}}{V_o} D T_s + \frac{(N+1)^2 L_m L_o}{V_o (L_o + (N+1)^2 L_m)} \left(\frac{I_{Lm}(t_0)}{(N+1)} + I_{Lo}(t_0) \right) \right) \quad (223)$$

Intervalo de bloqueio da chave S e do diodo D_o:

Etapa 3 (t_2-t_3) no instante t_2 a chave e o diodo estão bloqueados. Nesse estágio as correntes i_{Lo} e i_{Lm} são definidas,

$$i_{Lm} = -i_{Lo} (N+1) \quad (224)$$

$$i_{Lo} = -\frac{i_{Lm}}{(N+1)} \quad (225)$$

Dependente da relação dos indutores L_m/L_o e das correntes I_{in}/I_o , dois casos podem ocorrer:

- 1º caso) $I_{Lm(0)} > 0$ e $I_{Lo(0)} < 0$
- 2º caso) $I_{Lm(0)} < 0$ e $I_{Lo(0)} < 0$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$\Delta_2 T_s = (1 - (\Delta_1 + D)) T_s \quad (226)$$

A tensão nos semicondutores é definida na sequência. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = \frac{V_o}{(N+1)} + V_{in} \quad (227)$$

O diodo D_o está bloqueado, assim,

$$V_{Do} = V_o + (N+1)V_{in} \quad (228)$$

4.5 Análise do Ganho Estático do Conversor 2Zeta

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a energia armazenada na indutância de magnetização (L_m) e na indutância de saída (L_o) durante um período de chaveamento é nula. Isto implica em,

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (229)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação, a expressão (229) pode ser escrita como:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = \int_0^{t_1} V_{Lm} + \int_{t_1}^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{t_1} V_{Lo} + \int_{t_1}^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (230)$$

onde se pode encontrar:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} = V_{in} D - \frac{V_o}{N+1} (1-D) \quad (231)$$

$$\int_0^{T_s} V_{Lo} = (N+1)V_{in} D - V_o (1-D) \quad (232)$$

Substituindo as expressões (231) e (232) em (230), pode-se encontrar o ganho estático do conversor 2Zeta no modo de condução contínua,

$$M_{CCM} \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(N+1)D}{1-D} \quad (233)$$

Como dito anteriormente, no modo de condução descontínua, o conversor apresenta três etapas de operação, a expressão (229) pode ser escrita como:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = \int_0^{t_1} V_{Lm} + \int_{t_1}^{t_2} V_{Lm} + \int_{t_2}^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{t_1} V_{Lo} + \int_{t_1}^{t_2} V_{Lo} + \int_{t_2}^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (234)$$

onde se pode encontrar:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} = V_{in} D - \frac{V_o}{N+1} \Delta_1 \quad (235)$$

$$\int_0^{T_s} V_{Lo} = (N+1) D V_{in} - \Delta_1 V_o \quad (236)$$

Substituindo as expressões (235) e (236) em (234), pode-se encontrar o ganho estático do conversor 2Zeta no modo de condução descontínua,

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(N+1)D}{\Delta_1} \quad (237)$$

A fronteira entre CCM e DCM é definida como sendo o valor médio da soma das correntes nos indutores que corresponde à operação do conversor quando a soma das correntes nos indutores é nula no instante de tempo $t = T$.

Ganho Estático em função da Corrente de Entrada

Para definição da fronteira com relação a corrente de entrada tem-se que:

$$I_{Lm} + I_{Lo} = 0 \quad (238)$$

onde

$$I_{Lm} = \frac{1}{T} \left[\frac{(D + \Delta_1)(I_{Lm(\max)} - I_{Lm(0)})}{2} + I_{Lm(0)}(D + \Delta_1) \right] \quad (239)$$

$$I_{Lo} = \frac{1}{T} \left[\frac{(D + \Delta_1)(I_{Lo(\max)} - I_{Lo(0)})}{2} + I_{Lo(0)}(D + \Delta_1) \right] \quad (240)$$

Substituindo (239) e (240) em (238) e realizando algumas manipulações algébricas chega na equação

$$I_{Lm} + I_{Lo} = \frac{D + \Delta_1}{2T} (NI_{Lo(\max)} - I_{Lm(\max)}) \quad (241)$$

onde:

$$I_{Lo(\max)} = \frac{NV_{in}}{L_o} DT \quad (242)$$

$$I_{Lm(\max)} = \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (243)$$

Analisando o funcionamento do conversor, a corrente de entrada é dada por:

$$I_{in} = DI_{Lm} + NDI_{Lo} \quad (244)$$

obtém-se:

$$I_{in} = D^2 \frac{D + \Delta_1}{2} \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) \quad (245)$$

Normalizando a equação (245), chega-se em:

$$I_{innor} = D^2 (D + \Delta_1) \quad (246)$$

A partir da equação (237) sabe-se que:

$$\Delta_1 = (N+1)D \frac{V_{in}}{V_o} \quad (247)$$

Enquanto que,

$$D = \frac{\frac{V_{in}}{V_o}}{(N+1) + \frac{V_{in}}{V_o}} \quad (248)$$

Substituindo (247) em (246), é possível encontrar o ganho estático do conversor no DCM, dada pela expressão:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(N+1)D^3}{I_{inor} - D^3} \quad (249)$$

Para encontrar a fronteira, inicialmente deve substituir $\Delta_1 = 1 - D$ e (248) em (246), fazendo algumas manipulações algébricas, encontra-se o ganho estático da fronteira, dada pela equação (250):

$$M_{Fronteira} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N\sqrt{I_{inor}}}{1 - \sqrt{I_{inor}}} \quad (250)$$

A Figura 5.6 representa o ganho estático do conversor Zeta Isolado pela corrente de entrada normalizada para diferentes valores de razão-cíclica, considerando as mudanças de modos, ou seja, as equações (233), (249) e (250).

Ganho Estático em função da Corrente de Saída

Para definição da fronteira com relação a corrente de saída tem-se que:

$$I_o = I_{Lo} = 0 \quad (251)$$

onde

$$I_o = \frac{D + \Delta_1}{2} I_{Lopc} \quad (252)$$

A partir do circuito chega à corrente de L_o de pico, que é dada por

$$I_{L_o(max)} = \frac{V_o}{L_o} \Delta_1 T \quad (253)$$

Normalizando a equação (253), chega-se em:

$$I_{onor} = D^2 (D + \Delta_1) \quad (254)$$

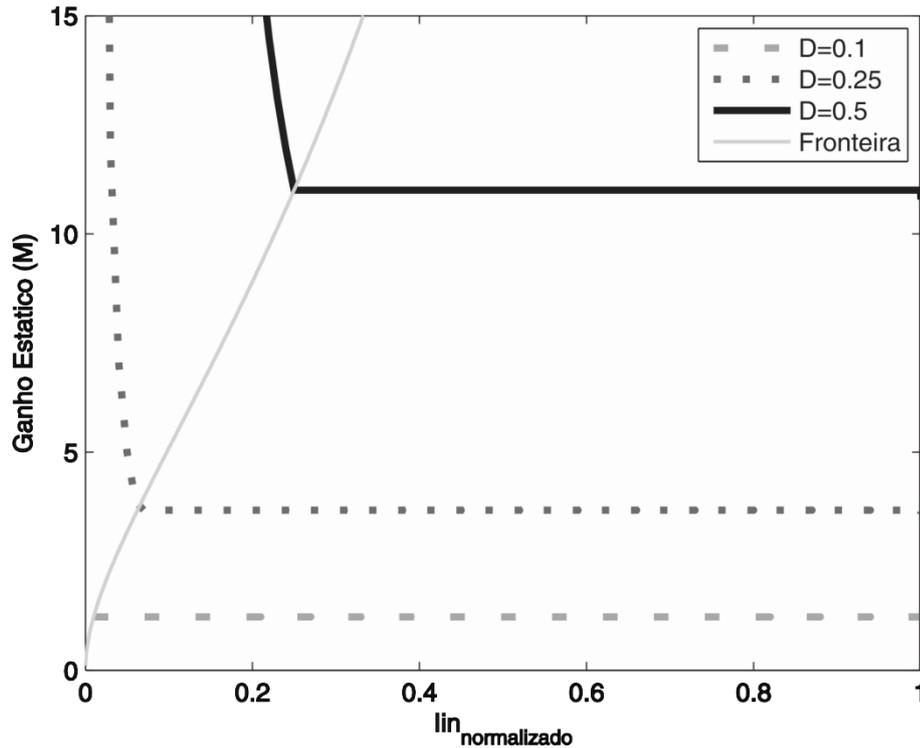


Figura 4.9 Ganho Estático (M) pela corrente de entrada normalizada (I_{inor}) para diferentes valores de razão-cíclica

A partir da equação (247) sabe-se que:

$$\Delta_1 = ND \frac{V_{in}}{V_o} \quad (255)$$

Substituindo (255) em (254), é possível encontrar o ganho estático do conversor no DCM, dada pela expressão:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2(ND)^2}{-ND^2 \pm \sqrt{(ND^2)^2 + 4(ND)^2 + I_{onor}}} \quad (256)$$

onde

$$-ND^2 \pm \sqrt{(ND^2)^2 + 4(ND)^2 + I_{onor}} > 0 \quad (257)$$

Para encontrar a fronteira, inicialmente deve substituir $D_2 = 1 - D$ e (248) em (254), fazendo algumas manipulações algébricas, encontra-se o ganho estático da fronteira, dada pela equação (258):

$$M_{Fronteira} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N(1 - I_{inor})}{I_{inor}} \quad (258)$$

A Figura 4.10 representa o ganho estático do conversor 2Zeta pela corrente de saída normalizada para diferentes valores de razão-cíclica, considerando as mudanças de modos, ou seja, considerando as equações (233), (256) e (258).

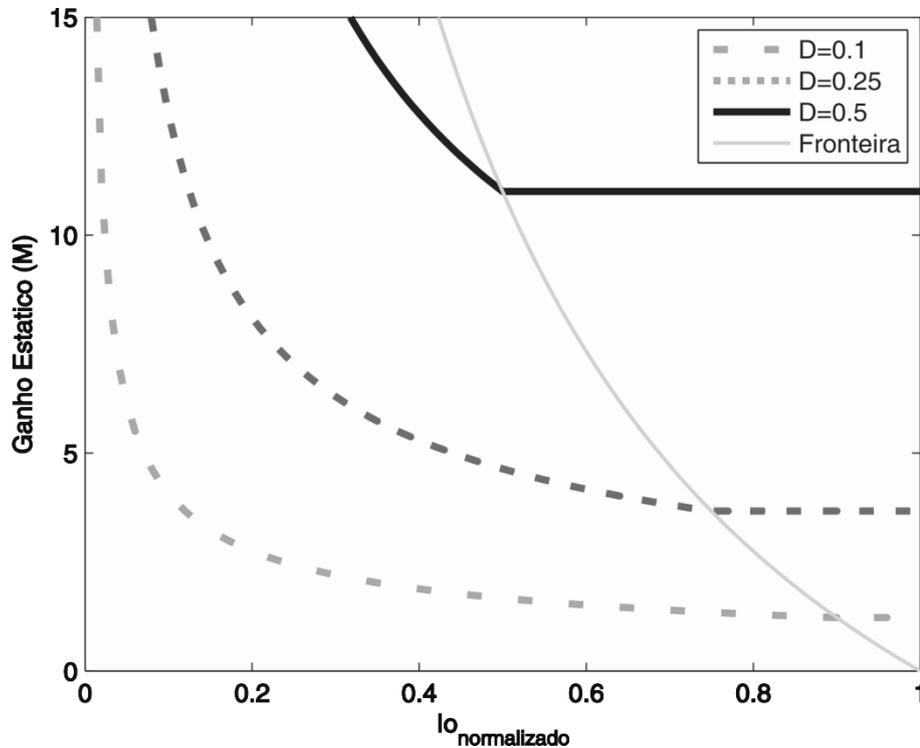


Figura 4.10 Ganho Estático (M) pela corrente de saída normalizada (I_{onor}) para diferentes valores de razão-cíclica

A fronteira é definida quando a soma das correntes dos indutores do conversor é nula em apenas um instante de tempo em cada período de comutação

4.6 Metodologia de Projeto Proposto

O conversor 2Zeta analisado baseia-se na topologia do conversor Zeta Isolado, portanto, a metodologia de projeto dos parâmetros elétricos do conversor apresentada na seção 3.5 é válida. Logo, nessa seção não é necessário apresentar novamente a metodologia de projeto.

4.7 Análise Dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes

Nesta seção são determinados os esforços de corrente nos principais componentes do circuito. A determinação dos esforços auxilia no dimensionamento dos componentes do conversor. É considerado o conversor no modo de condução contínua.

4.7.1 Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado

O valor médio da corrente do enrolamento primário pode ser expresso,

$$I_{pri(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{pri} dt \quad (259)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (259) pode ser reescrita como,

$$I_{pri(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{pri} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{pri} dt \quad (260)$$

assim,

$$I_{pri(avg)} = \left(\frac{(N+1)^2 V_{in}}{L_o} \right) D + (N+1) I_{Lo(0)} + \left(\frac{V_o}{(N+1)L_m} \right) (D-1) + I_{Lm(max)} \quad (261)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{pri(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{pri}^2 dt} \quad (262)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (262) pode ser reescrita como,

$$I_{pri(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{pri}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{pri}^2 dt \quad (263)$$

onde se pode definir:

$$I_{pri(rms)} = \left(\frac{(N+1)^2 V_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + (N+1) I_{Lo(0)} + \left(\frac{V_o}{(N+1)L_m} \right) \sqrt{(1-D)} + I_{Lm(max)} \quad (264)$$

4.7.2 Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado

A corrente máxima do enrolamento secundário é igual a corrente do indutor de saída do conversor, dado por:

$$I_{sec(M)} = I_{Lo(M)} \quad (265)$$

O valor médio da corrente do enrolamento secundário pode ser definido como,

$$I_{sec(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{sec} dt \quad (266)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (266) pode ser reescrita como,

$$I_{\text{sec}(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{\text{sec}} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{\text{sec}} dt \quad (267)$$

assim,

$$I_{\text{sec}(avg)} = \left(\frac{(N+1)V_{in}}{L_o} \right) D + I_{L_o(0)} + \left(\frac{V_o}{(N+1)^2 L_m} \right) (D-1) + I_{L_m(\max)} \quad (268)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{\text{sec}(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{\text{sec}}^2 dt} \quad (269)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (269) pode ser reescrita como,

$$I_{\text{sec}(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{\text{sec}}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{\text{sec}}^2 dt \quad (270)$$

onde se pode definir:

$$I_{\text{sec}(rms)} = \left(\frac{(N+1)V_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + I_{L_o(0)} + \left(\frac{V_o}{(N+1)^2 L_m} \right) \sqrt{1-D} + \frac{I_{L_m(\max)}}{N+1} \quad (271)$$

4.7.3 Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m

O valor médio da corrente do indutor de magnetizante pode ser definido como,

$$I_{L_m(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_m} dt \quad (272)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (272) pode ser reescrita como,

$$I_{L_m(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{L_m} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{L_m} dt \quad (273)$$

assim,

$$I_{L_m(avg)} = \frac{V_{in}}{L_m} D + (1-D) \frac{V_o}{(N+1)L_m} + I_{L_m(0)} \quad (274)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{L_m(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L_m}^2 dt} \quad (275)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (275) pode ser reescrita como,

$$I_{Lm(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lm}^2 dt \quad (276)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lm(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} \right) \sqrt{D} + \left(\frac{V_o}{(N+1)L_m} \right) \sqrt{1-D} + I_{Lm(0)} \quad (277)$$

4.7.4 Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o

O valor médio da corrente do indutor de saída pode ser definido como,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lo} dt \quad (278)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (279) pode ser reescrita como,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lo} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lo} dt \quad (279)$$

assim,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{NV_{in}}{L_o} D + \frac{V_o}{L_o} (1-D) + I_{Lo(0)} \quad (280)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Lo(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lo}^2 dt} \quad (281)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (281) pode ser reescrita como,

$$I_{Lo(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lo}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lo}^2 dt \quad (282)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lo(rms)} = \left(\frac{(N+1)V_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + \left(\frac{V_o}{L_o} \right) (1-D) + I_{Lo(0)} \quad (283)$$

4.7.5 Esforços de corrente no MOSFET

O valor máximo da corrente no MOSFET é definido como:

$$I_{s(M)} = I_{pri(M)} \quad (284)$$

A expressão (285) determina o valor médio da corrente no MOSFET.

$$I_{S(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_s dt \quad (285)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (285) pode ser reescrita como,

$$I_{S(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_s dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_s dt \quad (286)$$

assim,

$$I_{s(avg)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{(N+1)^2 V_{in}}{L_o} \right) D + I_{Lm(0)} + (N+1)I_{Lo(0)} \quad (287)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{S(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_s^2 dt} \quad (288)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (288) pode ser reescrita como,

$$I_{S(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_s^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_s^2 dt \quad (289)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lo(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{(N+1)^2 V_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + I_{Lm(0)} + (N+1)I_{Lo(0)} \quad (290)$$

4.7.6 Esforços de corrente no diodo D_z

O valor máximo da corrente no diodo é definido como:

$$I_{Dz(M)} = I_{Lo(M)} + I_{sec(M)} \quad (291)$$

A expressão (292) determina o valor médio da corrente no diodo.

$$I_{Dz(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Dz} dt \quad (292)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (292) pode ser reescrita como,

$$I_{Dz(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Dz} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Dz} dt \quad (293)$$

assim,

$$I_{Dz(avg)} = \left(\frac{1}{(N+1)^2 L_m} + \frac{1}{L_o} \right) V_o (1-D) + I_{Lo(max)} + I_{Lm(max)} \quad (294)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Dz(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Dz}^2 dt} \quad (295)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (295) pode ser reescrita como,

$$I_{Dz(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Dz}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Dz}^2 dt \quad (296)$$

onde se pode definir:

$$I_{Dz(rms)} = \left(\frac{1}{(N+1)^2 L_m} + \frac{1}{L_o} \right) V_o \sqrt{1-D} + I_{Lo(max)} + I_{Lm(max)} \quad (297)$$

4.7.7 Esforços de tensão nos semicondutores

A Tabela 4.2 apresenta a máxima tensão sobre os semicondutores de cada um dos três conversores. Deve-se considerar que este valor é utilizado para o dimensionamento de cada chave e diodo. Assim, maiores valores de tensão levam a semicondutores com maior tensão de ruptura reversa.

Tabela 4.2 Tensão nos semicondutores 2Zeta

Etapa	2Zeta	
	V_S	V_{Dz}
1 (S ligada)	0	$V_{oz} + (N+1)V_{in}^*$
2 (S desligada)	$V_m + \frac{V_{oz}}{(N+1)}^*$	0

*valor máximo

4.8 Modelagem do Sistema de Controle da Corrente de Saída

Para análise da modelagem da corrente de saída, faz-se necessária a escolha da função de transferência que representa o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, o indutor de saída L_o apresenta a característica de uma fonte de corrente para as baterias,

portanto o controle da corrente de carga (I_o) é feita a partir desse indutor. Cabe lembrar que nesse modo o conversor opera em CCM, ou seja, o conversor tem duas etapas de operação.

A análise matemática para a obtenção do modelo dinâmico esta baseada no conversor Zeta isolado, portanto toda a análise feita na seção 3.7 é válida no conversor 2Zeta.

4.9 Modelagem do Sistema de Controle da Tensão de Saída

Para a modelagem do sistema de controle da tensão de saída, faz-se necessária a escolha da função de transferência que representa o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, o capacitor C_{oz} apresenta a característica de uma fonte de tensão para as baterias, portanto o controle da tensão das baterias (que é a tensão de flutuação) é feita a partir desse capacitor. Cabe lembrar que nesse modo o conversor opera em DCM, ou seja, o conversor tem três etapas de operação.

A análise matemática para a obtenção do modelo dinâmico esta baseada no conversor Zeta isolado, portanto toda a análise feita anteriormente na seção 3.8 é válida no conversor 2Zeta.

4.10 Conclusões

Neste capítulo foi feita uma breve revisão do auto-transformador, demonstrando a sua contribuição no ganho em relação ao transformador ideal. Posteriormente foi apresentado o conversor 2Zeta, que faz o uso do auto-trafo. Conclui-se que o conversor 2Zeta apresenta o ganho de tensão superior ao conversor Zeta Isolado, o que permite uma redução do número de espiras do transformador. Conseqüentemente, uma redução nas perdas em condução e no custo do conversor. Visto que o conversor 2Zeta baseia-se no conversor Zeta, a metodologia de projeto do parâmetros elétricos apresentada no conversor Boost-Zeta integrado é idêntica a do conversor 2Zeta, bem como o sistema de controle da tensão de saída e corrente de saída, ressaltando que a aplicação é a mesma. Cabe salientar que o principio de funcionamento do conversor 2Zeta é idêntico a do Zeta Isolado, que é apresentado no próximo capítulo.

5 ANÁLISE DO CONVERSOR ZETA ISOLADO

5.1 Introdução

Como o objetivo de verificar as vantagens e desvantagens de possíveis topologias do conversor Zeta, este capítulo apresenta as informações básicas do conversor Zeta Isolado. Serão demonstrados os requisitos necessários e as restrições para a operação desse conversor como carregador de baterias a partir de um painel fotovoltaico. Assim como nos conversores Boost-Zeta integrado, 2Zeta, a metodologia de projeto dos parâmetros elétricos e do sistema de controle de tensão de saída e corrente de saída são idênticas.

5.2 Conversor Zeta Isolado

O conversor Zeta Isolado, apresentado na Figura 5.1, é um conversor de quarta ordem, composto por um indutor acoplado (L_m indutor magnetizante e N relação de transformação), um indutor de saída (L_o) e dois capacitores (C_z e C_o), além da chave S e do diodo D_z .

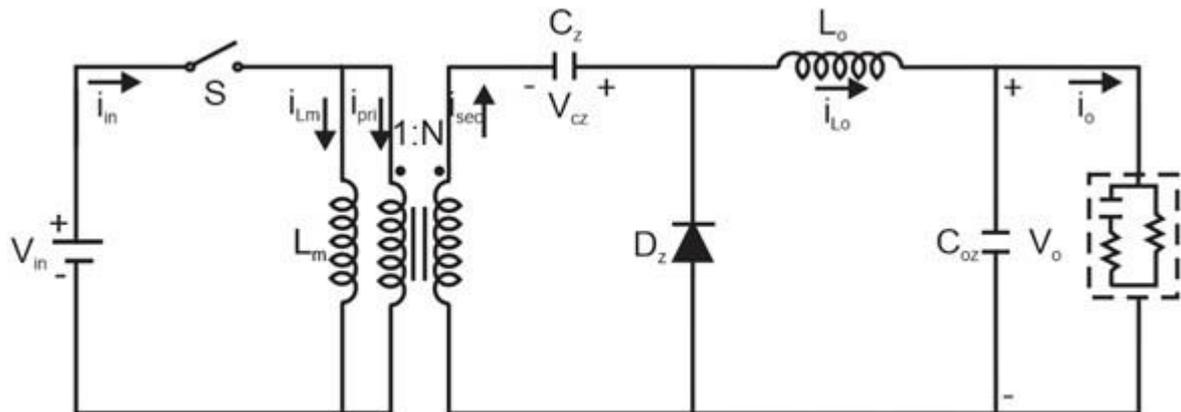


Figura 5.1 Conversor Zeta Isolado

Para simplificar a análise do conversor foram assumidas as seguintes condições para um período de chaveamento:

- O conversor opera em regime permanente, i.e., $\int_0^T v_{L_m} dt = 0$ e

$$\int_0^T v_{L_o} dt = 0.$$

- Tensão de entrada (V_{in}) é constante.

- O capacitor de saída (C_o) e o capacitor de *buffer* C_z , são suficientemente grandes para que se possa assumir as tensões V_o e V_{Cz} constantes.
- As indutâncias magnetizante (L_m) e de saída (L_o) são projetadas de tal forma que a corrente de saída (i_o) é sempre positiva, mesmo em modo de condução descontínua.
- Todos os semicondutores e demais componentes são ideais, isto é, sem perdas.

5.3 Princípio de Operação do Conversor Zeta Isolado

Conforme apresentado, o sistema irá operar no modo de condução contínua e descontínua. Logo é necessário a análise do no conversor nesses dois modos, que é dada a seguir.

5.3.1 Modo de Condução Contínua

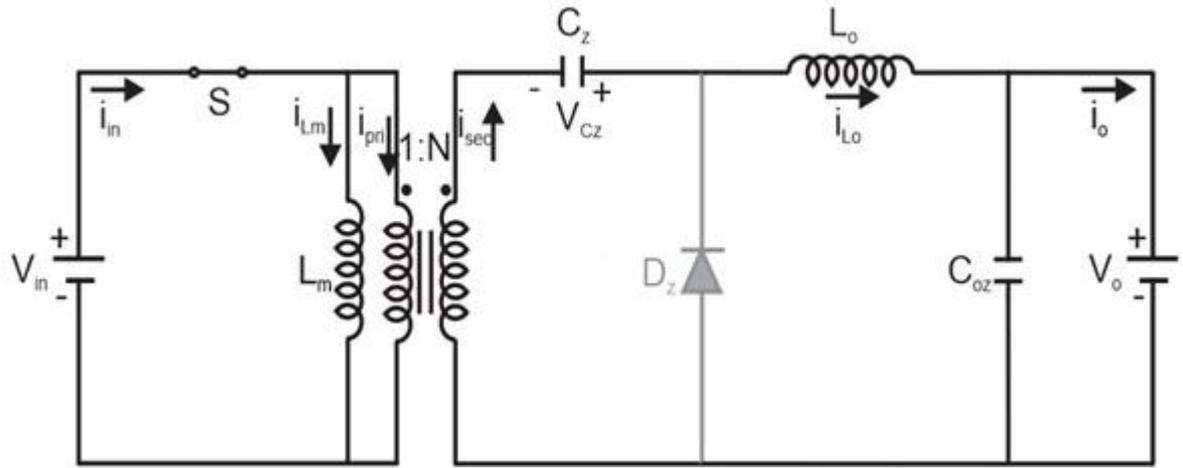
Considerando o conversor no modo de condução contínua (CCM), a Figura 5.2 (a) e (b) representa os circuitos do conversor para cada uma das etapas de operação do conversor para esse modo. As formas de onda das correntes dos indutores de saída (L_o) e magnetizante (L_m) do conversor são ilustradas na Figura 5.3.

Intervalo de condução da chave S e bloqueio do diodo D_o :

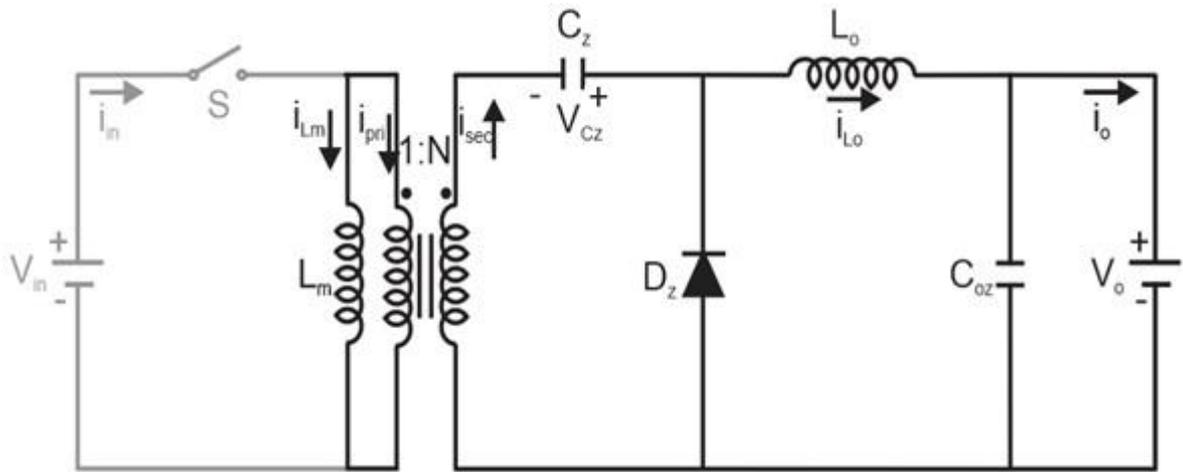
Etapas 1 (t_0 - t_1): no instante t_0 a chave S é acionada. A partir deste instante a indutância de magnetização (L_m) é energizada pela tensão de entrada V_{in} . A corrente de magnetização i_{Lm} cresce linearmente com taxa de variação limitada pelo valor de L_m . De modo análogo, a indutância de saída (L_o) é magnetizada pela tensão NV_{in} . A corrente i_{L_o} cresce com taxa de variação limitada por L_o . Esta etapa dura até o instante em que a chave para de conduzir. O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 5.2 (a). As principais variáveis que governam o circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente de magnetização é definida como,

$$i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} t + I_{Lm(m)} \quad (298)$$



(a)



(b)

Figura 5.2 Etapas de Operação (a) Etapa 1, Etapa (2)

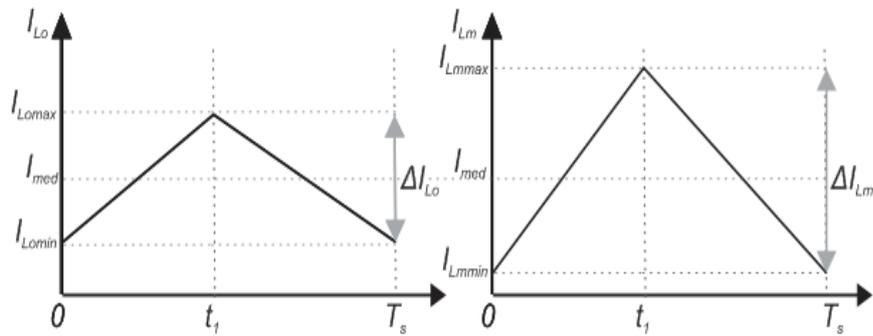


Figura 5.3 Corrente nos indutores CCM

onde $I_{Lm(m)} = i_{Lm(t_o)}$ é o valor mínimo da corrente de magnetização.

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{L_o} = \frac{NV_{in}}{L_o} t + I_{L_o(m)} \tag{299}$$

onde a $I_{L_o(m)} = i_{L_o(t_0)}$ é o valor mínimo da corrente do indutor de saída L_o .

Nessa etapa a corrente no enrolamento secundário é igual a corrente no indutor L_o , ilustrado a seguir.

$$i_{sec} = i_{L_o} = \frac{NV_{in}}{L_o} t + I_{L_o(m)} \quad (300)$$

A corrente no enrolamento primário é dada por,

$$i_{pri} = Ni_{sec} \quad (301)$$

Portanto, substituindo (300) em (301) obtém-se,

$$i_{pri} = \frac{N^2 V_{in}}{L_o} t + NI_{L_o(m)} \quad (302)$$

A corrente na chave é igual a corrente de entrada, portanto,

$$i_s = i_{L_m} + i_{pri} = i_{L_m} + Ni_{sec} \quad (303)$$

assim,

$$i_s = \left(\frac{N^2}{L_o} + \frac{1}{L_m} \right) V_{in} t + I_{L_m(m)} + NI_{L_o(m)} \quad (304)$$

A corrente no diodo nesta etapa é zero.

$$i_{D_o} = 0 \quad (305)$$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_1 - 0 = DT_s \quad (306)$$

A tensão na chave S é nula, pois esta se encontra em condução.

$$V_s = 0 \quad (307)$$

Como a chave encontra-se em condução e o diodo bloqueado, a tensão sobre este é dada por,

$$V_{D_o} = NV_{in} + V_o \quad (308)$$

Intervalo de bloqueio da chave S e de condução do diodo D_o:

Etapa 2 (t_1 - t_2): no instante t_1 a chave é bloqueada. Neste instante o diodo (D_o) é polarizado diretamente. Inicia-se a desmagnetização da indutância magnetizante e do indutor de saída. As correntes i_{L_m} e i_{L_o} decrescem linearmente. No modo de condução contínua (CCM) o instante t_2 representa o tempo final da etapa de chaveamento (T_s), enquanto que no modo de condução descontínua (DCM) t_2 representa o final da etapa de desmagnetização. As principais variáveis que governam o circuito durante esta etapa de operação são determinadas a seguir.

A corrente de magnetizante é definida como,

$$i_{L_m} = -\frac{V_o}{NL_m}t + I_{L_m}(t_1) \quad (309)$$

onde $I_{L_m(m)}=i_{L_m(t_1)}$ é o valor máximo da corrente de magnetização L_m .

A corrente no indutor L_o é expressa por,

$$i_{L_o} = -\frac{V_o}{L_o}t + I_{L_o}(t_1) \quad (310)$$

onde $I_{L_o(m)}=i_{L_o(t_1)}$ é o valor máximo da corrente do indutor L_o

A corrente no enrolamento primária é igual a corrente de magnetização dado por (309), enquanto que a corrente no enrolamento secundário é expressa por:

$$i_{sec} = \frac{i_{pri}}{N} = \frac{-i_{L_m}}{N} = \frac{V_o}{N^2 L_m}t - \frac{I_{L_m}(t_1)}{N} \quad (311)$$

Nessa etapa a chave encontra-se bloqueada, portanto a corrente é,

$$i_s = 0 \quad (312)$$

A corrente no diodo é dada por,

$$i_{D_o} = i_{L_o} - i_{sec} \quad (313)$$

Portanto, substituindo (311) e (310) em (313) têm-se,

$$i_{D_o} = \left(\frac{1}{L_o} + \frac{1}{N^2 L_m} \right) V_o t + \frac{I_{L_m}(t_1)}{N} + I_{L_o}(t_1) \quad (314)$$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_2 - t_1 = (1-D)T_s \quad (315)$$

A tensão nos semicondutores é definida como segue. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = \frac{V_o}{N} + V_{in} \quad (316)$$

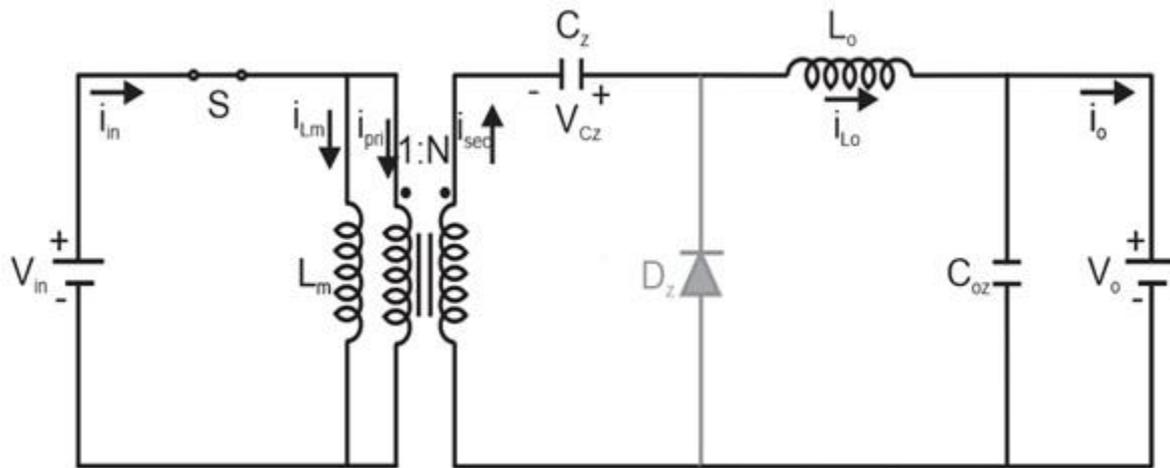
O diodo D_o está conduzindo, assim,

$$V_{D_o} = 0 \quad (317)$$

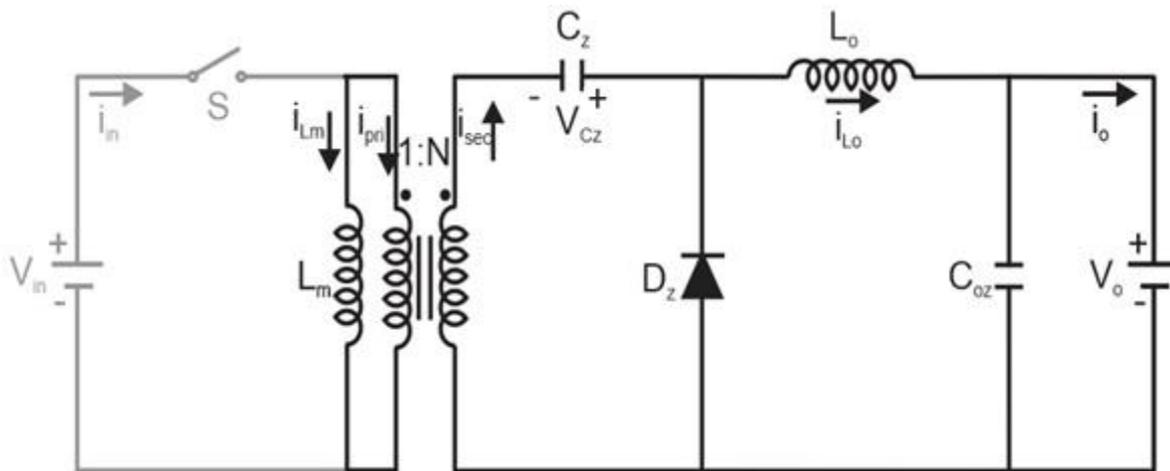
5.3.2 Modo de Condução Descontínua

No modo de condução descontínua, a Etapa 3 (t_2-t_3) dura até o bloqueio do diodo D_z . As etapas do conversor no modo de condução descontínua (DCM) são representadas pela Figura 5.4. No modo DCM o conversor opera em três etapas, sendo uma etapa de magnetização simultânea das indutâncias (L_m e L_o), que ocorre na etapa 1, uma etapa de desmagnetização, e uma etapa de corrente constante. A

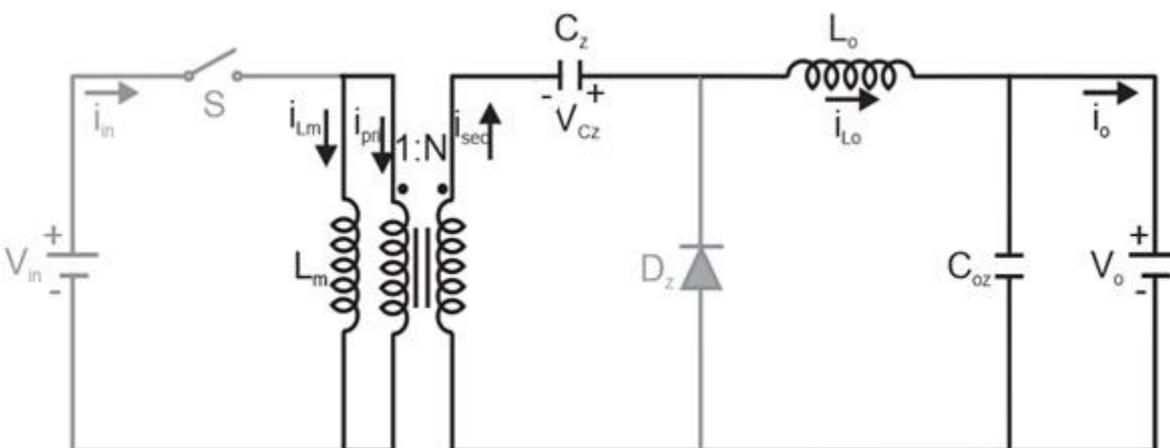
desmagnetização da indutância (L_m e L_o) inicia-se na Etapa 1, e termina na Etapa 2. Uma descrição detalhada de cada etapa é feita a seguir.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.4 Diagrama do conversor para as etapas de operação em modo de condução descontínua, DCM. (a) Etapa 1 representa o intervalo t_0-t_1 ; (b) Etapa 2 representa o intervalo t_1-t_2 ; (c) Etapa 3 representa o intervalo t_2-T_s ;

As formas de onda das correntes dos indutores de saída (L_o) e magnetizante (L_m) são ilustradas na Figura 5.5.

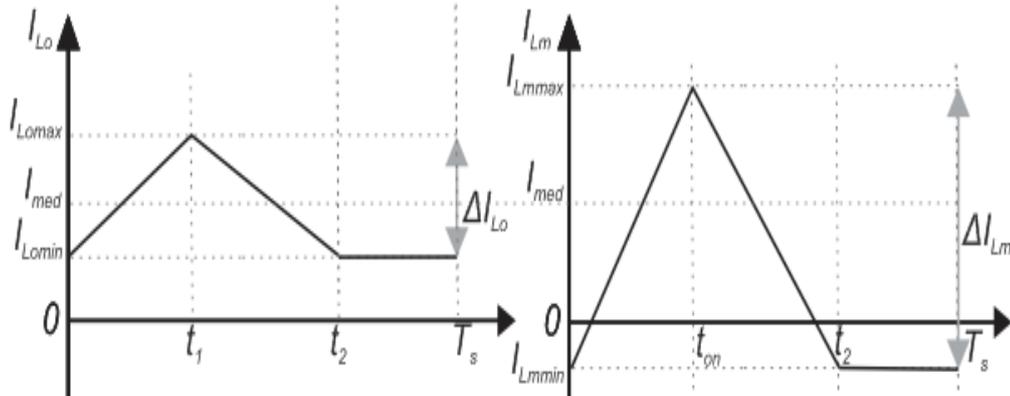


Figura 5.5 Principais Formas de Onda DCM

Como a evolução das variáveis são semelhantes para as duas primeiras etapas de funcionamento do conversor em DCM, apenas serão mostradas as variáveis com comportamento diferente.

Intervalo de bloqueio da chave S e de condução do diodo D_o :

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$t_2 - t_1 = D_2 T_s = \left(\frac{N V_{in}}{V_o} D T_s + \frac{N^2 L_m L_o}{V_o (L_o + N^2 L_m)} \left(\frac{I_{Lm}(t_0)}{N} + I_{Lo}(t_0) \right) \right) \quad (318)$$

Considerando que a ondulação da corrente é muito pequena, pode-se considerar que:

$$I_{Lo}(t_0) = I_o \quad (319)$$

$$I_{Lm}(t_0) = I_{in} \quad (320)$$

Então,

$$t_2 - t_1 = \Delta_1 T_s = \left(\frac{N V_{in}}{V_o} D T_s + \frac{N^2 L_m L_o}{V_o (L_o + N^2 L_m)} \left(\frac{I_{in}}{N} + I_o \right) \right) \quad (321)$$

Intervalo de bloqueio da chave S e do diodo D_o :

Etapa 3 (t_2 - t_3) no instante t_2 a chave e o diodo estão bloqueados. Nesse estágio as correntes i_{L_o} e i_{L_m} são definidas,

$$i_{Lm} = -i_{L_o} N \quad (322)$$

$$i_{L_o} = -\frac{i_{Lm}}{N} \quad (323)$$

Dependente da relação dos indutores L_m/L_o e das correntes I_{in}/I_o , dois casos podem ocorrer:

- 1º caso) $I_{Lm(0)} > 0$ e $I_{Lo(0)} < 0$
- 2º caso) $I_{Lm(0)} < 0$ e $I_{Lo(0)} < 0$

O tempo de duração desta etapa é definido como,

$$\Delta_2 T_s = (1 - (\Delta_1 + D)) T_s \quad (324)$$

A tensão nos semicondutores é definida na sequência. Como a chave S encontra-se bloqueada, a tensão sobre esta pode ser dada como,

$$V_s = \frac{V_o}{N} + V_{in} \quad (325)$$

O diodo D_o está bloqueado, assim,

$$V_{D_o} = V_o + N V_{in} \quad (326)$$

5.4 Análise do Ganho Estático do Conversor Zeta Isolado

Para encontrar o ganho estático do conversor parte-se do princípio que o conversor opera em regime permanente. Com isto, pode-se afirmar que a energia armazenada na indutância de magnetização (L_m) e na indutância de saída (L_o) durante um período de chaveamento é nula. Isto implica em,

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (327)$$

No modo de condução contínua, o conversor apresenta duas etapas de operação, a expressão (327) pode ser escrita como:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = \int_0^{t_1} V_{Lm} + \int_{t_1}^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{t_1} V_{Lo} + \int_{t_1}^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (328)$$

onde se pode encontrar:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} = V_{in} D - \frac{V_o}{N} (1 - D) \quad (329)$$

$$\int_0^{T_s} V_{Lo} = N V_{in} D - V_o (1 - D) \quad (330)$$

Substituindo as expressões (329) e (330) em (327), pode-se encontrar o ganho estático do conversor Zeta isolado no modo de condução contínua,

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{ND}{1 - D} \quad (331)$$

Como dito anteriormente, no modo de condução descontínua, o conversor apresenta três etapas de operação, a expressão (327) pode ser escrita como:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{T_s} V_{Lo} = \int_0^{t_1} V_{Lm} + \int_{t_1}^{t_2} V_{Lm} + \int_{t_2}^{T_s} V_{Lm} + \int_0^{t_1} V_{Lo} + \int_{t_1}^{t_2} V_{Lo} + \int_{t_2}^{T_s} V_{Lo} = 0 \quad (332)$$

onde se pode encontrar:

$$\int_0^{T_s} V_{Lm} = V_{in} D - \frac{V_o}{N} \Delta_1 \quad (333)$$

$$\int_0^{T_s} V_{Lo} = NV_{in} D - V_o \Delta_1 \quad (334)$$

Substituindo as expressões (333) e (334) em (327), pode-se encontrar o ganho estático do conversor Zeta isolado no modo de condução descontínua,

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{ND}{\Delta_1} \quad (335)$$

As fronteiras entre CCM e DCM são definidas quando a soma das correntes dos indutores do conversor é nula em apenas um instante de tempo em cada período de comutação.

Ganho Estático em função da Corrente de Entrada

A fronteira é definida quando a soma das correntes dos indutores do conversor é nula em apenas um instante de tempo em cada período de comutação.

Logo:

$$I_{Lm} + I_{Lo} = 0 \quad (336)$$

onde

$$I_{Lm} = \frac{1}{T} \left[\frac{(D + \Delta_1)(I_{Lm(\max)} - I_{Lm(0)})}{2} + I_{Lm(0)}(D + \Delta_1) \right] \quad (337)$$

$$I_{Lo} = \frac{1}{T} \left[\frac{(D + \Delta_1)(I_{Lo(\max)} - I_{Lo(0)})}{2} + I_{Lo(0)}(D + \Delta_1) \right] \quad (338)$$

Substituindo (337) e (338) em (336) e realizando algumas manipulações algébricas chega na equação

$$I_{Lm} + I_{Lo} = \frac{D + \Delta_1}{2T} (NI_{Lo(\max)} - I_{Lm(\max)}) \quad (339)$$

onde:

$$I_{Lo(\max)} = \frac{NV_{in}}{L_o} DT \quad (340)$$

$$I_{Lm(max)} = \frac{V_{in}}{L_m} DT \quad (341)$$

Analisando o funcionamento do conversor, a corrente de entrada é dada por:

$$I_{in} = DI_{Lm} + NDI_{Lo} \quad (342)$$

Substituindo (339), (340) e (341) em (342), obtém-se:

$$I_{in} = \Delta_1 \frac{D + \Delta_1}{2} \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) \quad (343)$$

Normalizando a equação (343), chega-se em:

$$I_{innor} = D^2 (D + \Delta_1) \quad (344)$$

A partir da equação (335) sabe-se que:

$$\Delta_1 = ND \frac{V_{in}}{V_o} \quad (345)$$

Enquanto que,

$$D = \frac{\frac{V_{in}}{V_o}}{(N+1) + \frac{V_{in}}{V_o}} \quad (346)$$

Substituindo (345) em (344), é possível encontrar o ganho estático do conversor no DCM, dada pela expressão:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{ND^3}{I_{innor} - D^3} \quad (347)$$

Para encontrar a fronteira, inicialmente deve substituir $\Delta_1 = 1 - D$ e (346) em (344), fazendo algumas manipulações algébricas, encontra-se o ganho estático da fronteira, dada pela equação (348):

$$M_{Fronteira} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N\sqrt{I_{innor}}}{1 - \sqrt{I_{innor}}} \quad (348)$$

A Figura 5.6 representa o ganho estático do conversor Zeta Isolado pela corrente de entrada normalizada para diferentes valores de razão-cíclica, considerando as mudanças de modos, ou seja, as equação (331), (347) e (348).

Ganho Estático em função da Corrente de Saída

Para definição da fronteira com relação a corrente de saída tem-se que::

$$I_o = I_{Lo} = 0 \quad (349)$$

onde

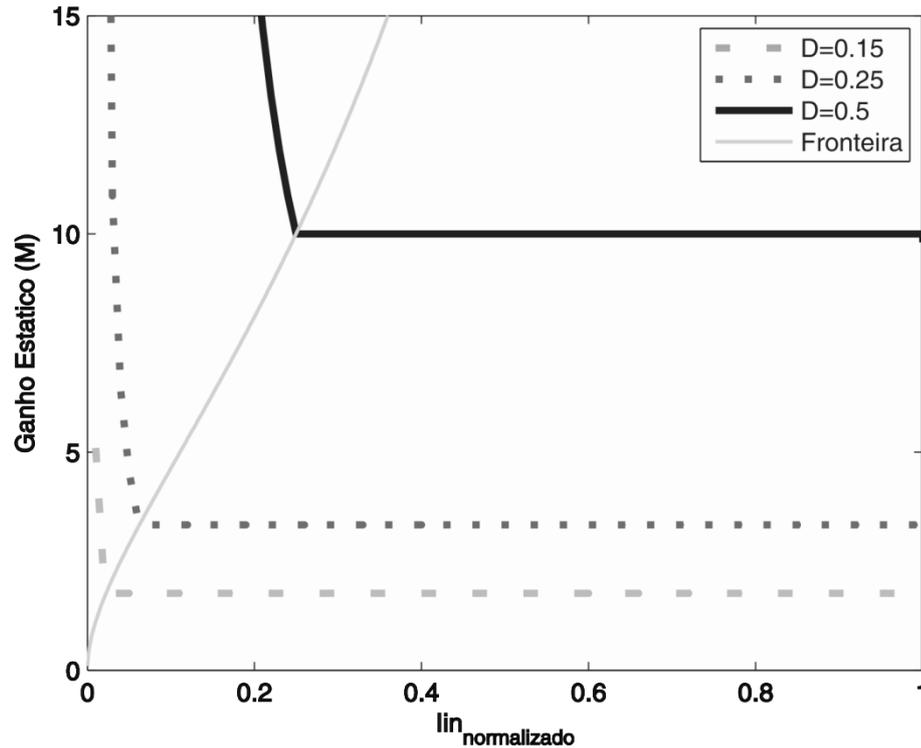


Figura 5.6 Ganho Estático (M) pela corrente de entrada normalizada ($I_{in,normalizado}$) para diferentes valores de razão-cíclica

$$I_o = \frac{D + \Delta_1}{2} I_{Lopc} \quad (350)$$

A partir do circuito chega na corrente de L_o de pico, que é dada por

$$I_{L_o(max)} = \frac{V_o}{L_o} \Delta_1 T \quad (351)$$

Normalizando a equação (351), chega-se em:

$$I_{onor} = D^2 (D + \Delta_1) \quad (352)$$

Substituindo (345) em (352), é possível encontrar o ganho estático do conversor no DCM, dada pela expressão:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2(ND)^2}{-ND^2 \pm \sqrt{(ND^2)^2 + 4(ND)^2 + I_{onor}}} \quad (353)$$

onde

$$-ND^2 \pm \sqrt{(ND^2)^2 + 4(ND)^2 + I_{onor}} > 0 \quad (354)$$

Para encontrar a fronteira, inicialmente deve substituir $\Delta_1 = 1 - D$ e (346) em (352), fazendo algumas manipulações algébricas, encontra-se o ganho estático da fronteira, dada pela equação (355):

$$M_{Fronteira} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N(1-I_{imor})}{I_{imor}} \quad (355)$$

A Figura 5.7 representa o ganho estático do conversor Zeta Isolado pela corrente de saída normalizada para diferentes valores de razão-cíclica, considerando as mudanças de modos, ou seja, considerando as equações (331), (353) e (355).

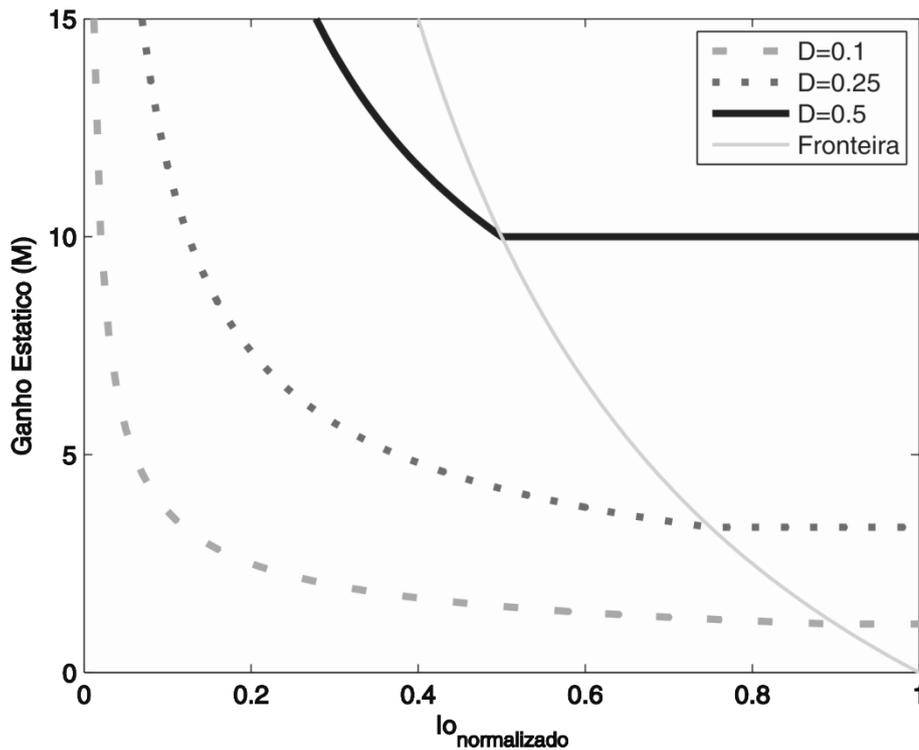


Figura 5.7 Ganho Estático (M) pela corrente de saída normalizada (I_{onor}) para diferentes valores de razão-cíclica

5.5 Metodologia de Projeto Proposto

Visto que o conversor Zeta Isolado analisado é à base dos conversores analisados anteriormente, a metodologia de projeto apresentada na seção 3.5 é válida para esse conversor.

5.6 Análise Dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes

Nesta seção são determinados os esforços de corrente nos principais componentes do circuito. A determinação dos esforços auxilia no dimensionamento dos componentes do conversor. É considerado o conversor no modo de condução contínua.

5.6.1 Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado

O valor médio da corrente do enrolamento primário pode ser expresso,

$$I_{pri(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{pri} dt \quad (356)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (356) pode ser reescrita como,

$$I_{pri(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{pri} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{pri} dt \quad (357)$$

assim,

$$I_{pri(avg)} = \left(\frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) D + NI_{Lo(0)} + \left(\frac{V_o}{NL_m} \right) (D-1) + I_{Lm(max)} \quad (358)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{pri(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{pri}^2 dt} \quad (359)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (359) pode ser reescrita como,

$$I_{pri(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{pri}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{pri}^2 dt \quad (360)$$

onde se pode definir:

$$I_{pri(rms)} = \left(\frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + NI_{Lo(0)} + \left(\frac{V_o}{NL_m} \right) \sqrt{(1-D)} + I_{Lm(max)} \quad (361)$$

5.6.2 Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado

A corrente máxima do enrolamento secundário é igual a corrente do indutor de saída do conversor, dado por:

$$I_{sec(M)} = I_{Lo(M)} \quad (362)$$

O valor médio da corrente do enrolamento secundário pode ser definido como,

$$I_{sec(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{sec} dt \quad (363)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (363) pode ser reescrita como,

$$I_{\text{sec}(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{\text{sec}} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{\text{sec}} dt \quad (364)$$

assim,

$$I_{\text{sec}(avg)} = \left(\frac{NV_{in}}{L_o} \right) D + I_{Lo(0)} + \left(\frac{V_o}{N^2 L_m} \right) (D-1) + I_{Lm(max)} \quad (365)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{\text{sec}(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{\text{sec}}^2 dt} \quad (366)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (366) pode ser reescrita como,

$$I_{\text{sec}(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{\text{sec}}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{\text{sec}}^2 dt \quad (367)$$

onde se pode definir:

$$I_{\text{sec}(rms)} = \left(\frac{NV_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + I_{Lo(0)} + \left(\frac{V_o}{N^2 L_m} \right) \sqrt{1-D} + \frac{I_{Lm(max)}}{N} \quad (368)$$

5.6.3 Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m

O valor médio da corrente do indutor de magnetizante pode ser definido como,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lm} dt \quad (369)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (272) pode ser reescrita como,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lm} dt \quad (370)$$

assim,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{V_{in}}{L_m} D + (1-D) \frac{V_o}{(N+1)L_m} + I_{Lm(0)} \quad (371)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Lm(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lm}^2 dt} \quad (372)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (372) pode ser reescrita como,

$$I_{Lm(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lm}^2 dt \quad (373)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lm(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} \right) \sqrt{D} + \left(\frac{V_o}{(N+1)L_m} \right) \sqrt{1-D} + I_{Lm(0)} \quad (374)$$

5.6.4 Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o

O valor médio da corrente do indutor de saída pode ser definido como,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lo} dt \quad (375)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (375) pode ser reescrita como,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lo} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lo} dt \quad (376)$$

assim,

$$I_{Lo(avg)} = \frac{NV_{in}}{L_o} D + \frac{V_o}{L_o} (1-D) + I_{Lo(0)} \quad (377)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Lo(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lo}^2 dt} \quad (378)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (378) pode ser reescrita como,

$$I_{Lo(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lo}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lo}^2 dt \quad (379)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lo(rms)} = \left(\frac{NV_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + \left(\frac{V_o}{L_o} \right) \sqrt{1-D} + I_{Lo(0)} \quad (380)$$

5.6.5 Esforços de corrente no MOSFET

O valor máximo da corrente no MOSFET é definido como:

$$I_{s(M)} = I_{pri(M)} \quad (381)$$

A expressão (382) determina o valor médio da corrente no MOSFET.

$$I_{S(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_S dt \quad (382)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (382) pode ser reescrita como,

$$I_{S(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_S dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_S dt \quad (383)$$

assim,

$$I_{s(avg)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) D + I_{Lm(0)} + NI_{Lo(0)} \quad (384)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{S(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_S^2 dt} \quad (385)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (385) pode ser reescrita como,

$$I_{S(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_S^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_S^2 dt \quad (386)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lo(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} + \frac{N^2 V_{in}}{L_o} \right) \sqrt{D} + I_{Lm(0)} + NI_{Lo(0)} \quad (387)$$

5.6.6 Esforços de corrente no diodo D_z

O valor máximo da corrente no diodo é definido como:

$$I_{Dz(M)} = I_{Lo(M)} + I_{sec(M)} \quad (388)$$

A expressão (389) determina o valor médio da corrente no diodo.

$$I_{Dz(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Dz} dt \quad (389)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, à equação (389) pode ser reescrita como,

$$I_{Dz(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Dz} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Dz} dt \quad (390)$$

assim,

$$I_{Dz(avg)} = \left(\frac{1}{N^2 L_m} + \frac{1}{L_o} \right) V_o (1-D) + I_{Lo(max)} + I_{Lm(max)} \quad (391)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Dz(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Dz}^2 dt} \quad (392)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (392) pode ser reescrita como,

$$I_{Dz(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Dz}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Dz}^2 dt \quad (393)$$

Onde se pode definir:

$$I_{Dz(rms)} = \left(\frac{1}{N^2 L_m} + \frac{1}{L_o} \right) V_o \sqrt{1-D} + I_{Lo(max)} + I_{Lm(max)} \quad (394)$$

5.6.7 Esforços de tensão nos semicondutores

A Tabela 5.1 apresenta a máxima tensão sobre os semicondutores de cada um dos três conversores. Deve-se considerar que este valor é utilizado para o dimensionamento de cada chave e diodo. Assim, maiores valores de tensão levam a semicondutores com maior tensão de ruptura reversa.

Tabela 5.1 Tensão nos semicondutores Zeta Isolado

Etapa	Zeta Isolado	
	V_S	V_{Dz}
1 (S ligada)	0	$V_{oz} + NV_{in}^*$
2 (S desligada)	$V_{in} + \frac{V_{oz}^*}{N}$	0

*valor máximo

5.7 Modelagem do Sistema de Controle da Corrente de Saída

Para análise da modelagem da corrente de saída, faz-se necessária a escolha da função de transferência que representa o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, o indutor de saída L_o apresenta a característica de uma fonte de corrente para as baterias, portanto o controle da corrente de carga (I_o) é feita a partir desse indutor. Cabe

relembrar que nesse modo o conversor opera em CCM, ou seja, o conversor tem duas etapas de operação.

A análise matemática para a obtenção do modelo dinâmico esta baseada no conversor Zeta isolado, portanto toda análise feita na seção 3.7 é válido.

5.8 Modelagem do Sistema de Controle da Tensão de Saída

Para a modelagem do sistema de controle da tensão de saída, faz-se necessário a escolha da função de transferência que representa o conversor e a sua dinâmica mediante as perturbações nas suas variáveis de controle. Desse modo, o capacitor C_{oz} apresenta a característica de uma fonte de tensão para as baterias, portanto o controle da tensão das baterias (que é a tensão de flutuação) é feita a partir desse capacitor. Cabe lembrar que nesse modo o conversor opera em DCM, ou seja, o conversor tem três etapas de operação.

A análise matemática para a obtenção do modelo dinâmico esta baseada no conversor Zeta isolado, portanto toda a análise feita anteriormente na seção 3.8 é válida.

5.9 Conclusões

Neste capítulo foi feita uma análise de operação do conversor Zeta Isolado, apresentando as etapas de funcionamento do conversor. De seguida foi apresentado os ganho do conversor em CCM e DCM considerando a corrente de entrada variável e também para corrente de saída variável. Conclui-se que o conversor Zeta Isolado possibilita um alto ganho de tensão através da escolha adequada da relação de transformação (N). Contudo a corrente na chave também aumenta proporcionalmente com o aumento de N . Conforme apresentado, assim como nos conversores Boost-Zeta integrado, 2Zeta, a metodologia de projeto dos parâmetros elétricos e do sistema de controle de tensão de saída e corrente de saída são idênticas, o que implica o uso de uma metodologia de projeto unificado desses conversores, devido a aplicação ser a mesma.

6 ANÁLISE COMPARATIVA DAS TOPOLOGIAS BASEADAS NO CONVERSOR ZETA

6.1 Introdução

Com o intuito de verificar as características das topologias dos conversores analisados anteriormente, a saber, Boost-Zeta integrado, Zeta Isolado e 2Zeta, neste Capítulo serão feitas análises comparativas teóricas e experimentais. As topologias são projetadas para operar com as mesmas restrições definidas pelas especificações da aplicação. Cada conversor é projetado de acordo com as metodologias de projeto dos Capítulos 3, 4 e 5, para os conversores Boost-Zeta integrado, 2Zeta e Zeta Isolado, respectivamente. Um exemplo de projeto é mostrado em detalhes de modo a ilustrar que a metodologia de projeto é semelhante e, portanto, as diferenças encontradas para cada topologia podem ser consideradas como uma vantagem ou desvantagem oriunda exclusivamente da sua estrutura, i.e., do seu circuito.

6.2 Especificações da aplicação

Os dados do painel são usados para o projeto elétrico dos componentes dos protótipos, para o traçado dos gráficos na análise dos esforços nos componentes e para o projeto do sistema de controle.

6.2.1 Dados do painel (módulo) PV

Os dados do painel são usados para o projeto elétrico dos componentes dos protótipos, para o traçado dos gráficos na análise dos esforços nos componentes e para o projeto do sistema de controle. O painel considerado é o modelo KD250GH-4FB2 cujas características são descritas abaixo.

Tabela 6.1 Características elétrica do painel solar KD250GH-4FB2 para uma irradiação de 1000W/m², uma temperatura de 25° C

Símbolo	Significado	Valor
P_{max}	Potência máxima	250W (+5% / -3%)
V_{mpp}	Tensão no ponto de máxima potência	29,8V
I_{mpp}	Corrente no ponto de máxima potência	8,39A
V_{oc}	Tensão de circuito aberto	36.9V
I_{sc}	Corrente de curto circuito	8.84 ^a

A partir de simulações no programa computacional Matlab™, as curvas de corrente de saída em função da tensão de saída para variação de irradiação entre 200 e 1.000W/m² foram obtidas para três tipos de temperatura de (25°C, 50°C e 75°C) conforme pode ser observado na Figura 6.1. Para cada irradiação foi identificado o ponto de máxima potência, sendo que o ponto indicado para a irradiação de 1000W/m² é o ponto de projeto para os conversores. Observa-se que cada ponto de máxima potência apresenta valores distintos para tensão e corrente. Isto indica que para análise dos esforços nos componentes dos conversores deve levar em consideração estes valores como sendo a tensão e a corrente de entrada do conversor.

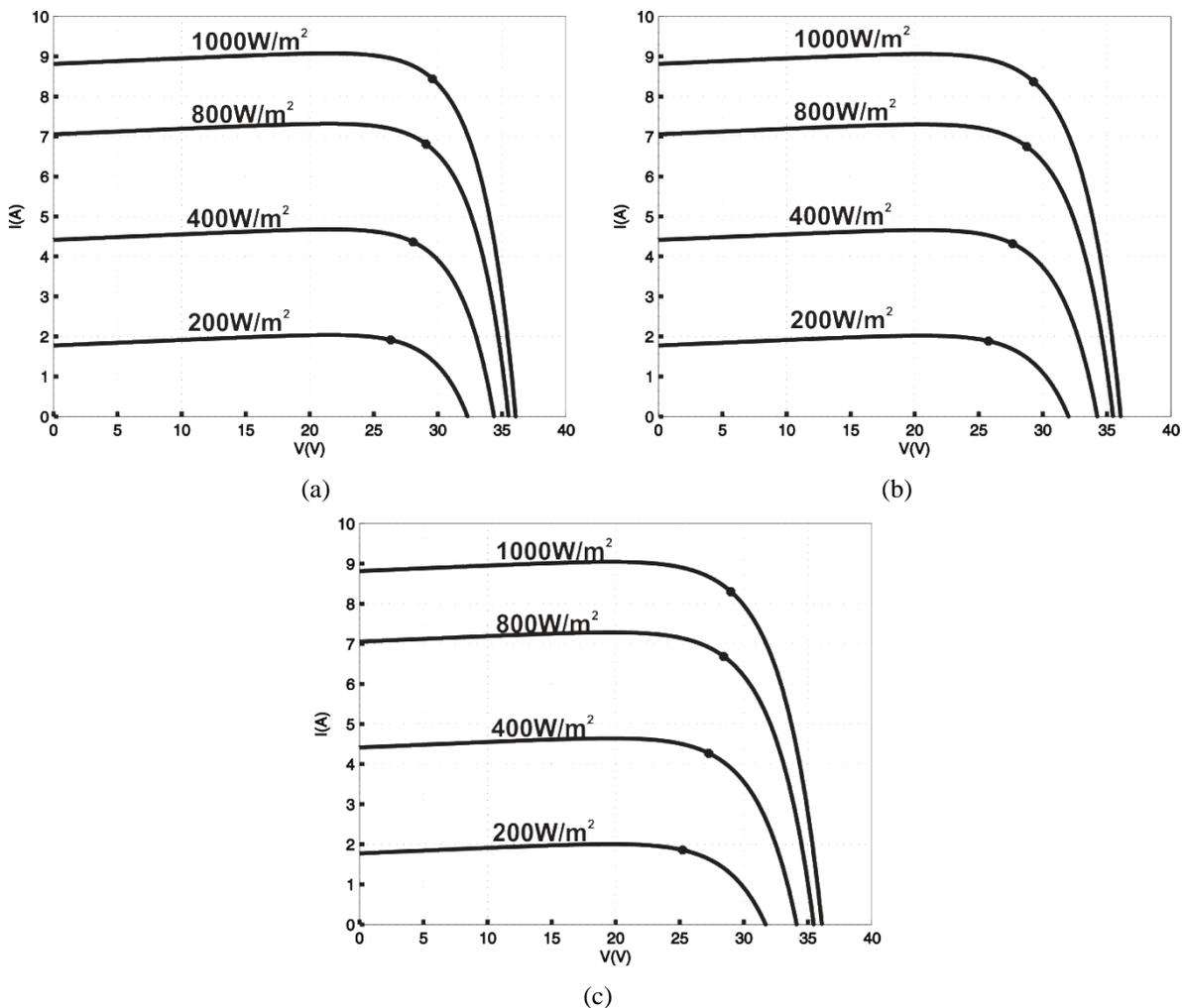


Figura 6.1 Curva de Corrente e Tensão em função da irradiação Solar (a) 25°C; (b) 50°C; (c) 75°C.

Para facilitar a identificação destes valores, os pontos de máxima potência são mostrados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 Pontos de máxima potência em função da irradiação solar para 25°, 50° e 75°.

Irradiação (W/m ²)	V _{mpp} (V)			I _{mpp} (A)			P _{max} (W)		
	25°	50°	75°	25°	50°	75°	25°	50°	75°
1000	29,8	29,7	28,99	8,39	8,3688	8,29	250	244,95	240,54
800	29,3	28,74	28,42	6,76	6,7465	6,68	198,06	193,895	190,01
400	28,3	27,65	27,26	4,32	4,3168	4,27	122,02	119,36	116,41
200	26,55	25,76	25,22	1,86	1,8847	1,85	49,47	48,55	46,82

6.2.2 Dados das Baterias

No presente trabalho serão consideradas as baterias de chumbo-acido, modelo VRLA UNIPOWER GP12-7, de capacidade de 7Ah. Para preservar a vida útil dessas baterias, a corrente de carga deve ser 10% da sua capacidade ($I_o=0.7A$). Visto que a tensão do barramento FREEDM é de 240V, é necessário 18 baterias carregadas (tensão de flutuação $V_{flut}=V_o$) em serie para alcançar essa tensão. Para melhor compreensão, a Tabela 6.3.

Tabela 6.3 Dados do Banco de Baterias

Símbolo	Significado	Valor
$V_{flut}=V_o$	Tensão de flutuação	240V
V_{eq}	Tensão de Equalização	259V
V_{des}	Tensão de Descarregado	259V
I_o	Corrente de Carga	0.7A

6.3 Análise do Ganho Estático

Antes de analisar comparativamente os conversores é importante definir o ponto de operação de cada um dos conversores para esta aplicação. Para a irradiação de 1000W/m², onde a tensão do painel (tensão de entrada) é igual a 29,8V e a tensão das baterias carregadas (tensão de saída) igual a 240V, tem-se que os conversores devem apresentar um ganho estático igual a 8, considerando a razão-cíclica D escolhida como sendo 0,5.

A partir disso, para encontrar a relação de transformação (N) de cada conversor, foi traçado o gráfico do ganho estático pela relação de transformação, sendo a razão cíclica igual a 0,5, dada pela Figura 6.2. Fica evidente que cada conversor apresenta uma característica diferente. Sendo que o conversor Boost-Zeta integrado apresenta o ganho estático $M=8$ quando a relação de transformação for $N=6$. Enquanto que o conversor 2Zeta apresenta o ganho estático $M=8$ quando a

relação de transformação for $N=7$. Por fim, o conversor Zeta isolado apresenta o ganho estático $M=8$ quando a relação de transformação for $N=6$.

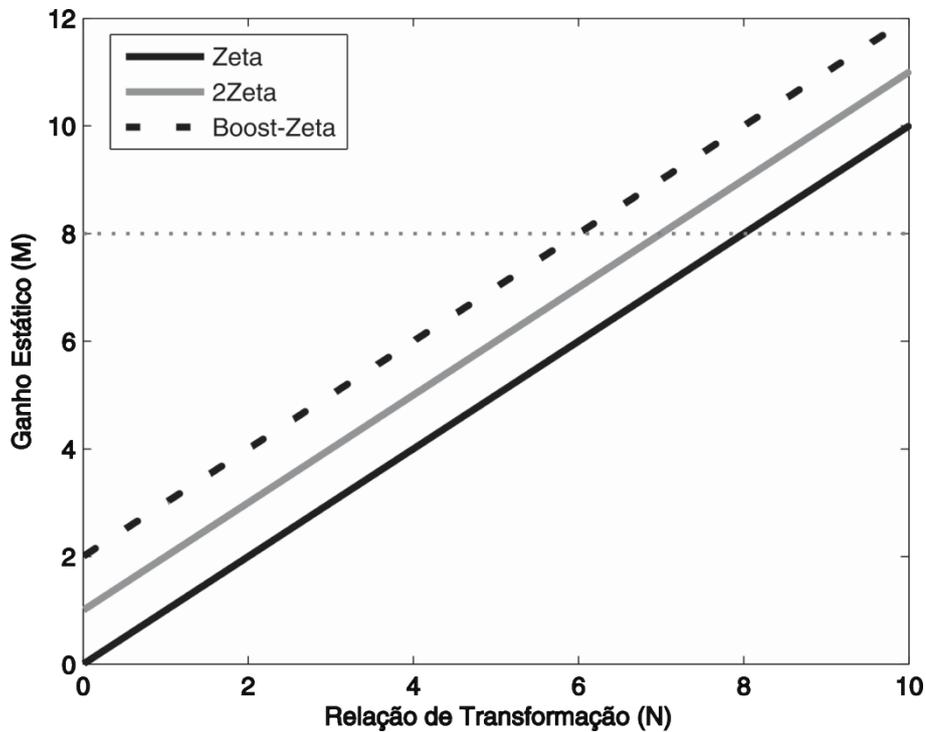


Figura 6.2 Ganho Estático pela relação de transformação (N) sendo $D=0,5$.

6.4 Exemplo de Projeto do Conversor Zeta Isolado

A partir das especificações de projeto dadas anteriormente, pode-se obter os valores dos parâmetros do conversor. Inicialmente é encontrada a relação de transformação do indutor acoplado, representada na Figura 6.2:

$$N = 8 \quad (395)$$

A partir disso da equação (115) é encontrado o indutor de saída L_o :

$$L_o = 13.85mH \quad (396)$$

Utilizando a equação (116) que estabelece que L_o permaneça sempre positivo, L_m é dada por:

$$L_m = 94.5\mu H \quad (397)$$

Agora as capacitâncias C_z e C_o são dadas pelas equações (118) e (119), respectivamente.

$$C_z = 237nF \quad (398)$$

$$C_o = 12nF \quad (399)$$

O capacitor de entrada (C_{in}) adotado foi 3.3mF.

Para uma melhor compreensão das seções posteriores, a Tabela 6.4 apresenta um resumo dos parâmetros do conversor Zeta Isolado encontrados.

Tabela 6.4 Parâmetros do conversor Zeta Isolado

Símbolo	Nome	Valor
N	Relação de transformação	8
L_m	Indutor da magnetizante	94.5uH
L_o	Indutor de saída	13.85mH
C_z	Capacitor de C_z	237nF
C_o	Capacitor de saída	12nF
f_s	Frequência de chaveamento	100kHz
S	Chave	60V/8A
D_z	Diodo	480V/0.7A

6.5 Exemplo de Projeto do Conversor 2Zeta

A partir das especificações de projeto, podem-se obter os valores dos parâmetros do conversor. Inicialmente é encontrada a relação de transformação do indutor acoplado, representada na Figura 6.2:

$$N = 7 \quad (400)$$

A partir disso da equação (115) é encontrado o indutor de saída L_o :

$$L_o = 11.89mH \quad (401)$$

Utilizando a equação (116) que estabelece que L_o permaneça sempre positivo, L_m é dada por:

$$L_m = 81.35uH \quad (402)$$

Agora as capacitâncias C_z e C_o são dadas pelas equações (118) e (119), respectivamente.

$$C_z = 222nF \quad (403)$$

$$C_{oz} = 13.66nF \quad (404)$$

O capacitor de entrada (C_{in}) adotado foi 3.3mF. Para uma melhor compreensão nas seções posteriores, a Tabela 6.5 apresenta um resumo dos parâmetros do conversor 2Zeta encontrados.

Tabela 6.5 Parâmetros do conversor 2Zeta

Símbolo	Nome	Valor
N	Relação de transformação	7
L_m	Indutor da magnetizante	81.35uH
L_o	Indutor de saída	11.89mH
C_z	Capacitor de C_z	222nF
C_o	Capacitor de saída	13.66nF
f_s	Frequência de Chaveamento	100kHz
S	Chave	60V/8 ^a
D_z	Diodo	480V/0.7 ^a

6.6 Exemplo de Projeto do Conversor Boost-Zeta Integrado

A partir das especificações de projeto dadas anteriormente, pode-se obter os valores dos parâmetros do conversor. Inicialmente é encontrada a relação de transformação do indutor acoplado, representada na Figura 6.2:

$$N = 6 \quad (405)$$

A partir disso da equação (115) é encontrado o indutor de saída L_o :

$$L_o = 10.12mH \quad (406)$$

Utilizando a equação (116) que estabelece que L_o permaneça sempre positivo, L_m é dada por:

$$L_m = 94.2uH \quad (407)$$

Agora as capacitâncias C_z , C_{oz} e C_{ob} são dadas pelas equações (118), (119) e (120), respectivamente.

$$C_z = 902.02nF \quad (408)$$

$$C_{oz} = 45.1nF \quad (409)$$

$$C_o = 4uF \quad (410)$$

O capacitor de entrada (C_{in}) adotado foi 3.3mF. Para uma melhor compreensão das seções posteriores, a Tabela 6.6 apresenta um resumo dos parâmetros do conversor Boost-Zeta integrado encontrados.

6.7 Análise Comparativa dos Esforços De Corrente e de Tensão nos Componentes

Para a geração dos gráficos dos esforços é considerado os dados do painel dados na Tabela 6.2, e os componentes do conversor Zeta Isolado dadas na Tabela 6.4, do conversor 2Zeta Tabela 6.5 e Boost-Zeta Tabela 6.6.

Tabela 6.6 Parâmetros do conversor Boost-Zeta Integrado

Símbolo	Nome	Valor
N	Relação de transformação	6
L _m	Indutor da magnetizante	95.2uH
L _o	Indutor de saída	10.12mH
C _z	Capacitor de C _z	902.02nF
C _{oz}	Capacitor da seção de saída do Zeta	45.1nF
C _{ob}	Capacitor da seção de saída do Boost	4uF
f _s	Frequência de chaveamento	100kHz
S	Chave	60V/8A
D _z	Diodo Dz	360V/0.7A
D _b	Diodo Db	60V/8A

6.7.1 Corrente de Entrada do painel

Visto que a corrente drenada pelo painel e a corrente de entrada dos conversores não é a mesma para os conversores, a Figura 6.3 e a Figura 6.4 apresentam uma figura de mérito da corrente do painel solar e da corrente de entrada dos conversores, onde varia a razão cíclica do conversor medindo a taxa de distorção harmônica de corrente de entrada (THD), respectivamente. Onde a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) é a relação entre o valor RMS das componentes harmônicas da corrente e a fundamental dada pela expressão a seguir:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_f} \quad (411)$$

onde I_f representa a corrente da harmônica fundamental I_n a corrente das n harmônicas. Como pode ser visto a THD de todos os três conversores é aproximadamente igual. O que evidencia numa boa escolha do capacitor de entrada do conversor (C_{in}) de 3,3mF.

6.7.2 Esforços de Corrente no Enrolamento do Primário do Indutor Acoplado

Considerando as equações (361), (264) e (127), a Figura 6.5 mostra o esforço de corrente no enrolamento primário do indutor acoplado dos conversores Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Como pode ser visto, quanto menor é a irradiação, menor é o esforço da corrente no enrolamento do primário do Conversor Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Para a irradiação solar igual 1000W/m²,

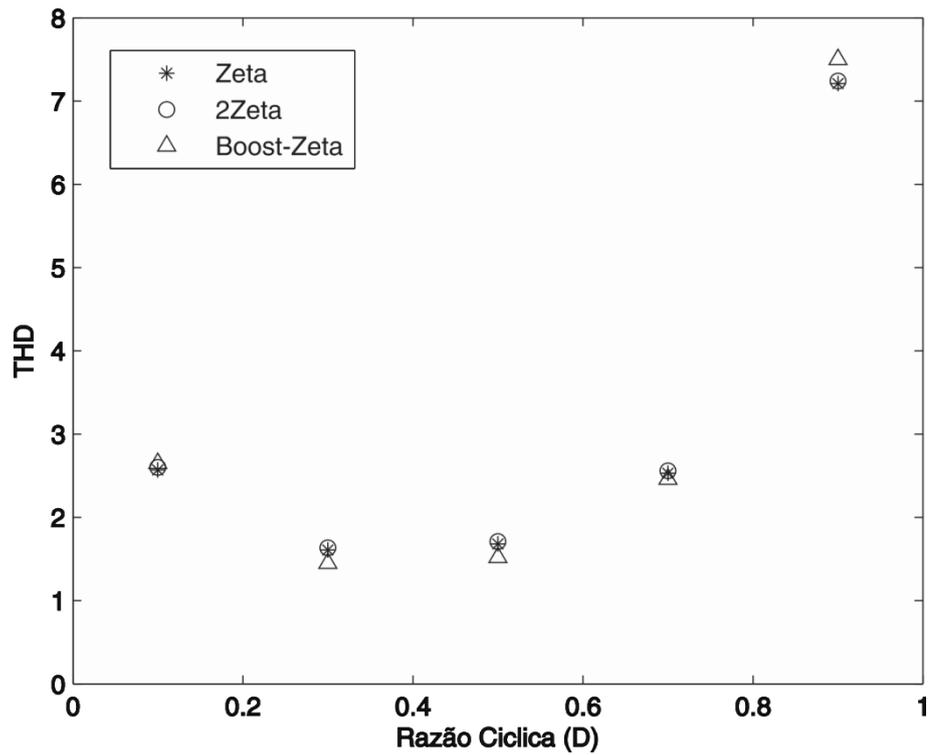


Figura 6.3 Figura de Mérito da Corrente da Painel Solar

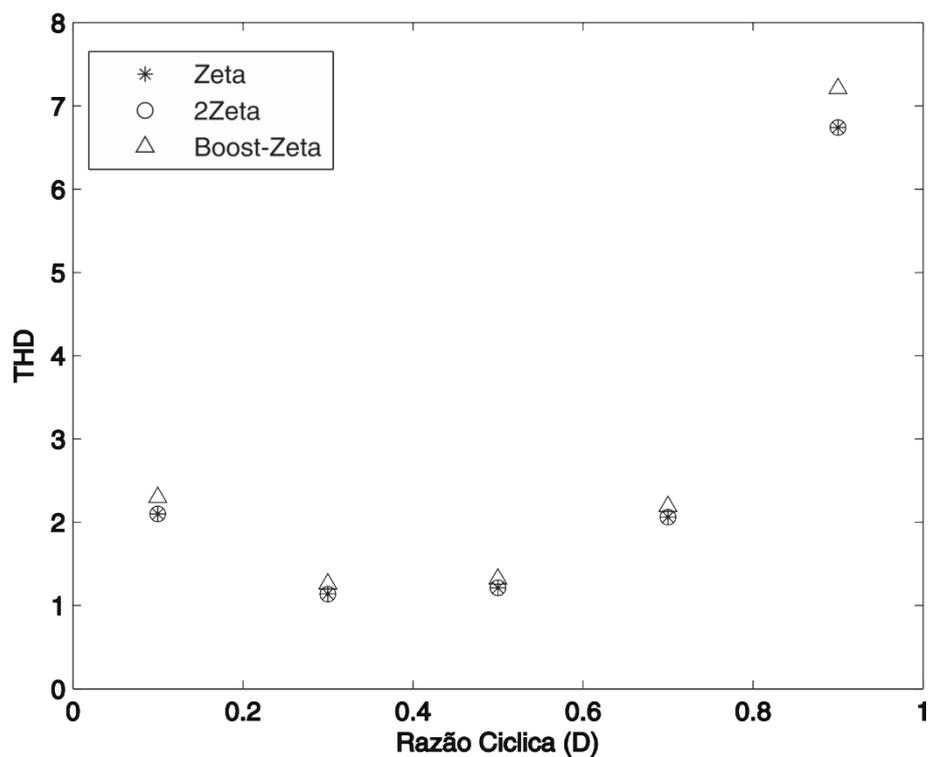


Figura 6.4 Figura de Mérito da Corrente de Entrada dos Conversores

o conversor 2Zeta apresenta o menor esforço de corrente para valores de D menores que 0.7. Para valores maiores que 0.7, o conversor Boost-Zeta integrado apresenta o menor esforço de corrente. Por outro lado, para valores de D menores

que 0.4 os esforços de corrente para o conversor Boost-Zeta integrado e conversor Zeta Isolado podem ser considerados idênticos.

Para a irradiação solar igual $500\text{W}/\text{m}^2$, o conversor 2Zeta apresenta o menor esforço de corrente para valores de D menores que 0.64. Para valores maiores que 0.64, o conversor Boost-Zeta integrado apresenta o menor esforço de corrente. Por outro lado, para valores de D menores que 0.35 os esforços de corrente para o conversor Boost-Zeta integrado e conversor Zeta Isolado podem ser considerados idênticos.

Observa-se que o comportamento das curvas se mantém para diferentes valores de irradiação, ou seja, o conversor Boost-Zeta integrado apresenta menores correntes para os valores mais elevados da razão cíclica. Enquanto que o conversor 2Zeta apresenta menores valores de corrente para razão cíclica menor.

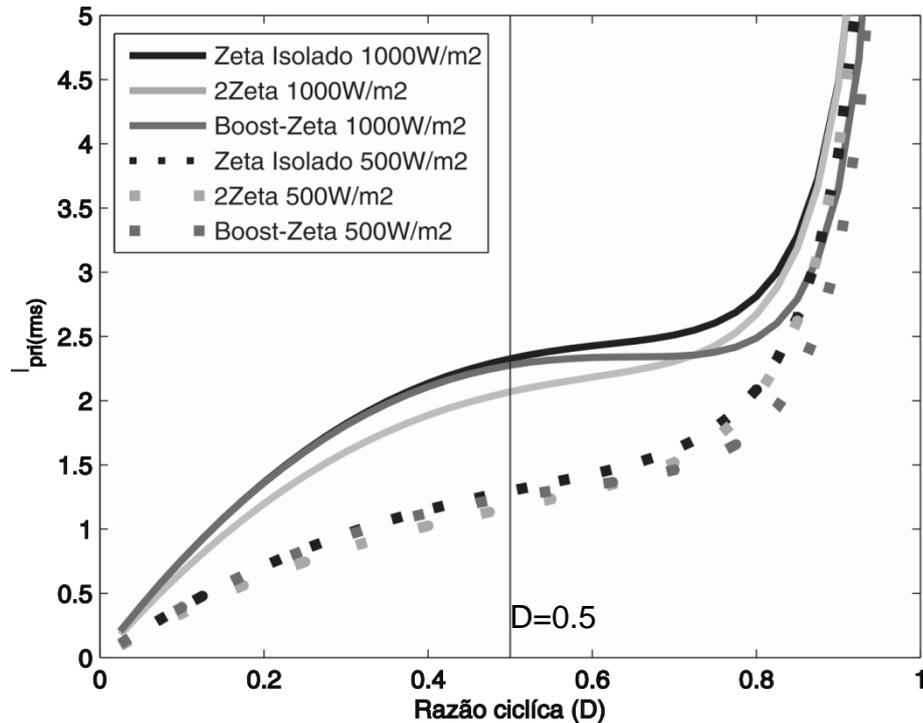


Figura 6.5 Esforço de Corrente no Enrolamento Primário do Indutor Acoplado. Para o conversor Zeta Isolado $N=8$, 2Zeta $N=7$ e Boost-Zeta Integrado $N=6$.

6.7.3 Esforços de Corrente no Enrolamento do Secundário do Indutor Acoplado

Analisando, a Figura 6.6 mostra o esforço da corrente no enrolamento do secundário dos conversores Zeta Isolado (368), 2Zeta (271) e Boost-Zeta integrado (134). Como pode ser visto, quanto menor é a irradiação, menor é o esforço da corrente no enrolamento do secundário do Conversor Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Para a irradiação solar igual $1000\text{W}/\text{m}^2$, o conversor Boost-Zeta

apresenta o maior esforço de corrente para valores de D menores que 0.86. Para valores maiores que 0.86, o conversor 2Zeta integrado apresenta o maior esforço de corrente. Por outro lado, para valores de D menores que 0.4 os esforços de corrente para o conversor 2Zeta e conversor Zeta Isolado podem ser considerados idênticos.

Para a irradiação solar igual $500\text{W}/\text{m}^2$, o conversor 2Zeta apresenta o menor esforço de corrente para valores de D menores que 0.64. Para valores maiores que 0.64, o conversor Boost-Zeta integrado apresenta o menor esforço de corrente. Por outro lado, para valores de D menores que 0.35 os esforços de corrente para o conversor Boost-Zeta integrado e conversor Zeta Isolado podem ser considerados idênticos.

Observa-se que o comportamento das curvas se mantem para diferentes valores de irradiação, ou seja, o conversor Zeta Isolado apresenta menores valores de corrente para todo o intervalo de D . Enquanto que o conversor Boost-Zeta integrado apresenta maiores valores de corrente para razão cíclica baixa em relação ao conversor 2Zeta, vice-versa.

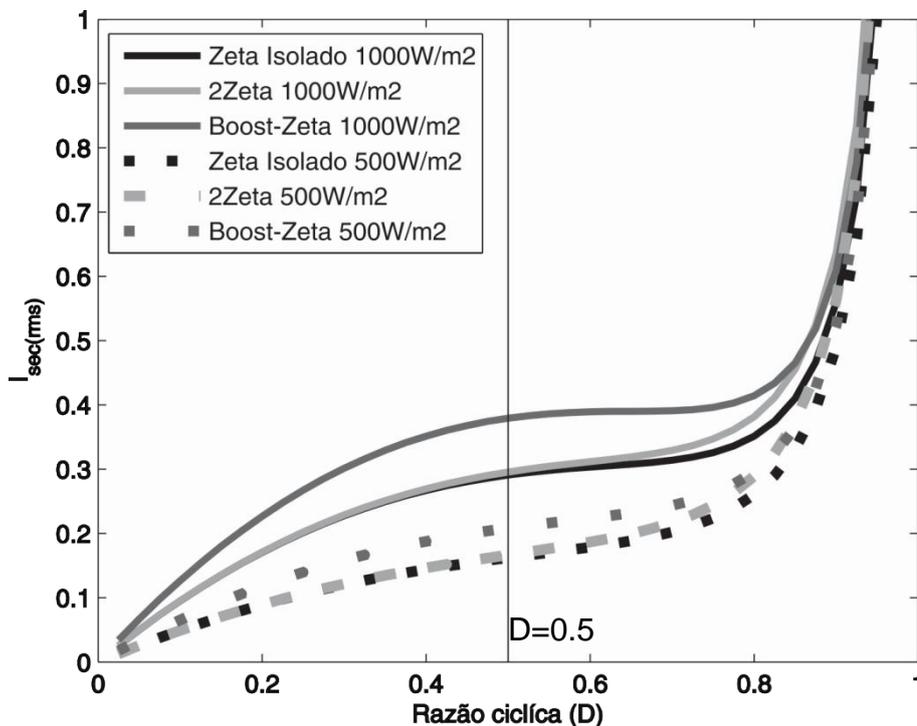


Figura 6.6 Esforço de Corrente no Enrolamento Secundário do Indutor Acoplado. Para o conversor Zeta Isolado $N=8$, 2Zeta $N=7$ e Boost-Zeta Integrado $N=6$.

6.7.4 Esforços de Corrente no Indutor Magnetizante L_m

Conversor Zeta Isolado:

O valor médio da corrente do indutor de magnetizante pode ser definido como,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lm} dt \quad (412)$$

Como o conversor apresenta duas etapas de operação, a equação (412) pode ser reescrita como,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm} dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lm} dt \quad (413)$$

assim,

$$I_{Lm(avg)} = \frac{V_{in}}{L_m} D + (1-D) \frac{V_o}{NL_m} + I_{Lm(0)} \quad (414)$$

O valor eficaz pode ser definido como:

$$I_{Lm(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lm}^2 dt} \quad (415)$$

O conversor apresenta duas etapas de operação à equação (415) pode ser reescrita como,

$$I_{Lm(rms)}^2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} i_{Lm}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{T_s} i_{Lm}^2 dt \quad (416)$$

onde se pode definir:

$$I_{Lm(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{L_m} \right) \sqrt{D} + \left(\frac{V_o}{NL_m} \right) \sqrt{1-D} + I_{Lm(0)} \quad (417)$$

Analisando, a Figura 6.7 mostra os esforços de corrente na indutância magnetizante dos conversores Zeta Isolado (417), 2Zeta (277) e Boost-Zeta integrado (140). Como pode ser visto, quanto menor é a irradiação, menor é o esforço de corrente na indutância magnetizante do Conversor Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Para a irradiação solar igual 1000W/m², o conversor Boost-Zeta e Zeta Isolado apresentam menor esforço de corrente para valores de D menores que 0.86. Para valores maiores que 0.86, o conversor 2Zeta integrado apresenta o menor esforço de corrente.

Para a irradiação solar igual 500W/m², o conversor Boost-Zeta e Zeta Isolado apresentam menor esforço de corrente para valores de D menores que 0.68. Para valores maiores que 0.68, o conversor 2Zeta integrado apresenta o menor esforço de corrente.

Observa-se que o comportamento das curvas se mantem para diferentes valores de irradiação, ou seja, o esforço de corrente para o conversor Zeta Isolado e Boost-Zeta integrado serão idênticos. Enquanto que o conversor Boost-Zeta integrado apresenta menores correntes para os valores mais elevados da razão cíclica em relação ao conversor 2Zeta, vice-versa.

6.7.5 Esforços de Corrente no Indutor de Saída L_o

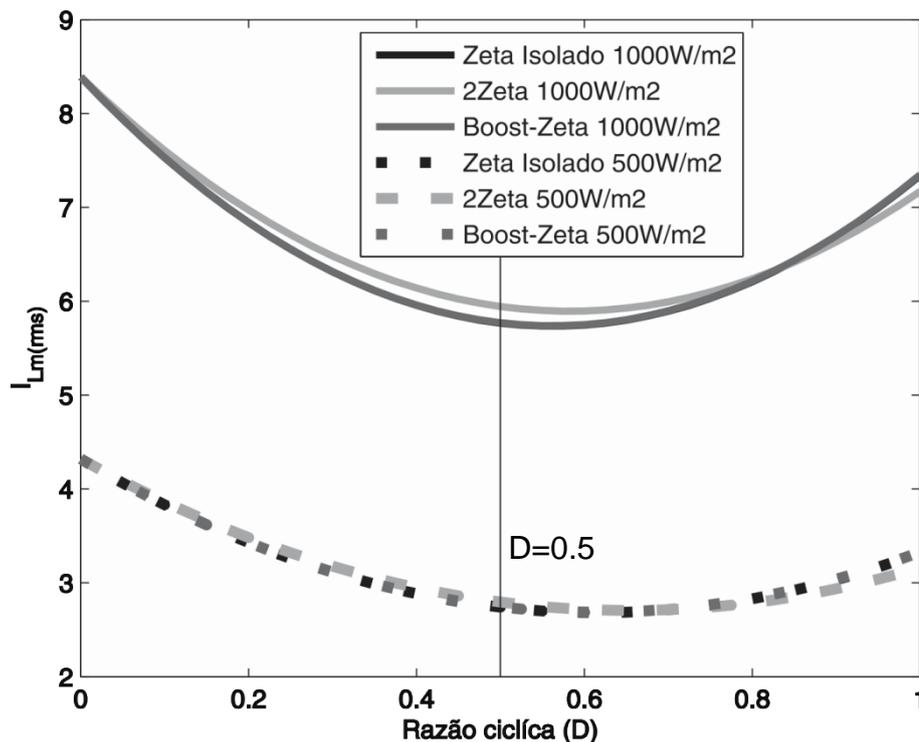


Figura 6.7 Esforço de Corrente na Indutância Magnetizante. Para o conversor Zeta Isolado $N=8$, 2Zeta $N=7$ e Boost-Zeta Integrado $N=6$.

Analisando, a Figura 6.8 a mostra o esforço de corrente no indutor de saída dos conversores Zeta Isolado (380), 2Zeta (283) e Boost-Zeta integrado (146). Como pode ser visto, quanto menor é a irradiação, menor é o esforço da corrente no enrolamento do primário do Conversor Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Para a irradiação solar igual $1000W/m^2$, o conversor 2Zeta apresenta o menor esforço de corrente para valores de D menores que 0.7. Para valores maiores que 0.7, o conversor Boost-Zeta integrado apresenta o menor esforço de corrente. Por outro lado, para valores de D menores que 0.4 os esforços de corrente para o conversor Boost-Zeta integrado e conversor Zeta Isolado podem ser considerados idênticos.

Para a irradiação solar igual 500W/m^2 , o conversor 2Zeta apresenta o menor esforço de corrente para valores de D menores que 0.64 . Para valores maiores que 0.64 , o conversor Boost-Zeta integrado apresenta o menor esforço de corrente. Por outro lado, para valores de D menores que 0.35 os esforços de corrente para o conversor Boost-Zeta integrado e conversor Zeta Isolado podem ser considerados idênticos.

Observa-se que o comportamento das curvas se mantem para diferentes valores de irradiação, ou seja, o conversor Zeta Isolado apresenta menores correntes para os valores mais elevados da razão cíclica. Enquanto que o conversor Boost-Zeta integrado apresenta maiores valores de corrente para razão cíclica menor.

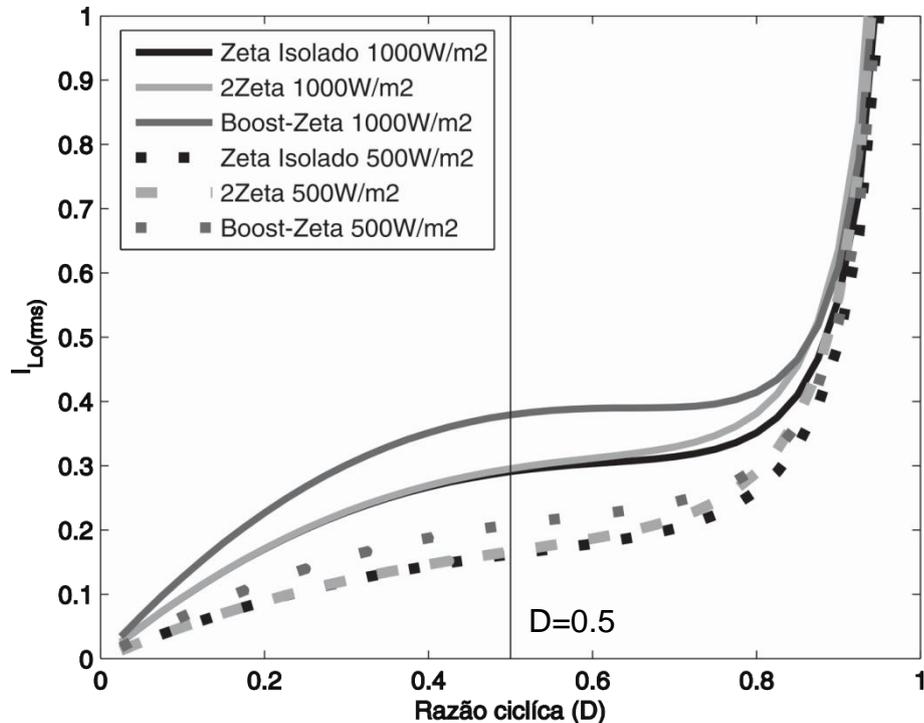


Figura 6.8 Esforço de Corrente no Indutor de Saída. Para o conversor Zeta Isolado $N=8$, 2Zeta $N=7$ e Boost-Zeta Integrado $N=6$.

6.7.6 Esforços de corrente no MOSFET

Como pode ser visto na Figura 6.9, o esforço da corrente no MOSFET dos conversores é praticamente igual para todos os conversores Zeta Isolado (387), 2Zeta (290) e Boost-Zeta (153). O mesmo comportamento acontece para diferentes valores de irradiação.

6.7.7 Esforços de corrente no diodo D_z

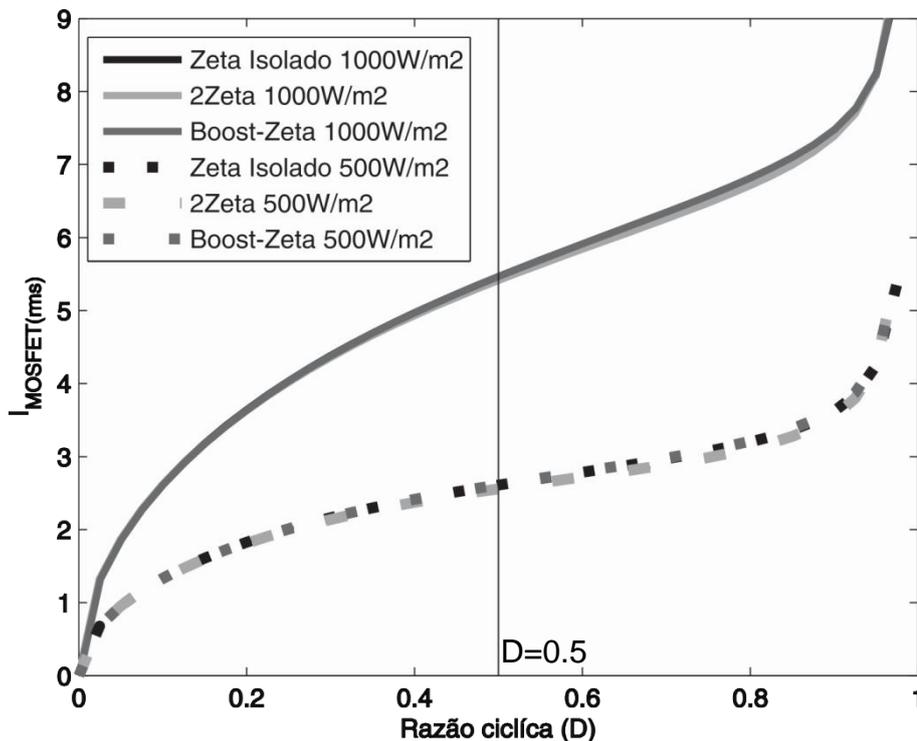


Figura 6.9 Esforço de Corrente no MOSFET. Para o conversor Zeta Isolado $N=8$, 2Zeta $N=7$ e Boost-Zeta Integrado $N=6$.

Como pode ser visto na Figura 6.10, o esforço da corrente no diodo D_z dos conversores Zeta Isolado (394), 2Zeta (297) e Boost-Zeta integrado (160). Como pode ser visto, quanto menor é a irradiação, menor é o esforço da corrente no enrolamento do primário do Conversor Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Para a irradiação solar igual 1000W/m², o conversor Zeta Isolado apresenta o menor esforço de corrente para todo intervalo de D . Enquanto que o conversor 2Zeta, para valores menor que 0.83, apresenta o menor esforço de corrente em relação ao conversor Boost-Zeta integrado.

Para a irradiação solar igual 500W/m², o conversor Zeta apresenta o menor esforço de corrente para todo intervalo de D . Enquanto que o conversor 2Zeta, para valores menor que 0.84, apresenta o menor esforço de corrente em relação ao conversor Boost-Zeta integrado.

Observa-se que o comportamento das curvas se mantém para diferentes valores de irradiação, ou seja, o conversor Zeta Isolado apresenta menores correntes para os valores mais elevados da razão cíclica. Enquanto que o conversor Boost-Zeta integrado apresenta maiores valores de corrente para razão cíclica menor.

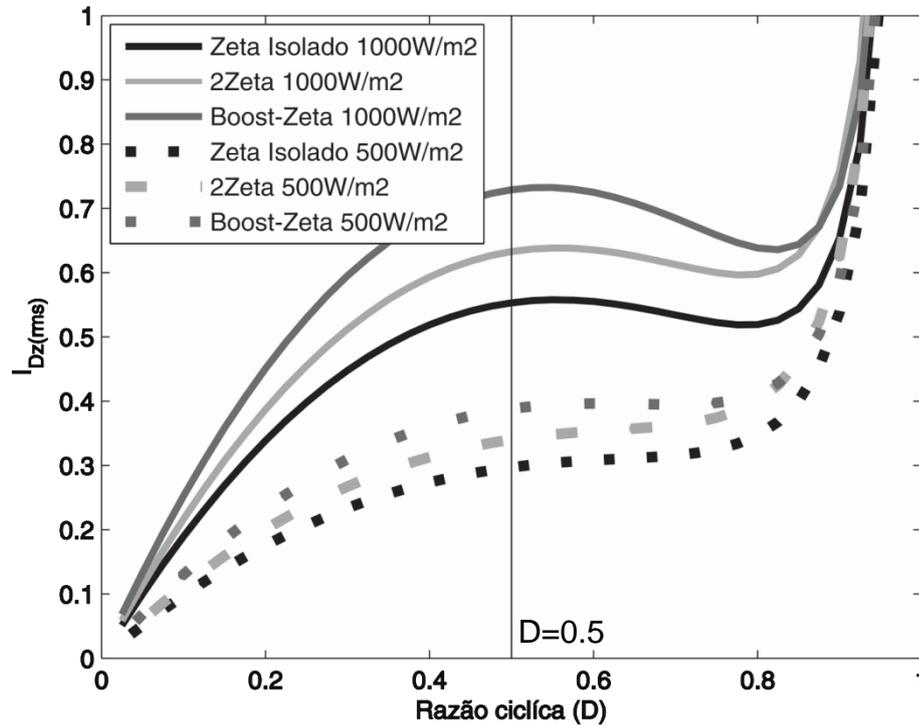


Figura 6.10 Esforço de Corrente no Diodo D_z . Para o conversor Zeta Isolado $N=8$, 2Zeta $N=7$ e Boost-Zeta Integrado $N=6$

Através dos esforços das corrente mostradas nas figuras e, considerando-se que os semicondutores serão responsáveis pela maioria das perdas, as correntes no diodo D_z serão as que definirão o desempenho em termos de eficiência. Sob essa perspectiva, o conversor Zeta Isolado apresenta vantagem em relação aos demais.

6.7.8 Esforços de tensão nos semicondutores

A Tabela 6.7 apresenta a máxima tensão sobre os semicondutores de cada um dos três conversores. Deve-se considerar que este valor é utilizado para o dimensionamento de cada chave e diodo. Assim, maiores valores de tensão levam a semicondutores com maior tensão de ruptura reversa.

A tensão sobre a chave para o conversor Zeta Isolado e 2Zeta é a tensão de entrada mais a tensão de saída pela razão de transformação do indutor acoplado, enquanto que para o conversor integrado a tensão na chave é grampeada pela tensão da seção de saída do conversor Boost, ocorrendo quando a chave está bloqueada. A tensão máxima no diodo D_z para o conversor Zeta isolado e 2Zeta é a tensão de saída mais a tensão de entrada vezes a relação de transformação do indutor acoplado e a para o conversor Boost-Zeta integrado é tensão da seção de saída do conversor Zeta mais a tensão de entrada vezes a relação de transformação

do indutor acoplado ocorrendo quando a chave está em condução. Por fim, a máxima tensão no diodo D_b do conversor integrado é a tensão de saída do conversor Boost.

A RSE é função da resistência série do indutor boost e das quedas de tensão nos semicondutores, sendo que a maior contribuição ocorre no MOSFET, cuja resistência equivalente é bastante significativa e aumenta proporcionalmente com a tensão de ruptura que o dispositivo é capaz de suportar [84] Portanto, quanto maior a tensão de ruptura reversa, maior a resistência do MOSFET.

Visto que o esforço de corrente na chave, Tabela 6.7, é praticamente igual para os três conversores, para qualquer irradiação solar, e que a tensão aplicada na chave é menor para o conversor Boost-Zeta, fica evidente que esse componente irá sofrer menor perdas em condução. O que acontece também para o diodo D_z .

Tabela 6.7 Tensão nos semicondutores

Etapa	Zeta Isolado		2Zeta		Boost-Zeta		
	V_S	V_{Dz}	V_S	V_{Dz}	V_S	V_{Dz}	V_{Db}
1 (S ligada)	0	$V_{in}+NV_o^*$	0	$V_{in}+(N+1)V_o^*$	0	$V_{in}+NV_o^*$	V_{ob}
2 (S desligada)	$V_{in} + \frac{V_o}{N}$	0	$V_{in} + \frac{V_o}{N+1}$	0	V_{ob}	0	0

* valores máximo; NZeta Isolado> N2Zeta> NBoost-Zeta

6.8 Projeto dos controladores da malha de corrente

Nesta seção é apresentada a modelagem da corrente de saída dos conversores para o uso deste no projeto

6.8.1 Modelagem da corrente de saída do Conversor Zeta Isolado

Substituindo os valores dos parâmetros do conversor Zeta isolado dadas na Tabela 6.4 na equação (178), encontra-se a seguinte função de transferência:

$$G_{i_{Lo}}(s) = \frac{i_{Lo}}{d}(s) = \frac{6.039 \times 10^4 s^3 + 8.355 \times 10^9 s^2 - 9.181 \times 10^{12} s + 3.011 \times 10^{18}}{s^4 + 1.419 \times 10^5 s^3 + 6.355 \times 10^9 s^2 + 3.575 \times 10^{13} s + 1.072 \times 10^{18}} \quad (418)$$

A validação do modelo de (178) foi realizada comparando as resposta da função de transferência com o circuito elétrico do conversor Zeta isolado. A simulação ilustrada na Figura 6.11 é o resultado da aplicação de um degrau na razão cíclica de 0.01 no instante de 30 milissegundos (ms). A Figura 6.11 ilustra o

comportamento da corrente i_{Lo} , obtida a partir da função de transferência e do circuito elétrico. Desconsiderando a componente existente na frequência de comutação, o modelo representa adequadamente a resposta dinâmica e estática da corrente do indutor de saída. Pode-se notar que ao aplicar o degrau, ocorre uma pequena oscilação nas duas respostas onde ambas apresenta o mesmo comportamento. Validando assim o modelo encontrado.

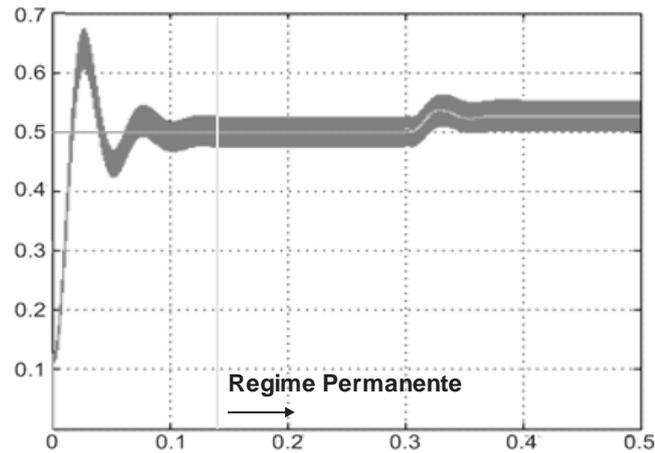


Figura 6.11 Comparação entre a função de transferência com o circuito elétrico do conversor.

6.8.2 Modelagem da corrente de saída do conversor 2Zeta

Substituindo os valores dos parâmetros do conversor 2Zeta dadas na Tabela 6.5 na equação (178), encontra-se a seguinte função de transferência:

$$Gi_{Lo}(s) = \frac{i_{Lo}}{d}(s) = \frac{6.158 \times 10^4 s^3 + 7.564 \times 10^9 s^2 + 6473s + 4.454 \times 10^9}{s^4 + 1.228 \times 10^5 s^3 + 6.157 \times 10^9 s^2 + 4.829 \times 10^4 s + 1.813 \times 10^9} \quad (419)$$

Uma vez que a validação da planta encontrada no conversor Zeta Isolada, o mesmo não é necessário para o conversor 2Zeta visto que ambos são idênticos.

6.8.3 Modelagem da corrente de saída do Conversor Boost-Zeta Integrado

Substituindo os valores dos parâmetros do conversor Boost-Zeta integrado dadas na Tabela 6.6 na equação (178), encontra-se a seguinte função de transferência:

$$Gi_{Lo}(s) = \frac{i_{Lo}}{d}(s) = \frac{6.201 \times 10^4 s^3 + 2.249 \times 10^9 s^2 + 7.983 \times 10^{12} s + 3.768 \times 10^{18}}{s^4 + 3.72 \times 10^5 s^3 + 2.3 \times 10^9 s^2 + 4.057 \times 10^{13} s + 1.789 \times 10^{18}} \quad (420)$$

Através das funções de transferência da corrente de saída pela razão cíclica, é possível representar o diagrama de bode dessas funções, dada pela Figura 6.12.

Pode-se observar que o comportamento das três funções de transferência é semelhante. Cabe ressaltar que o sistema possui dois zeros no semi-plano direito e dois polos próximos à região de instabilidade, conforme Figura 6.13 (a). Para melhor compreensão, a Figura 6.13 apresenta somente os zeros no semi-plano direito e os polos próximos à região de instabilidade.

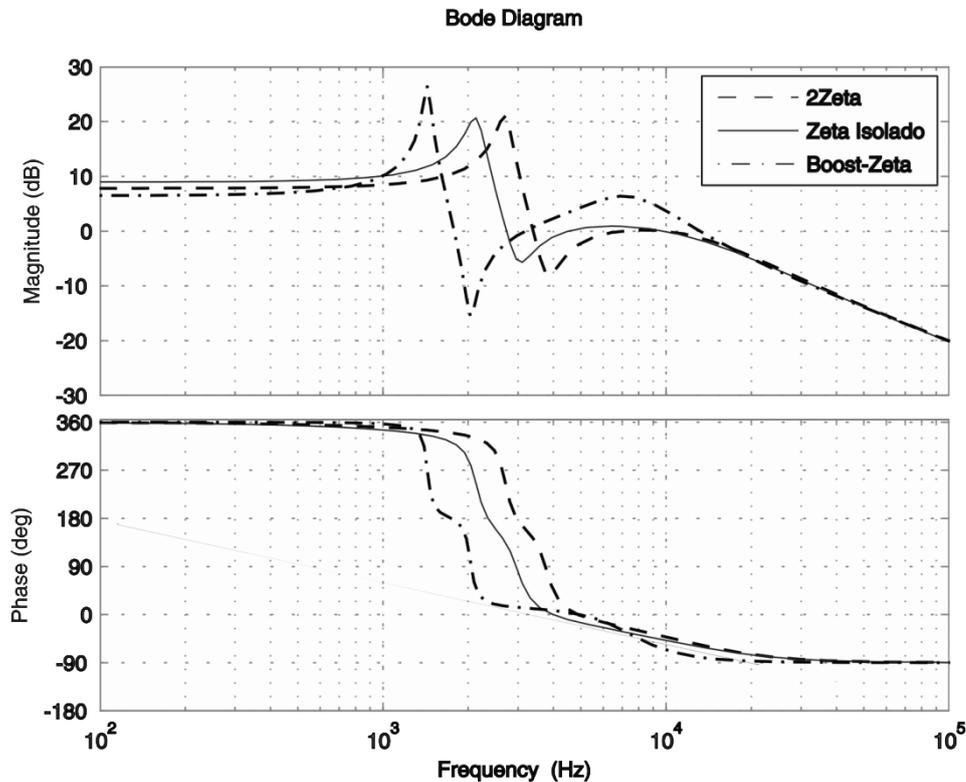


Figura 6.12 Diagrama de bode da corrente i_{L_o} em malha aberta

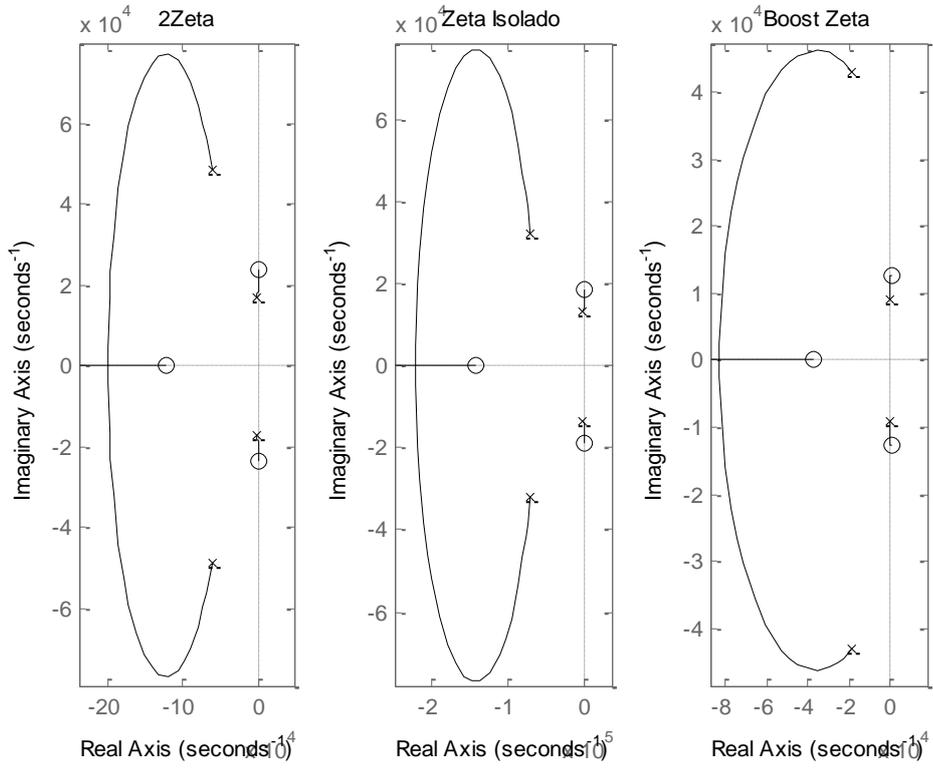
6.9 Projeto dos controladores do Sistema de Controle da Tensão de Saída

Nesta seção é apresentada a modelagem da tensão de saída dos conversores para o uso deste no projeto do controle dos conversores.

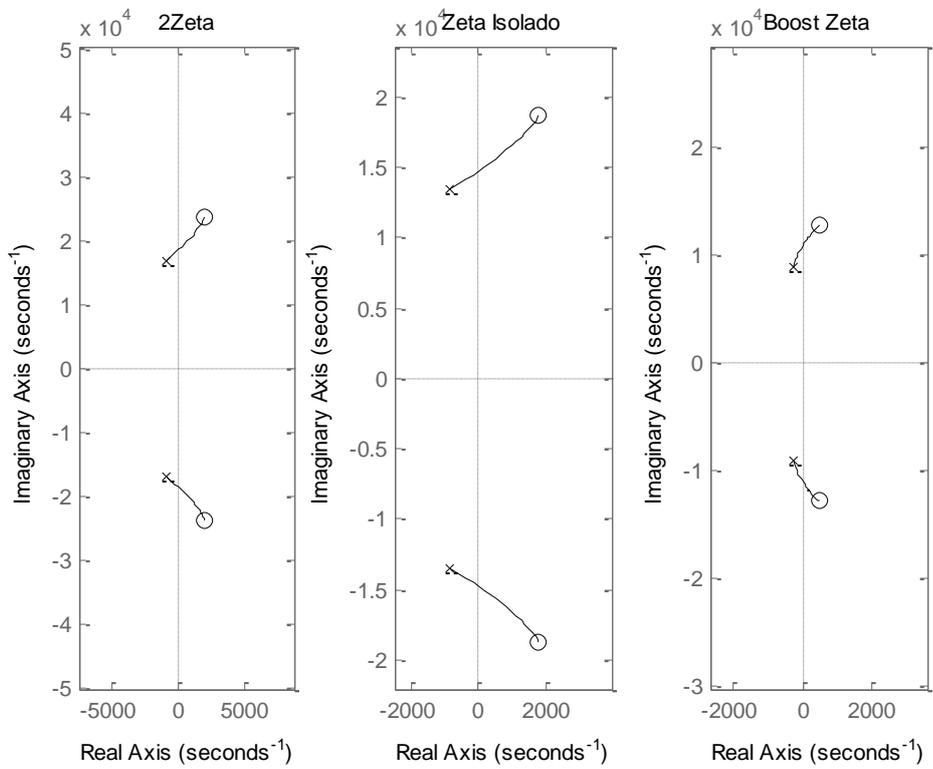
6.9.1 Modelagem da tensão de saída do Conversor Zeta Isolado

Substituindo os valores dos parâmetros do conversor Zeta isolado dadas na Tabela 6.4 na equação (192), encontra-se a seguinte função de transferência:

$$G_{V_o}(s) = \frac{v_o}{d}(s) = \frac{2.367e06s^3 - 6.108e09s^2 + 1.19e13s + 1.034e16}{s^4 + 1.179e04s^3 + 8.694e09s^2 + 5.41e12s + 1.791e13} \quad (421)$$



(a)



(b)

Figura 6.13 Diagrama de polos e zeros das funções de transferência da malha aberta de corrente i_{L_o}

A validação do modelo de (192) foi realizada comparando as resposta da função de transferência com o circuito elétrico do conversor Zeta isolado. A simulação ilustrada na Figura 6.14 é o resultado da aplicação de um degrau na razão cíclica de 0.01 no instante de 25 milissegundos (ms). A Figura 6.14 ilustra o comportamento da tensão de saída, obtida a partir da função de transferência e do circuito elétrico. Desconsiderando a componente existente na frequência de comutação, o modelo representa adequadamente a resposta dinâmica e estática da corrente do indutor de saída. Pode-se notar que ao aplicar o degrau, ocorre uma pequena oscilação nas duas respostas onde ambas apresenta o mesmo comportamento. Validando assim o modelo encontrado.

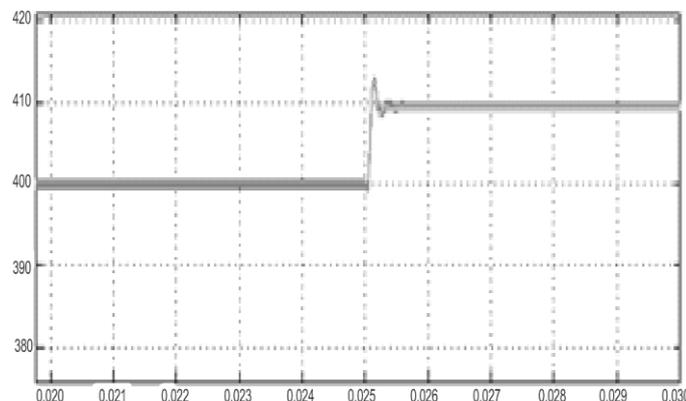


Figura 6.14 Comparação entre a função de transferência com o circuito elétrico do conversor

6.9.2 Modelagem da tensão de saída do conversor 2Zeta

Substituindo os valores dos parâmetros do conversor 2Zeta dadas na Tabela 6.5 na equação (192), encontra-se a seguinte função de transferência:

$$Gv_o(s) = \frac{v_o}{d}(s) = \frac{4.996e04s^3 + 3.103e07s^2 + 5.731e07s + 8.295e07}{s^4 + 895.3s^3 + 1.716e05s^2 + 3.619e05s + 1.336e05} \quad (422)$$

Uma vez que a validação da planta encontrada no conversor Zeta isolada, o mesmo não é necessário para o conversor 2Zeta visto que ambos são idênticos.

6.9.3 Modelagem da tensão de saída do Conversor Boost-Zeta Integrado

Substituindo os valores dos parâmetros do conversor Boost-Zeta integrado dadas na Tabela 6.6 nas equações (188) e (192), encontra-se a seguinte função de transferência:

$$Gv_o(s) = \frac{v_o}{d}(s) = \frac{0.1228s^5 + 1.184e08s^4 + 2.345e13s^3 - 6.998e16s^2}{3.973e-08s^6 + 38.31s^5 + 8.224e06s^4 + 1.746e21s + 3.567e22} \quad (423)$$

$$\frac{+5.478e11s^3 + 8.708e16s^2 + 1.135e19s + 4.976e19}{}$$

Através das funções de transferência da tensão de saída pela razão cíclica, é possível representa o diagrama de bode dessas funções, dada pela Figura 6.15. Pode-se observar que o comportamento das três funções de transferência é semelhante.

6.10 Compensador de Corrente de Saída

Os modelos de pequenos sinais encontrados para a malha de corrente e a malha de tensão serão usado para ajustar os seus respectivos compensadores. Como a implementação dos compensadores é realizada através de um DSP TMS320F28335, a função do usuário é limitada em definir as posições dos pólos e zeros dos compensadores.

O principal cuidado no projeto do compensador de corrente é garantir que a corrente de saída do conversor nunca seja maior que a corrente máxima de carga das baterias com o intuito de preservar a vida útil das baterias. Portanto a função de transferência da corrente na sua malha deve ser estável e responder de forma

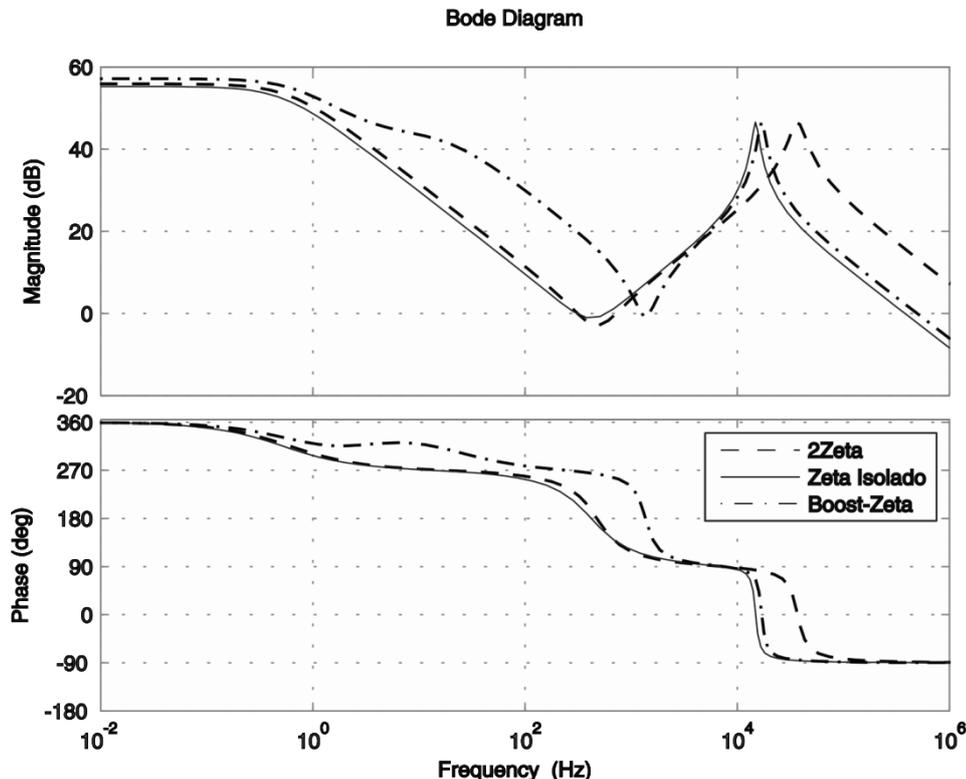


Figura 6.15 Diagrama de Bode da tensão de saída V_o em Malha aberta

desejada. A estrutura da malha de corrente é apresentada na Figura 6.16. Como pode ser visto, é utilizado um compensador proporcional-integral (PI), que possibilita a eliminação do erro em regime permanente. Outra causa do uso desse compensador é que o mesmo é um dos mais utilizados industrialmente no mundo.

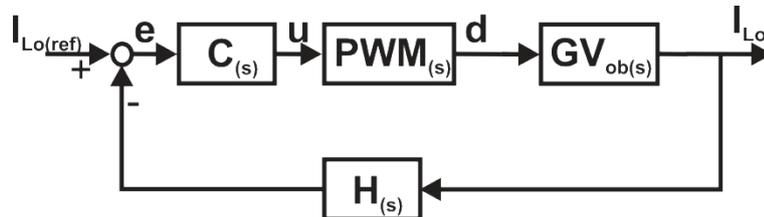


Figura 6.16 Diagrama de blocos do sistema de controle da malha de corrente

A equação desse compensador é apresentada na equação (424).

$$C(s) = K_{PI} \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (424)$$

Para o projeto desse compensador, a equação (424) pode ser reescrita como:

$$C(s) = K_{PI} \frac{s + z_{PI}}{s} \quad (425)$$

onde:

$$z_{PI} = \frac{1}{T_i} \quad (426)$$

Para o projeto do compensador *PI*, é necessário definir as especificações expostas na Tabela 6.8.

Tabela 6.8 Especificações para o projeto do compensador PI

Corrente I_{Lo}	$i_{Lo}=0.7A$
Ganho do sensor de Corrente	$H=1/10$

A partir disso, utilizando a ferramenta do Sisotool do Matlab™, foi ajustado o compensador através do diagrama de Bode da planta de corrente. Segundo [85], a frequência de corte do compensador deve ser uma década abaixo da frequência de comutação.

6.10.1 Compensador da Corrente de Saída do Conversor Zeta Isolado

Feito os ajuste necessário no Sisotool, foi encontrado os coeficientes da expressão do compensador dado pela equação (425).

$$K_{PI} = 0.20301 \quad (427)$$

$$z_{PI} = 2.75e4 \text{rad} / s \quad (428)$$

A Figura 6.17 apresenta o diagrama de bode da corrente de saída do conversor Zeta Isolado, em malha aberta e compensada. Com a atuação do compensador na malha da corrente i_{L_o} , encontrou-se as seguintes características, a frequência de corte aproximadamente 430Hz, e a margem de fase 90° , garantindo assim a estabilidade do sistema.

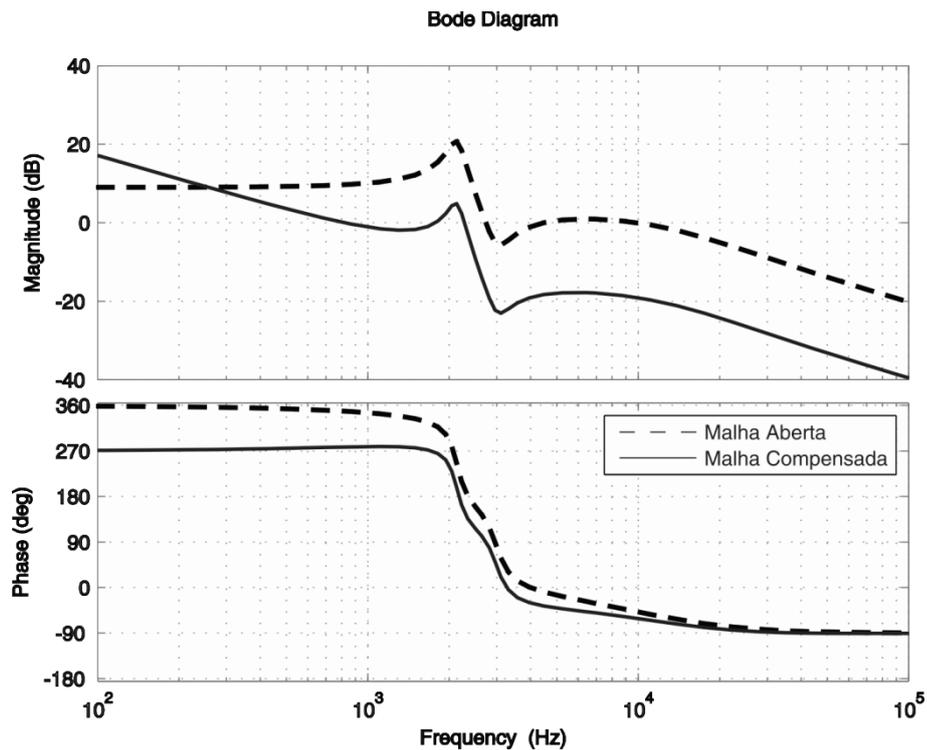


Figura 6.17 Diagrama de bode da malha de corrente de saída do conversor Zeta Isolado

6.10.2 Compensador da Corrente de Saída do Conversor 2Zeta

Feito os ajuste necessário no sisotool, foi encontrado os coeficientes da expressão do compensador dado pela equação (425).

$$K_{PI} = 0.20301 \quad (429)$$

$$z_{PI} = 2.75e4 \text{rad} / s \quad (430)$$

A Figura 6.18 apresenta o diagrama de bode da corrente de saída do conversor 2Zeta, em malha aberta e compensada. Com a atuação do compensador na malha da corrente i_{L_o} , encontrou-se as seguintes características, a frequência de corte aproximadamente 422Hz, e a margem de fase 90° , garantindo assim a estabilidade do sistema.

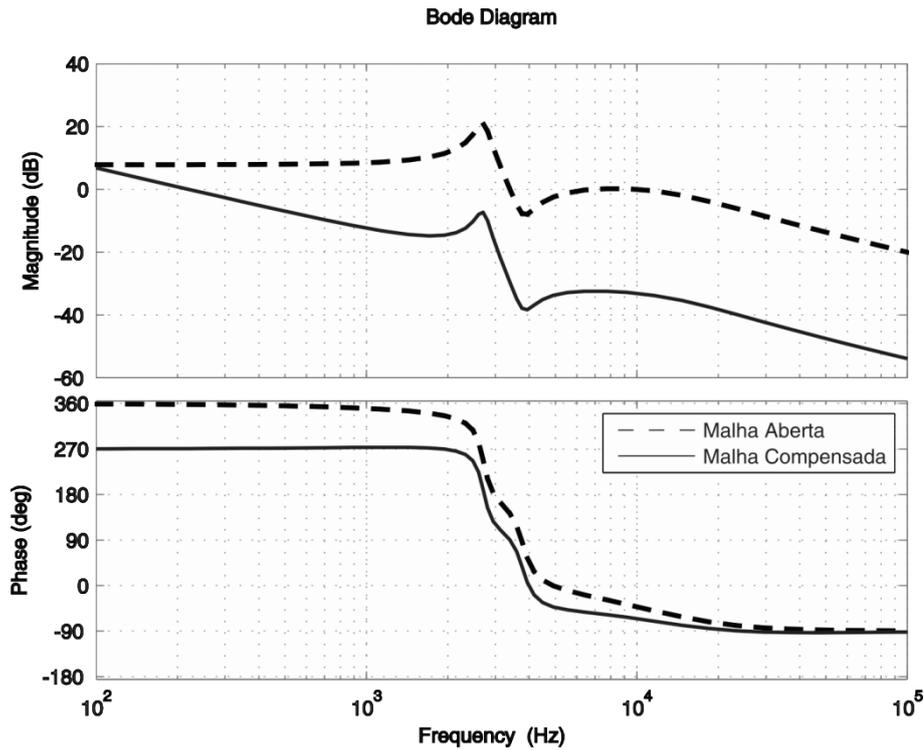


Figura 6.18 Diagrama de bode da malha de corrente de saída do conversor 2Zeta

6.10.3 Compensador da Corrente de Saída do Conversor Boost-Zeta Integrado

Feito os ajuste necessário no sisotool, foi encontrado os coeficientes da expressão do compensador dado pela equação (425):

$$K_{PI} = 108.32m \quad (431)$$

$$z_{PI} = 6.28e4rad / s \quad (432)$$

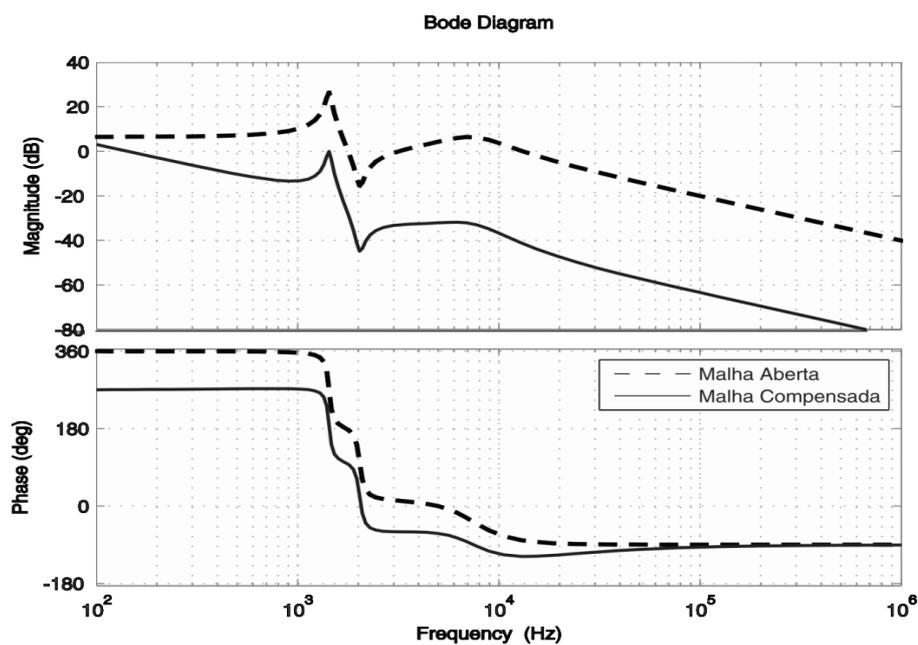


Figura 6.19 Diagrama de bode da malha de corrente de saída do conversor Boost-Zeta Integrado

A Figura 6.19 apresenta o diagrama de bode da corrente de saída do conversor Boost-Zeta integrado, em malha aberta e compensada. Com a atuação do compensador na malha da corrente i_{L_o} , encontrou-se as seguintes características, a frequência de corte aproximadamente 1kHz, e a margem de fase 90°, garantindo assim a estabilidade do sistema.

Aplicando os compensadores de corrente nas suas devidas funções de transferência, é possível representar o diagrama de bode das funções das correntes de i_{L_o} compensadas, dada pela Figura 6.20. Pode-se observar que o comportamento das três funções de transferência mantem-se semelhante.

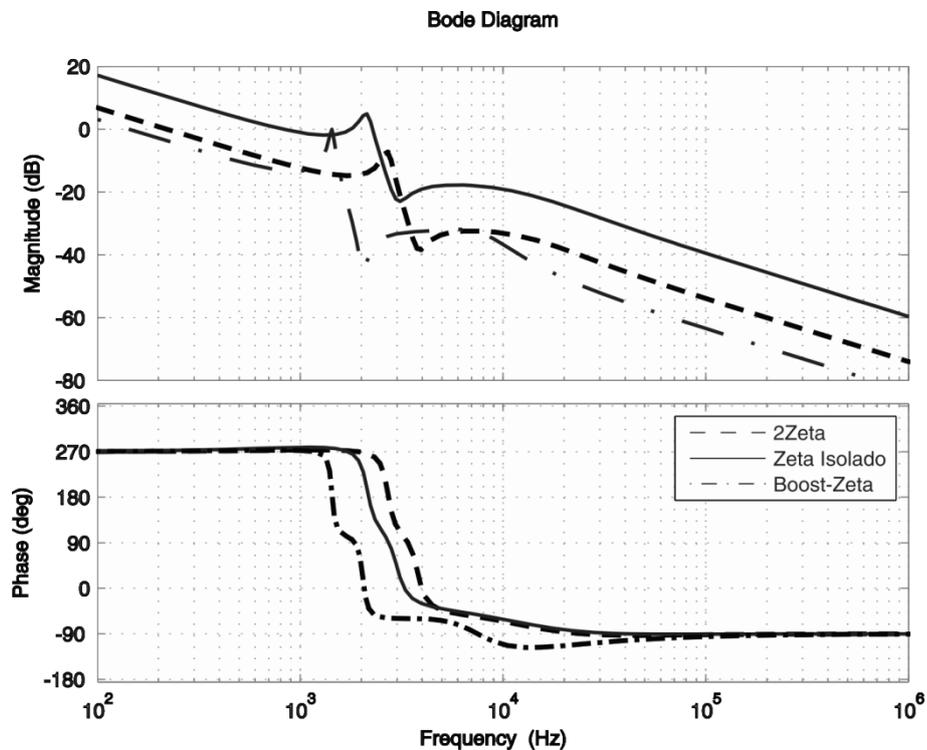


Figura 6.20 Diagrama de bode da corrente i_{L_o} compensada

6.11 Compensador da Tensão de Saída

O principal cuidado no projeto do compensador de tensão é garantir a estabilidade desta malha. Portanto a função de transferência da tensão na sua malha deve ser estável e responder de forma desejada. A estrutura da malha de tensão é apresentada na Figura 6.21. Foi levado em conta das características apresentada anteriormente do compensador PI , dado pela equação (433).

$$C(s) = K_{PI} \frac{s + z_{PI}}{s} \quad (433)$$

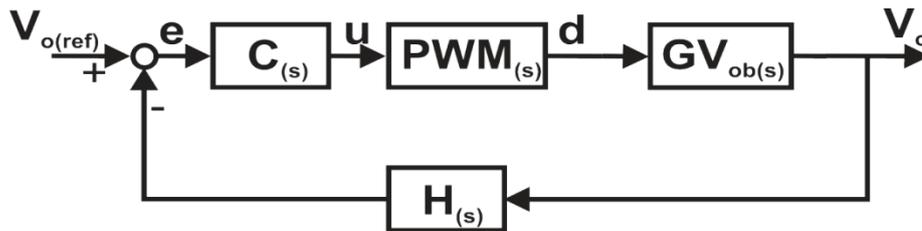


Figura 6.21 Diagrama de blocos do sistema de controle da malha de tensão

Para o projeto do compensador *PI*, é necessário definir as especificações mostradas na Tabela 6.9.

Tabela 6.9 Especificações para o projeto do compensador *PI*

Tensão de saída	$V_o=240V$
Ganho do sensor de Corrente	$H=1/10$

A partir disso, utilizando a ferramenta do Sisotool do Matlab[®], foi ajustado o compensador através do diagrama de Bode da planta de tensão.

6.11.1 Compensador da Tensão de Saída do Conversor Zeta Isolado

Feito os ajuste necessário na ferramenta Sisotool, foi encontrado os coeficientes da expressão do compensador dado pela equação (433).

$$K_{PI} = 5.3284 \quad (434)$$

$$z_{PI} = 143rad / s \quad (435)$$

A Figura 6.22 apresenta o diagrama de bode da tensão de saída do conversor Zeta Isolado, em malha aberta e compensada. Com a atuação do compensador na malha da tensão V_o , encontrou-se as seguintes características, a frequência de corte aproximadamente 550Hz, e a margem de fase 90° , garantindo assim a estabilidade do sistema.

6.11.2 Compensador da Tensão de Saída do Conversor 2Zeta

Feito os ajuste necessário, foi encontrado os coeficientes da expressão do compensador dado pela equação (433).

$$K_{PI} = 5.453 \quad (436)$$

$$z_{PI} = 132rad / s \quad (437)$$

A Figura 6.23 apresenta o diagrama de bode da tensão de saída do conversor 2Zeta, em malha aberta e compensada. Com a atuação do compensador na malha

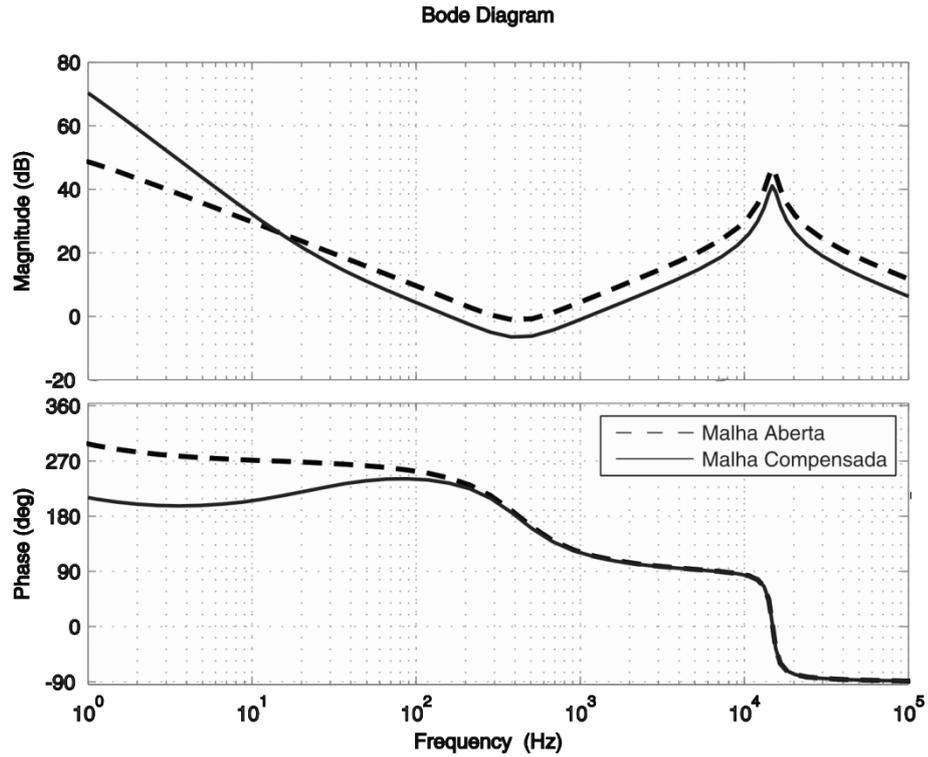


Figura 6.22 Diagrama de bode da malha de tensão de saída do conversor Zeta Isolado da tensão V_o , encontrou-se as seguintes características, a frequência de corte aproximadamente 585Hz, e a margem de fase 90° , garantindo assim a estabilidade do sistema.

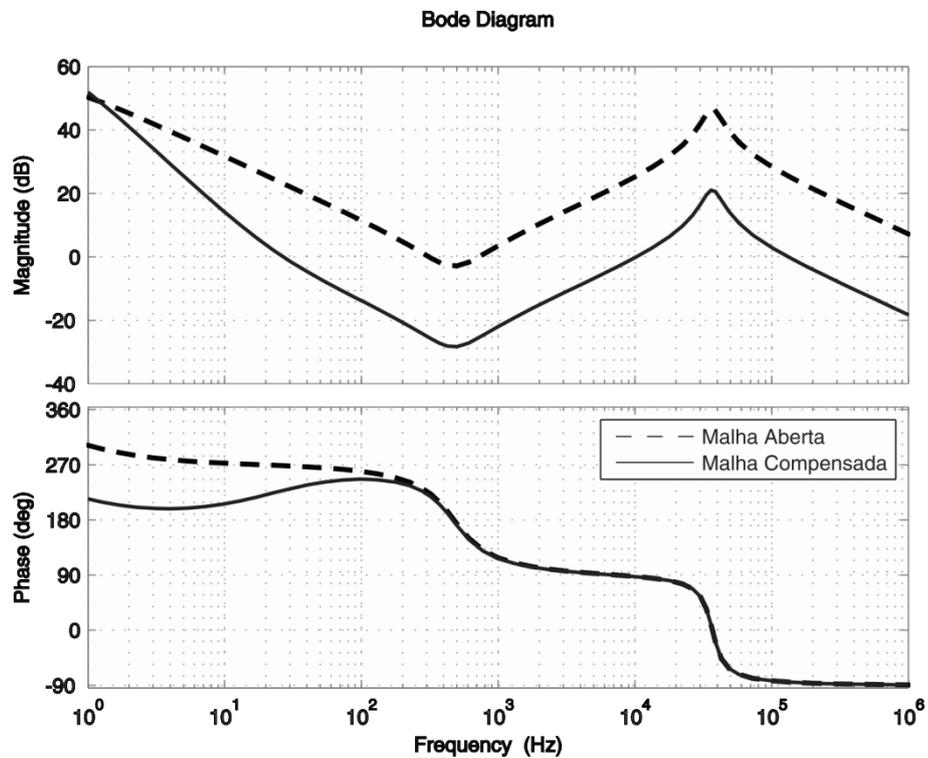


Figura 6.23 Diagrama de bode da malha de tensão de saída do conversor 2Zeta

6.11.3 Compensador da Tensão de Saída do Conversor Boost-Zeta Integrado

Feito os ajuste necessário, foi encontrado os coeficientes da expressão do compensador dado pela equação (433).

$$K_{PI} = 385.91u \quad (438)$$

$$z_{PI} = 8.17e3rad / s \quad (439)$$

A Figura 6.24 apresenta o diagrama de bode da tensão de saída do conversor Boost-Zeta Integrado, em malha aberta e compensada. Com a atuação do compensador na malha da tensão V_o , encontrou-se as seguintes características, a frequência de corte aproximadamente 1.4kHz, e a margem de fase 90° , garantindo assim a estabilidade do sistema.

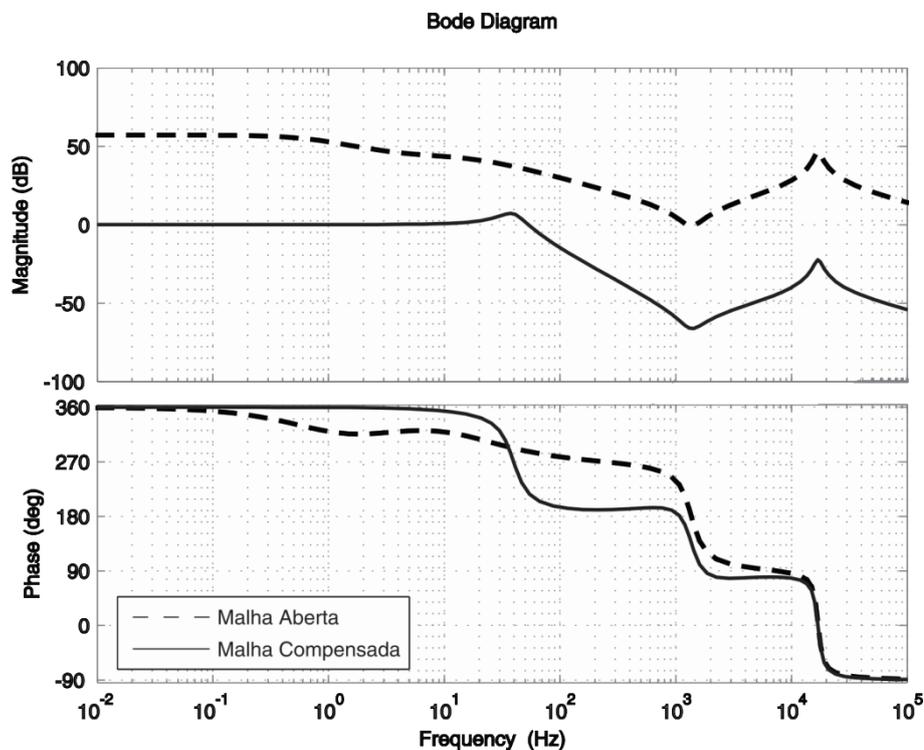


Figura 6.24 Diagrama de bode da malha de tensão de saída do conversor Boost-Zeta integrado

Aplicando os compensadores de tensão nas suas devidas funções de transferência, é possível representar o diagrama de bode das funções das tensões de saída V_o compensadas, dada pela Figura 6.20. Pode-se observar que o comportamento do diagrama de bode para o conversor Boost-Zeta integrado é diferente aos demais, isso pode ser causado pelo capacitor da seção de saída do conversor Boost.

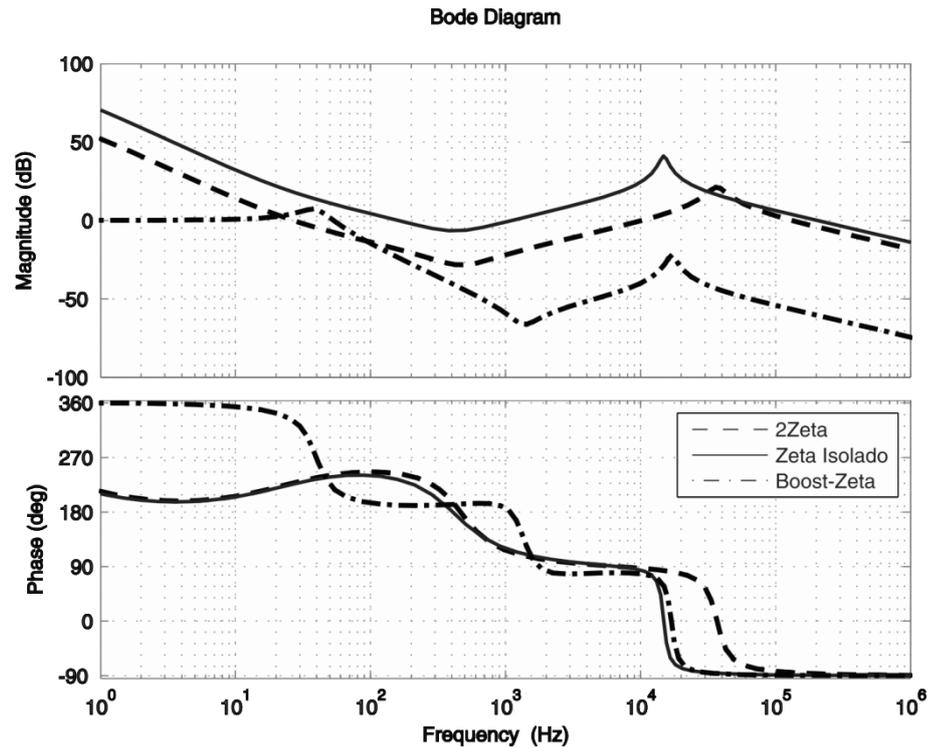


Figura 6.25 Diagrama de bode da malha da tensão de saída compensada

6.12 Conclusões

Neste capítulo, foi desenvolvida uma metodologia de projeto unificada para os conversores Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Posteriormente, analisou-se comparativamente os parâmetros elétricos (corrente e tensão) de cada um dos conversores. Por fim, empregaram-se compensadores de corrente e tensão nas malhas de corrente de saída e tensão de saída para cada conversor, respectivamente. Conclui-se que, a tensão na chave e diodo D_z do conversor Boost-Zeta integrado é menor em relação aos demais conversores, o que implica menos perdas em condução. Devido às características das plantas de corrente e tensão dos conversores, a atuação dos compensadores é lenta para garantir a estabilidade.

7 ANALISE EXPERIMENTAL DAS TOPOLOGIAS BASEADAS NO CONVERSOR ZETA

7.1 Introdução

Com o intuito de validar toda a análise teórica realizada nos capítulos anteriores, este capítulo tem por objetivo apresentar resultados de simulações e experimentais dos conversores Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Inicialmente é feito uma análise dos protótipos. De seguida é feita a análise dos conversores aplicando PV e carga de baterias. Por fim, uma análise comparativa.

7.2 Protótipos

Para melhor compreensão, a análise de cada protótipo de cada conversor é feita individualmente.

7.2.1 Conversor Zeta Isolado

Os valores dos componentes utilizados no conversor Zeta Isolado, estão apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 Valores dos componentes do conversor Zeta Isolado

Símbolo	Nome	Valor Calculado	Valor usado no protótipo
N	Relação de transformação	8	8
L_m	Indutor da magnetizante	94.5uH	94.5uH
L_o	Indutor de saída	13.85mH	13.85mH
C_z	Capacitor de C_z	237nF	204nF
C_o	Capacitor de saída	12nF	13nF
f_s	Frequência de chaveamento	100kHz	100kHz
MOSFET	Chave S	60V/8A	IRFP260N(200V/50 A)
D_z	Diodo D_z	480V/0.7A	HR8120(1200V/8A)

Após a implementação do conversor no laboratório, observou-se que a dispersante do indutor acoplado causou ondulações nas formas de onda das correntes e tensões dos indutores, capacitores e semicondutores. Visto que a chave

utilizada no protótipo suporta 200V, não foi necessário a utilização de nenhum grampeador de tensão na chave. A medição de corrente de saída foi feito no indutor L_o e a tensão de saída no capacitor C_o .

7.2.2 Conversor 2Zeta

Para o conversor 2Zeta, os valores dos componentes utilizados estão apresentados na Tabela 7.2. Assim como no conversor Zeta Isolado, após a implementação do conversor no laboratório, observou-se que a dispersante do indutor acoplado causou ondulações nas formas de onda das correntes e tensões dos indutores, capacitores e semicondutores. Visto que a chave utilizada no protótipo suporta 200V, não foi necessário a utilização de nenhum grampeador de tensão na chave. A medição de corrente de saída foi feito no indutor L_o e a tensão de saída no capacitor C_o .

Tabela 7.2 Valores dos componentes do conversor 2Zeta

Símbolo	Nome	Valor Calculado	Valor usado no protótipo
N	Relação de transformação	7	7
L_m	Indutor da magnetizante	81.35uH	81.35uH
L_o	Indutor de saída	11.89mH	11.89mH
C_z	Capacitor de C_z	222nF	230nF
C_o	Capacitor de saída	22nF	22nF
f_s	Frequência de chaveamento	100kHz	100kHz
MOSFET	Chave S	60V/8A	IRFP260N(200V/50A)
D_z	Diodo D_z	480V/0.7A	HR8120(1200V/8A)

7.2.3 Conversor Boost-Zeta Integrado

Os valores dos componentes do conversor Boost-Zeta integrado utilizados estão apresentados na Tabela 7.2. Assim como no conversor Zeta Isolado e Zeta, após a implementação do conversor no laboratório, observou-se que a dispersante do indutor acoplado causou ondulações nas formas de onda das correntes e tensões dos indutores, capacitores e semicondutores. Visto que a chave utilizada no protótipo suporta 100V, foi necessário a utilização de nenhum grampeador de tensão

na chave, constituído por um diodo e um resistor de potência. A medição de corrente de saída foi feita no indutor L_o e a tensão de saída no capacitor C_o .

Tabela 7.3 Valores dos componentes do conversor Boost-Zeta integrado

Símbolo	Nome	Valor Calculado	Valor usado no protótipo
N	Relação de transformação	6	6
L_m	Indutor da magnetizante	95.2uH	95.2uH
L_o	Indutor de saída	10.12mH	10.12mH
C_z	Capacitor de C_z	902.02nF	999nF
C_{oz}	Capacitor da seção de saída do conversor Zeta	45.1nF	68nF
C_{ob}	Capacitor da seção de saída do conversor Boost	4uF	3.3uF
f_s	Frequência de chaveamento	100kHz	100kHz
MOSFET	Chave S	60V/8A	IRFP460A(500V/20A)
D_z	Diodo D_z	360V/0.7A	MUR880EG(800V/8 ^a)
D_b	Diodo D_b	60V/8A	MBR20200CT(200V/20A)

7.3 Análise dos Conversores

Nesta seção tem por objetivo validar o funcionamento dos conversores.

7.3.1 Conversor Zeta Isolado

Como o objetivo de comprovar a metodologia de projeto proposto, a Figura 7.1 apresenta a forma de onda de corrente de saída, onde a ondulação da corrente é de 260mA.

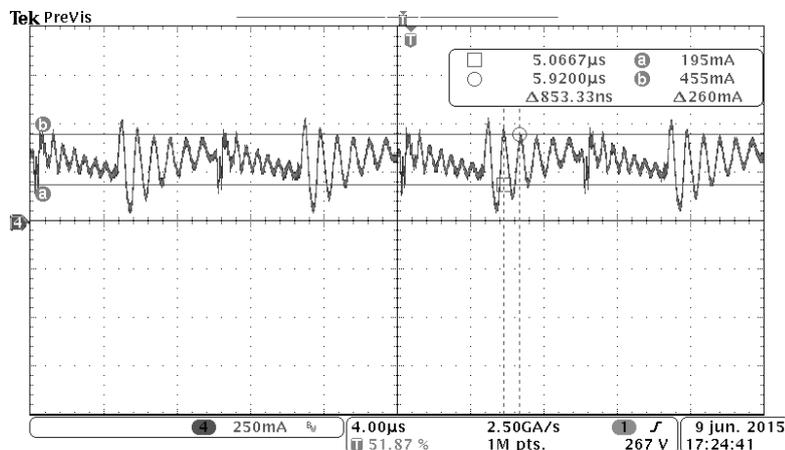


Figura 7.1 Ondulação da corrente de saída do conversor Zeta Isolado

A partir disso, fica evidente que a metodologia de projeto está correta, visto que no projeto foi estabelecida uma ondulação de 40% de 0.7A, o que equivale a 280mA. Cabe ressaltar que, mesmo com a oscilação na forma de onda, o mesmo não afetou os resultados experimentais, em termos da ondulação da corrente.

Visto que na metodologia de projeto é estabelecida ondulação da tensão de saída, a Figura 7.2 apresenta a forma de onda dessa ondulação experimentalmente. Sendo o valor desta de 16V, o que demonstra a veracidade da metodologia de projeto, que propõe uma ondulação menor que 18V.

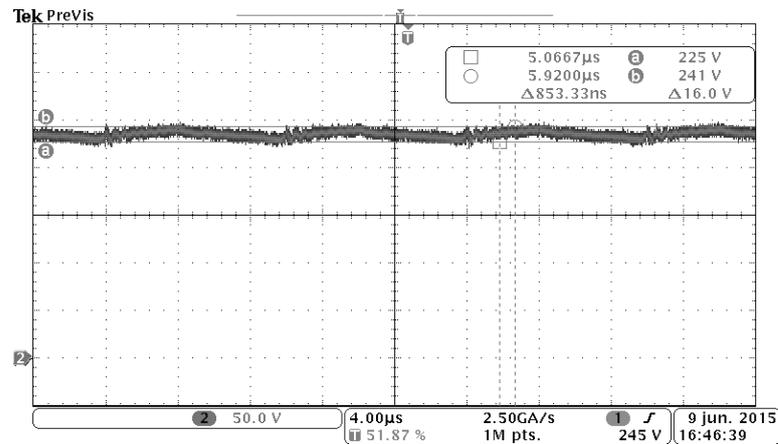


Figura 7.2 Ondulação da tensão de saída do conversor Zeta Isolado

Para demonstrar que o compensador da malha de corrente de saída projetado na seção 6.10.1 funciona, foram feitas análises experimentais do conversor utilizando a malha de corrente com o compensador. A Figura 7.3 ilustra o resultado desta, em que foi inserido um degrau na carga. Como pode ser visto, o comportamento da corrente de saída foi adequado, atingindo o valor desejado em regime permanente.

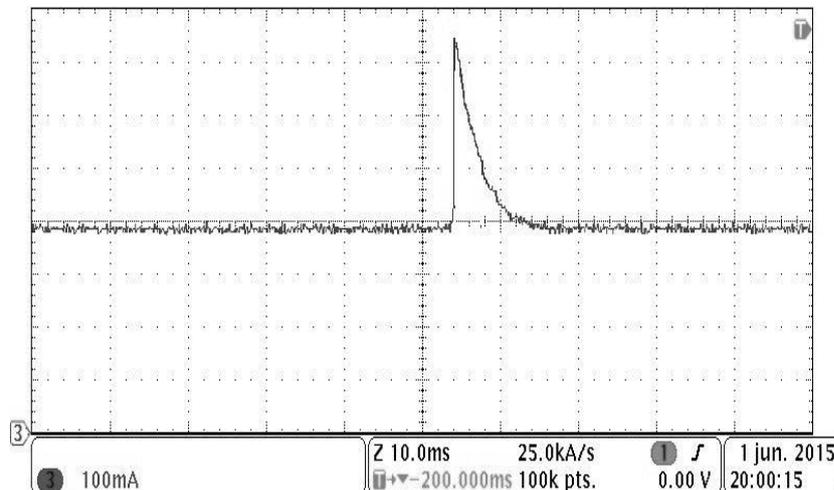


Figura 7.3 Resultado Experimental da malha de corrente do conversor Zeta Isolado

Foram feitas as análises experimentais do conversor utilizando a malha de tensão com o compensador ajustado na seção 6.11.1. A Figura 7.4 ilustra o resultado desta, em que foi inserido um degrau na carga. O comportamento da tensão de saída foi adequado, atingindo o valor desejado em regime permanente.

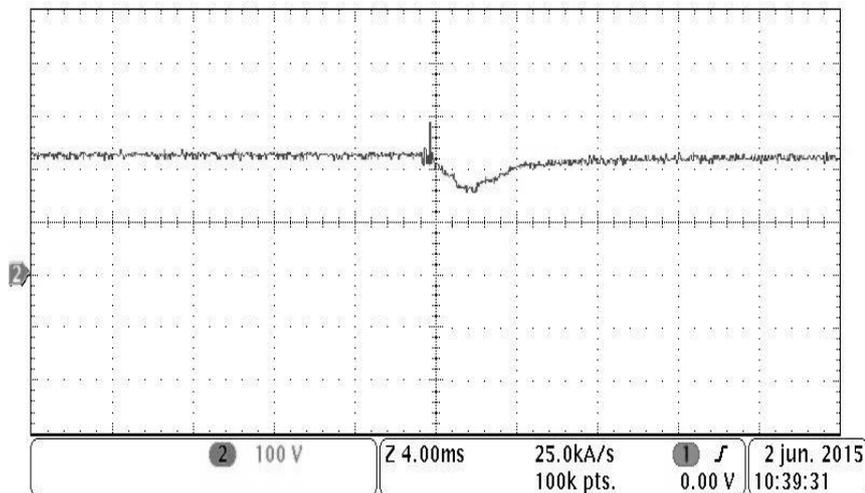


Figura 7.4 Resultado Experimental da malha de tensão do conversor Zeta Isolado

7.3.2 Conversor 2Zeta

Como o objetivo de comprovar a metodologia de projeto proposto, a Figura 7.5 apresenta a forma de onda de corrente de saída, onde a ondulação da corrente é de 230mA. A partir disso, fica evidente que a metodologia de projeto está correta, visto que no projeto foi estabelecida uma ondulação de 40% de 0.7A, o que equivale a 280mA. Cabe ressaltar que, mesmo com a oscilação na forma de onda, o mesmo não afetou os resultados experimentais, em termos da ondulação da corrente.

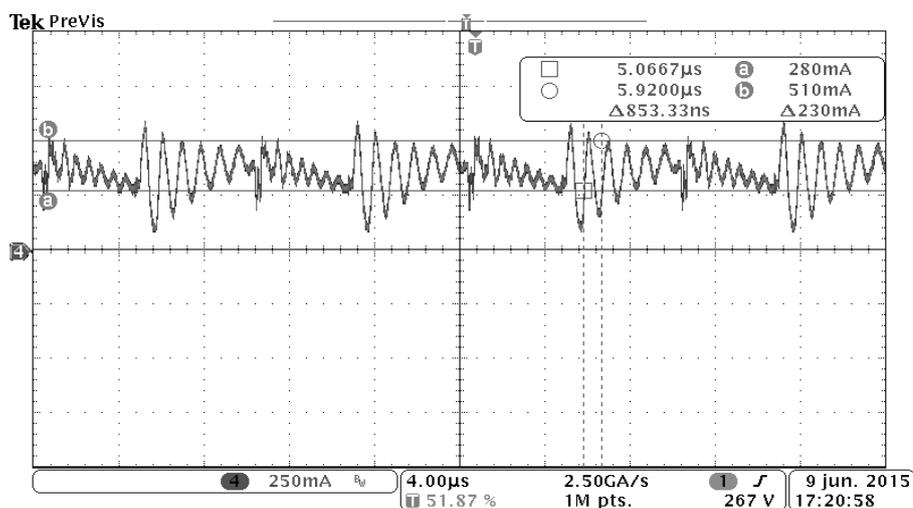


Figura 7.5 Ondulação da corrente de saída do conversor 2Zeta

Visto que na metodologia de projeto é estabelecida ondulação da tensão de saída, a Figura 7.6 apresenta a forma de onda dessa ondulação experimentalmente. Sendo o valor desta de 13V, o que demonstra a veracidade da metodologia de projeto, que propõe uma ondulação menor que 18V.

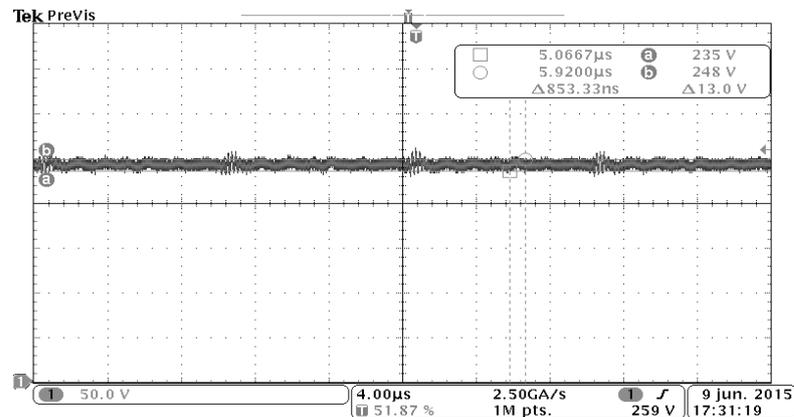


Figura 7.6 Ondulação da tensão de saída do conversor 2Zeta

Considerando o conversor em regime permanente, a Figura 7.7 mostra as etapas do conversor em CCM. Pode-se verificar que o conversor apresenta as duas etapas de operação, conforme foi proposto na análise teórica.

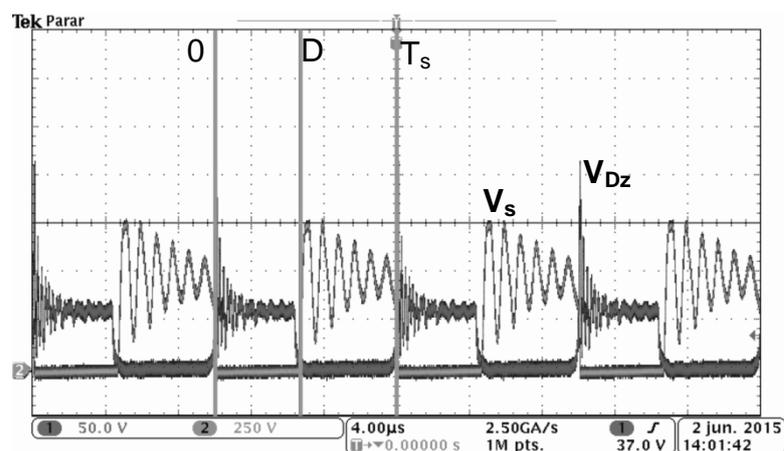


Figura 7.7 Etapas do conversor 2Zeta integrado através de resultados experimentais

Para demonstrar que o compensador da malha de corrente de saída projetado na seção 6.10.2 funciona, foram feitas análises experimentais do conversor utilizando a malha de corrente com o compensador. A Figura 7.8 ilustra o resultado desta, em que foi inserido um degrau na carga. O comportamento da corrente de saída foi adequado, atingindo o valor desejado em regime permanente.

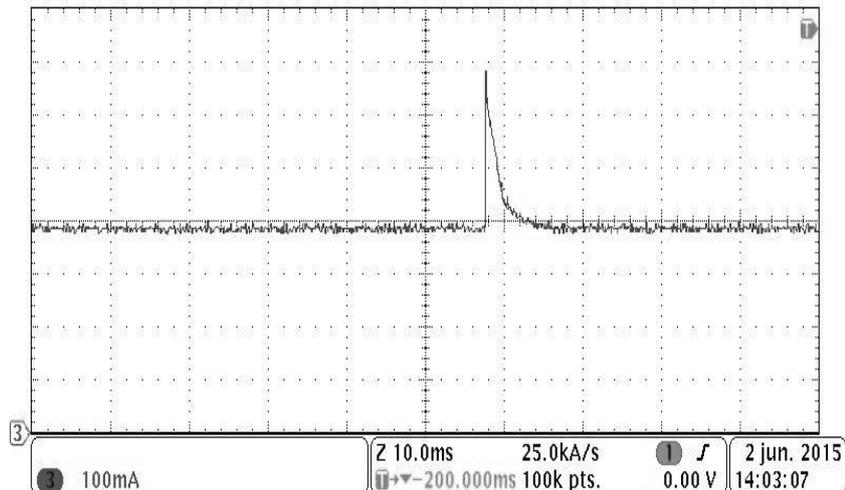


Figura 7.8 Resultado Experimental da malha de corrente do conversor 2Zeta

Foram feitas análises experimentais do conversor utilizando a malha de tensão com o compensador ajustado na seção 6.11.2. A Figura 7.9 ilustra o resultado desta, em que foi inserido um degrau na carga. O comportamento da tensão de saída foi adequado, atingindo o valor desejado em regime permanente.

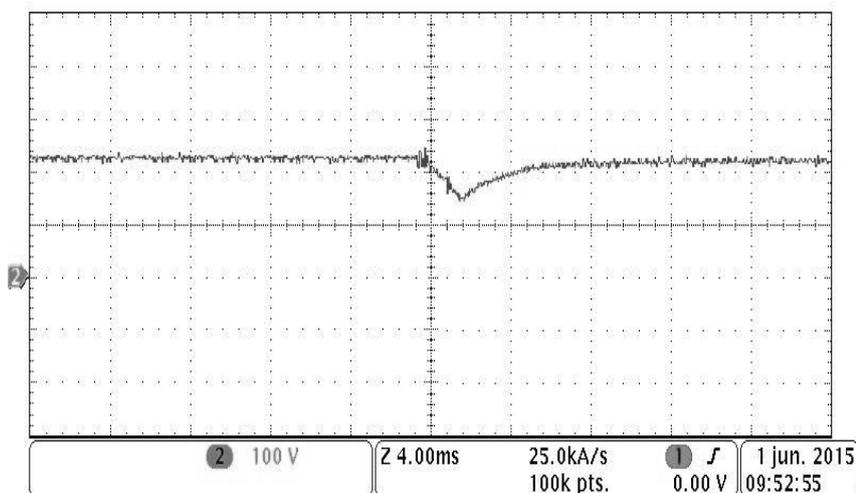


Figura 7.9 Resultado Experimental da malha de tensão do conversor 2Zeta

7.3.3 Conversor Boost-Zeta Integrado

Como o objetivo de comprovar a metodologia de projeto proposto, a Figura 7.10 apresenta a forma de onda de corrente de saída, onde a ondulação da corrente é de 134mA. A partir disso, fica evidente que a metodologia de projeto está correta, visto que no projeto foi estabelecida uma ondulação de 40% de 0.7A, o que equivale a 280mA. Cabe ressaltar que, mesmo com a oscilação na forma de onda, o mesmo não afetou os resultados experimentais, em termos da ondulação da corrente.

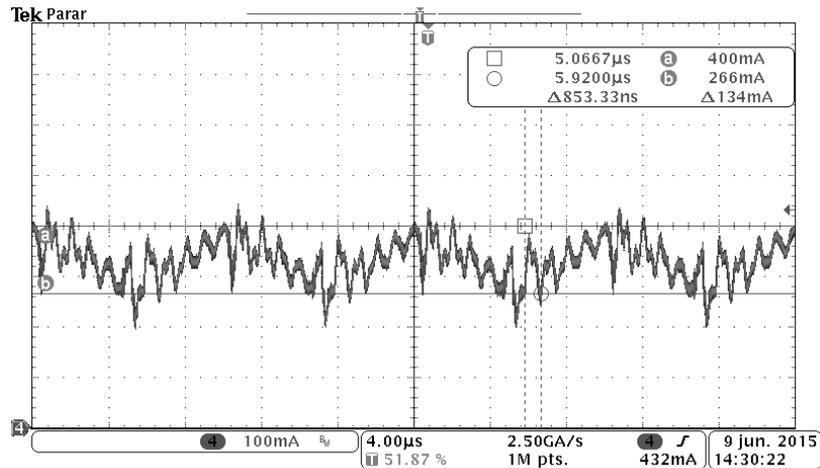


Figura 7.10 Ondulação da corrente de saída do conversor Boost-Zeta Integrado

Visto que na metodologia de projeto é estabelecida ondulação da tensão de saída, a Figura 7.6 apresenta a forma de onda dessa ondulação experimentalmente. Sendo o valor desta de 8V, o que demonstra a veracidade da metodologia de projeto, que propõe uma ondulação menor que 18V.

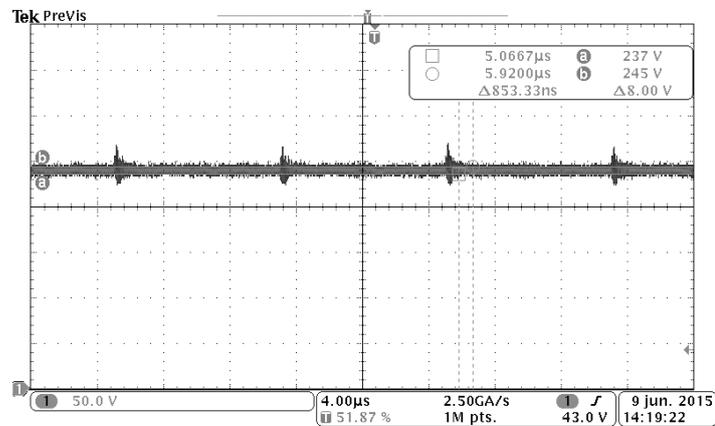


Figura 7.11 Ondulação da tensão de saída do conversor Boost-Zeta Integrado

Considerando o conversor em regime permanente, a Figura 7.12 apresenta as etapas do conversor em CCM. Pode-se verificar que o conversor apresenta três etapas de operação, o que confere com a análise teórica realizada na seção 3.3. Analisando as formas de onda da Figura 7.12, pode-se constatar que na etapa 1, a chave é acionada, e automaticamente o diodo D_b e D_z são bloqueadas. Na etapa 2, inicia quando a chave é aberta, o que leva a condução dos diodos D_b . Por fim, a etapa 3 inicia quando o diodo D_z entra em condução.

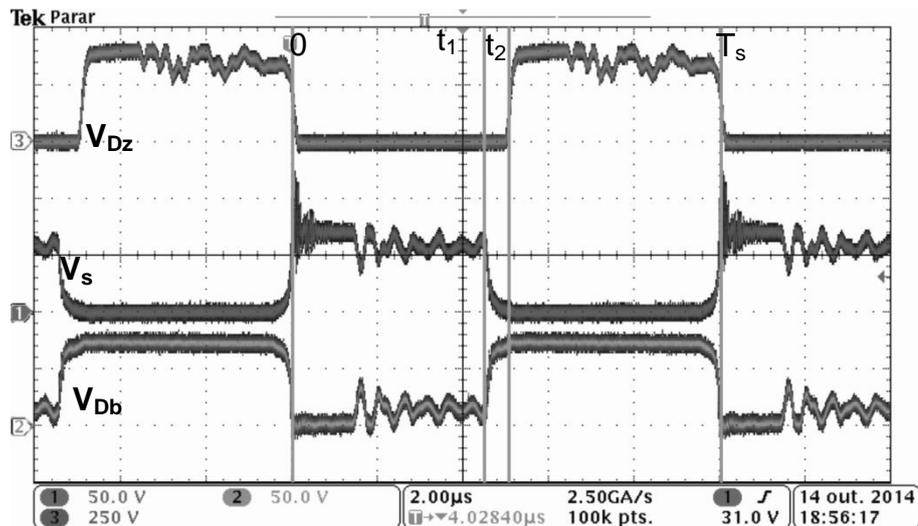


Figura 7.12 Etapas do conversor Boost-Zeta integrado através de resultados experimentais.

Para demonstrar que o compensador da malha de corrente de saída projetado na seção 6.10.3 funciona, foram feitas análises experimentais do conversor utilizando a malha de corrente com o compensador. A Figura 7.13 ilustra o resultado desta, em que foi inserido um degrau na carga. O comportamento da corrente de saída foi adequado, atingindo o valor desejado em regime permanente.

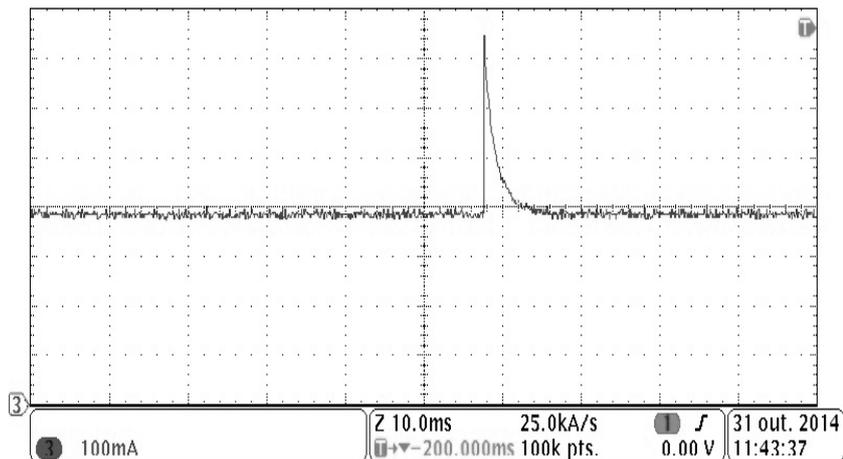


Figura 7.13 Resultado Experimental da malha de corrente do conversor Boost-Zeta integrado

Foram feitas análises experimentais do conversor utilizando a malha de tensão com o compensador ajustado na seção 6.11.3. A Figura 7.14 ilustra o resultado desta, em que foi inserido um degrau na carga. O comportamento da tensão de saída foi adequado, atingindo o valor desejado em regime permanente.

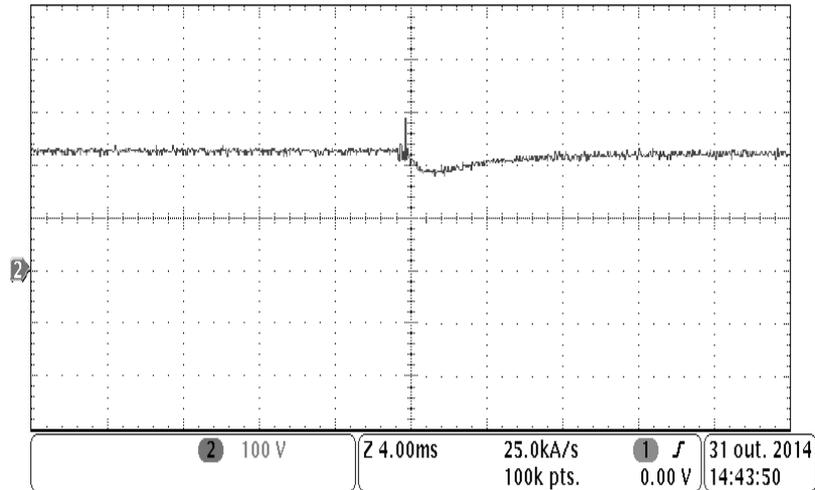


Figura 7.14 Resultado Experimental da malha de tensão do conversor Boost-Zeta integrado

7.4 Análise do MIBC

Nesta seção é apresentados os resultados dos conversores considerando apresentando as características de MIBC.

7.4.1 Conversor Zeta Isolado

A Figura 7.15 apresenta o resultado de do algoritmo P&O, onde a irradiação solar sofre um distúrbio de 450W/m^2 até 650W/m^2 . Na figura é possível visualizar a potência de entrada do painel (P_{in}), a razão cíclica (D), a tensão do painel (V_{in}) e por fim a corrente do painel (I_{in}). Constatase que o comportamento do algoritmo é o desejado, atingindo o ponto de máxima potência nos dois intervalos de irradiação.

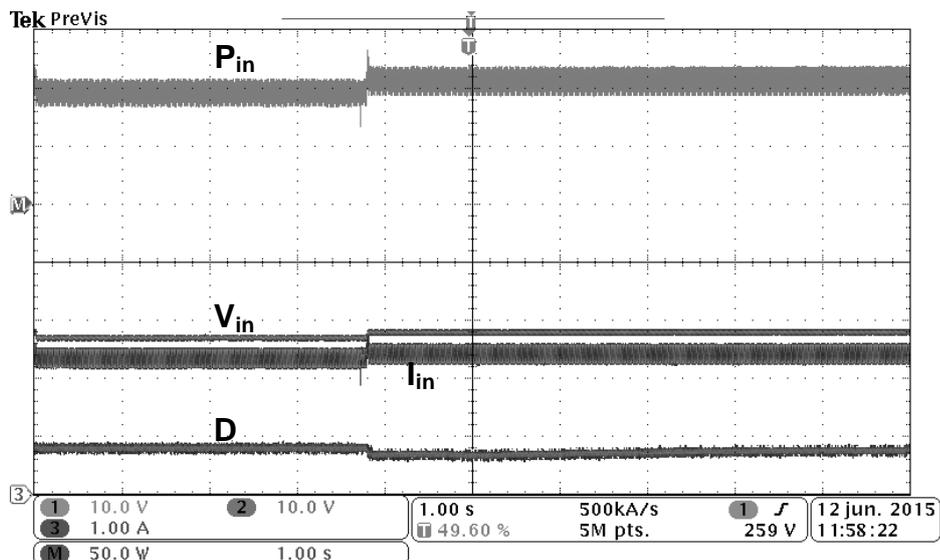


Figura 7.15 Resultado experimental do Algoritmo P&O no conversor Zeta Isolado

A Figura 7.16 apresenta o resultado experimental da malha de corrente. No gráfico é possível observar a corrente de saída do conversor, a corrente do primário do indutor acoplado, a corrente no secundário do indutor acoplado. Constata-se que o *ripple* da corrente de saída é baixo, conforme projetado. Porém, devido à dispersante do indutor acoplado se tem uma ondulação na desejada.

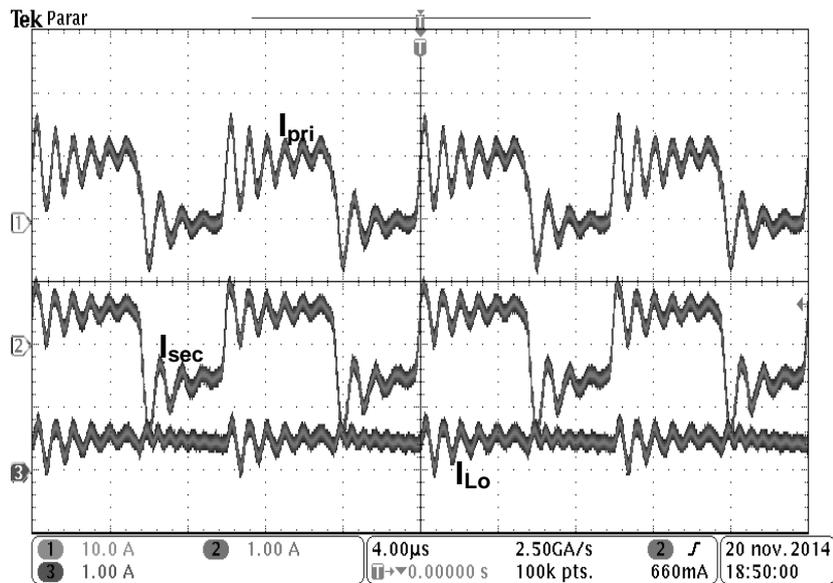


Figura 7.16 Resultado experimental da malha de corrente saída do conversor Zeta Isolado

Na Figura 7.17 são apresentadas as formas de onda das tensões quando a malha de tensão é acionada. Na Figura 7.17, a tensão de saída do conversor $V_o=240V$, que é a tensão de flutuação das baterias. A tensão do capacitor C_z é $V_{Cz}=240V$ e por fim a tensão de entrada $V_{in}=29.8V$.

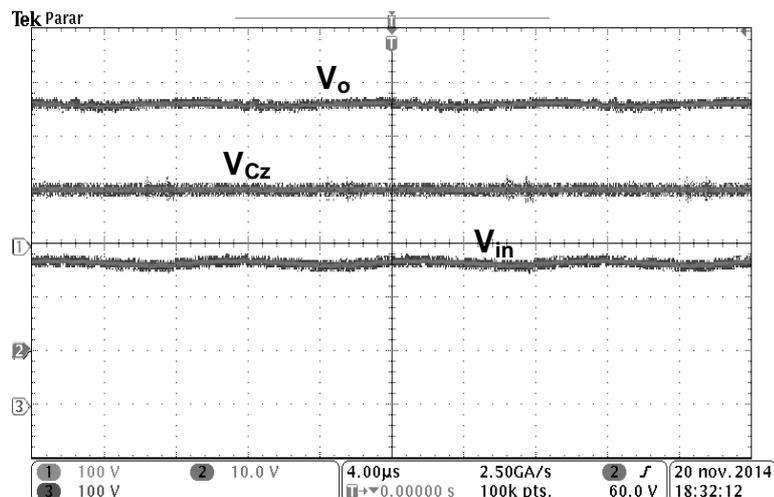


Figura 7.17 Resultado experimental da malha de tensão de saída do conversor Zeta Isolado

7.4.2 Conversor 2Zeta

A Figura 7.18 apresenta o resultado de do algoritmo P&O, onde a irradiação solar sofre um distúrbio de 200W/m^2 até 400W/m^2 . No primeiro gráfico é possível visualizar a potência de entrada do painel, no segundo gráfico a variação da razão cíclica e por fim no ultimo gráfico a corrente nos indutores em CCM. Constata-se também que o comportamento do algoritmo é o desejado, atingindo o ponto de máxima potência nos dois intervalos de irradiação.

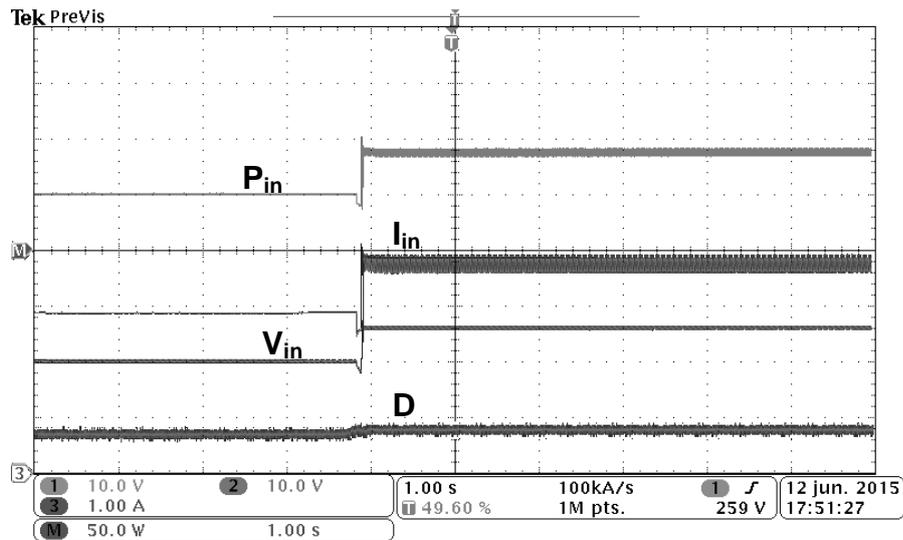


Figura 7.18 Resultado experimental do Algoritmo P&O no conversor 2Zeta

A Figura 7.19 apresenta o resultado experimental da malha de corrente. No gráfico é possível observar em roxo a corrente de saída do conversor, a corrente do primário do indutor acoplado, a corrente no secundário do indutor acoplado.

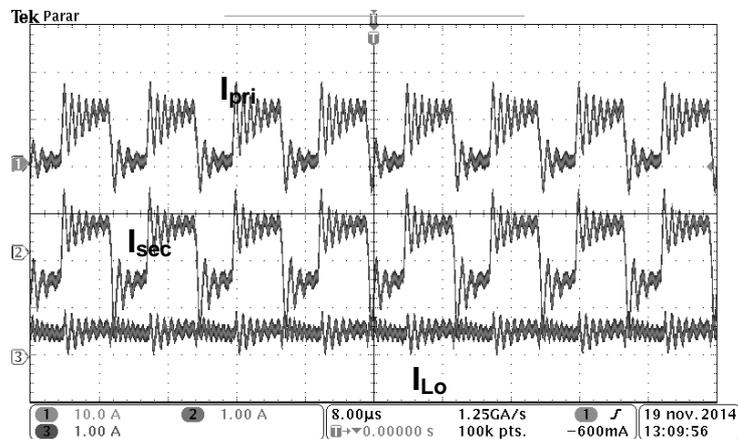


Figura 7.19 Resultado experimental da malha de corrente de saída do conversor 2Zeta

Constata-se que o *ripple* da corrente de saída é baixo, conforme projetado. Porém, devido à dispersante do indutor acoplado se tem uma ondulação na desejada.

Na Figura 7.20 são apresentadas as formas de onda das tensões quando a malha de tensão é acionada. A Figura 7.20 ilustra a tensão de saída do conversor $V_o=240V$, que é a tensão de flutuação das baterias. A tensão do capacitor C_z é $V_{Cz}=240V$ e a tensão de entrada $V_{in}=30V$.

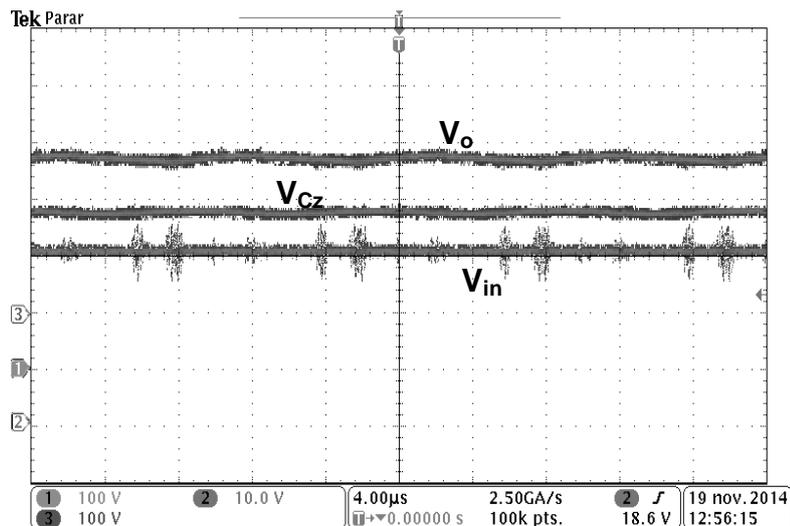


Figura 7.20 Resultado experimental da malha de tensão de saída do conversor 2Zeta

7.4.3 Conversor Boost-Zeta Integrado

A Figura 7.21 apresenta o resultado de simulação do algoritmo P&O, onde a radiação solar sofre um distúrbio de $250W/m^2$ até $350W/m^2$.

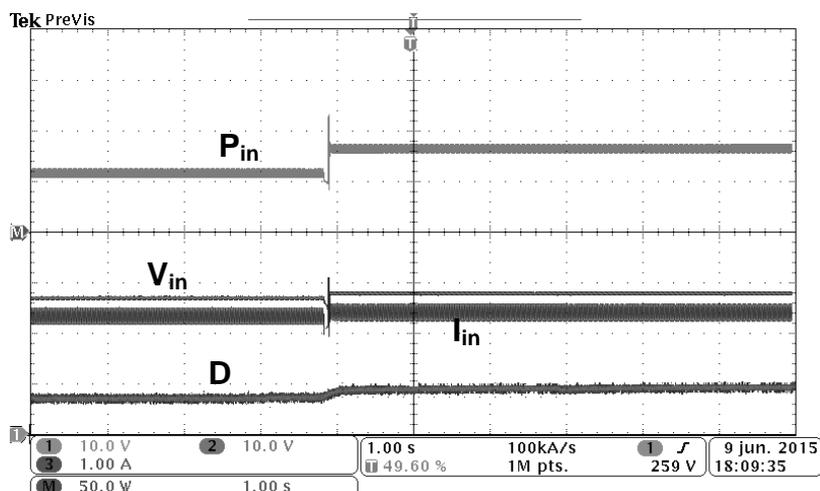


Figura 7.21 Resultado do Algoritmo P&O no conversor Boost-Zeta integrado

Na figura é possível visualizar a potência de entrada do painel (P_{in}), a variação da razão cíclica (D), a tensão do painel (V_{in}) e por fim a corrente do painel (I_{in}). Constata-se também que o comportamento do algoritmo é o desejado, atingindo o ponto de máxima potência nos dois intervalos de irradiação.

A Figura 7.22 apresenta o resultado experimental da malha de corrente. No gráfico é possível observar a corrente do primário do indutor acoplado, a corrente no secundário do indutor acoplado e a corrente de saída do conversor. Constata-se que o *ripple* da corrente de saída é baixo, conforme projetado. Porém, devido à dispersante do indutor acoplado se tem uma ondulação na desejada.

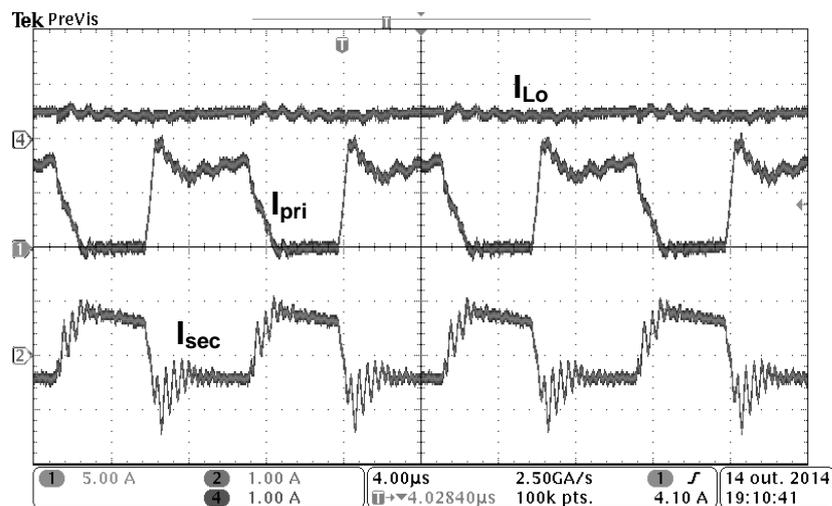


Figura 7.22 Resultado experimental da malha de corrente de saída do conversor Boost-Zeta integrado

Na Figura 7.23 são apresentadas as formas de onda das tensões quando a malha de tensão é acionada.

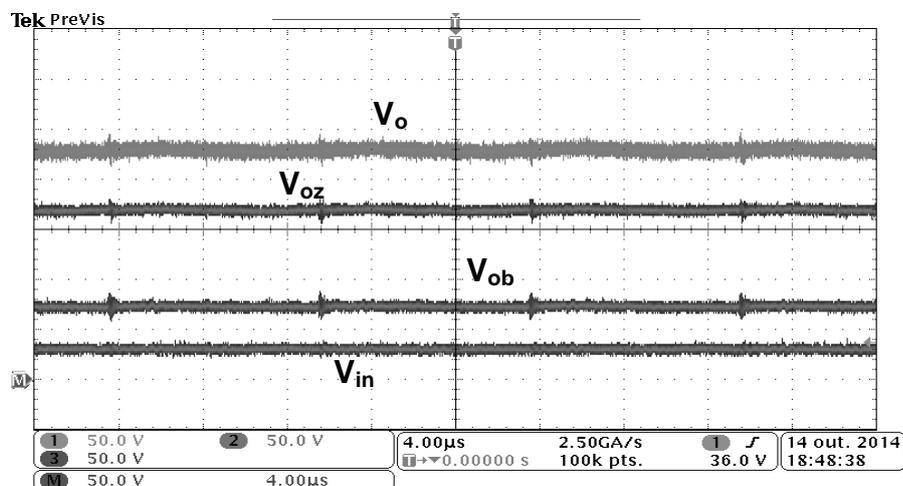


Figura 7.23 Resultado experimental da malha de tensão de saída do conversor Boost-Zeta integrado

A Figura 7.23 mostra a tensão de saída do conversor $V_o=240V$, que é a tensão de flutuação das baterias. A tensão de entrada $V_{in}=30V$, a tensão da seção de saída do conversor Boost $V_{ob}=60V$ e por fim a tensão da seção de saída do conversor Zeta $V_{oz}=180V$.

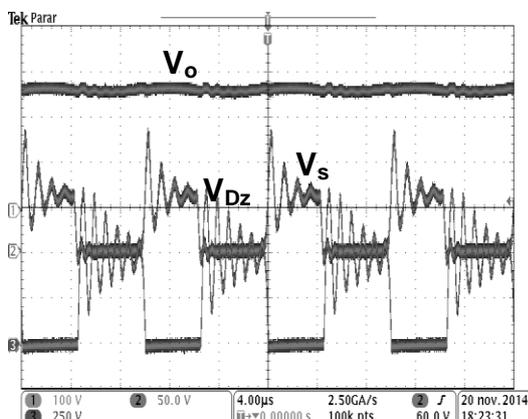
7.5 Análise Comparativo

Nesta seção serão apresentados os esforços nos semicondutores dos conversores e seus rendimentos.

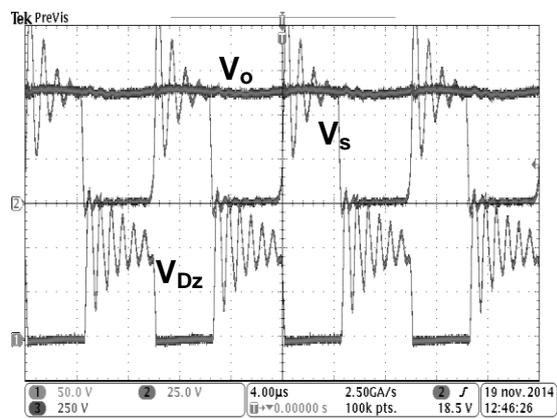
7.5.1 Análise Comparativo

Como o objetivo de demonstrar os esforços nos semicondutores, a Figura 7.24 apresenta a tensão nos diodos e MOSFET nos conversores. Na Figura 7.24 (a), que representa o conversor Zeta Isolado, ilustra a tensão na chave e a tensão no diodo D_z e a tensão de saída do conversor. Enquanto que a Figura 7.24 (b), que representa o conversor 2Zeta, apresenta a tensão na chave, a tensão no diodo D_z pela cor azul claro e a tensão de saída. Por fim, a Figura 7.24 (c), que representa o conversor Boost-Zeta Integrado, mostra a tensão na chave, tensão no diodo do zeta V_{Dz} e tensão no diodo do boost V_{Db} .

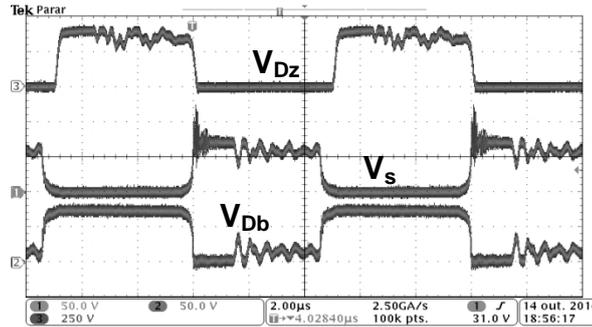
Como pode ser visto, a tensão na chave do conversor Boost-Zeta integrado é grampeada pela tensão da seção de saída do Boost, o que valida a análise teórica feita na seção 6.7.8. Que apresenta a tensão máxima na chave do conversor Boost-Zeta integrado é menor comparado aos demais conversores. O mesmo acontece para o diodo D_z .



(a)



(b)



(c)

Figura 7.24 Esforço nos Semicondutores (a) Conversor Zeta Isolado, (b) Conversor 2Zeta, (c) Conversor Boost-Zeta Integrado

7.5.2 Rendimento

Os conversores funcionam com diferentes rendimentos, dependendo do nível da potência produzida. A Figura 7.25 mostra um gráfico com do rendimento dos conversores em função da variação da irradiação solar (MPPT) a 25°C. É mostrada o rendimento do conversor Boost-Zeta integrado ($n_{\text{Boost-Zeta}}$), Zeta Isolado ($n_{\text{Zeta Isolado}}$) e 2Zeta (n_{2Zeta}). O comportamento para variação de irradiação solar é o mesmo que a variação da potência de entrada.

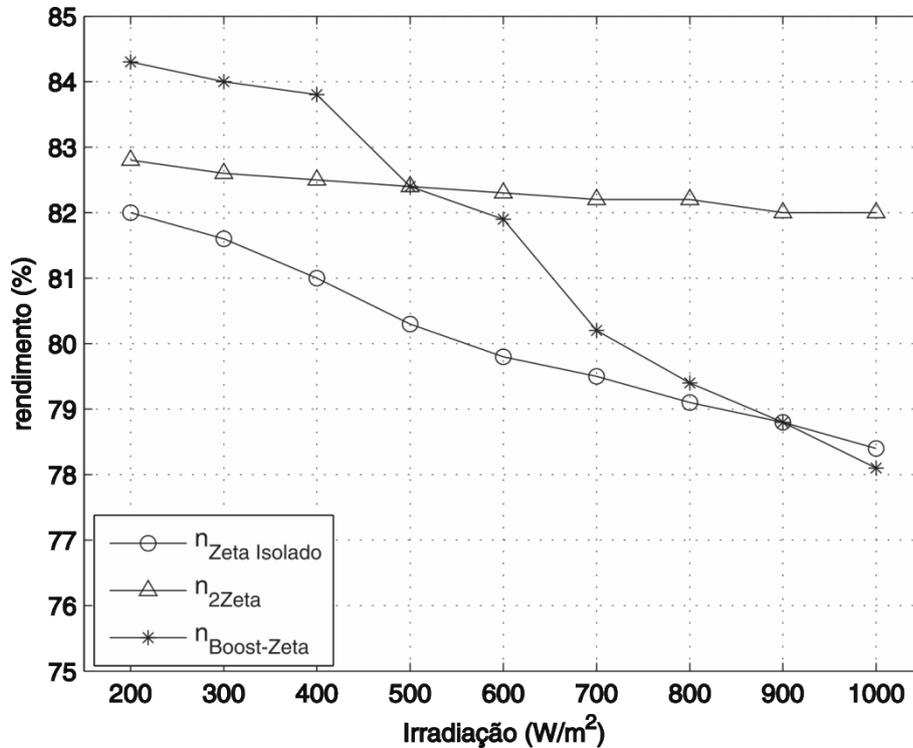
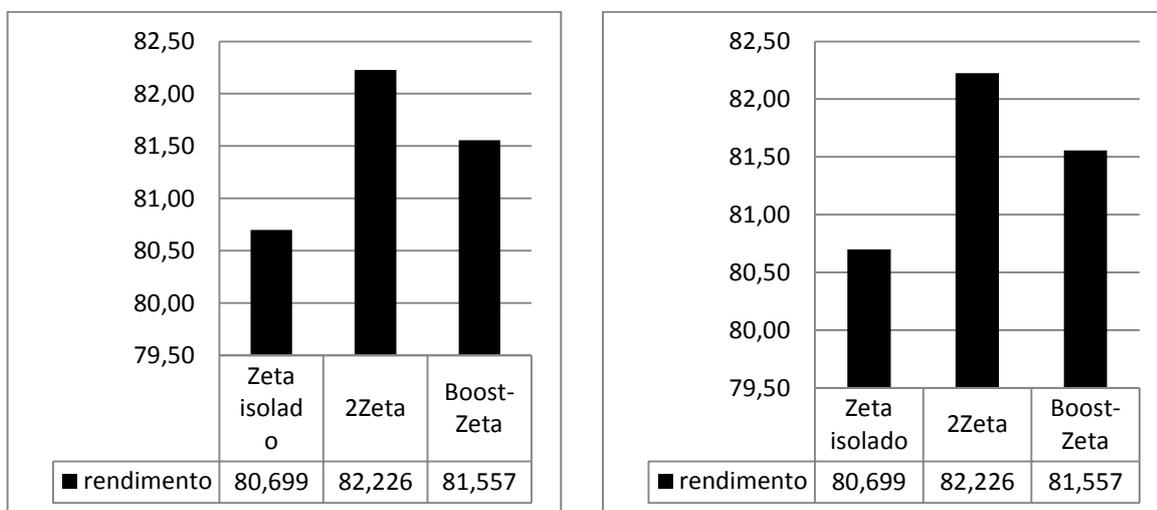


Figura 7.25 Rendimento dos Conversores variando a irradiação (Potência de Entrada)

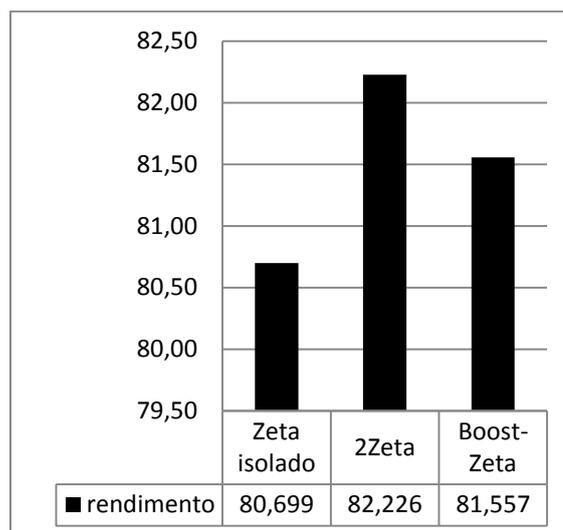
Para irradiação solar entre 200 e 500W/m² o rendimento do conversor Boost-Zeta integrado, apresenta maior rendimento nesse intervalo. Posteriormente, o

conversor 2Zeta apresenta maior rendimento no intervalo de 500 até 1000W/m². Cabe ressaltar que o conversor 2Zeta é o que apresentou menor variação de rendimento para toda variação da potência de entrada. Enquanto que o conversor Boost-Zeta integrado é o que apresentou maior variação de rendimento. Sendo que inicialmente (200W/m²) era o que apresentava maior rendimento e no ultimo ponto (1000W/m²) a que apresentou menor eficiência comparado aos outros conversores. Por fim o conversor Zeta Isolado, apresentou o mesmo comportamento do rendimento em relação aos outros conversores, ou seja, a medida que a potencia de entrada aumento a eficiência diminui.



(a) Rendimento Europeia

(b) Rendimento Californiana



(c) Rendimento da Região de São Martinho da Serra

Figura 7.26 Rendimento do Conversores

Os conversores têm diferentes curvas de rendimento podem ser comparados se tiver em conta o tempo de funcionamento conversor a diferentes níveis

(percentagens) de irradiação solar. Utilizando o método do rendimento europeia (n_{EU}), rendimento californiana (n_C) e o método de São Martinho da Serra (n_{SMS} que representa a região de santa maria), as equações as seguir expressão as suas eficiências, respectivamente:

$$n_{EU} = 0.03n_{5\%} + 0.06n_{10\%} + 0.13n_{20\%} + 0.1n_{30\%} + 0.48n_{50\%} + 0.2n_{100\%} \quad (440)$$

$$n_C = 0.04n_{10\%} + 0.05n_{20\%} + 0.12n_{30\%} + 0.21n_{50\%} + 0.53n_{75\%} + 0.05n_{100\%} \quad (441)$$

$$n_{SMS} = 0.01n_{5\%} + 0.15n_{10\%} + 0.37n_{25\%} + 0.33n_{50\%} + 0.13n_{75\%} + 0.01n_{100\%} \quad (442)$$

A Figura 7.26 mostra o rendimento europeu dos três conversores utilizando a equação acima. Como pode ser visto, o rendimento do conversor 2Zeta é maior comparada aos outros dois conversores. Enquanto que o rendimento do conversor Boost-Zeta integrado é a segunda maior e por fim o conversor Zeta isolado apresenta menor rendimento entre todos.

Sabendo que a temperatura varia durante o dia, a Figura 7.27 apresenta o rendimento dos três conversores para uma temperatura de 50°C e 75°C, onde a irradiação solar é uma variável. Como pode ser visto, o conversor Boost-Zeta apresentar melhor resultado.

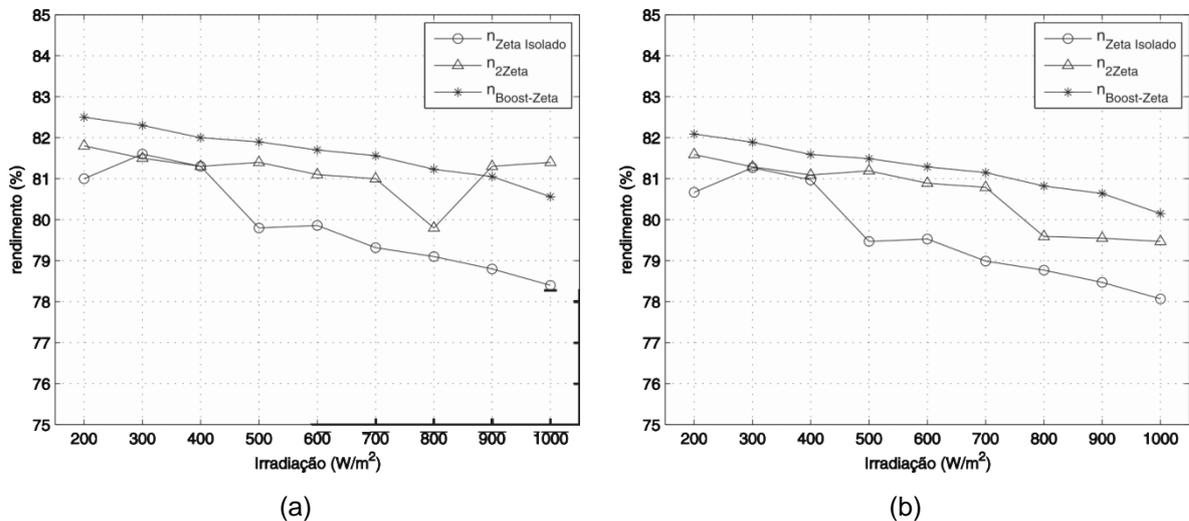


Figura 7.27 Rendimento dos conversores variando a irradiação e a temperatura (a) 50°C; (b) 75°C.

Por fim, a Figura 7.28 apresenta o rendimento dos conversores variando a corrente de saída, sendo que esse é o método de tensão constante (CV). Como pode ser visto, o rendimento do conversor Boost-Zeta Integrado é maior que dos outros dois conversores para toda variação da corrente de saída.

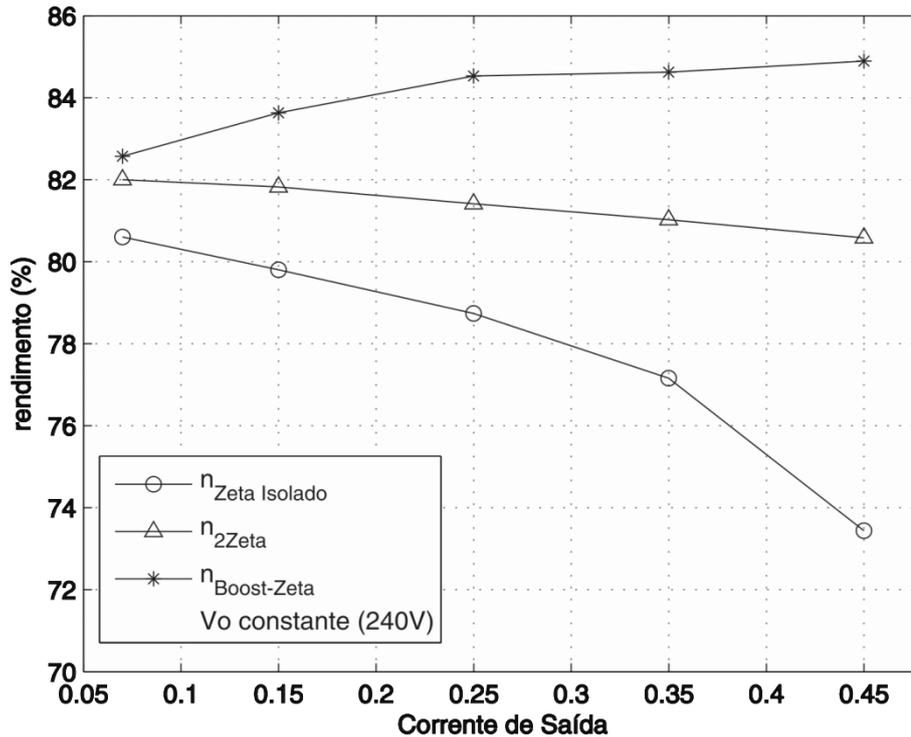


Figura 7.28 Rendimento dos Conversores variando a Corrente de Saída

7.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado resultados de simulação e experimentais dos conversores Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Foi feita uma análise individual dos conversores e um análise comparativo. Conclui-se que a atuação dos compensadores de corrente e tensão é lenta, devido às características dos conversores. O conversor Boost-Zeta integrado apresentou as mesmas etapas de funcionamento na experimentalmente comprovando toda análise teórica feita. Assim como na teoria, a tensão na chave e no diodo D_z do conversor Boost-Zeta integrado é menor que os demais conversores. Em relação aos rendimentos, o conversor 2Zeta apresentou melhor rendimento no modo de MPPT, e o conversor Boost-Zeta integrado no modo de CV. Por fim, a dispersante do indutor acoplado afetou nas formas de onda de corrente e tensão dos conversores, causando assim ondulação não desejada.

CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho apresentou topologias de baseadas no conversor Zeta, aplicadas em módulos fotovoltaicos integrados para carga de baterias.

Inicialmente, foi feita uma análise sucinta das características do conversor CC-CC, que devem ser pesquisados ou desenvolvidos para aplicação MIBC, aplicado no FREEDM. O FREEDM é uma proposta de um sistema de gerenciamento de energia elétrica do futuro. Com o intuito de melhorar esse sistema, foi proposto utilizar o MIBC, que basicamente é constituído por um conversor com alto ganho de tensão, com um filtro de segunda ordem na saída, para que haja uma ondulação baixa na corrente de saída, preservando assim a vida útil das baterias. Ainda pode-se salientar que para a carga das baterias, é necessário três modos de operação. Quando a corrente de saída não atingir 10% da capacidade das baterias, o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência P&O fica operando. Quando essa corrente for maior 10%, é aplicada uma lei de controle para limitar essa corrente. Nesse estágio, o conversor estará no modo de condução contínua. Por outro lado, quando a tensão das baterias atingir a tensão de equalização, é aplicada uma lei de controle para que essa tensão decresça até à tensão de flutuação, permanecendo assim. Nesse estágio, a corrente das baterias é aproximadamente 1% da sua capacidade, o que indica que o conversor estará no modo de condução descontínua.

A metodologia de integração, proposta por Jacson em [77], foi utilizado para obtenção de um conversor Boost-Zeta integrado para emprego em módulos integrados CC-CC. Foi analisado o funcionamento do conversor Boost-Zeta integrado nos modos de condução em corrente contínua (CCM) e condução em corrente descontínua (DCM). Por fim foi, apresentada a relação existente entre o ganho estático do conversor e algumas de suas principais variáveis. A partir disso, constatou-se que o conversor Boost-Zeta integrado apresenta o ganho de tensão que corresponde à soma dos ganhos da seção de saída do conversor Boost com a seção de saída do conversor Zeta Isolado. A tensão na chave do conversor é grampeada pela tensão da seção de saída do conversor Boost, que é uma fração da tensão de saída do conversor Boost-Zeta integrado. Com isso pode-se empregar transistor de baixa tensão, neste conversor. A corrente de saída é controlada pelo

indutor L_o permitindo uma redução na ondulação desta corrente, o que é um característica desejável para carga de baterias.

No conversor 2Zeta, inicialmente foi feita uma breve revisão do auto-transformador, demonstrado a sua contribuição no ganho em relação ao transformador ideal. Posteriormente foi apresentado o conversor 2Zeta, que faz o uso do auto-transformador. Conclui-se que o conversor 2Zeta apresenta o ganho de tensão superior ao conversor Zeta Isolado, o que permite uma redução do número de espiras do transformador. O que leva a uma redução nas perdas em condução e no custo do conversor. O controle da corrente de saída é feita através do indutor L_o . Cabe ressaltar que o princípio de funcionamento do conversor 2Zeta é idêntico a do Zeta Isolado.

Para melhor compreensão do trabalho, foi feito uma análise de operação do conversor Zeta Isolado, apresentando as etapas de funcionamento do conversor. De seguida foi apresentada os ganho do conversor em CCM e DCM considerando a corrente de entrada variável e também para corrente de saída variável. Conclui-se o conversor Zeta Isolado possibilita um alto ganho de tensão através da escolha adequada da relação de transformação (N). Contudo a corrente na chave também aumenta proporcionalmente com o aumento de N . O controle da corrente de saída é feita através do indutor L_o .

Após a análise dos conversores, foi desenvolvida uma metodologia de projeto unificada para os conversores Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Posteriormente, analisou-se comparativamente os parâmetros elétricos (corrente e tensão) de cada um dos conversores. Por fim, empregaram-se compensadores de corrente e tensão nas malhas de corrente de saída e tensão de saída para cada conversor, respectivamente. Conclui-se que, a tensão na chave e diodo D_z do conversor Boost-Zeta integrado é menor em relação aos demais conversores, o que implica menos perdas em condução. Devido às características das plantas de corrente e tensão dos conversores, a atuação compensadores é lenta para garantir a estabilidade.

Por fim, foi apresentado resultados de simulação e experimentais do conversores Zeta Isolado, 2Zeta e Boost-Zeta integrado. Foi feito uma análise individual dos conversores e um análise comparativo. Conclui-se que, a atuação dos compensadores de corrente e tensão é lenta, devido as características dos conversores. Assim como na teoria, a tensão na chave e no diodo D_z do conversor

Boost-Zeta integrado é menor que os demais conversores. Por fim, a dispersante do indutor acoplado afetou nas formas de onda de corrente e tensão dos conversores, causando assim ondulação não desejada.

Por fim, conclui-se que a partir das características do sistema FREEDM foi proposta a ideia para o desenvolvimento do MIBC. A partir das suas especificações foram propostas duas topologias que foram comparadas com o conversor Zeta. Através dos resultados pode-se dizer que todas as topologias estudadas alcançaram os objetivos desejados para o uso deste no MIBC. O conversor Boost-Zeta apresentou uma diminuição de tensão nos componentes, comparado aos demais conversores. O que salienta-se uma vantagem do uso desse conversor para tensões altas.

BIBLIOGRAFIA

1. GIACCHETTA, G. et al., Economic and environmental analysis of a Steam Assisted Gravity Drainage (SAGD) facility for oil recovery from Canadian oil sands. *Applied Energy* 142, p. 1-9, 2015.
2. AGENCY, I. E. Key World Energy Statistics. [S.l.], p. 75. 2010.
3. HADIAN, S.; MADANI, K. A system of systems approach to energy sustainability assessment: Are all renewables really green? *Ecological Indicators* 52 , p. 194-206, 2015.
4. KESICKI, F.; YANAGISAWA,. Modelling the potential for industrial energy efficiency in IEA's World Energy Outlook. *Energy Efficiency*, p. 155-169, 2015.
5. YIN, J.; ZHENG, ; CHEN,. The effects of environmental regulation and technical progress on CO2 Kuznets curve: An evidence from China. *Energy Policy* 77, p. 97-108, 2015.
6. MARANGONI, F. Inversores Monofásicos para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos conectados à Rede. Pato Branco. 2012.
7. DESPRÉS, J. et al. Modelling the impacts of variable renewable sources on the power sector: Reconsidering the typology of energy modelling tools. *Energy* 80, p. 486-495, 2015.
8. DIAS, M. S. C. Energia Solar Fotovoltaica para Linhas de Transmissão. [S.l.]. 1999.
9. HALABI, M. A. et al. Application of solar energy in the oil industry — Current status and future prospects. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, n. 43, p. 296-314, 2015.
10. IMHOFF, J. A Stand-Alone Photovoltaic System Based on Dc-Dc Converters in a Multi-String Configuration. Rio 6: world climate and energy event: proceedings of the international conference. [S.l.]: [s.n.]. 2006. p. 9.
11. FILHO, W. P. B.; et al., GERAÇÃO DISTRIBUÍDA: VANTAGENS E DESVANTAGENS. II Simposio de Estudos e Pesquisa em Ciências Ambientais na Amazonia. [S.l.]: [s.n.]. 2014. p. 1-11.
12. INEE, O Que É Geração Distribuída. <http://www.inee.org.br>, 2015. Disponível em: <http://www.inee.org.br/forum_ger_distrib.asp>. Acesso em: 01 Janeiro 2015.
13. ANEEL, ANEEL. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=757> Acesso em: 01 Janeiro 2015.
14. SAMPAIO, L. P. Controle da injeção de potências ativa e reativa em inversor de Geração Distribuída conectado à rede de distribuição em corrente alternada em baixa tensão, empregando LMIs com realimentação de estados e critérios de D-estabilidade. Tese de Doutorado Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Ilha Solteira: [s.n.]. 2013. p. 209.
15. GU, C.; YUAN,. Trade-Off Between UoS Charge and Investment Cost for New Distribution Network Users. *IEEE Transactions On Power Systems*, v.

- 30, n. 1, p. 542-543, January 2015.
16. SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. *IEEE Transactions On Sustainable Energy*, v. 4, n. 1, p. 89-98, January 2013.
 17. PATEL, H.; AGARWAL, V. Matlab based Modeling to Study the Effects of Partial Shading on PV Array Characteristics. *IEEE Transactions On Energy Conversion*, v. 23, n. 1, p. 302-310, June 2008.
 18. CALAIS, M. et al. Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An Overview. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cairns, Junho 2002. 1995-2000.
 19. MYRZIK, J. M. A.; CALAIS, M. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaics Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Setembro 2005. vol. 41, no. 5, p.1292-1305.
 20. M. CALAIS, J. M. T. S. A. V. G. A. Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An overview. *Power Electronics Specialists Conference*, v. 4, 1995-2000 2002.
 21. PAN, C.-T. et al. Current Ripple-Free Module Integrated Converter (MIC) with More Precise Maximum Power Tracking Control for PV Energy Harvesting. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014.
 22. PRAGALLAPATI, N.; AGARWAL,. Single Phase Solar PV Module Integrated Flyback based Micro-Inverter with Novel Active Power Decoupling. *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, Manchester, 8-10 April 2014. 1-6.
 23. MIRJAFARI, M.; BALOG, R. S.; TURAN, R. Multiobjective Optimization of the DC–DC Stage of a Module-Integrated Inverter Based on an Efficiency Usage Model. *IEEE Journal Of Photovoltaics*, 2014, v. 4, n. 3, p. 906-914.
 24. PETER, P. K.; AGARWAL,. Current Equalization in Photovoltaic Strings With Module Integrated Ground-Isolated Switched Capacitor DC–DC Converters. *IEEE Journal Of Photovoltaics*, v. 4, n. 2, 2014.
 25. WALKER, G. R.; SERNIA, P. C. Cascaded DC–DC Converter Connection of Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 4, p. 1130- 1139, Julho 2004.
 26. SMA TECHNOLOGIE AG. Técnica de Sistemas para Aplicaciones Fotovoltaicas. Material desenvolvido pela empresa, 2005.
 27. ACANSKI, M. et al. Very Thin Flexible Coupled Inductors for PV Module Integrated GaN Converter. *012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia*, Harbin, 2-5 June 2012. 693-697.
 28. MEZA, C. et al. Inverter configurations comparative for residential PV-grid connected systems. *Annual Conference Industrial Electronics*, 6-10 November 2006. 4361-4366.
 29. CARBONE, R.; TOMASELLI, A. Recent advances on AC PV-modules for grid-connected Photovoltaic plants. *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, Ischia, 14-16 June 2011. 124-129.

30. LEE, S.-R. et al. Control Strategy Using DC-link Voltage for PV Hybrid Module System. 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems, Busan, 26-29 October 2013. 173-177.
31. WEIDONG, X.; et al. Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking. IEEE Transactions on Industrial Electronics, June 2007. 302-310.
32. ANDRADE, A. M. S. S. et al. Module integrated solar battery charger employing the Zeta converter. PCIM South America, São Paulo, Setembro 2014. 8.
33. ZHAO, F. C. L. High-efficiency, high-step up dc-dc converters. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 18, n. 1, January 2003.
34. ZHAO, F. et al. Active-Clamp dc/dc converters using magnetic switches. Sixteenth Annual IEEE APEC, 4-8 March 2000. 946 - 952.
35. JANG, Y.; JOVANOVIC, M. M. New two-inductor boost converter with auxiliary transformer. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 19, n. 1, p. 169 - 175, January 2014.
36. GULES, R.; et al. An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. , 9-11 June 2003. 411 - 416.
37. WAI, R.-J. et al. High-Efficiency DC-DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Switch Stress. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 54, n. 1, p. 354 - 364, June 2007.
38. Duhan, B. et al. Future Electronic Power Distribution Systems - A contemplative view. Proc. i2th IEEE International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Basov, 2010. 1369-1380.
39. SCHONBERGER, R. D.; et al. DC-Bus Signalling: A distributed control strategy for a hybrid renewable Nanogrid. IEEE Transaction Industrial Electronics, v. 53, n. 53, p. 1453-1460, 2006.
40. BRYAN, J.; et al, S. Distributed generation – nanogrid transmission and control options. International Power Engineering Conference, 1, November 2003. 341-346.
41. SURYANARAYANAN, S.; et al. A conceptual framework of a hierarchically networked agent-based microgrid architecture. IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conf, New Orleans, LA, April 2010.
42. ANDRADE, A. M. S. S. et al. Carregador de Baterias para Gerador Fotovoltaico utilizando o Conversor Zeta. Redes Eletrica Inteligentes (REI 2014), Santa Maria, Agosto 2014. 6.
43. BRYAN, J.; et al. Decentralized Generator Scheduling in a Nanogrid Using DC Bus Signaling. Power Engineering Society General Meeting, 2004.
44. MAJID, B. et al. Propose a Home Demand-Side-Management Algorithm for Smart Nano-Grid. 4th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2013), Tehran, 13-14 Feb 2013.
45. RAY, O.; MISHRA, S. Boost-Derived Hybrid Converter With Simultaneous DC and AC Outputs. IEEE Transactions On Industry Applications, v. 50, n. 2,

March/April 2014.

46. ADDA, R. et al. Synchronous-Reference-Frame-Based Control of Switched Boost Inverter for Standalone DC Nanogrid Applications. *IEEE Transactions On Power Electronics*, v. 28, n. 3, Marchu 2013.
47. HUANG, Q. Renewable energy system research and education at the NSF FREEDM system center. *IEEE Power Energy Society (PES)*, Calgary, 2009. 1-6.
48. YANG, B. et al. Design and analysis of a gridconnected photovoltaic power system. *IEEE Transaction Power Electronics* , v. 25, n. 4, p. 992-1000, April 2010.
49. LIANG, Z. et al. A High-Efficiency PV Module-Integrated DC/DC Converter for PV Energy Harvest in FREEDM Systems. *IEEE Transactions On Power Electronics*, v. 26, n. 3, p. 897-909, March 2011.
50. ANDRADE, A. M. S. S. et al. Integrated Quadratic-Boost-Zeta Converter for High. *INDUSCON*, Juiz de Fora, 7-10 Dezembro 2014. 1-8.
51. ZACHARIAS, B. B. Overview of recent Inverter developments for grid-connected PV system. *Proceedings of the 21 st European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, Dresden, September 2006. 2328 - 2331.
52. ARAUJO, S. V. et al. Analysis and proposition of a PV module integrated converter with high voltage gain capability in a non-isolated topology. *The 7th International Conference on Power Electronics*, Exco, 22-26 October 2007. 511-517.
53. TSENG, K. C.; LIANG, T. J. Novel high-efficiency step-up converter. *IEEE Electric Power Applications*, Março 2004. Vol. 151, no. 2, p. 182 - 190.
54. BAEK, J.-W. et al. High boost converter using voltage multiplier. *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society IECON 2005*. , 6-10 November 2005. 567-572.
55. AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Transformerless DC-DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio. *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems*, 2003. *ISCAS '03*. , 25-28 May 2003. 1-4.
56. VIERO, R. C. as células fotovoltaicas são agrupadas para formarem um painel (ou módulo) fotovoltaico. A tensão e a corrente nos terminais deste painel podem ser diretamente utilizadas para alimentar pequenas cargas, como sistemas de iluminação e motores CC, ou ainda p. *PUCRS. Porto Alegre*, p. 136. 2011.
57. CHEN, T.-T. et al. Design of Digital Battery Charger System Based on PV-Module. *2011 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, Taipei, v. 1, p. 1860-1865, June 2011.
58. RAHMAN, S. Green Power: What is it and where can we find it. *IEEE power & energy magazine*, janeiro/fevereiro 2003. 30-37.
59. VILLALVA, M. G.; GAZOLI, E. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. *Power Electronics*, *IEEE Transactions on*, v. 24, n. 5, p. 1198-1208, Maio 2009.

60. LIN, C. W.; WANG, J. M. A Battery Charger with Maximum Power Point Tracking Function for Low-Power Photovoltaic System Applications. PEDS 2009, p. 204-209.
61. WANG, H.; ZHANG, D. The Stand-alone PV Generation System with Parallel Battery Charger. 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering, p. 4450-4453, 2010.
62. FARANDA, R.; et al. MPPT techniques for PV systems: Energetic and cost comparison. IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, p. 1-6, 2008.
63. MARQUES, J. P. P. T. Modelação e Controlo de Conversor DC/AC para interligação de painéis fotovoltaicos à Rede. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Porto. 2009.
64. JAIN , S.; AGARWAL, V. Comparison of the performance of maximum power point. Electric Power Applications, p. 753-762, 2007.
65. SCHUCH, L. et al. Avaliação, Teste E Proposta De Melhoria No Carregador De Baterias De Uma Ups Visando A Maximização Da Vida Útil Das Baterias. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 1-56. 2012.
66. JONES, R. H. et al. Recharging VRLA batteries for maximum life. Twentieth International Telecommunications Energy Conference, 1998.
67. SCHUCH, L. et al. Avaliação, Teste E Proposta De Melhoria No Carregador De Baterias De Uma Ups Visando A Maximização Da Vida Útil Das Baterias: Relatório 2. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 1-56. 2013.
68. WANG, Z.; LI, H. Integrated MPPT and Bidirectional Battery Charger for PV Application Using One Multiphase Interleaved Three-port DC-DC Converter. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fort Worth, Texas, 6-11 March 2011. 295-300.
69. Catálogo técnico "Baterias Tutor". [S.l.]. 2010.
70. IEEE Guide for Batteries for Uninterruptible Power Supply Systems. Std , 2009. 1184-1996.
71. KIM, I.-S. et al. State Estimator Design for Solar Battery Charger. IEEE International Conference on Industrial Technology, Gippsland, 10-13 February 2009. 1-6.
72. ZHENG, S.-C.; WANG , L.-Y. Research on charging control for battery in photovoltaic system. IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011. 2321 - 2325.
73. CHENG, P. J.; et al. Optimal Battery Chargers for Photovoltaic System Based on Fuzzy Theory and Taguchi Method. 2013 International Conference on Advanced Robotics and Intelligent Systems, Tainan, p. 70-75, June 2013.
74. LIANG, T. J.; TSENG, K. C. Analysis of integrated boost-flyback step-up converter. IEE Proceedings of Electric Power Applications, Março 2005. vol. 152, no. 2, p. 217-225.
75. PARK, K. B. et al. Integrated Boost-Sepic Converter for High Step-up Applications. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC

- 2008., Rhodes, Junho 2008. 944-950.
76. LIU, K.; LEE, F. C. Topological constraints on basic PWM converters. 19th Annual IEEE PESC '88 Record. Power Electronics Specialists Conference, 1988., Kyoto, Abril 1988. Vol. 1, p. 164-172.
 77. DREHER, J. R. Conversor Boost-Flyback integrados para aplicação com alto ganho de tensão. UFTPR. Pato Branco. 2012.
 78. ANDRADE, A. M. S. S.; et al. HIGH STEP-UP INTEGRATED DC-DC CONVERTERS: METHODOLOGY OF. Congresso Brasileiro de Eletronica de Potência 2013, Gramado, Setembro 2013. 1-8.
 79. DREHER, J. R. et al. Extended Methodology to Synthesize High Step-up Integrated DC-DC Converters. EPE 2013, Lille, Setembro 2013. 1-10.
 80. LIU, K. H.; et al. Topological constraints on basic PWM converters. Proc. of 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, v. 1, p. 146-172, 1988.
 81. ERICKSON, R. W. Fundamentals of Power Electronics. [S.I.]. 2004.
 82. PINSOPON, U.; BUNLAKSANANUSORN, C. Modeling of a SEPIC converter operating in Continuous Conduction Mode. Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2009. ECTI-CON 2009. 6th International Conference on, 6-9 May 2009. 136-139.
 83. PINSOPON, U.; BUNLAKSANANUSORN, C. Modeling of a SEPIC converter operating in Discontinuous Conduction Mode. Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2009. ECTI-CON 2009. 6th International Conference on, 6-9 May 2009. 140-143.
 84. MOHAN, N.; UNDERLAND, T. M.; ROBBINS, W. P. Power Eletronics Converters, Application and Design. 2.ed. ed. Nova York: John Wiley & Sons, 1989.
 85. RECH, C. Transparencia de aula. UFSM. Santa Maria. 2013.