



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

KATIUSCIA LOPES DOS SANTOS

**CONVERSOR CC/CC INTERCALADO COM INDUTORES ACOPLADOS PARA
ALIMENTAÇÃO DE UM *DATA*CENTER ATRAVÉS DE UM SISTEMA
FOTOVOLTAICO**

FORTALEZA

2018

KATIUSCIA LOPES DOS SANTOS

CONVERSOR CC/CC INTERCALADO COM INDUTORES ACOPLADOS PARA
ALIMENTAÇÃO DE UM *DATA CENTER* ATRAVÉS DE UM SISTEMA
FOTOVOLTAICO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD

FORTALEZA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S235c Santos, Kátiuscia Lopes dos.
Conversor CC/CC intercalado com indutores acoplados para alimentação de um datacenter através de um sistema fotovoltaico / Kátiuscia Lopes dos Santos. – 2018.
93 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

1. Datacenter. 2. Sistema Fotovoltaico. 3. Conversor. I. Título.

CDD 621.3

KATIUSCIA LOPES DOS SANTOS

CONVERTOR CC/CC INTERCALADO COM INDUTORES ACOPLADOS PARA
ALIMENTAÇÃO DE UM *DATA CENTER* ATRAVÉS DE UM SISTEMA
FOTOVOLTAICO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 25/01/2018.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD (Orientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Fabricio Gonzalez Nogueira
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Bismark Claure Torrico
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Hermínio Miguel de Oliveira Filho
Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

A Deus.

Aos meus pais, Fátima e Assis.

Aos meus irmãos, Credson e Katiane.

Aos meus professores.

Aos meus amigos.

A Comunidade Católica Shalom.

Eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelo seu infinito amor que me sustentou diante das minhas limitações e dificuldades.

Aos meus pais, Maria de Fátima Lopes dos Santos e Francisco de Assis dos Santos, que, mesmo sem perceber, foram meus incentivadores diante do sonho que lhes dá melhores condições de vida, e, em especial, a minha mãe, que abdicou de realizar seus sonhos para me dar uma educação digna.

Aos meus irmãos, Credson Isaac Lopes dos Santos e Katiane Cristina Lopes dos Santos, por serem meus companheiros de vida nos desafios e nas vitórias.

Ao Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes, pela excelente orientação, que, com paciência e compreensão, sempre me fez enxergar que era possível.

Aos professores participantes da banca examinadora, Bismark Claire Torrico, Fabrício Gonzalez Nogueira e Hermínio Miguel de Oliveira Filho, pelo tempo, pelas valiosas colaborações e pelas sugestões.

Aos professores que passaram por minha vida, deixando suas marcas de sabedoria e exemplos a serem seguidos.

Aos amigos Alisson da Conceição Ferreira, Cicero Alisson dos Santos, Clausson Sales do Nascimento Rios, Enio Rafael de Medeiros Santos, Glendo de Freitas Guimarães, Mateus Pacheco Vieira, Sabrina Guedes Miranda Dantas, e ao meu irmão, Credson Isaac Lopes dos Santos, pelas reflexões, críticas e sugestões recebidas.

A todos os meus amigos que, direta ou indiretamente, contribuíram para essa conquista, em especial, a minha amiga Wilde Maxssuziane da Silva Sousa.

Aos meus irmãos da Comunidade Católica Shalom, que me incentivaram e me sustentaram com suas orações, e, em especial, a Maria Lúcia de Vasconcelos Cabral, que me acolheu como uma mãe, nesse tempo que passei na cidade de Fortaleza.

“A contemplação gera um coração pacificado e compassivo, saciado por Deus e aberto a todos os homens”

Moisés Louro de Azevedo Filho

RESUMO

A necessidade de energia para alimentar os *datacenters* tem aumentado ao longo dos anos e isto gera uma crescente demanda por soluções de eficiência energética. Uma maneira de reduzir o consumo de eletricidade proveniente da rede elétrica para alimentar um *datacenter* é a instalação de um sistema de micro/minigeração fotovoltaico (PV), como também a alimentação desses equipamentos em corrente contínua (CC), por ser um tipo de distribuição mais compatível com equipamentos eletrônicos de TIC (Tecnologia da Informação e Comunicação). Diante do exposto, esta dissertação propõe uma topologia de conversor CC/CC para ser utilizado em um sistema fotovoltaico para alimentação de equipamentos de TIC. A topologia de conversor proposta é um conversor *boost* CC/CC de alto ganho, intercalado com indutores acoplados e duplicidade no módulo de saída, para uma potência de 600W, com tensão de entrada de $24 V_{cc}$ e tensão de saída de $311 V_{cc}$. Um controle digital também foi projetado usando um compensador PI para o conversor proposto. O estudo realizado mostra, através de simulações, que a topologia proposta leva à redução dos esforços de tensão sobre os diodos de saída em relação a topologia de conversor *boost* intercalado com indutores acoplados. Em relação à topologia do conversor *boost* com indutores acoplados e duplicidade no módulo de saída, a topologia proposta leva a uma redução a ondulação da corrente de entrada do conversor e, conseqüentemente, o tamanho dos indutores, reduz os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores de potência, reduz a ondulação da tensão de saída e, conseqüentemente, os elementos de filtro do conversor. Com isso, a topologia proposta reduz os custos e aumenta o rendimento do conversor, fornecendo à carga de TIC uma energia de qualidade.

Palavras-Chave: *Datacenter*. Sistema Fotovoltaico. Conversor CC/CC.

ABSTRACT

The need for energy to feed datacenters has increased throughout the years, and this brings a great demand for solutions on energy efficiency. One way to reduce the use of electricity from the grid to feed a datacenter it is the installation of PV micro/mini DC grid system, because this is a type of distribution more compatible to ITC (Information Technology and Communication) electronic devices. Given the aforementioned, this paper proposes a DC/DC converter topology to be used in a photovoltaic system for feeding ITC equipments. The proposed converter topology is a high gain DC/DC boost converter, interleaved with coupled inductors and double output module, for a power of 600W, with input voltage of 24Vdc and output voltage of 311Vdc. A digital control was also designed using a PI compensator for the proposed converter. The study shows, through simulations, that the proposed topology leads to the reduction of voltage stresses on the output diodes in relation to the boost converter topology interspersed with coupled inductors. In relation to the topology of the boost converter with coupled inductors and dual output module, the proposed topology leads to a reduction on the input current of the converter and consequently the size of the inductors reduces, the voltage and current stresses on the switches reduce the ripple of the output voltage reduces, and consequently the filter elements of the converter. With this, the proposed topology reduces costs and increases the efficiency of the converter delivering the TIC load a quality energy.

Keywords: Datacenter. Photovoltaic System. DC/DC Converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Estimativa da Emissão de CO ₂ dos Equipamentos de TIC.....	19
Figura 1.2 – Distribuição do Consumo de Energia em um Datacenter.....	19
Figura 1.3 – Fluxo de Energia em um datacenter.....	20
Figura 1.4 – Sistemas de distribuição de energia AC e CC.....	22
Figura 1.5 – Sistema fotovoltaico para alimentar o <i>datacenter</i> da empresa Algar Tech	24
Figura 1.6 – Sistema de distribuição CC, com energia solar para alimentar um datacenter ..	26
Figura 1.7 – Sistema híbrido fotovoltaico para alimentar o <i>datacenter</i> da empresa Bachmann	27
Figura 1.8 – Esquema de conexão para criação de um barramento CC	28
Figura 1.9 – Esquema de ligação do sistema fotovoltaico proposto a um exemplo de sistema interligado a rede.....	29
Figura 2.1 – Conversor multinível com capacitor de chaveamento bidirecional de cinco tempos.....	32
Figura 2.2 – Conversor boost de alto ganho com indutor acoplado	33
Figura 2.3 – Conversor Boost de alto ganho baseado em células de comutação de três estados.....	34
Figura 2.4 – Conversor Boost intercalado com indutor acoplado	36
Figura 2.5 – Conversores CC-CC de alto ganho com indutores acoplados e modulo de saída duplicado.....	38
Figura 3.1 – Conversor CC/CC de alto ganho, intercalado, com indutor acoplado e com duplicidade do módulo de saída.....	41
Figura 3.2 – Forma de ondas teóricas do primeiro conversor intercalado	43
Figura 3.3 – Formas de onda dos dois conversores intercalados com defasagem de 180°	44
Figura 3.4 – Primeiro Estágio de Operação.....	45
Figura 3.5 – Segundo Estágio de Operação.....	47
Figura 3.6 – Terceiro Estágio de Operação	48
Figura 3.7 – Conversor Boost de Alto Ganho com indutor acoplado	49
Figura 3.8 – Carga e descarga dos indutores em um ciclo de funcionamento	53
Figura 3.9 – Carga e descarga dos indutores em MCD.....	56
Figura 3.10 – Diagrama de Blocos do Controle em Modo de Tensão	65
Figura 3.11 – Plano S da Planta do Conversor	66
Figura 3.12 – Diagrama de bode da Planta.....	67

Figura 3.13 – Resposta em Degrau da Planta.....	68
Figura 3.14 – Plano S do Sistema Compensado.....	70
Figura 3.15 – Diagrama de Bode do Sistema Compensado	70
Figura 3.16 – Resposta ao Degrau do Sistema Compensado	71
Figura 3.17 – Comparação entre os diagramas de Bode (Planta, Malha Aberta e Malha Fechada).....	71
Figura 4.1 – Conversor proposto em malha aberta.....	76
Figura 4.2 – Formas de onda da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 em malha aberta.	77
Figura 4.3 – Forma de onda da tensão sobre o interruptor do conversor de Freitas <i>et al.</i> (2015).....	77
Figura 4.4 – Formas de onda das correntes que passam nos indutores L_{11} e L_{21} do lado primário e a corrente de entrada do conversor proposto em malha aberta.	78
Figura 4.5 – Forma de onda da indutância de primário e da corrente de entrada do conversor do Freitas <i>et al.</i> (2015), para frequência de chaveamento 30KHz. ..	78
Figura 4.6 – Formas de onda das correntes nos indutores do secundário em malha aberta. ..	79
Figura 4.7 – Formas de onda dos indutores do secundário do conversor de Freitas <i>et al.</i> (2015), para frequência de chaveamento 30KHz.....	79
Figura 4.8 – Formas de onda das tensões sobre os diodos de saída em malha aberta.....	80
Figura 4.9 – Formas de onda das tensões sobre os diodos de saída do conversor de Silva (2010).....	80
Figura 4.10 – Tensões nos diodos de saída do conversor de Freitas <i>et al.</i> (2015).	81
Figura 4.11 – Ondulação da tensão e corrente de saída do conversor proposto em malha aberta.....	81
Figura 4.12 – Ondulação da tensão e corrente de saída do conversor de Freitas <i>et al.</i> (2015).82	82
Figura 4.13 – Simulação do conversor proposto em malha fechada.	83
Figura 4.14 – Malha de controle do conversor proposto.....	84
Figura 4.15 – Degrau de Carga.....	84
Figura 4.16 – Forma de onda da tensão de saída controlada, do sinal de controle, sinal de erro e corrente de saída.	85
Figura 4.17 – Forma de ondas das tensões sobre os capacitores de saída e da tensão de saída.	86
Figura 4.18 – Formas de onda da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 em malha fechada. ...	86
Figura 4.19 – Formas de onda das correntes nos indutores do primário em malha fechada. ...	87
Figura 4.20 – Formas de onda das correntes nos indutores do secundário em malha fechada.87	87

Figura 4.21 – Formas de onda das tensões sobre os diodos de saída em malha fechada.	88
Figura 4.22 – Ondulação da tensão e corrente de saída do conversor em malha fechada.	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificação do Conversor proposto	49
Tabela 2 – Valores adotados para encontrar a Indutância do primário	50
Tabela 3 – Valores dimensionados no projeto.....	63
Tabela 4 - Componentes disponíveis no mercado	64
Tabela 5 – Valores das Indutâncias	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCrit	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
TI	Tecnologia da Informação
TIC	Tecnologia da Informação e Comunicação
EUA	Estados Unidos da América
CPU	<i>Central Process Unit</i> (Unidade Central de Processamento)
HD	<i>Hard Disk</i> (Disco Rígido)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte de Alimentação Ininterrupta)
PV	<i>Photovoltaic</i> (Fotovoltaica)
LEED	<i>Leadership in Energy and Environmental Design</i> (Liderança em Energia e projeto Ambiental).
AISO	<i>Affordable Internet Services Online</i> (Serviços de Acesso à Internet Online).
ITC	<i>Solar Investment Tax Credit</i> (Crédito de Imposto de Investimento Solar).
ASEAN	<i>Association of Southeast Asian Nations</i> (Associação de Nações do Sudeste Asiático).
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
REN	Resolução Normativa
ATS	<i>Automatic Transfer Switch</i> (Interruptor de Transferência Automática)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i> (Rastreador de Ponto de Máxima Potência).
PI	Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
ZOH	<i>Zero-Order Holder</i> (Segurador de Ordem Zero)
IFRN	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
GPEC	Grupo de Processamento de Energia e Controle
UFC	Universidade Federal do Ceará
USGBC	<i>U.S. Green Building Council</i> (Conselho de Construção Verde dos EUA).

LISTA DE SIMBOLOS

$L_{11}...L_{13}$	Indutores do conversor intercalado de fase 0°.
$L_{21}...L_{23}$	Indutores do conversor intercalado de fase 180°.
S_1, S_2	Interruptores de potência.
D_{g1}, D_{g2}	Diodos de grampeamento
D_{11}, D_{12}	Diodos de saída do conversor intercalado de fase 0°.
D_{21}, D_{22}	Diodos de saída do conversor intercalado de fase 180°.
$C_{11}...C_{13}$	Capacitores do conversor intercalado de fase 0°.
$C_{21}...C_{23}$	Capacitores do conversor intercalado de fase 180°.
C_f	Capacitor de filtro.
V_{s1}, V_{s2}	Tensão nos interruptores de potência.
$V_{L1}...V_{L3}$	Tensão nos indutores.
V_{DG}	Tensão do diodo de grampeamento.
V_{D1}, V_{D2}	Tensão nos diodos de saída.
V_{C1}, V_{C3}	Tensão nos Capacitores.
$I_{L1}...I_{L3}$	Correntes nos Indutores.
V_i	Tensão de entrada do conversor.
V_o	Tensão de saída do conversor.
N_1	Número de espira do primário.
N_2	Número de espiras do secundário.
D	Razão cíclica.
D_{max}	Razão cíclica máxima.
P_T	Potência de saída total.
η	Rendimento do conversor
I_i	Corrente de entrada.
I_o	Corrente média de saída.
ΔV_o	Ondulação de tensão de saída.
ΔI_i	Ondulação de corrente de entrada.
f_s	Frequência de Comutação.
t_{on}	Tempo do interruptor em condução.
E_o	Energia fornecida para saída.
E_{LI}	Energia armazenada nas indutâncias.
E_i	Energia fornecida pela fonte de alimentação.

P_{ot_o}	Potencia de saída de cada conversor intercalado.
t_{off}	Tempo do interruptor em bloqueio.
I_{L1pico}	Corrente de pico nos indutores do primário.
I_{L2pico}	Corrente de pico do indutores do secundário.
T	Período de Comutação.
D_{nom}	Razão cíclica nominal
ΔV_{C1}	Ondulação de tensão no capacitor C_1 .
t_d	Tempo de descarga do indutor secundário em MCD.
$I_{L1_{rms}}$	Valor eficaz da corrente no indutor primário.
$I_{L2_{rms}}$	Valor eficaz da corrente no indutor secundário.
$V_{S_{max}}$	Tensão máxima no interruptor de potência.
$I_{S_{media}}$	Corrente média no interruptor de potência.
$I_{S_{rms}}$	Corrente eficaz no interruptor de potência.
I_{Spico}	Corrente de pico no interruptor de potência.
$V_{Dg_{max}}$	Tensão máxima reversa no diodo de grampeamento.
$I_{Dg_{media}}$	Corrente média no diodo de grampeamento.
$I_{Dg_{rms}}$	Corrente eficaz no diodo de grampeamento.
$I_{Dg_{pico}}$	Corrente de pico no diodo de grampeamento.
$V_{D1_{max}}$	Tensão máxima reversa no diodo de saída D_1 .
$V_{D2_{max}}$	Tensão máxima reversa no diodo de saída D_2 .
$I_{D1_{media}}$	Corrente média no diodo D_1 .
$I_{D2_{media}}$	Corrente média no diodo D_2 .
$I_{D1_{rms}}$	Corrente eficaz no diodo D_1 .
$I_{D2_{rms}}$	Corrente eficaz no diodo D_2 .
$I_{D1_{pico}}$	Corrente de pico no diodo D_1 .
$I_{D2_{pico}}$	Corrente de pico no diodo D_2 .

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Eficiência Energética em Datacenters	18
1.2	<i>Datacenter</i> alimentado em Corrente Contínua (CC).....	20
1.3	Sistema Fotovoltaico para alimentar um <i>datacenter</i> em CC	22
1.4	Sistema Proposto para a criação de um barramento CC	28
2	CONVERSORES CC/CC DE ALTO GANHO NÃO ISOLADOS PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	31
2.1	Conversores Multinível com capacitores de chaveamento	31
2.2	Conversores baseados em indutor acoplado	32
2.3	Conversores baseados em células de comutação três estados	34
2.4	Conversores <i>boost</i> intercalado	34
2.5	Conversor <i>boost</i> com indutor acoplado e duplicidade no módulo de saída	37
3	CONVERSOR PROPOSTO	39
3.1	Justificativa	39
3.2	Conversor Proposto: Conversor CC/CC de alto ganho intercalado com indutores acoplados e duplicidade no módulo de saída	39
3.3	Análise Qualitativa do Conversor Proposto	41
3.3.1	<i>Formas de onda teóricas do conversor</i>	42
3.3.2	<i>Etapas de Operação</i>	44
3.4	Equacionamento do Conversor Proposto	48
3.4.1	<i>Dimensionamento das indutâncias em MCCrit</i>	49
3.4.2	<i>Equacionamento em Modo de Condução Descontínuo (MCD)</i>	56
3.4.3	<i>Esforços sobre os interruptores e diodos de potência</i>	62
3.5	Controle	64
4	SIMULAÇÃO E RESULTADOS	73
5	CONCLUSÃO	90

REFERÊNCIAS	91
--------------------------	-----------

1 INTRODUÇÃO

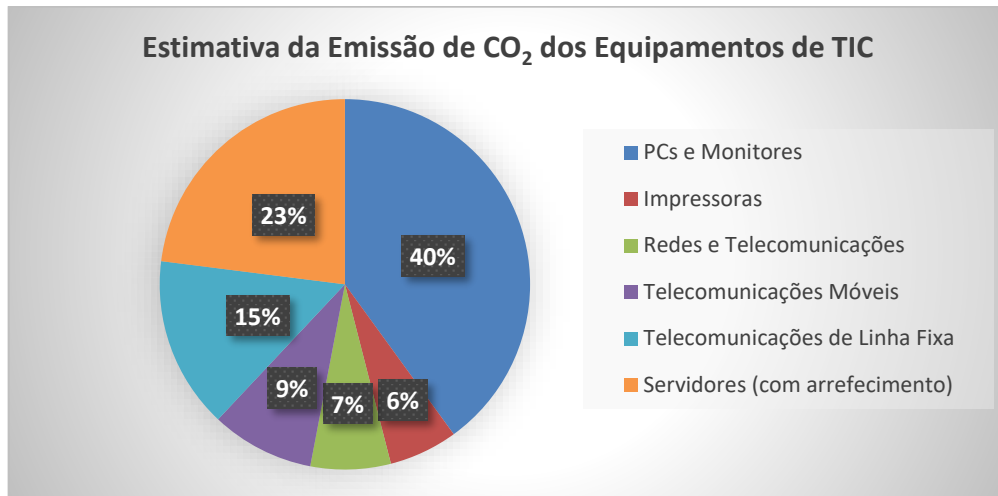
1.1 Eficiência Energética em Datacenters

A necessidade de energia para alimentar os sistemas de tecnologia da informação e comunicação (TIC) tem aumentado ao longo dos anos, aumentando os custos operacionais e a emissão de carbono. Os *datacenters* e as infraestruturas de telecomunicações têm uma contribuição significativa nos gastos de energia. Isto gera uma crescente demanda por soluções de eficiência energética, e diversas aplicações para economizar energia têm sido propostas (RIEKSTIN, 2015; YAJIMA, 2016).

De acordo com estatísticas internacionais, o consumo de eletricidade dos *datacenters* aumentou em 56% entre 2005 e 2010, em todo o mundo, atingindo 237 TWh; aproximadamente 1,3% do consumo total do mundo naquele ano. Os Estados Unidos, como o maior operador de *datacenters*, têm experimentado um aumento ligeiramente menor, mas ainda significativo, de 36%. Em 2013, 2,2% da eletricidade (cerca de 91 TWh) foi consumida por *datacenters* nos EUA, e os números são esperados para chegar a 139 TWh até 2020. As necessidades energéticas e os custos de energia também se tornaram um dos principais desafios da indústria, como foi refletido por uma pesquisa elaborada pela Emerson Network Power em 2012. As respostas dadas pelos membros do grupo de usuários de *datacenter* evidenciaram a eficiência energética, disponibilidade e monitoramento da infraestrutura como principais prioridades. No entanto, os resultados da pesquisa não surpreenderam os especialistas da área; os custos de energia com arrefecimento dos *datacenters* aumentaram em tal ritmo nos últimos anos que os custos de investimento totais do sistema de resfriamento são comparáveis aos custos de operação de 4-5 anos. Para racionalizar esses custos, os operadores estão buscando soluções em todo o mundo, desde a melhoria da gestão térmica dos edifícios até a eliminação das etapas de conversão da infraestrutura de energia para diminuir as perdas de energia (HARTMANN; FARKAS, 2016).

Com a constante expansão da economia global, o consumo de energia e as emissões de carbono continuarão aumentando nos próximos anos. A Figura 1.1 mostra uma estimativa das emissões de CO₂ dos *datacenters* para cada categoria de equipamentos de TIC. As emissões de CO₂ dos equipamentos de TIC estão aumentando a uma taxa de 6% ao ano, e, com essa taxa de crescimento, representarão 12% das emissões mundiais até 2020 (RONG *et al.*, 2016).

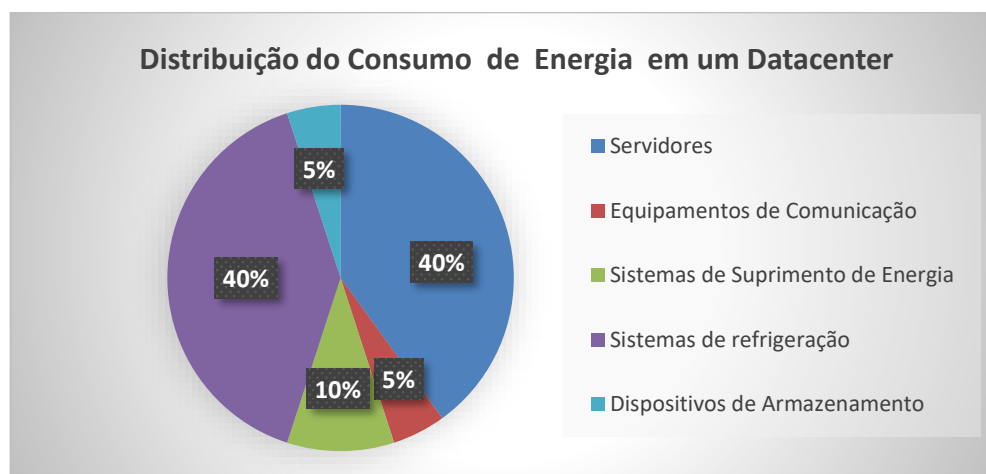
Figura 1.1 - Estimativa da Emissão de CO₂ dos Equipamentos de TIC.



Fonte: Adaptado de RONG *et al.* (2016).

O consumo de energia dos *datacenters* pode ser dividido em duas categorias: recursos computacionais e recursos físicos. O consumo de energia dos recursos computacionais representa cerca de 50% do consumo total de energia, dos quais 40% é consumido pelos servidores; 5% pelos equipamentos de comunicação e 5% pelos dispositivos de armazenamento. Já nos recursos físicos, o consumo de energia dos sistemas de refrigeração representa cerca de 40% do consumo total de energia, e os sistemas de fornecimento de energia, entre outros fatores, representam cerca de 10%, como mostrado na Figura 1.2 (RONG *et al.*, 2016).

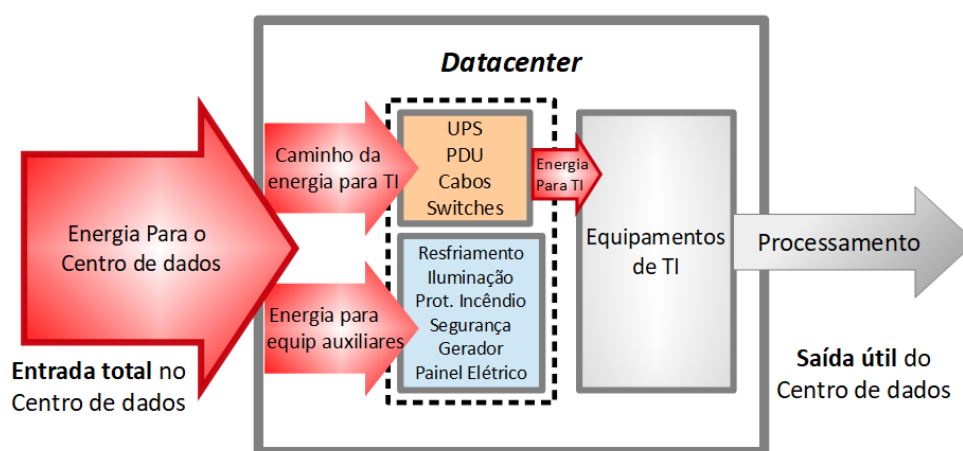
Figura 1.2 - Distribuição do Consumo de Energia em um Datacenter.



Fonte: Adaptado de RONG *et al.* (2016).

Segundo RONG *et al.* (2016), a eficiência do *datacenter* é de 50%, ou seja, de 100% de energia que é fornecida ao *datacenter*, somente 50% é destinada a carga de TIC. Em média, 50% dessa energia, é consumida antes de chegar à carga de TIC, pelos equipamentos de conversão e distribuição de energia, e pelos equipamentos de arrefecimento, ocasionando altas contas de energia, um grande impacto ambiental e a insuficiência de atender racks de equipamentos. Na Figura 1.3, é ilustrado o fluxo de energia até chegar aos equipamentos de TI de um *datacenter*.

Figura 1.3 – Fluxo de Energia em um *datacenter*



Fonte: Adaptado de <https://datacenterweb.wordpress.com>

Para elevar a eficiência do *datacenter*, é necessário melhorar a eficiência dos recursos físicos, que são os equipamentos de conversão de energia e arrefecimento do ambiente, e melhorar a eficiência dos recursos computacionais, que são as próprias cargas de TIC.

1.2 *Datacenter* alimentado em Corrente Contínua (CC)

Com a evidente urgência da eficiência energética para os *datacenters*, vários estudos estão sendo realizados nesse sentido. Uma das alternativas mais promissoras é a alimentação desses equipamentos de TIC através de corrente contínua em alta tensão. Tradicionalmente, a distribuição de energia para *datacenters* é feita em corrente alternada (CA) e em 48V CC para instalações de telecomunicações. A Corrente Contínua (CC) em alta tensão está sendo proposta como uma opção de distribuição eficiente de energia para ambos os tipos de instalações.

O uso da CC em alta tensão para alimentar *datacenters* vem sendo muito considerado por causa da simplicidade do sistema de energia em comparação com a energia CA e a capacidade de fornecer redundância e escalabilidade em uma abordagem modular. Eliminando as conversões entre alimentação CA e CC, a CC em alta tensão tem o potencial para reduzir o custo de capital e espaço, e aumentar a eficiência e disponibilidade. Além disso, o uso de energia CC simplifica a integração de fontes de energia renováveis (LISY; SMREKAR, 2015).

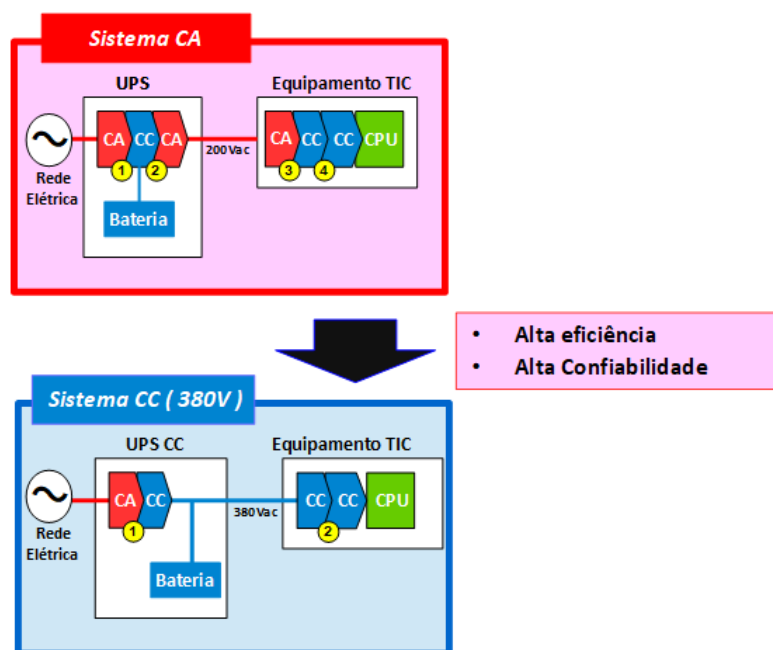
Estudos realizados em Salato (2012); Yajima (2016), enumeram diversos benefícios energéticos em alimentar cargas de TIC com CC em alta tensão, comparado com a tradicional alimentação CA. Entre os benefícios observados estão:

- a) Menos estágios de conversão no sistema geral, ocasionando maior eficiência energética;
- b) Maior bateria de backup sem perdas ao sistema;
- c) Distribuição de energia sem perdas e efeitos harmônicos;
- d) Não há necessidade de balanceamento de carga entre as fases;
- e) Menor impacto ambiental;
- f) Quadro de distribuição simplificado;
- g) Manutenção simplificada;
- h) Qualidade de potência de saída condicionada;
- i) Tensão constante;
- j) Maior vida útil dos equipamentos eletrônicos.

Para usufruir ao máximo dos benefícios de uma distribuição CC em alta tensão, é fundamental otimizar as topologias de conversão de energia relacionadas a alimentação das cargas de TIC, tanto nos componentes de energia de entrada, como nas topologias internas de conversão na placa-mãe. As seguintes topologias de conversão de energia para as fontes de alimentação de carga de TIC (conversão de CC em alta tensão para baixa tensão) são consideradas "blocos de construção" para o sistema de energia CC em alta tensão (SALATO *et al.*, 2012).

Na Figura 1.4, são comparados os benefícios do sistema de distribuição de energia em corrente contínua com a distribuição em corrente alternada convencional. Pode-se ver, na figura, que o sistema de distribuição CC economiza energia porque tem menos estágios de conversão a caminho da CPU (Unidade Central de Processamento) do equipamento de TIC.

Figura 1.4 – Sistemas de distribuição de energia AC e CC



Fonte: Adaptado de Yajima (2016).

1.3 Sistema Fotovoltaico para alimentar um *datacenter* em CC

Uma maneira de reduzir o consumo de eletricidade da rede para alimentar um *datacenter* é a instalação de um sistema fotovoltaico (PV). Esse sistema utiliza a luz solar para gerar eletricidade, que pode ser usada para alimentar o *datacenter*. Os custos de um sistema PV caíram na última década, tornando-os soluções competitivas em termos de custos em diversas áreas. Existem vários benefícios para a instalação de um sistema baseado em energia solar para alimentar *datacenters*. Dentre eles:

- a) Reduzir os custos com energia;
- b) Atuar como uma cobertura de preços contra o aumento dos preços da energia proveniente da rede elétrica;
- c) Reduzir a quantidade de energia rica em poluição consumida da rede elétrica;
- d) Reduzir as emissões de carbono, tornando os *datacenters* mais ecológicos para a proteção do meio ambiente global;
- e) Fortalecer as relações públicas;
- f) Capitalizar o telhado ou o espaço do solo subutilizados (CROWDIS, 2012).

Uma certificação que expressa a amizade ambiental dos *datacenters* é a "Liderança em Energia e Projeto Ambiental" (LEED), que é mandatada pelo Conselho de Construção Verde dos EUA (USGBC). O LEED avalia a economia de energia e a carga ambiental, que vão

desde o planejamento e projeto de grandes estruturas arquitetônicas até construção, operação e manutenção dos *datacenters* (YAJIMA *et al.*, 2016).

O uso da energia solar fotovoltaica para os *datacenters* veio desde 2005, quando a *Affordable Internet Services Online, Inc. (AISO)* montou o primeiro *datacenter* alimentado por energia solar. A energia fotovoltaica é uma boa solução para muitos *datacenters* e empresas de TIC que se concentram na redução da emissão de carbono. Sendo um meio econômico e ecoamigável de energia suplementar, empresas como Facebook, Apple, Google, Amazon, Cisco e outras estão adotando energia fotovoltaica nos seus *datacenters*. Entre outras fontes renováveis, como o vento, o biogás e outros, a energia solar no mercado de *datacenters* é a mais utilizada (FUTURE MARKET INSIGHTS, 2017).

Um estudo feito pela Emerson Network Power, intitulado “*Data Center 2025: Exploring the Possibilities*”, pesquisou 800 gestores de TI de todo o mundo, perguntando como seriam os *datacenters* em 2025. De acordo com os participantes, em 2025 quase 25% da energia que alimentará os *datacenters* será solar, atualmente é cerca de 1%. Juntas, as fontes de energias renováveis, como a solar, eólica, células de combustível, geotérmica e das marés, correspondem a mais de 10% da energia em um *datacenter*. Em 2025, estima-se que estas energias representem metade da energia fornecida aos *datacenters* (EMERSON NETWORK POWER, 2014).

Com base na geografia, os sistemas fotovoltaicos para *datacenters* podem ser encontrados nos diversos continentes como, América Latina, América do Norte, Europa Oriental, Europa Ocidental, Japão, Ásia-Pacífico, Oriente Médio e África. Entre todos os continentes, a América do Norte está liderando a energia solar fotovoltaica para o mercado de *datacenters*. O encerramento iminente do ITC solar (crédito de imposto de investimento solar) pelo governo dos EUA com a finalidade de instalação de negócios é um dos fatores principais para o aumento da energia solar no mercado de *datacenters*. Depois da América do Norte, a Europa Ocidental é o segundo maior mercado de energia fotovoltaica para *datacenters*. A energia fotovoltaica na Europa Ocidental para o mercado de *datacenters*, impulsionada principalmente pela demanda e por iniciativa do governo da Alemanha, da França, da Espanha e de BENELUX (bloco econômico formado por Bélgica, Luxemburgo e Holanda). Principais economias, como Índia, China e ASEAN (Associação de Nações do Sudeste Asiático), deverão liderar a energia solar fotovoltaica para o mercado de *datacenters*. Do mesmo modo, prevê-se que o desenvolvimento da infraestrutura de TI no Oriente Médio, América Latina e Japão projete um forte crescimento da energia solar fotovoltaica no mercado de *datacenters* (FUTURE MARKET INSIGHTS, 2017).

No Brasil, o primeiro *datacenter* alimentado com energia solar foi o da empresa Algar Tech, em 2015 (Figura 1.5). Considerado o primeiro *datacenter* verde da América Latina, este foi desenvolvido pela empresa Alsol Energias Renováveis para o *datacenter* localizado em Uberlândia (MG), cidade sede da Algar Tech, o projeto consiste em um sistema fotovoltaico composto por 1230 módulos de 245Wp instalados no telhado da empresa, capazes de gerar 450 MWh/ano. O volume gerado poderia alimentar pelo menos 150 residências de consumo médio. A crise energética e o aumento significativo na tarifa de energia os levaram a buscar a alternativa das fontes de energia renovável.

Figura 1.5 – Sistema fotovoltaico para alimentar o *datacenter* da empresa Algar Tech



Fonte: <http://www.alsolenergia.com.br>

De um modo geral, é melhor instalar sistemas fotovoltaicos em locais com políticas de medição líquida. A medição líquida permite aos usuários finais consumir a eletricidade gerada no sistema fotovoltaico se houver demanda suficiente; se for gerada mais eletricidade do que a instalação pode usar, a eletricidade é injetada na rede elétrica, e o proprietário do projeto recebe um crédito. Esse crédito pode ser aplicado à eletricidade consumida da rede. Em outras palavras, sob a medição líquida, o medidor de eletricidade de um cliente pode "girar para trás". A estrutura de custos também deve ser considerada. Os sistemas fotovoltaicos tendem a ter sentido econômico em áreas com altas taxas no valor da eletricidade e incentivos. Os

incentivos são criados pelos governos, como isenções de impostos sobre vendas, isenções de impostos sobre propriedades, subsídios e descontos (CROWDIS, 2012).

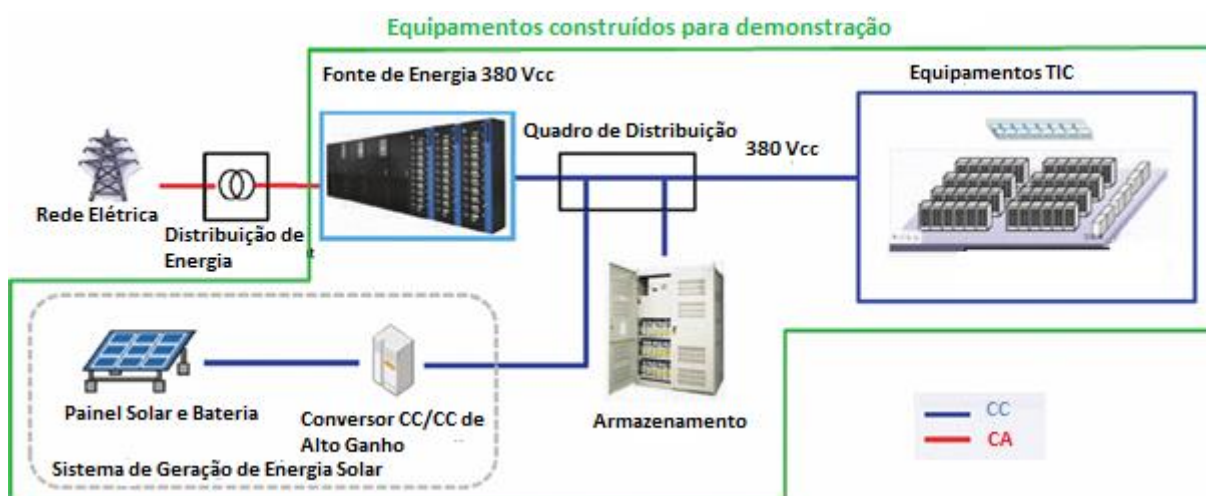
No Brasil, esta prática foi regulamentada pela Resolução Normativa 482/2012 da ANEEL. Conforme a REN 482/2012, um consumidor de energia elétrica que instale pequenos geradores em sua casa, condomínio ou empresa (como painéis solares fotovoltaicos e pequenas turbinas eólicas) pode utilizar a energia gerada para abater o consumo de energia elétrica da unidade. Quando a geração for maior que o consumo, o saldo positivo de energia poderá ser creditado na fatura dos meses seguintes.

No entanto, mesmo uma instalação grande de painéis solares fotovoltaicos produz uma parcela pequena de energia, que restringe o uso da energia solar para muitos *datacenters*. Assim, a energia solar não é uma fonte confiável em tempo integral. Para mitigar essas limitações, as empresas podem usar a combinação de energia produzida por painéis solares, em uma maior parte, equilibrando com o uso de fontes de energia convencionais ou em vez de substituir todo o sistema de alimentação, a energia fotovoltaica pode ser usada como um sistema de alimentação de energia suplementar (FUTURE MARKET INSIGHTS, 2017).

Em Yajima *et al.* (2016), foi estudado e desenvolvido um sistema de distribuição de energia em CC que fornece energia para um *datacenter* em 380 Vcc, como meio de economizar energia e usar energia renovável em *datacenters*. As fontes de energia renováveis, como energia solar e células de combustível, fornecem saída em CC. A interconexão dessas fontes de energia e o sistema de distribuição de energia CC é fácil, com apenas a tensão controlada. Portanto, sua compatibilidade com os sistemas de distribuição de energia CC é alta, e eles podem ser utilizados de forma eficiente. Além disso, o sistema de distribuição de energia CC pode economizar energia pela interconexão com a fonte de energia CC do equipamento de TIC.

Na Figura 1.6, é demonstrado como o sistema de alimentação em CC de 300 kW está interligado com o sistema de geração de energia solar de 200 kW. A carga é o equipamento TIC habilitado para 380Vcc que consome 250kW, a iluminação e uma unidade de ar condicionado. Como um backup para um apagão de energia comercial, uma bateria de íon de lítio é conectada ao sistema.

Figura 1.6 – Sistema de distribuição CC, com energia solar para alimentar um datacenter



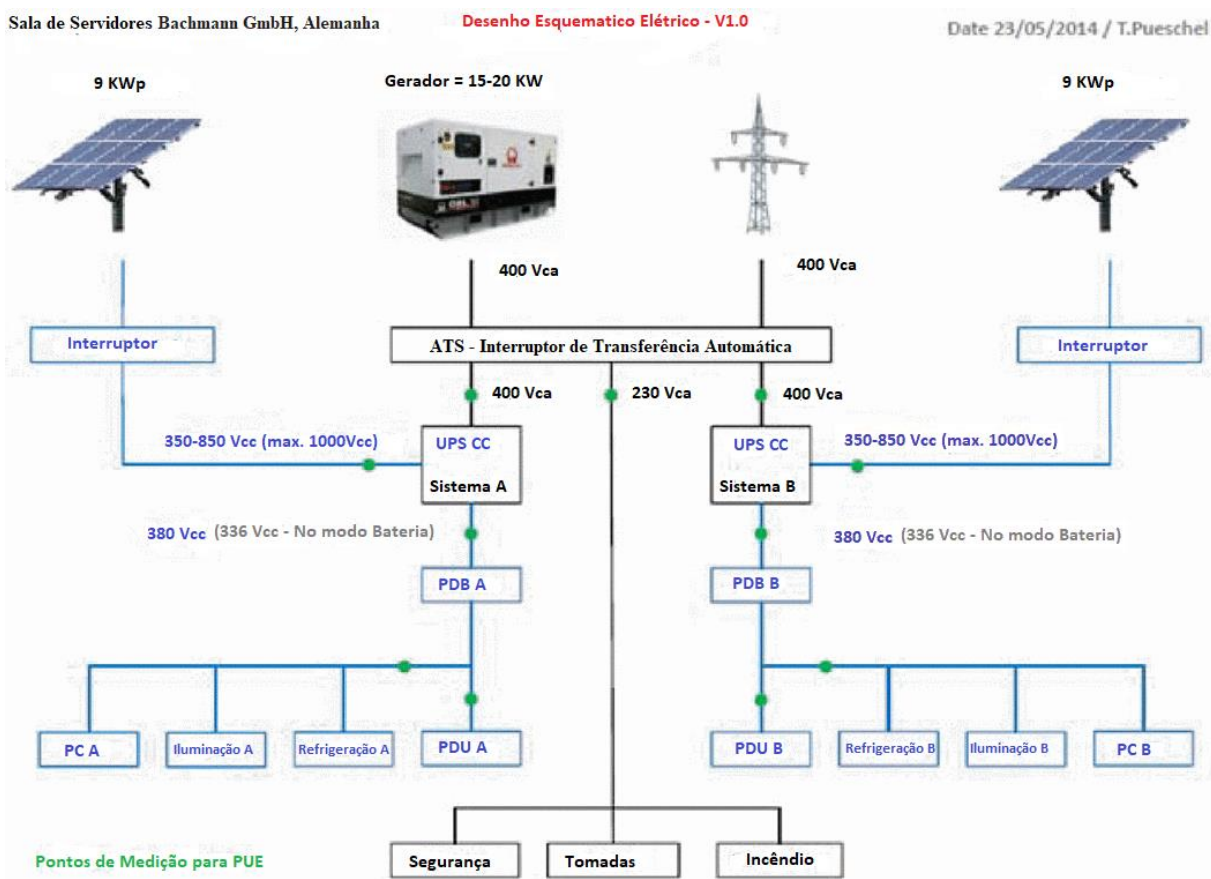
Fonte: Yajima (2016).

Esse estudo mostrou que o sistema de distribuição de energia CC reduz o consumo de energia mais do que o sistema de distribuição de energia CA e demonstrou como as emissões de dióxido de carbono são reduzidas integrando o sistema de geração de energia solar (YAJIMA *et al.*, 2016).

Outro estudo de caso feito por Lisy e Smrekar (2015), em que um fabricante de sistemas e componentes eletrônicos, a empresa alemã Bachmann GmbH & Co. KG, desenvolveu um sistema fotovoltaico conectado à rede para alimentar um *datacenter* em 400 Vcc, a fim de minimizar o número de conversões entre alimentação de CA e CC e permitir a integração de fontes de energia renováveis que geram em CC. Bachmann estava construindo um novo *datacenter* para suas operações internas e queria projetá-lo como uma vitrine da eficiência energética.

Para garantir a máxima disponibilidade, o *datacenter* foi projetado com uma configuração 2N, com caminhos duais para conversão, distribuição de energia e arrefecimento. Na entrada do site, um interruptor de transferência automática (ATS) conecta a energia da rede elétrica e um gerador de *back-up*. A saída do ATS fornece 400Vca para os dois sistemas de energia de 400 Vcc. Uma alimentação de 230 Vca do ATS também fornece energia para cargas auxiliares CA, como o sistema de segurança e tomadas elétricas. Este sistema de energia híbrido de 400Vcc contém dois retificadores que convertem a alimentação de CA para 400Vcc, bem como conversores CC/CC com MPPT que convertem energia CC variável de painéis fotovoltaicos solares para energia de 400 Vcc regulada, como mostrado na Figura 1.7.

Figura 1.7 – Sistema híbrido fotovoltaico para alimentar o *datacenter* da empresa Bachmann



Fonte: Adaptado de Lisy e Smrekar (2015).

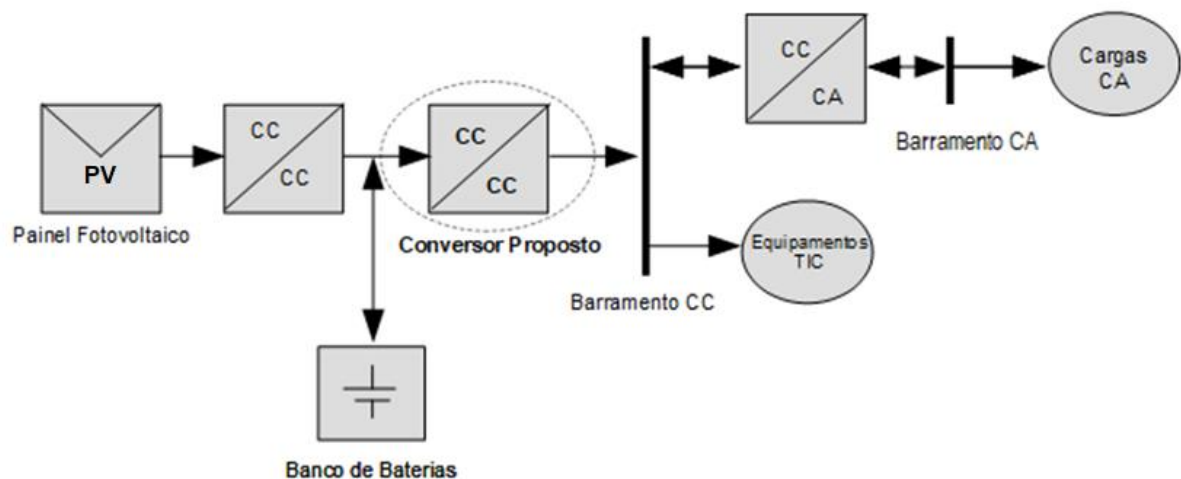
O *datacenter* alimentado através de uma microrrede de 400 Vcc está operando desde março de 2015, com operação ininterrupta relatada. O *German Data Center Award* concedeu à Bachmann o 3º lugar para a eficiência energética na Conferência *Future-Thinking Data Center* em Darmstadt, em abril de 2015.

Pensando em todas essas vantagens da alimentação em CC em alta voltagem para cargas de TIC, nosso trabalho propõe que sistemas fotovoltaicos a serem implementados ou os sistemas fotovoltaicos já implementados em CA possam destinar uma parte de sua geração para a alimentação em CC das cargas de TIC. No Brasil, a distribuição de energia entregue às cargas de TI é 110 / 220V CA. Todos estes equipamentos de TIC têm estágio de retificação eficiente na entrada de sua fonte de alimentação, o que lhes permite ser conectado diretamente a um sistema CC, onde a tensão de operação seja de 156 Vcc ou 311 Vcc, dependendo do local em que está instalado (SILVA, 2010).

1.4 Sistema Proposto para a criação de um barramento CC

Para a alimentação dos equipamentos de TIC com corrente contínua, é necessário criar um barramento de 311 Vcc. O Sistema proposto é composto de painéis fotovoltaicos, um conversor CC/CC para o carregamento de baterias, um banco de bateria e um conversor elevador de alto ganho CC/CC, que eleve a voltagem de saída de 24Vcc do banco de baterias para 311Vcc, necessária para alimentarmos os equipamentos de TIC de um *datacenter*. A energia excedente pode retornar ao sistema CA conectado à rede através de um inversor bidirecional CC/CA, como também, na falta de energia no sistema CC, este inversor bidirecional pode alimentar o barramento CC de 311 Vcc, conforme sugerido em Santos (2014). A Figura 1.8 ilustra este sistema proposto.

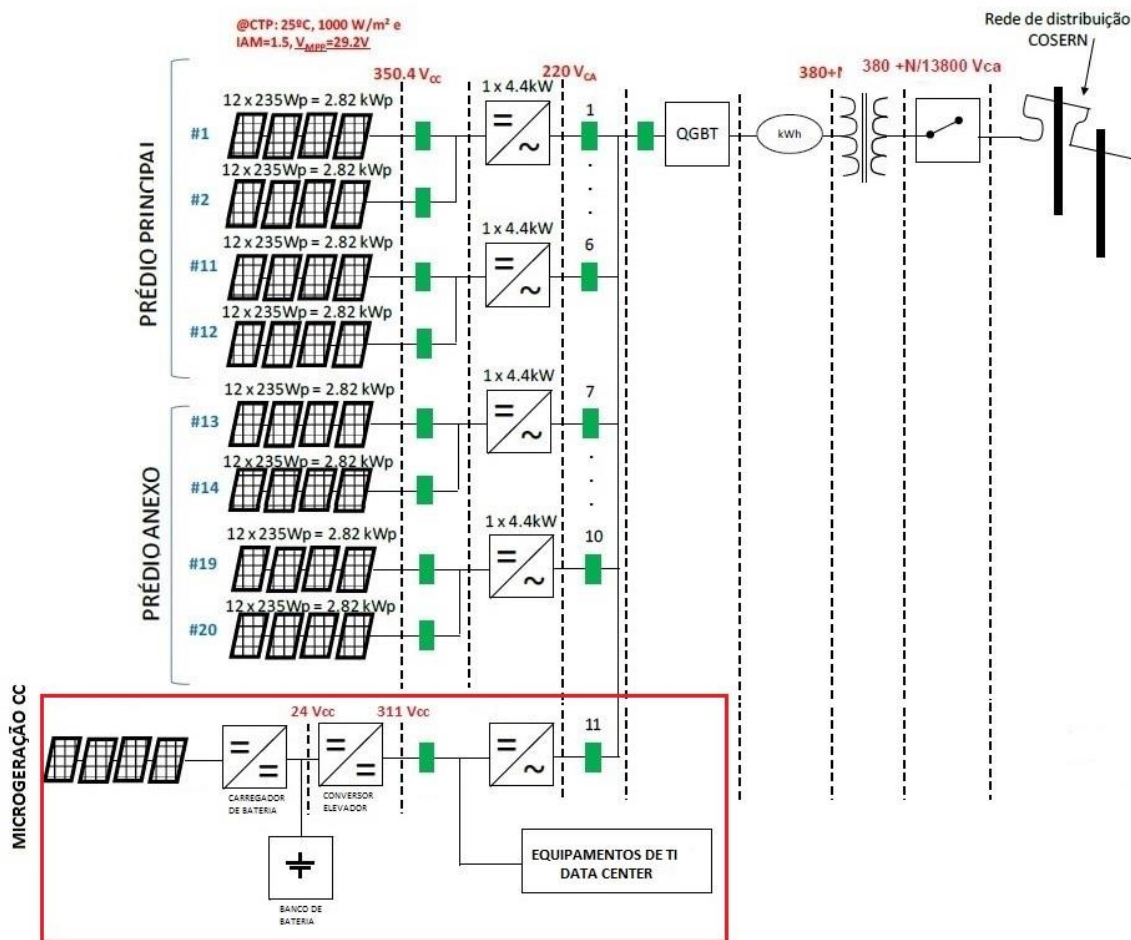
Figura 1.8 - Esquema de conexão para criação de um barramento CC



Fonte: Elaborado pela autora

Como exemplo de aplicação do sistema proposto, na Figura 1.9, é mostrado como seria interligado esse sistema proposto CC ao sistema interligado à rede já existente do IFRN (Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte), com a alteração proposta em Santos e Antunes (2017), para criação do barramento CC.

Figura 1.9 - Esquema de ligação do sistema fotovoltaico proposto a um exemplo de sistema interligado a rede.



Fonte: Santos e Antunes (2017).

Com o sistema proposto, o excedente de energia gerada pelos painéis fotovoltaicos para o barramento CC, volta para a rede através de um inversor bidirecional que também tem a função de fornecer energia ao barramento CC, sob más condições de insolação nos painéis solares. Para que esse sistema funcione, a parte central é um conversor elevador CC/CC de alto ganho que irá transformar a energia proveniente das baterias alimentadas por painéis fotovoltaicos para as cargas de TIC (*UPS*, *switches*, servidores, etc.). Então, pensou-se em propor uma topologia de conversor CC/CC de alto ganho que atenda a essa demanda, primando pela qualidade da energia entregue à carga de TIC.

O objetivo deste trabalho é propor uma topologia de conversor elevador CC/CC de alto ganho, que possa elevar a tensão de 24 V_{cc} provinda de um banco de baterias, carregadas através de painéis fotovoltaicos, para 311 V_{cc}, tensão necessária para alimentar as cargas de TIC. Esta topologia de conversor deverá entregar à carga de TIC uma tensão controlada em 311

Vcc, com o mínimo de ondulação de saída possível, e o mínimo de perdas de potência, ou seja, um conversor de alta eficiência. Entre essas cargas de TIC, estão também a UPS (*Uninterruptible Power Supply*), fonte de alimentação ininterrupta para o *datacenter*.

Para isso, foram pesquisadas inúmeras topologias de conversores CC/CC de alto ganho aplicados a sistemas fotovoltaicos, com o intuito de desenvolver uma topologia que melhor se adeque às necessidades do sistema proposto.

2 CONVERSORES CC/CC DE ALTO GANHO NÃO ISOLADOS PARA APLICAÇÃO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Os conversores CC/CC de alto ganho são utilizados, dentre outras aplicações, para a conversão de energia proveniente de painéis fotovoltaicos; ou seja, eles convertem a baixa tensão proveniente do painel fotovoltaico em alta tensão para ser utilizada pela carga CC ou fornecem energia a um inversor para ser utilizada pela carga CA.

Os conversores CC/CC isolados exigem o uso de transformadores para atingir o ganho de tensão desejado. O transformador agrega ao conversor um volume indesejado; além disso, os picos de tensão nos interruptores desses conversores geram maior perda de energia no chaveamento devido à indutância de dispersão do transformador. Por outro lado, conversores CC/CC não-isolados não têm necessidade de utilização de transformador e conseguem obter um ganho elevado utilizando apenas componentes passivos (REVATHI; PRABHAKAR, 2016).

Os conversores de alto ganho produzem uma elevada corrente do lado de baixa tensão e esforços de alta tensão no interruptor. Há, então, uma preocupação em reduzir a ondulação da corrente na entrada e evitar um ciclo de trabalho extremo nos interruptores (REVATHI; PRABHAKAR, 2016).

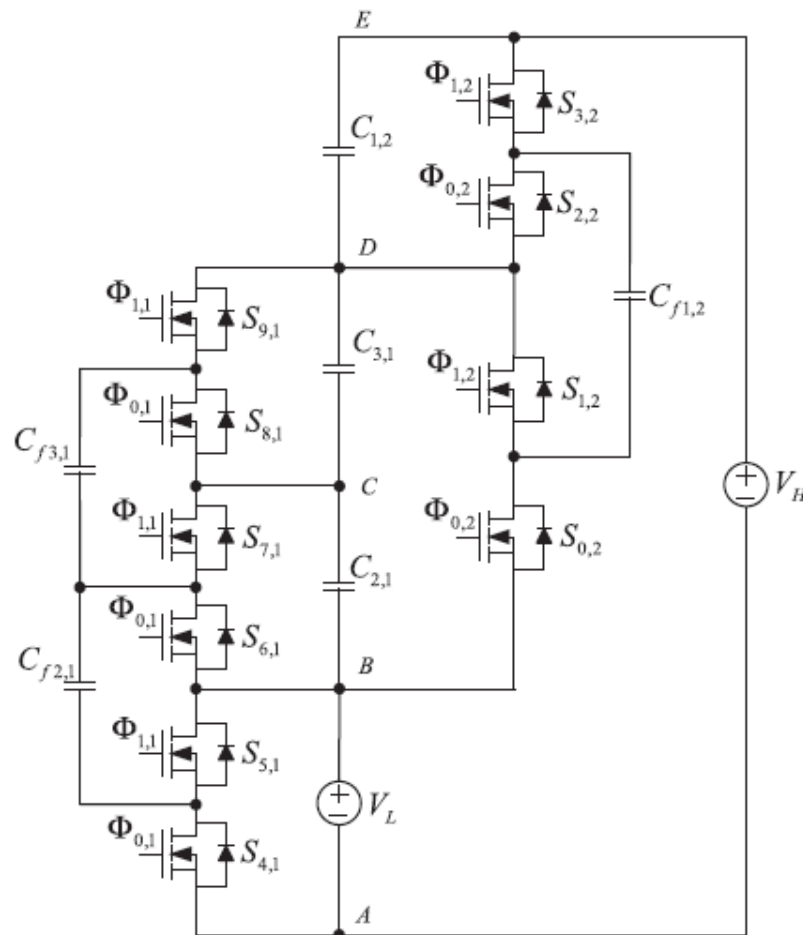
Neste capítulo, veremos algumas topologias de conversores CC/CC de alto ganho não-isolados aplicados em sistemas fotovoltaicos.

2.1 Conversores Multinível com capacitores de chaveamento

A tecnologia multinível de capacitores de chaveamento faz o ganho do conversor ser aumentado e os esforços de tensão dos dispositivos serem reduzidos. Em virtude de componentes magnéticos como indutor e transformador não ser necessário em conversores de capacitores chaveados, o tamanho do circuito é reduzido (XIONG; TAN, 2017). Alta eficiência e boa regulagem de tensão de saída é obtida, mesmo em condições de carga muito leve. Tendo em vista que interruptores não-ativos são usados na célula de capacitor de chaveamento, a estrutura do circuito fica simples. A estrutura do conversor é modular e pode ser integrada facilmente (REVATHI; PRABHAKAR, 2016). Nesta técnica, cada célula básica é composta por um capacitor e dois interruptores que são acionados em modo complementar. O ganho de alta-tensão pode ser obtido pela conexão de várias células básicas em série. Esta topologia de conversor obtém uma alta eficiência, alta densidade de potência e capacidades de transferência

de potência bidirecionais. À medida que capacitores de saída são conectados em série, o balanceamento de tensão entre os capacitores fica difícil (REVATHI; PRABHAKAR, 2016). Contudo, quando o ganho é maior que 15, muitos estágios de capacitores chaveados são exigidos (FARDOUN; ISMAIL, 2010). Isto torna o circuito complexo, com uma quantidade de componentes maior. A capacidade de regulação de tensão de saída é dificultada com grandes variações de carga (REVATHI; PRABHAKAR, 2016). Um exemplo de conversor multinível com capacitores de chaveamento é mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Conversor multinível com capacitor de chaveamento bidirecional de cinco tempos.



Fonte: Xiong e Tan (2017).

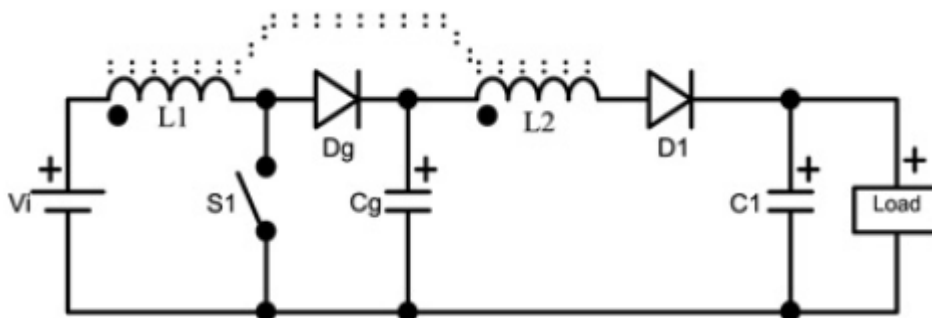
2.2 Conversores baseados em indutor acoplado

Os indutores acoplados ajudam a aumentar o ganho de tensão do conversor. Quando somente um componente magnético é utilizado em vez de dois indutores simples, o volume e a complexidade dos conversores é reduzida. A utilização do indutor acoplado é melhor em

comparação com um transformador, na proporção em que os enrolamentos primários e secundários armazenam e transferem energia de forma complementar (ZHAO *et al.*, 2012). A indutância de dispersão do indutor acoplado pode não só causar picos de alta tensão no interruptor de potência durante o desligamento, mas também induzir grandes perdas de energia. A ressonância entre indutância de dispersão e capacitância intrínseca do diodo de saída causa problemas de interferência eletromagnética e aumenta os esforços de tensão no diodo de saída (REVATHI; PRABHAKAR, 2016). Um circuito *snubber* pode ser empregado para suprimir as altas ondulações de tensão sobre o interruptor de potência e reutilizar a energia da indutância de dispersão. Esta energia da indutância de dispersão do indutor acoplado é reutilizada para a carga durante o período de desligamento do interruptor. Assim, o pico de tensão no interruptor principal pode ser limitado (HWU; YAU, 2014).

Se as altas ondulações de tensão sobre o interruptor são suprimidas por um chaveamento suave, interruptores de potência com o valor de tensão reduzido podem ser empregados para melhorar a eficiência (HYUN-LARK, 2011). A indutância de dispersão do indutor acoplado é utilizada para controlar a queda da corrente no diodo de saída, a qual alivia os problemas de recuperação reversa do diodo (HSIEH *et al.*, 2012). Pelo uso de um indutor acoplado com a relação de espiras adequada, o ganho de tensão pode ser aumentado sem submeter o interruptor de potência sob um ciclo de trabalho extremo. A capacidade de manuseio da potência do sistema geral também aumenta, embora com uma eficiência levemente reduzida devido à indutância de dispersão. A redução no tamanho, peso, volume e custo do conversor é possível, por enrolar múltiplas espiras em um único núcleo magnético (HE; LIAO, 2015). Um exemplo de conversor com indutor acoplado é mostrado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Conversor boost de alto ganho com indutor acoplado



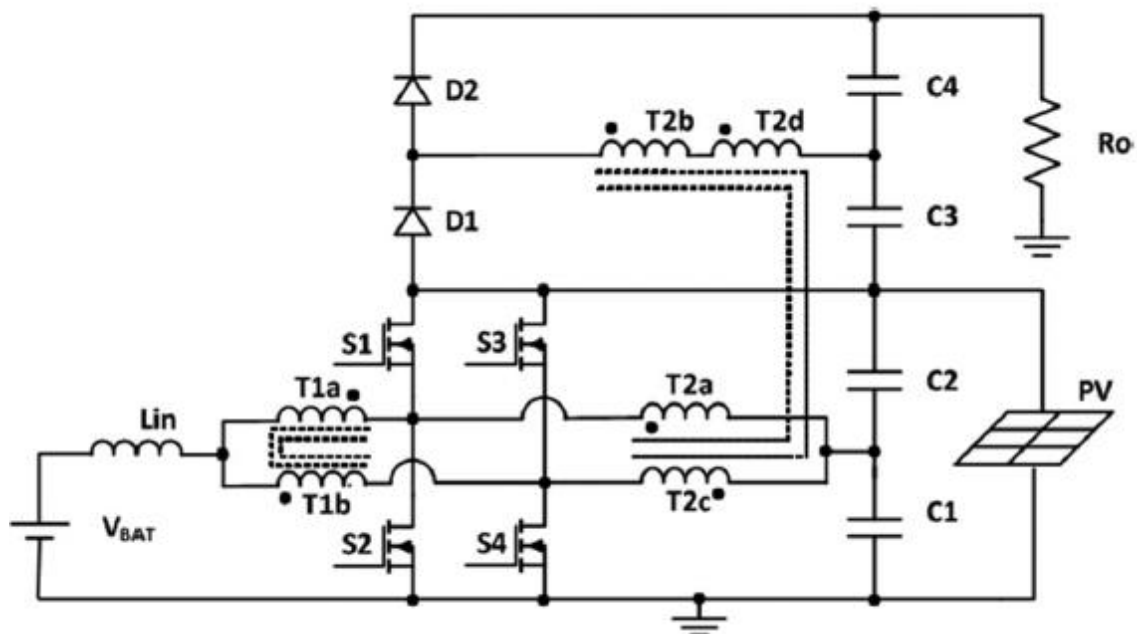
Fonte: Freitas *et al.* (2015).

2.3 Conversores baseados em células de comutação três estados

Dois interruptores que estão presentes nestes tipos de conversores operam de forma semelhante ao conversor intercalado. O tamanho do indutor diminui, uma vez que a frequência de funcionamento no indutor é o dobro da frequência de chaveamento. Este conversor pode lidar com mais potência à medida que os interruptores de potência compartilham a mesma corrente (BARRETO *et al.*, 2014).

A partir de um conversor, é possível obter uma célula de comutação a fim de gerar novas topologias de conversores. Uma célula é obtida quando a fonte de tensão e a carga do conversor são retiradas, gerando uma combinação de elementos indutivos, capacitivos e chaves, permanecendo conectados da mesma forma como se encontravam anteriormente (BARROSO, 2010). Um exemplo de conversor baseado em células de três estados é mostrado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Conversor Boost de alto ganho baseado em células de comutação de três estados



Fonte: Barreto *et al.* (2014).

2.4 Conversores *boost* intercalado

Conversores *boost* intercalados possuem muitas características desejáveis necessárias para aplicações de alta potência. Entre elas estão:

- a) Menor ondulação de corrente sobre dispositivos de potência;

- b) Menor corrente de entrada e ondulação na tensão de saída levam a menores custos e menos componentes passivos;
- c) Melhor gerenciamento térmico;
- d) Densidade de potência maior;
- e) Melhor resposta a transitórios;
- f) Modularidade (MUHAMMAD; ARMSTRONG; ELGENDY, 2016).

Em aplicações de alta potência, a ondulação de corrente é tão alta que um dispositivo de potência simples não pode suportar a corrente inteira e força o usuário a pensar outras estratégias (REVATHI; PRABHAKAR, 2016). Múltiplos dispositivos de potência conectados em um formato intercalado podem dividir a corrente e suportar mais potência. A corrente de entrada total é dividida entre os caminhos e canais paralelos do conversor boost intercalado. Pela introdução de um deslocamento de fase entre os momentos de chaveamento dos canais intercalados, oscilações de corrente são canceladas no lado de entrada (ZHANG; WANG; BURGOS, 2010). A redução na ondulação da corrente total e o aumento da sua frequência reduz consideravelmente o tamanho do filtro capacitor exigido. Além disso, dividir a corrente entre um número de canais, habilita o uso de interruptores de potência menores, de baixa corrente, os quais podem chavear em alta frequência, permitindo, portanto, uma redução substancial no tamanho do indutor. A utilização de indutores de modo comum, ou indutores interfase, como em Zhang, Wang, e Burgos (2010), contribui ainda mais para reduzir as ondulações de correntes e o tamanho dos indutores (REVATHI; PRABHAKAR, 2016). O resultado final é que o tamanho do filtro e o tamanho global do sistema são menores do que um conversor clássico equivalente. O conversor é construído compacto pela redução do tamanho do filtro de interferência eletromagnética (EMI), o qual é obtido por uma escolha apropriada do número de canais intercalados e a frequência de chaveamento. Isto melhora a densidade de potência do conversor (REVATHI; PRABHAKAR, 2016).

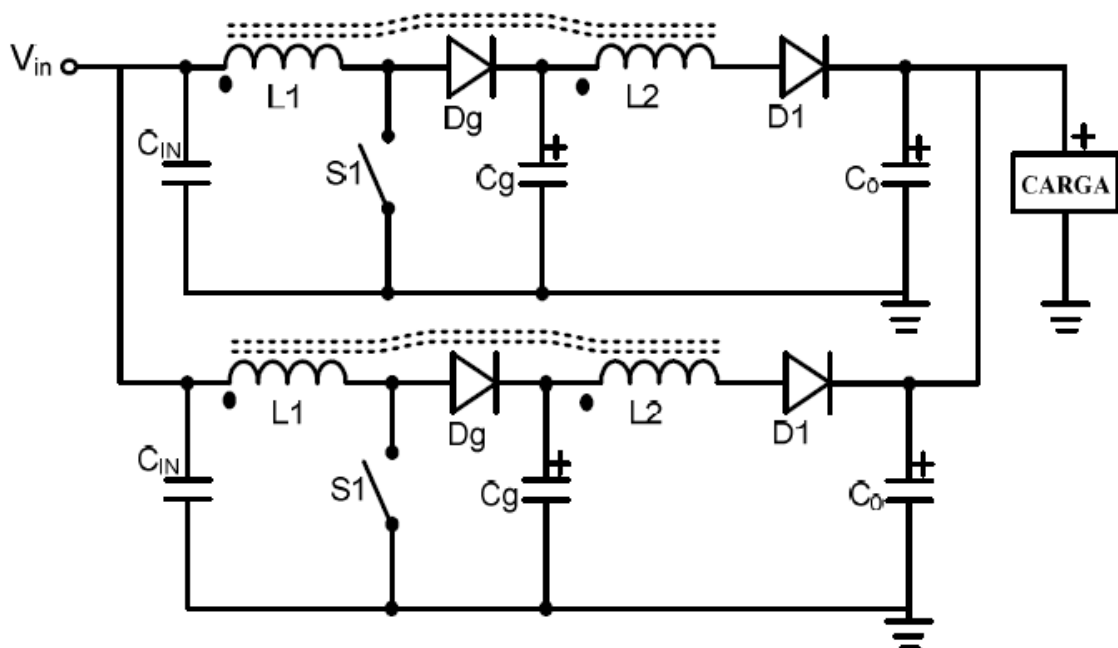
Uma outra característica vantajosa do conversor boost intercalado é a redução da temperatura nos dispositivos. À medida que o calor total dissipado é dividido entre os múltiplos caminhos paralelos, as perdas térmicas são distribuídas em vários componentes com maior área de superfície disponível líquida, o que melhora consideravelmente o arrefecimento. Substituir um canal por vários requer mais drives para acionar os gates dos interruptores de potência, mas as melhorias em termos de redução de tamanho e velocidade de resposta justificam a complexidade extra (REVATHI; PRABHAKAR, 2016).

A capacidade energética do conversor boost intercalado pode ser melhorada ao empregar indutores acoplados. A estrutura modular permite uma maior capacidade de

transferência de energia em virtude do aumento do número de fases (REVATHI; PRABHAKAR, 2016). Por isso, conversores de alto ganho e alta potência são construídos principalmente usando conversor boost intercalado com indutor acoplado como o primeiro estágio. Células de extensão de ganho são usadas no estágio 2 para encontrar o requisito de ganho de tensão (REVATHI; PRABHAKAR, 2016).

Na Figura 2.4 temos um exemplo de um conversor boost intercalado com indutor acoplado proposto por Silva (2010).

Figura 2.4 – Conversor Boost intercalado com indutor acoplado



Fonte: Silva (2010).

Essa topologia intercalada apresenta como vantagem a baixa ondulação de corrente na entrada e baixa ondulação de tensão na saída. Seu princípio de funcionamento é semelhante a dois conversores *boost* clássicos em paralelo com desfasamento de 180° nos pulsos dos interruptores. Ou seja, no momento em que um conversor está armazenando energia fornecida pela entrada o outro está transferindo para a carga, desta forma existindo sempre a transferência de energia da entrada para saída, assim, reduzindo a ondulação de tensão e corrente na sua saída (SILVA, 2010).

Uma vez que a carga está submetida a uma frequência de comutação duplicada, pois os dois ramos dos interruptores de circuito operam alternadamente, duplicando assim a frequência de comutação e, conseqüentemente, diminuindo a ondulação de saída, resultando

também na duplicação da potência de saída total do circuito (KAJANGPAN; NEAMMANEE, 2009; KHADMUN; SUBSINGHA, 2013).

2.5 Conversor *boost* com indutor acoplado e duplicidade no módulo de saída

A topologia do conversor boost com indutor acoplado possui recursos que geram alguns problemas. O primeiro é a tensão de pico alta que o diodo de saída está exposto, forçando, em alguns casos, o uso de diodos de potência mais robustos. A segunda característica desfavorável é a necessidade de usar um circuito *snubber* de proteção de energia para o interruptor, porque as ondulações de tensão sobre ele são bastante altas. A terceira característica é a necessidade de filtragem para corrigir as ondulações de alta-tensão na saída do conversor (FREITAS *et al.*, 2015).

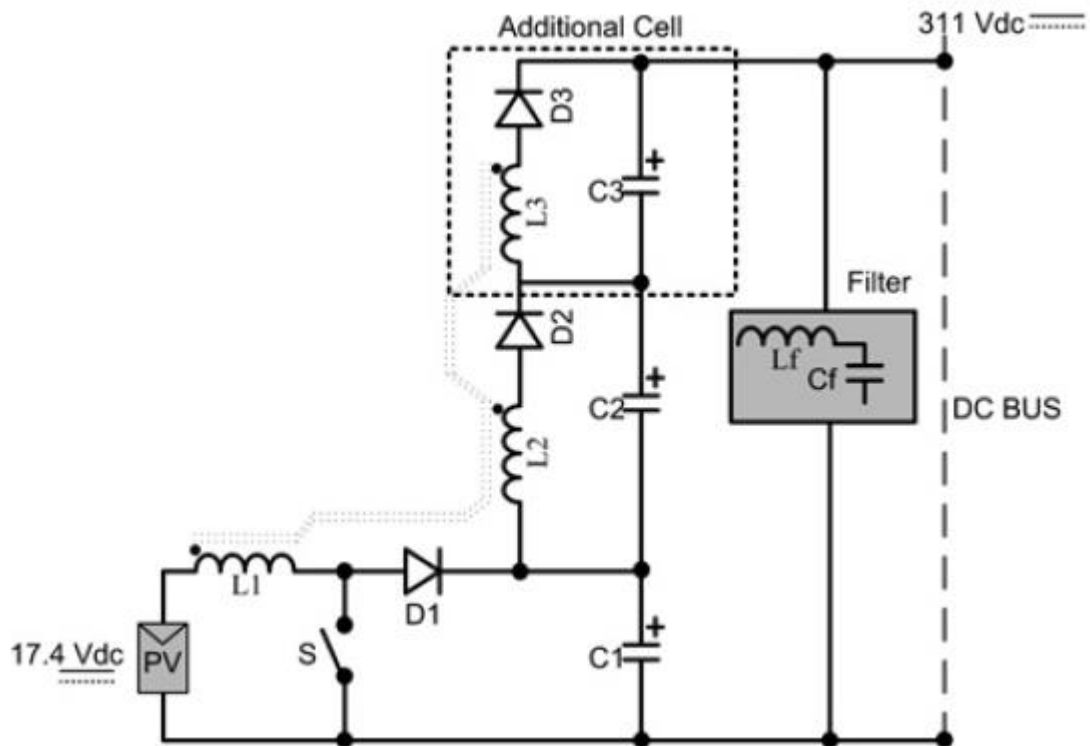
Outro aspecto desvantajoso da topologia com indutor acoplado é resultante da sua aplicação em modo de condução contínua (MCC). Quando testado em MCC, o conversor demonstrou uma instabilidade muito elevada relacionado a uma ressonância entre a indutância parasita do magnético com a capacitância intrínseca do interruptor. Isso ocorre devido à energia armazenada na indutância do primário não ser descarregada totalmente, característica do MCC, ao longo da transferência de energia entre o indutor do primário e do secundário, produzindo, assim, uma instabilidade que torna a implementação do circuito muito difícil (FREITAS *et al.*, 2015).

Para resolver o problema da alta tensão no diodo de saída, foi dividida essa tensão duplicando o bloco de saída do conversor, ou seja, o indutor, diodo e capacitor de saída (L_2 , D_1 e C_1 , respectivamente), permitindo o uso de diodos rápidos e baixa queda de tensão, conforme a Figura 2.5 (FREITAS *et al.*, 2015).

Para resolver o problema da instabilidade elevada gerada pelo modo de condução contínuo (MCC), foi definido que o funcionamento do conversor precisaria ser em modo de condução descontínuo (MCD), o que garante a descarga total da energia armazenada na indutância e, conseqüentemente, a estabilidade do sistema (FREITAS *et al.*, 2015).

A utilização do MCD nessa topologia de conversor proposto em Freitas, Tofoli, *et al.*, 2015 gerou um aumento no tamanho do magnético oriundo dos elevados picos de corrente nos indutores, desse modo foi necessário o aumento da frequência de comutação do conversor, que originalmente era de 30 kHz, para 50 kHz com o intuito de diminuir o tamanho do magnético e, conseqüentemente, o tamanho da placa, essa característica é considerada uma desvantagem dessa topologia.

Figura 2.5 – Conversores CC-CC de alto ganho com indutores acoplados e módulo de saída duplicado



Fonte: Freitas *et al.* (2015).

3 CONVERSOR PROPOSTO

3.1 Justificativa

O conversor proposto deverá apresentar tensão de entrada 24 Vcc e saída 311 Vcc, e uma potência de saída de 600 W. Para isso terá um ganho estático de $311/24$ que resulta em um ganho de aproximadamente 13. Com esse ganho, julgado muito elevado, os conversores clássicos não-isolados não são relevantes, pois, para altos ganhos, essas topologias demandam que o interruptor opere ao mesmo tempo com elevada corrente de entrada e elevada tensão de saída, demonstrando, assim, uma situação não aplicável do ponto de vista prático. Foi escolhido para este estudo a topologia de conversor *boost* de alto ganho com indutores acoplados, por ser uma topologia simples com apenas uma chave, de menor custo que atenda às nossas necessidades, como mostrado na Figura 2.2.

Mas esta topologia também não atende às necessidades do conversor proposto por possuir alguns problemas já citados no capítulo 2, como tensão de pico alta que o diodo de saída está exposto, as altas ondulações de tensão sobre o interruptor de potência, a necessidade de filtragem para corrigir as ondulações de alta tensão na saída do conversor e a sua aplicação em modo de condução contínuo (MCC), gerando uma instabilidade muito elevada, relacionado a uma ressonância entre a indutância parasita do magnético e a capacitância intrínseca do interruptor. Para corrigir esses problemas, foram propostas algumas mudanças nesta topologia.

3.2 Conversor Proposto: Conversor CC/CC de alto ganho intercalado com indutores acoplados e duplicidade no módulo de saída

As mudanças foram feitas na estrutura da topologia original, de acordo com as necessidades do projeto. Para resolver o problema da alta tensão no diodo de saída, foi decidido que a tensão submetida nos terminais este diodo deveria ser dividida, duplicando o bloco de saída do conversor; ou seja, o indutor, diodo e capacitor de saída ($L2$, DI e CI , respectivamente), permitindo o uso de diodos rápidos e baixa queda de tensão, como a topologia proposta em Freitas *et al.* (2015). Porém, diferentemente desta topologia, não foi alterada a polaridade dos indutores do secundário para ficar o mais próximo possível da topologia do conversor *boost* com indutores acoplados, já estudada.

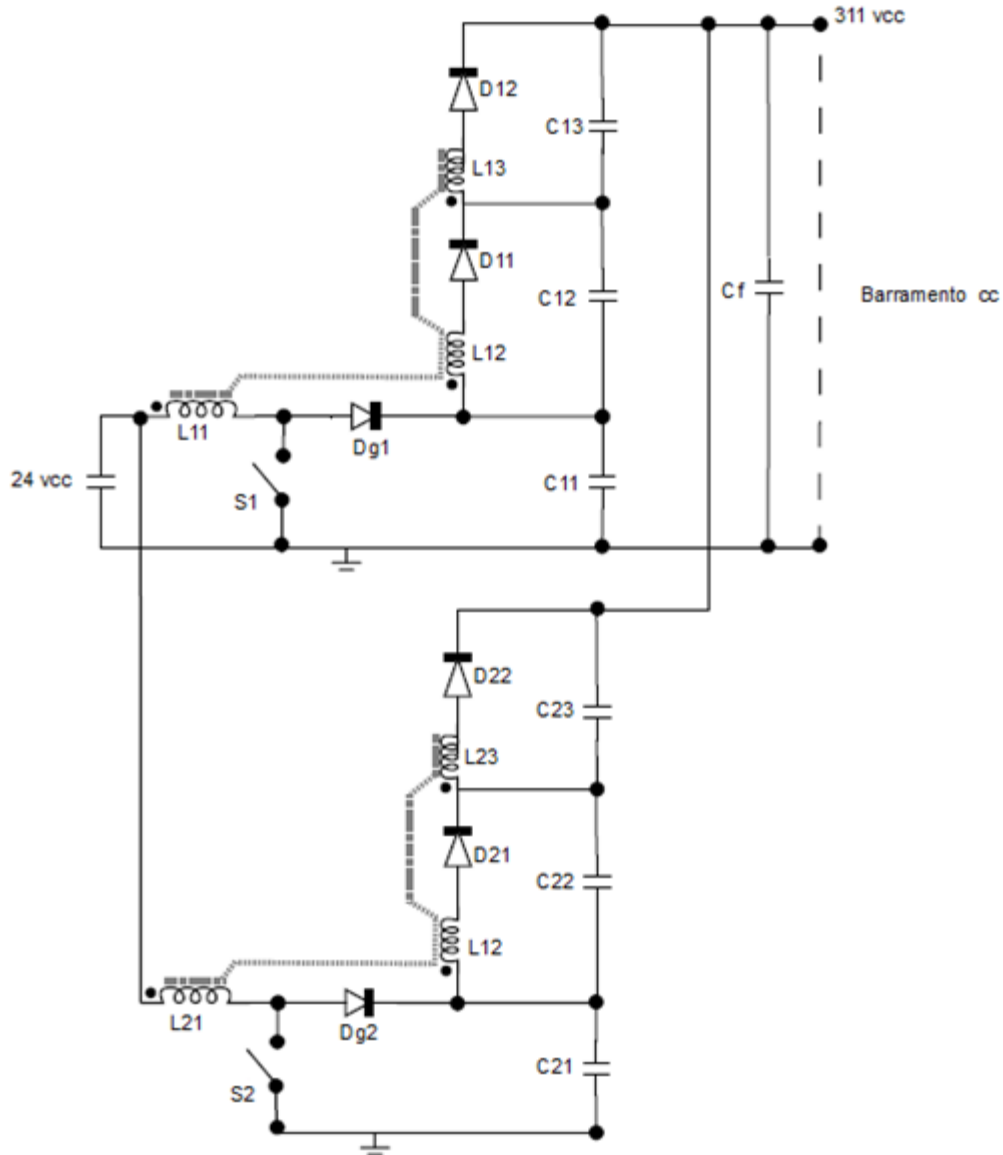
Para resolver o problema da instabilidade elevada gerada pelo modo de condução contínuo (MCC), foi definido que o funcionamento do conversor precisaria ser em modo de condução descontínuo (MCD), garantindo, desse modo, a descarga total da energia armazenada na indutância e, conseqüentemente, a estabilidade do sistema (FREITAS *et al.*, 2015).

Para promover a redução da ondulação da tensão de saída, bem como elementos de filtro e a frequência de comutação da proposta de Freitas *et al.* (2015), optou-se pela topologia intercalada entre dois conversores com um atraso de 180° , como proposto em SILVA (2010).

Este conceito de intercalação resulta também na duplicação da potência de saída total do circuito. Por isso, foi dimensionado cada conversor intercalado para uma potência de 300W, para que, com a duplicação da potência, resulte em um conversor de 600 W de potência. Como a técnica de intercalação pode reduzir a ondulação da corrente de entrada e, conseqüentemente, o tamanho da indutância de entrada, não necessita do aumento da frequência de comutação dos interruptores, como o conversor proposto em Freitas *et al.* (2015), podendo operar facilmente com uma frequência de comutação de 30kHz, aumentando, assim, a eficiência do conversor.

Aproveitando as vantagens da duplicação do módulo de saída proposto em Freitas *et al.* (2015) e da técnica de intercalação proposto em Silva (2010); Kajangpan e Neammanee (2009) e Khadmun e Subsingha (2013), foi projetada uma nova topologia de conversor CC/CC de alto ganho, que contenha todas essas melhorias. Na Figura 3.2 é mostrado o esquema do conversor proposto.

Figura 3.1 - Conversor CC/CC de alto ganho, intercalado, com indutor acoplado e com duplicidade do módulo de saída.



Fonte: Elaborado pela autora.

3.3 Análise Qualitativa do Conversor Proposto

O conversor proposto trabalha em Modo de Condução Descontínua (MCD), com dois conversores intercalados. O primeiro conversor intercalado, que é semelhante à topologia proposta em Freitas *et al.* (2015), tem a mesma análise qualitativa, enquanto o segundo conversor terá um atraso de fase de 180° em relação ao primeiro, de modo que as formas de onda dos dois conversores intercalados apresentam um atraso de fase de 180° . O MCD foi escolhido para diminuir o tamanho dos indutores acoplados e dar estabilidade ao sistema.

Para se conseguir as formas de onda ideais do conversor e suas principais equações, foi considerado apenas um indutor na saída no secundário, em vez de dois indutores no secundário, pois, desse modo, os cálculos e a análise aprofundada do conversor ficariam mais simples (FREITAS, 2012).

Todas as etapas de operação, as formas de onda teóricas e o dimensionamento em MCD foram realizados seguindo as considerações abaixo:

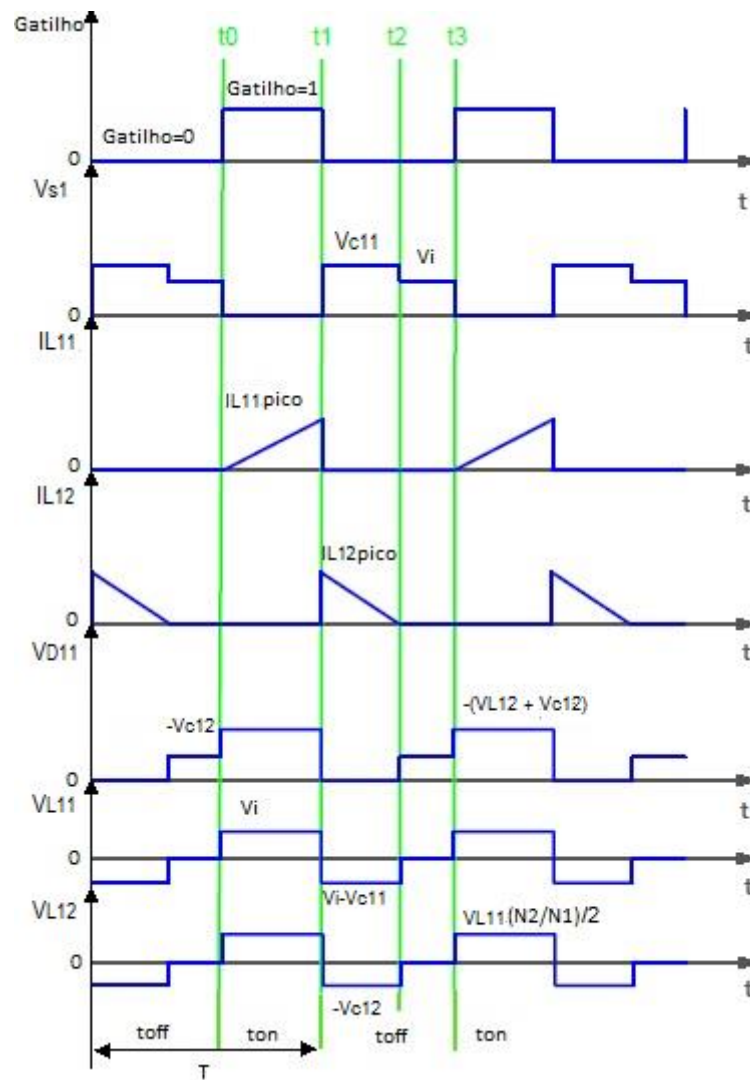
- a) Elementos como indutâncias parasitas e resistências em série foram desconsiderados;
- b) Todos os capacitores são grandes o suficiente para manter as tensões através deles constantes;
- c) As ondulações nas correntes foram desconsideradas;
- d) Todos os semicondutores são ideais.

3.3.1 Formas de onda teóricas do conversor

A Figura 3.2 mostra as principais formas de onda teórica do primeiro conversor intercalado funcionando em modo de condução descontínuo. São apresentadas as formas de onda do gatilho do interruptor, a tensão sobre os terminais do interruptor (V_{s1}), tensão e corrente do indutor L_{11} (V_{L11} e I_{L11}), tensão e corrente do indutor L_{12} (V_{L12} e I_{L12}) e a tensão sobre o diodo D_{11} (V_{D11}).

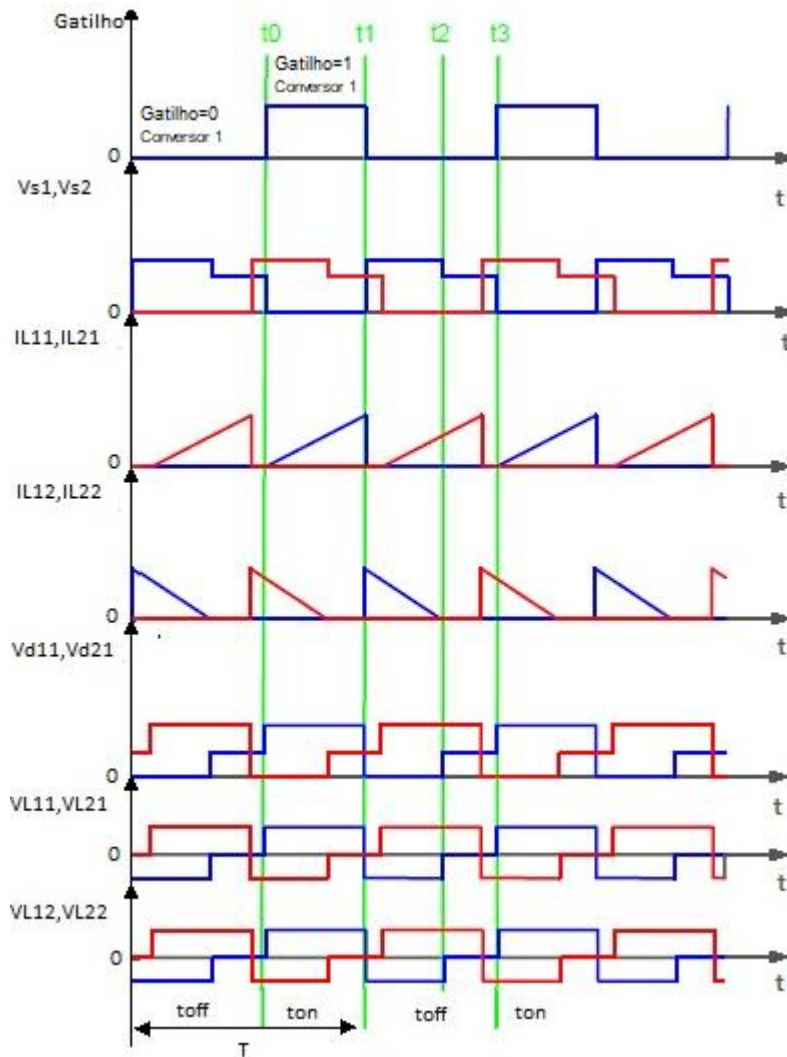
A Figura 3.3 mostra a junção das formas de onda dos dois conversores trabalhando de forma intercalada com a defasagem de 180° . São apresentadas, além das formas de onda já mostradas na Figura 3.2, a tensão sobre os terminais do interruptor S_2 (V_{S2}), a tensão e corrente do indutor L_{21} (V_{L21} e I_{L21}), a tensão e corrente do indutor L_{22} (V_{L22} e I_{L22}) e a tensão sobre o diodo D_{21} (V_{D21}).

Figura 3.2 - Forma de ondas teóricas do primeiro conversor intercalado



Fonte: Elaborado pela autora

Figura 3.3 – Formas de onda dos dois conversores intercalados com defasagem de 180°



Fonte: Elaborado pela autora

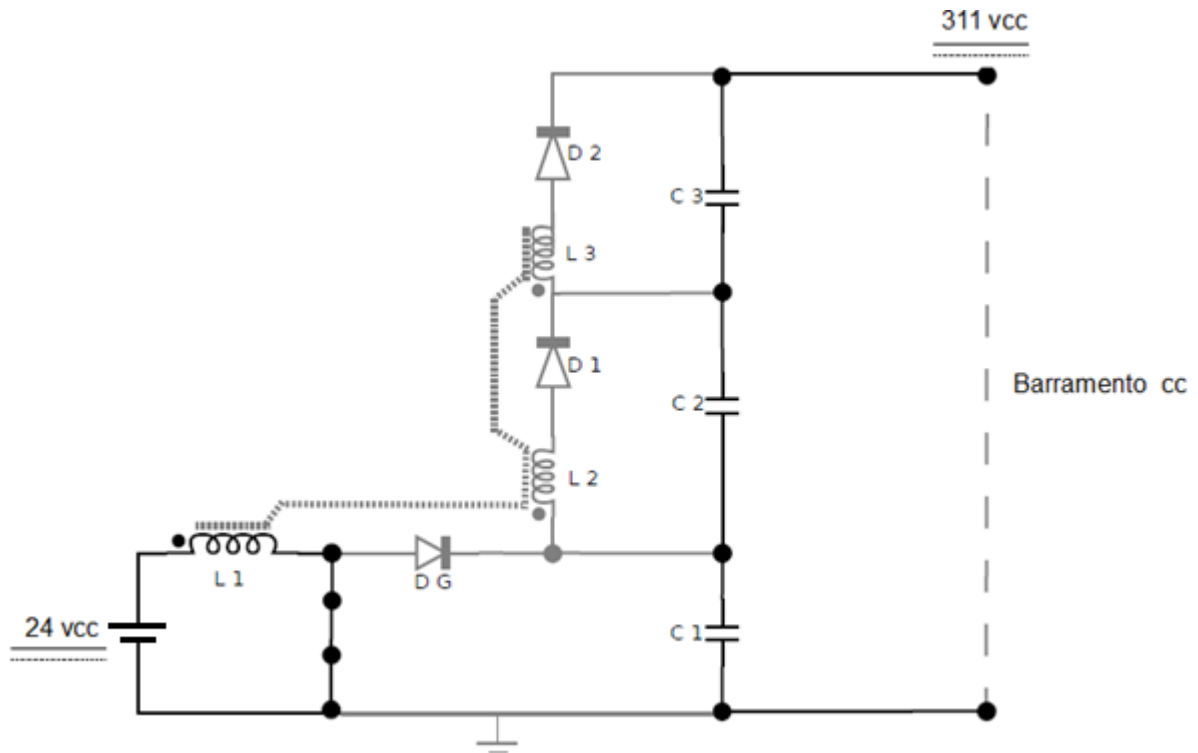
3.3.2 Etapas de Operação

O conversor apresenta três etapas de operação. Em cada etapa será realizada uma análise teórica do comportamento do conversor, mostrando o seu estado momentâneo e equacionando os seus principais valores. Os dois conversores intercalados passam pelas mesmas etapas de operação com uma defasagem de 180° entre eles. Portanto, nas etapas, é mostrado o funcionamento de só um dos conversores, por se aplicar de forma intercalada também ao outro conversor.

Primeiro estágio [t0, t1]: conforme a Figura 3.4, no primeiro estágio, o interruptor S_1 está ligado, a energia é armazenada no indutor L_1 e os capacitores C_1 , C_2 e C_3 estão

fornecendo energia para o barramento CC. Os setores do circuito que estão em negrito mostram os locais onde existe circulação de corrente. (FREITAS *et al.*, 2015).

Figura 3.4 – Primeiro Estágio de Operação



Fonte: Elaborada pela autora

Analisando o circuito da Figura 3.4, podemos encontrar as equações (3.1), (3.2) e (3.3) que mostram os valores da tensão sobre os terminais do indutor L_1 , dos capacitores em série C_1 , C_2 e C_3 e dos indutores L_2 e L_3 , respectivamente, como podemos encontrar também a tensão sobre os diodos D_G , D_1 e D_2 conforme as Equações (3.4), (3.5) e (3.6).

$$V_{L1} = V_i \quad (3.1)$$

$$V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} = V_o \quad (3.2)$$

$$V_{L2} = V_{L3} = \frac{V_{L1} \cdot \frac{N_2}{N_1}}{2} \quad (3.3)$$

$$V_{DG} = -V_{C1} \quad (3.4)$$

$$V_{D1} = -(V_{L2} + V_{C2}) \quad (3.5)$$

$$V_{D2} = -(V_{L3} + V_{C3}) \quad (3.6)$$

Onde

V_i – Tensão de entrada do conversor;

V_o – Tensão de saída do conversor;

V_{L1} , V_{L2} e V_{L3} – Tensão sobre os terminais do indutor L_1 , L_2 e L_3 , respectivamente;

V_{C1} , V_{C2} e V_{C3} - Tensão sobre os terminais dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 , respectivamente;

N_1 – Número de espira do primário;

N_2 – Número de espiras do secundário;

V_{DG} , V_{D1} e V_{D2} - Tensão sobre os terminais dos diodos D_G , D_1 e D_2 , respectivamente.

A tensão sobre o capacitor de grampeamento C_1 pode ser considerada como o capacitor de saída de um *Boost* clássico, considerando que, em modo de condução descontínua, o valor é obtido pelo ganho estático dessa topologia, conforme a Equação (3.7).

$$V_{C1} = V_{Boost} = \frac{V_i}{1 - D} \quad (3.7)$$

Onde

D – Ciclo de trabalho do conversor *Boost*.

Segundo estágio [t1, t2]: conforme a Figura 3.5, no segundo estágio, o interruptor S é desligado e o indutor L_1 é descarregado, conseqüentemente, carregando os indutores L_2 e L_3 . Embora L_1 esteja completamente descarregado, ele ainda entrega energia da entrada ao capacitor C_1 . Isto é devido à indutância parasita inerente ao indutor L_1 , que é carregado durante o primeiro estágio e agora descarregado. Pode-se notar, ainda, que as correntes I_i , I_{L2} e I_{L3} carregam os capacitores de saída, mantendo, desse modo, a tensão de saída constante. Embora os capacitores estejam carregados, eles contribuem para a corrente de saída, porque o processo de carregamento é muito rápido (FREITAS *et al.*, 2015).

Analisando o circuito da Figura 3.5, encontramos as seguintes Equações (3.8) e (3.11) para a tensão sobre o indutor L_1 e a tensão sobre o interruptor S .

$$V_s = V_{C1} \quad (3.8)$$

$$V_{L1} = V_i - V_{C1} \quad (3.9)$$

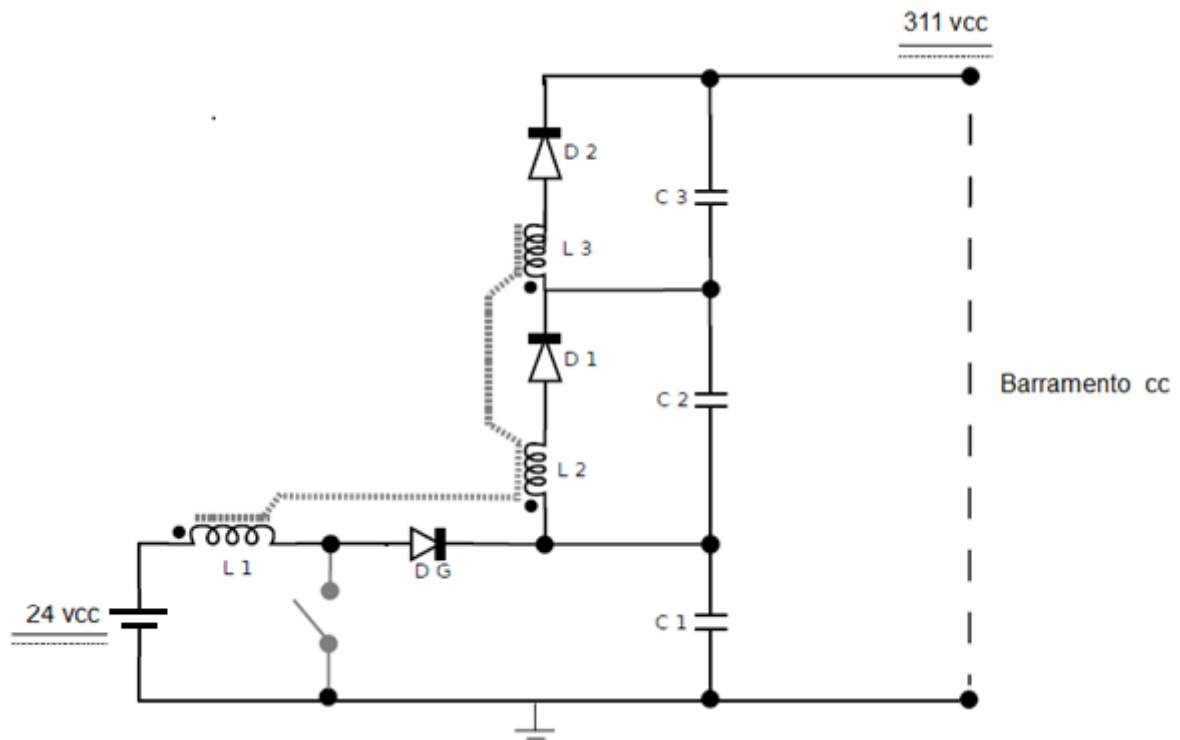
$$V_{L2} = -V_{C2} \quad (3.10)$$

$$V_{L3} = -V_{C3} \quad (3.11)$$

Onde,

V_S – Tensão nos terminais do interruptor S .

Figura 3.5 - Segundo Estágio de Operação



Fonte: Elaborada pela autora.

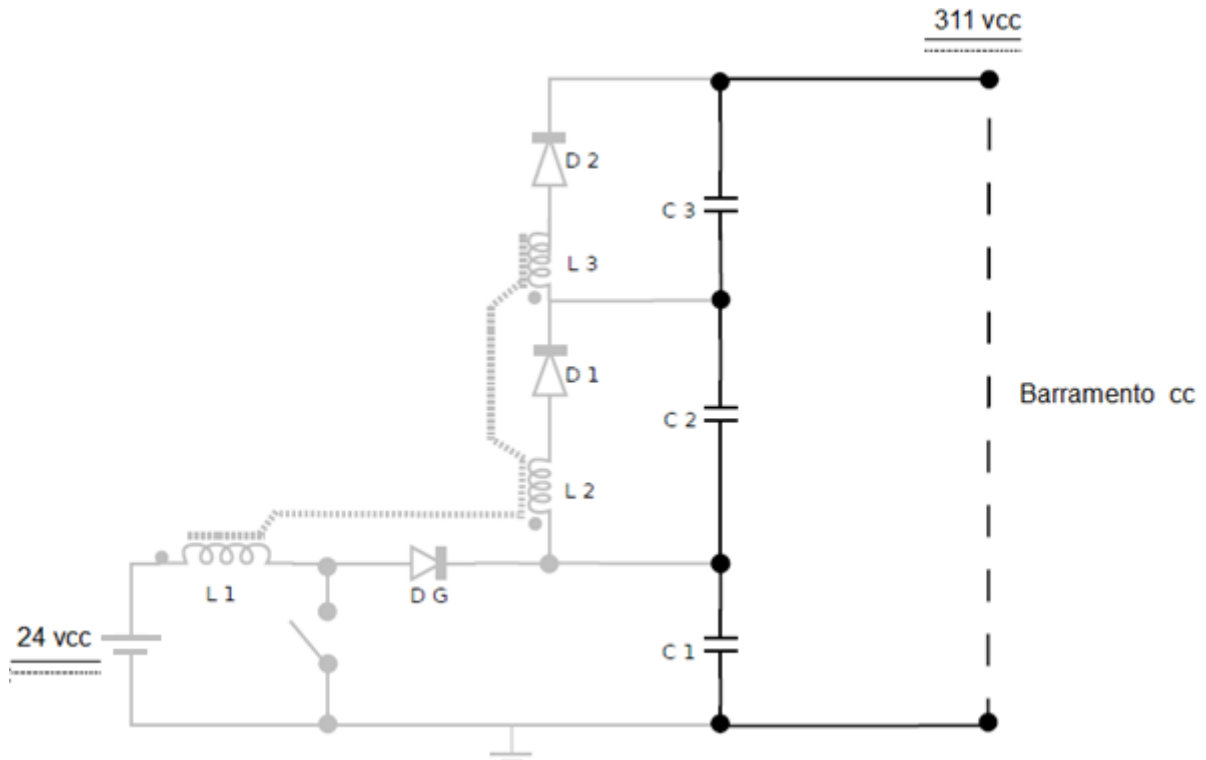
Terceiro estágio [t2, t3]: conforme a Figura 3.6, no terceiro estágio o interruptor S_I está desligado, enquanto que os indutores L_1 , L_2 e L_3 estão totalmente descarregados e as tensões entre eles são zero. O capacitor C_1 , C_2 e C_3 fornece energia para a carga, pois todos os diodos são inversamente polarizados e não há transferência de energia da fonte de tensão de entrada para os capacitores. A tensão de saída, neste caso, permanece quase constante (FREITAS *et al.*, 2015).

Analisando o circuito da Figura 3.6, encontramos a seguinte Equação (3.12), que descreve a tensão de saída V_o em cada conversor.

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} \quad (3.12)$$

A partir da análise das etapas de funcionamento do conversor, é mostrado a seguir o equacionamento do mesmo.

Figura 3.6 - Terceiro Estágio de Operação



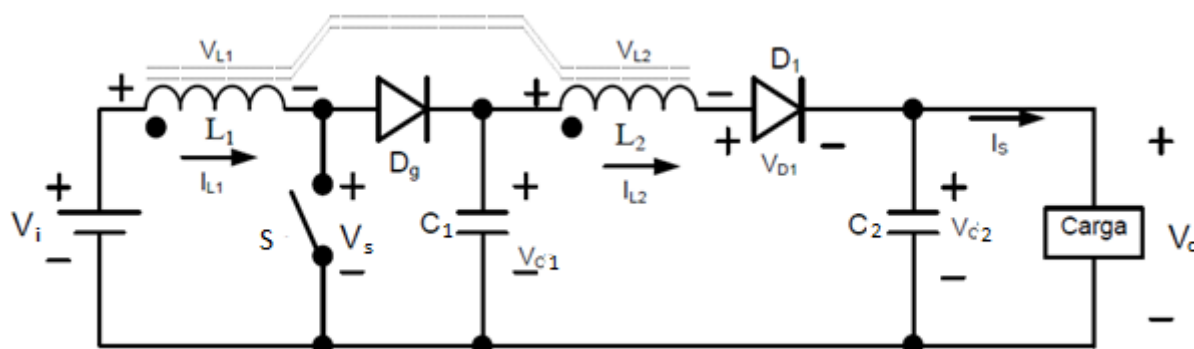
Fonte: Elaborada pela autora

3.4 Equacionamento do Conversor Proposto

Para simplificar o equacionamento do conversor proposto, que levará a encontrar todos os valores dos principais componentes do circuito, foi levado em conta o circuito simplificado, como sugerido por Freitas (2012), ou seja, o circuito *Boost* com indutor acoplado, mostrado na Figura 3.7. Fazendo analogia com o conversor propósito, o capacitor de saída C_2 seria os capacitores C_2 e C_3 .

Na Tabela 1, são definidas as especificações do conversor proposto, em que estes valores vão servir de base para o dimensionamento dos componentes do conversor proposto.

Figura 3.7 - Conversor Boost de Alto Ganho com indutor acoplado



Fonte: Adaptado de Freitas (2012).

Tabela 1 – Especificação do Conversor proposto

<i>Variável</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
V_i	Tensão de entrada	24 V
V_o	Tensão de Saída	311 V
P_T	Potência de Saída Total	600 W
η	Rendimento do Conversor	95%
I_i	Corrente de entrada	18,8 A
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída	0.5 % V_o
ΔI_i	Ondulação da corrente de entrada	20% I_i
F_s	Frequência de Comutação	30 KHz
ΔV_i	Ondulação da tensão de entrada	0.2% V_i
D	Ciclo de Trabalho	49,9%

Fonte: Elaborado pela autora

3.4.1 Dimensionamento das indutâncias em MCCrit

Inicialmente, para o dimensionamento do conversor proposto, são calculadas as indutâncias, L_1 e L_2 . Para o dimensionamento das indutâncias, é preciso considerar que o conversor opera em modo de condução crítico para garantir a robustez do conversor, garantindo, desse modo, que tais indutâncias suportem todas as condições de funcionamento do conversor.

Para garantir a robustez do conversor, ao calcular a relação de transformação, deve-se calcular o pior caso de funcionamento desse conversor. Na Tabela 2, estão os valores da tensão de entrada mínima, encontrada através da ondulação da tensão de entrada desejada pelo

projeto, e do ciclo de trabalho máximo, configurando o pior caso. Outros valores do projeto para determinar o valor da indutância do primário também estão nessa tabela, como o período de comutação e a potência de saída. Ressalta-se que, como o conversor proposto trabalha com dois conversores intercalados, cada um desses conversores contribui com a metade da potência de saída. É considerada, então, a potência de saída para o dimensionamento do conversor a metade da potência de saída total, descrita na Tabela 1.

Tabela 2 – Valores adotados para encontrar a Indutância do primário

<i>Variável</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
$V_i = V_{i_min}$	Tensão de entrada mínima	23,95 V
$D = D_{max}$	Ciclo de Trabalho máximo	0,5
T	Período de Comutação	33,33 μ s
Pot_o	Potência de Saída de cada conversor intercalado.	300 W

Fonte: Elaborado pela autora.

Analisando o circuito da Figura 3.7, obtém-se a Equação (3.13), isto é, a equação geral da tensão de saída do conversor *boost* com indutor acoplado.

$$V_o = V_{Boost} + V_{L2} \quad (3.13)$$

Em que,

$$V_{L2} = V_{L1} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.14)$$

$$V_{Boost} = \frac{1}{1-D} \cdot V_i \quad (3.15)$$

Através das Equações (3.13), (3.14) e (3.15) obtemos a Equação (3.16).

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{L1} \quad (3.16)$$

Equacionando a tensão nos terminais de L_1 , temos a Equação (3.17).

$$V_{L1} = \frac{V_i}{1-D} - V_i \quad (3.17)$$

Substituindo a Equação (3.17) em (3.16), obtém-se a equação final da tensão de saída, conforme a Equação (3.18).

$$V_o = \frac{V_i}{1-D} + \frac{N_2}{N_1} \cdot V_i \left(\frac{1}{1-D} - 1 \right) \quad (3.18)$$

É preciso encontrar a relação do número de espiras do primário L_1 e do secundário L_2 , dos indutores acoplados, pois com ele podem-se determinar as indutâncias. Isolando a relação de transformação na Equação (3.18), obtém-se a Equação (3.19).

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o - \left(\frac{V_i}{1-D} \right)}{V_i \left(\frac{1}{1-D} - 1 \right)} \quad (3.19)$$

Onde N é essa relação de transformação expressão pela Equação (3.20).

$$N = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.20)$$

O próximo passo é obter o valor da indutância do primário, L_1 . Para isso, foram analisados os circuitos equivalentes do *Boost* com indutor acoplado no momento em que o interruptor está em condução e está bloqueado, concomitantemente, conforme demonstrado em Freitas (2012).

Com o interruptor em condução, toda potência fornecida pela fonte de alimentação é transferida para o indutor do primário, carregando-o. Sua corrente de pico é descrito na Equação (3.21).

$$I_{L1pico} = \frac{V_i \cdot t_{on}}{L_1} \quad (3.21)$$

Onde

t_{on} – Tempo do interruptor em condução

Quando o interruptor está em condução, a energia armazenada no indutor do primário é descrito pela Equação (3.22).

$$E_{L1} = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L1\text{pico}}^2 \quad (3.22)$$

Substituindo a Equação (3.21) na Equação (3.22) tem-se a Equação (3.23).

$$E_{L1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i^2 \cdot t_{on}^2}{L_1} \quad (3.23)$$

Por outro lado, quando o interruptor é bloqueado, a energia armazenada no indutor L_1 com a energia fornecida pela fonte são transferidas para o indutor L_2 e, conseqüentemente, transferida para a carga, descrita através da Equação (3.24).

$$E_o = E_{L1} + E_i \quad (3.24)$$

Onde,

E_o – Energia fornecida para saída;

E_{L1} – Energia armazenada nas indutâncias;

E_i – Energia fornecida pela fonte de alimentação.

Partindo da relação entre as indutâncias do primário e do secundário e considerando essa relação em um transformador ideal, obtêm-se as seguintes Equações (3.25) e (3.26) para L_1 e L_2 , respectivamente.

$$L_1 = N_1^2 \cdot \frac{L_2}{N_2^2} \quad (3.25)$$

$$L_2 = N_1^2 \cdot \frac{L_1}{N_1^2} \quad (3.26)$$

Como o conversor proposto não tem um transformador ideal, mas indutores acoplados, o indutor primário não repassa a corrente, simplesmente, para o secundário, pois existe um armazenamento de energia nas indutâncias, o que proporciona um elevado ganho de

energia entre os indutores acoplados. Têm-se, então, uma modificação nas Equações (3.25) e (3.26), adicionando o ganho de energia entre as indutâncias, representado matematicamente por $(N_1 + N_2)^2$. Isto origina as Equações (3.27) e (3.28).

$$L_1 = (N_1 + N_2)^2 \cdot \frac{L_2}{N_2^2} \quad (3.27)$$

$$L_2 = (N_1 + N_2)^2 \cdot \frac{L_1}{N_1^2} \quad (3.28)$$

Levando em consideração que a energia armazenada nos indutores se une à energia proveniente da fonte de alimentação para alimentar a carga, esta energia proveniente da fonte pode ser descrita pela Equação (3.29).

$$E_i = V_i \cdot I_o \cdot t_{off} \quad (3.29)$$

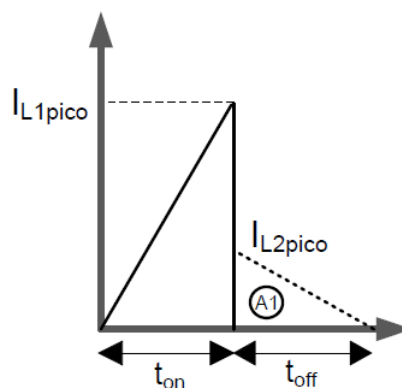
Onde,

t_{off} – Tempo do interruptor em bloqueio;

I_o – Corrente média de saída.

Para entender a carga e descarga dos indutores em um ciclo de funcionamento do conversor, é necessário analisar a Figura 3.8.

Figura 3.8 – Carga e descarga dos indutores em um ciclo de funcionamento



Fonte: Freitas (2012).

Analisando as formas de onda descritas na Figura 3.8, temos que, para encontrar a corrente média de saída I_o , basta calcular a área A_1 e dividir pelo tempo t_{off} , como descrito na Equação (3.30).

$$I_o = \frac{A_1}{t_{off}} = \frac{I_{L2pico} \cdot t_{off}}{2 \cdot t_{off}} = \frac{I_{L2pico}}{2} \quad (3.30)$$

Onde

I_{L2pico} – Corrente de pico do indutor L_2 ;

I_o – Corrente média de saída.

Substituindo a Equação (3.30) na Equação (3.29), obtém-se a energia fornecida pela fonte de alimentação em detrimento da corrente de pico em L_2 , descrita na Equação (3.31).

$$E_i = V_i \cdot \frac{I_{L2pico}}{2} \cdot t_{off} \quad (3.31)$$

Aplicando a equação geral da corrente em uma indutância, a partir dos valores conhecidos do projeto, obtém-se a Equação (3.32).

$$I_{L2pico} = \frac{(V_o - V_i) \cdot t_{off}}{L_2} \quad (3.32)$$

Substituindo (3.32) em (3.31), obtém-se (3.33).

$$E_i = V_i \cdot \frac{(V_o - V_i) \cdot t_{off}}{2 \cdot L_2} \cdot t_{off} \quad (3.33)$$

Substituindo a Equação (3.28) na Equação (3.33), obtém-se a (3.34).

$$E_i = \frac{V_i \cdot t_{off}^2}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{N_1^2}{(N_1 + N_2)^2} (V_o - V_i) \quad (3.34)$$

Para obter a fórmula geral da energia, é feita seguinte substituição das Equações (3.34) e (3.23) na Equação (3.24), o que resulta na equação (3.35).

$$E_i = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i^2 \cdot t_{on}^2}{L_1} \cdot \frac{V_i \cdot t_{off}^2}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{N_1^2}{(N_1 + N_2)^2} (V_o - V_i) \quad (3.35)$$

Onde,

$$E_o = Pot_o \cdot T \quad (3.36)$$

$$t_{on} = D \cdot T \quad (3.37)$$

$$t_{off} = (1 - D) \cdot T \quad (3.38)$$

Com,

Pot_o – Potencia de saída do conversor;

T – Período de Comutação.

Analisando as Equações (3.37) e (3.38), pode-se concluir que, como o conversor proposto trabalha de forma intercalada, com uma defasagem de 180° entre o chaveamento dos interruptores, dependendo do valor de D (ciclo de trabalho), o tempo que o interruptor passa conduzindo (t_{on}) é diferente do tempo que o interruptor passa em corte, havendo, assim, uma sobreposição entre as formas de ondas dos dois conversores intercalados, diminuindo a ondulação da corrente e tensão de saída do conversor.

Para obter a equação final do indutor primário L_1 , são substituídas as Equações (3.36), (3.37) e (3.38) na Equação (3.35); isolando L_1 e simplificando a equação, é obtida a Equação (3.39).

$$L_1 = \frac{V_i \cdot T}{2 \cdot Pot_o} \cdot \left[V_i \cdot D^2 + \frac{N_1^2 \cdot (1 - D)^2}{(N_1 + N_2)^2} (V_o - V_i) \right] \quad (3.39)$$

A indutância do secundário é encontrada utilizando a Equação (3.28) e reorganizando-a para obter a Equação (3.40).

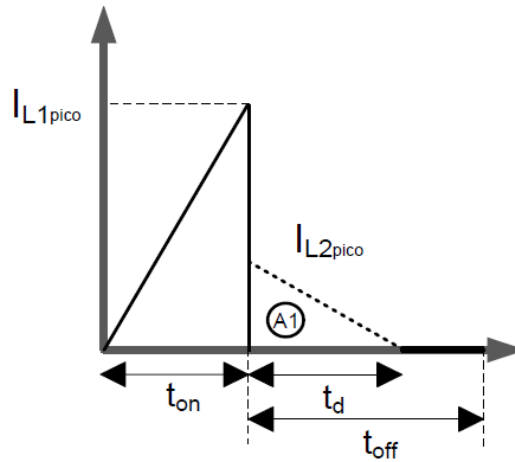
$$L_2 = \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 \cdot L_1 \quad (3.40)$$

Finalizando o dimensionamento das indutâncias em MCCrit, no próximo tópico será mostrado como fazer o equacionamento do conversor em modo de condição descontínua (MCD).

3.4.2 Equacionamento em Modo de Condução Descontínuo (MCD)

No modo de condução descontínuo, o tempo de descarga do indutor do secundário, t_d , não é o mesmo do tempo que o interruptor passa em bloqueio, t_{off} , pois o indutor descarrega completamente antes, conforme a Figura 3.9.

Figura 3.9 - Carga e descarga dos indutores em MCD.



Fonte: Freitas (2012).

Levando em consideração essa peculiaridade do tempo de descarga, é necessário que o equacionamento seja alterado em relação ao modo de condução crítico. Para o MCD, determina-se, inicialmente, o tempo de descarga do indutor do secundário, t_d . Para isso, é necessário reescrever a Equação (3.32), trocando o t_{off} pelo t_d , obtendo a Equação (3.41).

$$I_{L2picoMCD} = \frac{(V_o - V_i) \cdot t_d}{L_2} \quad (3.41)$$

Isolando na Equação (3.41) o t_d , obtém-se a equação do tempo de descarga do indutor do secundário (3.42).

$$t_d = \frac{L_2 \cdot I_{L2picoMCD}}{(V_o - V_i)} \quad (3.42)$$

Baseada na Equação (3.28), ou seja, na relação de transformação de indutâncias acopladas, obtém-se a equação da corrente de pico sobre o indutor do secundário (3.43).

$$I_{L2picoMCD} = \frac{I_{L1pico} \cdot N_1}{(N_1 + N_2)} \quad (3.43)$$

Substituindo a Equação (3.43) em (3.42), tem-se a Equação (3.44).

$$t_d = \frac{L_2 \cdot I_{L1pico}}{(V_o - V_i)} \cdot \frac{N_1}{(N_1 + N_2)} \quad (3.44)$$

Substituindo a Equação (3.37) na Equação (3.21), obtemos a Equação (3.45).

$$I_{L1pico} = \frac{V_i \cdot D_{nom} \cdot T}{L_1} \quad (3.45)$$

Trocando T pelo inverso da f_s na Equação (3.45), tem-se que o valor da corrente de pico de L_1 é obtido através da Equação (3.46).

$$I_{L1pico} = \frac{V_i \cdot D_{nom}}{f_s \cdot L_1} \quad (3.46)$$

E, em seguida, substituindo a Equação (3.45) em (3.44), obtém-se a Equação (3.47).

$$t_d = \frac{L_2 \cdot V_i \cdot D_{nom} \cdot T}{(V_o - V_i) \cdot L_1} \cdot \frac{N_1}{(N_1 + N_2)} \quad (3.47)$$

Substituindo a Equação (3.28) em (3.47), trocando T por um inverso de f_s e simplificando-a, tem-se a Equação (3.48).

$$t_d = \frac{V_i \cdot D_{nom} \cdot (N_1 + N_2)}{f_s \cdot N_1 \cdot (V_o - V_i)} \quad (3.48)$$

Reescrevendo a Equação (3.34) em modo de condução descontínuo, tem-se a equação da energia de entrada (3.49).

$$E_i = \frac{V_i \cdot t_d^2}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{N_1^2}{(N_1 + N_2)^2} \cdot (V_o - V_i) \quad (3.49)$$

A fórmula geral da potência de saída em MCD foi encontrada substituindo as Equações (3.23), (3.36), (3.37), (3.48) e (3.49) na Equação (3.24), e fazendo as devidas simplificações, obtendo a Equação (3.50).

$$Pot_o = \frac{V_i^2 \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L_1} \cdot \left[1 + \frac{V_i}{(V_o - V_i)} \right] \quad (3.50)$$

Isolando o ciclo de trabalho nominal, na Equação (3.50), é encontrada a equação (3.51).

$$D_{nom} = \sqrt{\frac{P_o \cdot 2 \cdot L_1}{V_i^2 \cdot T \cdot \left[1 + \frac{V_i}{(V_o - V_i)} \right]}} \quad (3.51)$$

Onde

D_{nom} – Ciclo de trabalho nominal

Pode-se calcular as correntes eficazes das indutâncias utilizando as equações descritas em (3.52) e (3.53).

$$I_{L1_{rms}} = \frac{\sqrt{3} \cdot D_{nom}^{\frac{3}{2}} \cdot V_i}{3 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (3.52)$$

$$I_{L2_{rms}} = \left[\frac{\sqrt{3 \cdot t_d^3 \cdot f_s \cdot (V_o - V_i)}}{3 \cdot L_1} \cdot \left(\frac{N_1}{N_1 + N_2} \right)^2 \right] \quad (3.53)$$

A corrente de saída do conversor é a metade da corrente de pico do indutor secundário, como expresso em (3.54).

$$I_o = \frac{I_{L2_{pico}}}{2} \quad (3.54)$$

A equação para determinar o valor do capacitor C_l foi retirada da fórmula geral de um filtro capacitivo de um *Flyback* em MCD, visto que a topologia do conversor proposto é parecida com a topologia do *Flyback*, expresso em (3.55) (FREITAS, 2012).

$$C_1 = \frac{I_o \cdot D_{nom}}{f_s \cdot \Delta V_{C1}} \quad (3.55)$$

Onde

ΔV_{C1} – Ondulação de tensão no capacitor C_1 , que é igual a ΔV_o .

Já a equação para o cálculo de C_2 e C_3 , é feito através da Equação (3.56).

$$C_2 = C_3 = \frac{10 \cdot P_o}{V_o^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (3.56)$$

Como o conversor proposto tem duas indutâncias no secundário, para isso o valor de L_2 , que agora é expresso por L_s , conforme a Equação (3.57), é dividido por dois, então teremos um novo valor para L_2 , que será a metade do valor antigo, pois este valor será dividido para L_3 , como expresso na Equação (3.58).

$$L_2 = L_s \quad (3.57)$$

Onde

L_s – Valor total da indutância do secundário.

$$L_2 = L_3 = \frac{L_s}{2} \quad (3.58)$$

Onde

L_2 – Valor da primeira indutância do secundário.

L_3 – Valor da segunda indutância do secundário.

Aplicando os valores das Tabelas 1 e 2 na Equação (3.19), obtém-se a relação de transformação descrita na Equação (3.59).

$$N = \frac{V_o - \left(\frac{V_{i,min}}{1 - D_{max}}\right)}{V_{i,min} \left(\frac{1}{1 - D_{max}} - 1\right)} = \frac{311 - \left(\frac{23,95}{1 - 0,5}\right)}{23,95 \cdot \left(\frac{1}{1 - 0,5} - 1\right)} = 11 \quad (3.59)$$

E, aplicando os valores das Tabelas 1 e 2 na Equação (3.39), obtém-se no valor da indutância do primário L_1 descrita na Equação (3.60).

$$L_1 = \frac{V_{i_min}}{2 \cdot P_o \cdot f_s} \left[V_{i_min} \cdot D_{max}^2 + \frac{N_1^2 \cdot (1 - D_{max})^2}{N_1 + N_2^2} \cdot (V_o - V_{i_min}) \right] =$$

$$\frac{23,95}{2.300.30000} \left[23,95 \cdot 0,5^2 + \frac{1^2 \cdot (1 - 0,5)^2}{(1 + 11)^2} \cdot (311 - 23,95) \right] = 8,63 \times 10^{-6} H \quad (3.60)$$

A indutância do secundário é encontrada utilizando a Equação (3.40) e aplicando os valores já calculados para obter a Equação (3.61).

$$L_2 = \left(\frac{N_2 + N_1}{N_1} \right)^2 \cdot L_1 = \left(\frac{12}{1} \right)^2 \cdot 8,63 \times 10^{-6} = 1,243 \times 10^{-3} H \quad (3.61)$$

E, aplicando os valores já conhecidos do projeto e os valores calculados até o momento na Equação (3.51), obtém-se o valor do ciclo de trabalho nominal do conversor analisado em (3.62).

$$D_{nom} = \sqrt{\frac{P_o \cdot 2 \cdot L_1}{V_i^2 \cdot T \cdot \left[1 + \frac{V_i}{(V_o - V_i)} \right]}} = 0,49911 \quad (3.62)$$

Agora, conhecido o valor de D_{nom} , podem-se determinar os valores das correntes de pico que passam pelos indutores L_1 e L_2 . Aplicando os valores conhecidos na equação (3.46), é encontrado o valor da corrente de pico no indutor L_1 , descrito em (3.63).

$$I_{L1pico} = \frac{V_i \cdot D_{nom}}{f_s \cdot L_1} = 46,246 A \quad (3.63)$$

Para obter o valor da corrente de pico do indutor secundário, é necessário calcular primeiro o tempo de descarga deste indutor, dado pela Equação (3.47), obtendo, assim, o valor expresso em (3.64).

$$t_d = \frac{V_i \cdot D_{nom} \cdot (N_1 + N_2)}{f_s \cdot N_1 \cdot (V_o - V_i)} = 1,669 \times 10^{-5} s \quad (3.64)$$

Agora, com o valor de t_d , pode-se encontrar a corrente de pico do indutor secundário através da Equação (3.41), expresso em (3.65).

$$I_{L2pico} = \frac{(V_o - V_i) \cdot t_d}{L_2} = 3,854 A \quad (3.65)$$

Aplicando os valores já conhecidos a essas equações (3.52) e (3.53), respectivamente, são encontradas as correntes eficazes que passam pelas indutâncias em (3.66) e (3.67).

$$I_{L1rms} = \frac{\sqrt{3} \cdot D_{nom}^{\frac{3}{2}} \cdot V_i}{3 \cdot L_1 \cdot f_s} = 18,859 A \quad (3.66)$$

$$I_{L2rms} = \left[\frac{\sqrt{3} \cdot t_d^3 \cdot f_s \cdot (V_o - V_i)}{3 \cdot L_1} \cdot \left(\frac{N_1}{N_1 + N_2} \right)^2 \right] = 1,574 A \quad (3.67)$$

Aplicando o valor de pico da corrente do secundário na equação (3.54), temos a corrente de saída expresso em (3.68).

$$I_o = \frac{I_{L2pk}}{2} = 1,927 A \quad (3.68)$$

Aplicando os valores já conhecidos na equação (3.55), é encontrado o valor de C_1 , expresso em (3.69).

$$C_1 = \frac{I_o \cdot D_{nom}}{f_s \cdot \Delta V_{C1}} = 2,061 \times 10^{-5} F \quad (3.69)$$

Aplicando os valores conhecidos na equação (3.56), tem-se que os valores de C_2 e C_3 , é expresso em (3.70).

$$C_2 = C_3 = \frac{10 \cdot P_o}{V_o^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s} = 1,646 \times 10^{-7} F \quad (3.70)$$

Utilizando o valor descrito em (3.42) para L_s , é encontrado o valor para as duas indutâncias do secundário, conforme a Equação (3.58), expresso em (3.71).

$$L_2 = L_3 = \frac{L_s}{2} = \frac{1,243 \times 10^{-3}}{2} = 0,621 \text{mH} \quad (3.71)$$

Os valores obtidos nas Equações (3.69) e (3.70) são apenas valores de referência que podem ser modificados caso seja necessário.

3.4.3 Esforços sobre os interruptores e diodos de potência

Os esforços de tensão e corrente média, eficaz e de pico para os interruptores S_1 e S_2 podem ser obtidos a partir de expressões (3.72) a (3.76).

$$V_{S_max} = \frac{V_i}{1 - D_{nom}} = 47.89 \text{ V} \quad (3.72)$$

$$I_{S_media} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \frac{V_i \cdot t}{L_1} dt \quad (3.73)$$

$$I_{S_media} = \frac{D_{nom}^2 \cdot V_i}{2 \cdot f_s \cdot L_1} = 11.535 \text{ A} \quad (3.74)$$

$$I_{S_rms} = I_{L1_rms} = 18,859 \text{ A} \quad (3.75)$$

$$I_{Spico} = I_{L1pico} = 46,246 \text{ A} \quad (3.76)$$

As tensões máximas reversas e as correntes média, eficaz e de pico dos diodos de grameamento D_g são mostrados nas Equações (3.77) a (3.81).

$$V_{Dg_max} = V_{S_max} = 47,892 \text{ V} \quad (3.77)$$

$$I_{Dg_media} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \frac{(V_{S_max} - V_i) \cdot t \cdot N_1^2}{(N_1 + N_2)^2 \cdot L_1} dt \quad (3.78)$$

$$I_{Dg_m\u00e9dia} = \frac{D_{max}^2 \cdot N_1^2 \cdot (V_{S_max} - V_{i_min})}{2 \cdot L_1 \cdot f_s \cdot (N_1 + N_2)^2} = 0,08 \quad (3.79)$$

$$I_{Dg_rms} = \frac{\sqrt{3 \cdot f_s \cdot t_d^3} \cdot (V_{S_max} - V_{i_min})}{3 \cdot L_1} \cdot \left(\frac{N_1}{N_1 + N_2}\right)^2 = 0,131 \text{ A} \quad (3.80)$$

$$I_{Dg_pico} = \frac{(V_{S_max} - V_{i_min}) \cdot t_d}{L_2} = 0,321 \text{ A} \quad (3.81)$$

As tens\u00f5es m\u00e1ximas reversas e as correntes m\u00e9dia, eficaz e de pico dos diodos de sa\u00edda D_1 e D_2 s\u00e3o mostrados nas Equa\u00e7\u00f5es (3.82) a (3.86).

$$V_{D1_max} = V_{D2_max} = \frac{V_{i_min}}{1 - D_{max}} - \left(\frac{V_{i_min}}{1 - D_{max}} - V_{i_min} \cdot \frac{N_2}{N_1}\right) = 263,45 \text{ V} \quad (3.82)$$

$$I_{D1_media} = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \frac{(V_o - V_{i_min}) \cdot t \cdot N_1^2}{(N_1 + N_2)^2 \cdot L_1} dt \quad (3.83)$$

$$I_{D1_m\u00e9dia} = I_{D2_m\u00e9dia} = \frac{D_{max}^2 \cdot N_1^2 \cdot (V_o - V_{i_min})}{2 \cdot L_1 \cdot f_s \cdot (N_1 + N_2)^2} = 0,962 \text{ A} \quad (3.84)$$

$$I_{D1_rms} = I_{D2_rms} = \frac{\sqrt{3 \cdot f_s \cdot t_d^3} \cdot (V_o - V_{i_min})}{3 \cdot L_1} \cdot \left(\frac{N_1}{N_1 + N_2}\right)^2 = 1,575 \text{ A} \quad (3.85)$$

$$I_{D1_pico} = I_{D2_pico} = \frac{(V_o - V_{i_min}) \cdot t_d}{L_2} = 3,855 \text{ A} \quad (3.86)$$

A Tabela 3 nos mostra todos os valores calculados dos componentes do conversor proposto.

Tabela 3 – Valores dimensionados no projeto

<i>Vari\u00e1vel</i>	<i>Descri\u00e7\u00e3o</i>	<i>Valor</i>
V_i	Tens\u00e3o de entrada	24 V
V_o	Tens\u00e3o de Sa\u00edda	311 V
L_1	Indutor do Prim\u00e1rio	8,63 μH

L_2	Primeiro indutor do secundário	0,621mH
L_3	Segundo indutor do secundário	0,621mH
C_1	Capacitor de grampeamento	20,61 μ F
C_2	Capacitor do módulo de saída	164,6nF
C_3	Capacitor do módulo 2 de saída	164,6nF
f_s	Frequência de Comutação	30 KHz
D_{nom}	Ciclo de Trabalho nominal	49,9%

Fonte: Elaborado pela autora

A Tabela 4 nos mostra os componentes disponíveis no mercado que podem ser empregados na confecção do protótipo do conversor proposto.

Tabela 4 - Componentes disponíveis no mercado

<i>Variável</i>	<i>Descrição</i>	<i>Componentes</i>
S_1 e S_2	Interruptores de potência	IRFB3206
D_{11}, D_{12}, D_{21} e D_{22}	Diodos de potência	UF4007
Dg_1 e Dg_2	Diodos de potência	N4003
C_{11}, C_{21}	Capacitores de 20 μ F 500 Vcc	B32756G2206 Epcos
C_{12}, C_{13}, C_{22} e C_{23}	Capacitores de 220nF 630 Vcc	B32671P6224 Epcos
C_f	Capacitores de 20 μ F 800 Vcc	B32678G6206 Epcos

Fonte: Elaborado pela autora.

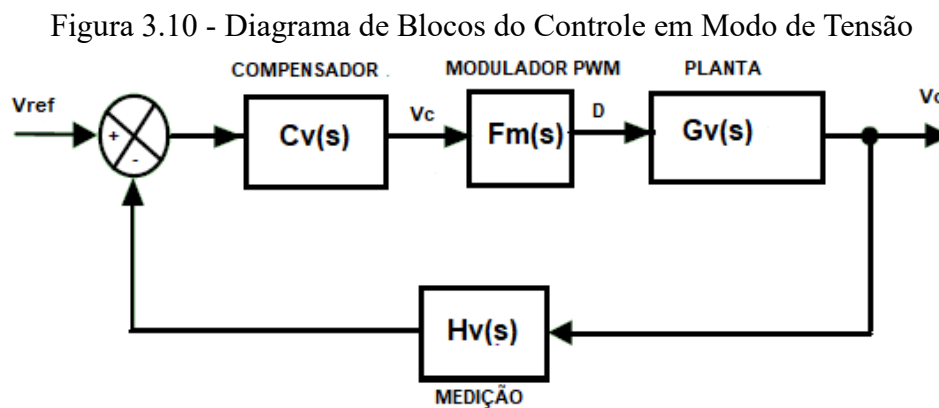
3.5 Controle

Os sinais de saída dos conversores estáticos são funções das fontes de alimentação de entrada, das razões cíclicas dos interruptores e da carga, assim como dos parâmetros do conversor. Não se pode, então, esperar que a tensão ou a corrente de saída de um determinado conversor se mantenham ajustadas nos valores de interesse para todas as condições de operação, apenas mantendo a razão cíclica fixa. O objetivo da realimentação, ou malha fechada, é construir um circuito que ajuste, quando necessário, a razão cíclica automaticamente para obter os níveis de saída desejados, mesmo com distúrbios nas fontes de alimentação e na carga, ou com variações paramétricas.

Para que a saída do conversor proposto seja um barramento de 311 V constante, é necessário fazer o controle da tensão de saída em relação à razão cíclica dos sinais PWM que

acionam os interruptores intercalados, para que, quando houver uma variação de carga, o barramento ainda continue fornecendo uma tensão de 311 V para carga.

A malha de controle de tensão é mostrada no diagrama de blocos da Figura 3.10, sendo composta de um sensor de ganho de tensão (medição), que recebe o sinal da tensão de saída V_o , e aplica um ganho de $2,3975/311$; este sinal será adicionado a um sinal de referência de $2,3975$ V, gerando o sinal de erro. Este sinal de erro representa a entrada de um controlador PI (compensador), cuja saída irá modular o sinal de uma onda portadora triangular através de um comparador, gerando o sinal PWM que permitirá engatilhar os dispositivos que operam como chave no circuito de potência do conversor. Como o conversor proposto (planta) trabalha de forma intercalada com defasagem de 180° , serão necessários dois moduladores PWM defasados de 180° para acionar os interruptores, que, neste trabalho acadêmico, irão operar em uma frequência de chaveamento de 30kHz. O sinal de uma portadora terá fase 0° e, ao ser comparado com o esforço de controle do controlador PI, será gerado o sinal PWM para acionar o interruptor S_1 . O mesmo ocorre para a chave S_2 , mas com uma defasagem de 180° no sinal da onda portadora. Dessa forma, as chaves S_1 e S_2 trabalham de forma complementar.



Fonte: Elaborado pela autora

Através do modo de condução descontínuo de corrente, um modelo matemático foi proposto para um conversor *boost* equivalente em Mello (2011), e cuja função de transferência da tensão de saída sobre o ciclo de trabalho é apresentada na Equação (3.87). Substituindo os valores referentes ao conversor proposto, neste modelo matemático, encontramos a função de transferência do conversor proposto expresso na Equação (3.88). Esta função de transferência do conversor é de segunda ordem, tem dois pólos ($-8,86 \times 10^6$ e -627) e dois zeros ($9,59 \times 10^6$ e $-8,09 \times 10^5$), que podem ser vislumbrados no plano cartesiano S (plano S) presente na Figura 3.11. Pode-se observar, na Figura 3.11, que o polo $-8,86 \times 10^6$ e o zero $9,59 \times 10^6$ não são

dominantes; a planta, então, também poderia ser descrita por uma função de transferência de primeira ordem. Na Figura 3.12, é mostrado o diagrama de bode da planta que tem um declive de -40dB/dec, onde são apresentadas a margem de ganho de 13,3 dB para uma frequência de cruzamento infinita e uma margem de fase de 101° para uma frequência de cruzamento de $1,96 \times 10^5$ rad/s. A planta é estável e de fase não mínima, pois apresenta um zero no semiplano direito, conforme mostra a Figura 3.11.

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = \left(\frac{2 \cdot V_i \sqrt{\frac{M-1}{k \cdot M}}}{2 \cdot M - 1} \right) \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\frac{1}{C \cdot R_c}} \right) \left(1 - \frac{s}{\frac{R_s - R_L \cdot M^2}{L \cdot M^2}} \right)}{1 + \left(C \cdot R_s \cdot \frac{M-1}{2 \cdot M - 1} + \frac{L}{R_s} \cdot M^2 \right) s + \left(L \cdot C \cdot \frac{M^3}{2 \cdot M - 1} \right) s^2} \quad (3.87)$$

Onde,

M – Ganho do Conversor *boost* equivalente;

L – Indutor do Conversor *boost* equivalente;

C – Capacitor de saída do *boost* equivalente;

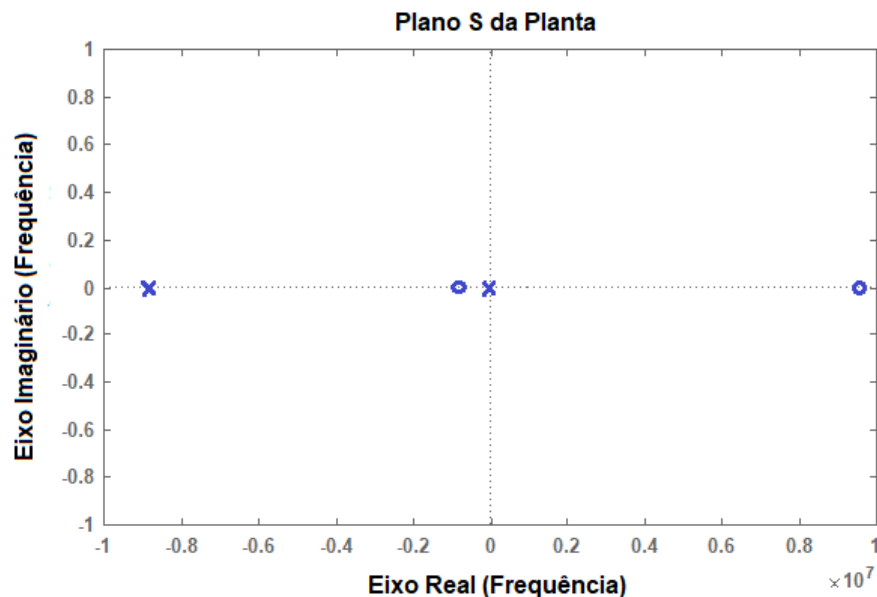
R_c – Resistência interna do capacitor de saída;

R_s – Carga;

R_L – Resistencia interna do indutor.

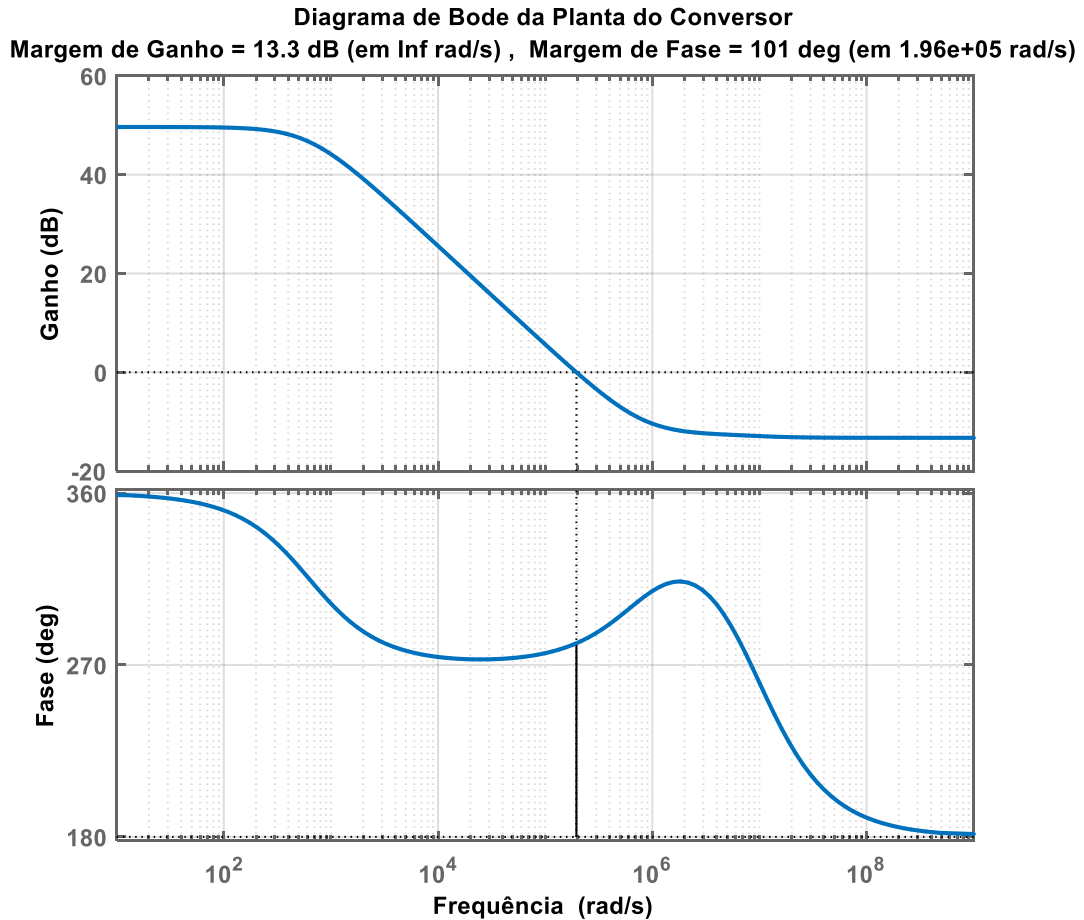
$$Gv(s) = \frac{-1,569 \times 10^{-7} s^2 + 1,378 s + 1,217 \times 10^6}{7,222 \times 10^{-7} s^2 + 6,398 s + 4012} \quad (3.88)$$

Figura 3.11 – Plano S da Planta do Conversor



Fonte: Elaborado pela autora

Figura 3.12 - Diagrama de bode da Planta

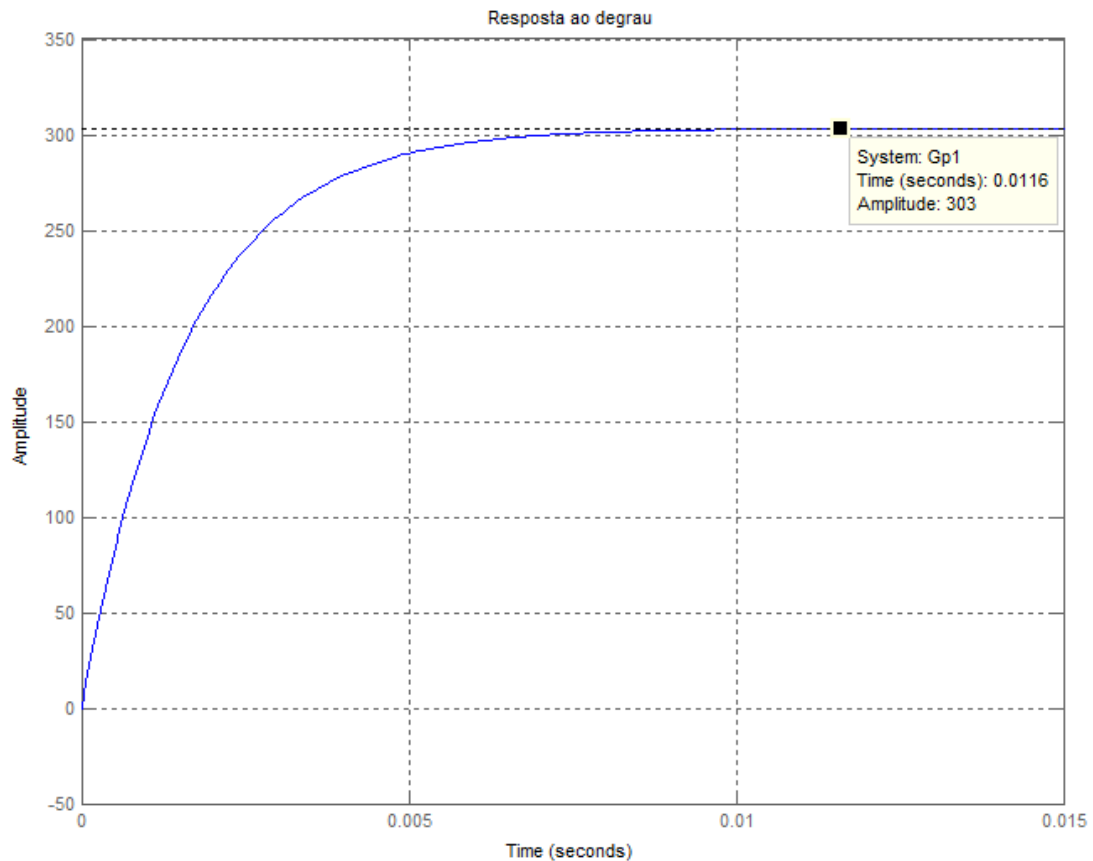


Fonte: Elaborada pela autora.

Para mostrar a estabilidade do modelo levantado do conversor objeto deste trabalho, a Figura 3.13 mostra a resposta ao degrau para a Equação 3.88, onde pode-se perceber que a saída do conversor não cresce indefinidamente, tendendo para um valor constante. Também observa-se, na Figura 3.13, que a planta tem um erro do estado estacionário, pois não atinge o valor de saída de 311 V, ficando em um valor de 303 V, que deverá ser corrigido pelo controlador.

Dando sequência ao projeto do controlador em questão, a função de transferência de malha aberta deve contemplar todos os ganhos associados ao sistema de medição e modulador. Para obter esta função, multiplica-se a função de transferência da planta com o ganho do sensor de tensão, apresentado na Equação (3.89) e o ganho do modulador PWM, apresentado na Equação (3.90), conforme é apresentado na Equação (3.91). A Função de transferência em malha aberta é apresentada na Equação (3.92).

Figura 3.13 - Resposta em Degrau da Planta



Fonte: Elaborado pela autora

$$Hv(s) = \frac{2,3975}{311} \quad (3.89)$$

$$Fm(s) = \frac{1}{5} \quad (3.90)$$

$$Gma(s) = Gv(s).Hv(s).Fm(s) \quad (3.91)$$

$$Gma(s) = \frac{-2,42 \times 10^{-10} s^2 + 0,002125s + 1877}{7,222 \times 10^{-7} s^2 + 6,398s + 4012} \quad (3.92)$$

Tendo sido esclarecidos alguns itens importantes acerca do conversor e do modulador, bem como evidenciadas as funções de transferência do conversor e de malha aberta, essenciais para a continuidade deste trabalho, busca-se agora a função de transferência do controlador PI supracitado, primeiramente o analógico e, em sequência, o controlador digital.

Para o projeto, o controlador utilizado foi a ferramenta *Sisotool* do *Matlab*, um software da *Mathworks*. Através dessa ferramenta, pode-se alocar a função de transferência em

malha aberta ($G_m(s)$) a ser controlada e projetar um compensador através de alocação de polos e zeros. Para o PI, aloca-se um polo na origem e um zero sobre o polo dominante da planta ou em posição que consiga anular ou diminuir seu efeito. Ainda é possível ajustar o ganho para que o sistema compensado atenda a requisitos de frequência de cruzamento e margem de ganho e de fase (SANTOS, 2014). A função de transferência, no domínio da frequência, do controlador está descrita na Equação (3.93).

$$Cv(s) = \frac{1,505s + 303}{s} \quad (3.93)$$

Então, o ganho do compensador é $K_c=303$, e a localização do zero da frequência de ressonância é $f=201,33$ Hz.

Por fim, e através da discretização por Tustin e o tempo de amostragem de $1/30000s$, pode-se encontrar, a partir da Equação 3.93, a função de transferência discretizada do controlador para um eventual uso da lei de controle em um controlador digital, sendo descrita na Equação (3.94). E a equação da diferença do PI discretizado é expressa na equação 3.95.

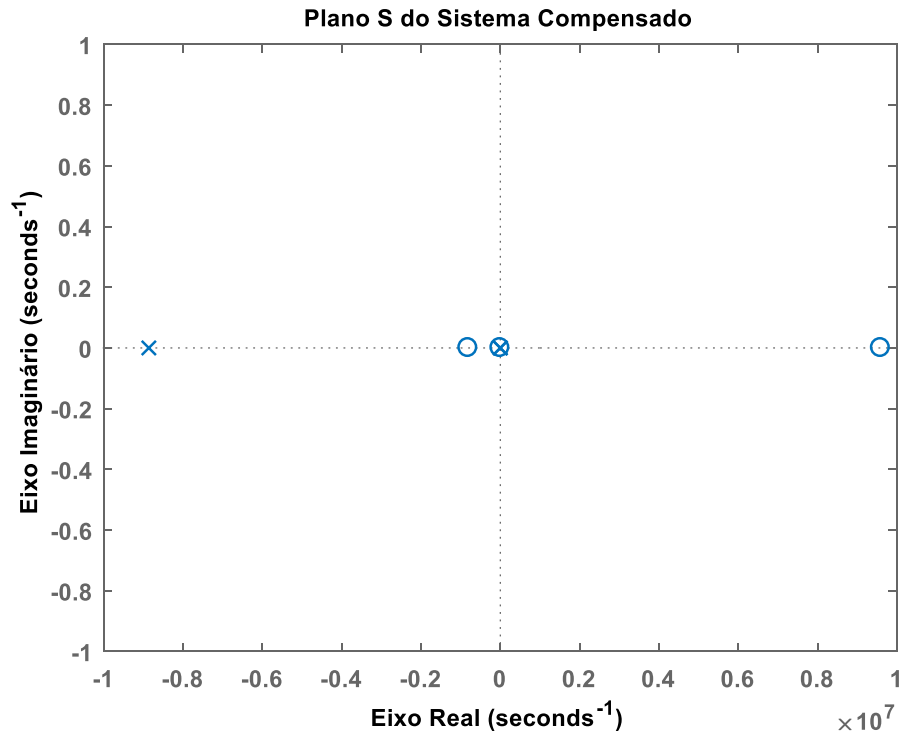
$$Cv(z) = \frac{1,505z - 1,495}{z - 1} \quad (3.94)$$

$$u(k) = u(k - 1) + 1,505 \cdot e(k) - 1,495 \cdot e(k - 1) \quad (3.95)$$

Assim, multiplicando a função de transferência do compensador PI com a função de transferência da planta em malha aberta, obtém-se a função de transferência do sistema compensado descrita pela Equação (3.96). O sistema apresenta três polos, sendo um na origem ($0, -8,86 \times 10^6$ e -627) e três zeros ($9,59 \times 10^6, -8,09 \times 10^5$ e -201), onde o plano S do sistema compensado está demonstrado na Figura (3.14). A margem de ganho é de $65,9$ dB para uma frequência de cruzamento infinita e a margem de fase é de 116° para uma frequência de cruzamento de 184 rad/s, conforme o diagrama de Bode do sistema compensado apresentado na Figura (3.15). O compensador PI corrigiu o erro do estado estacionário, não apresenta *overshoot*, e tem uma resposta rápida, conforme a Figura 3.16.

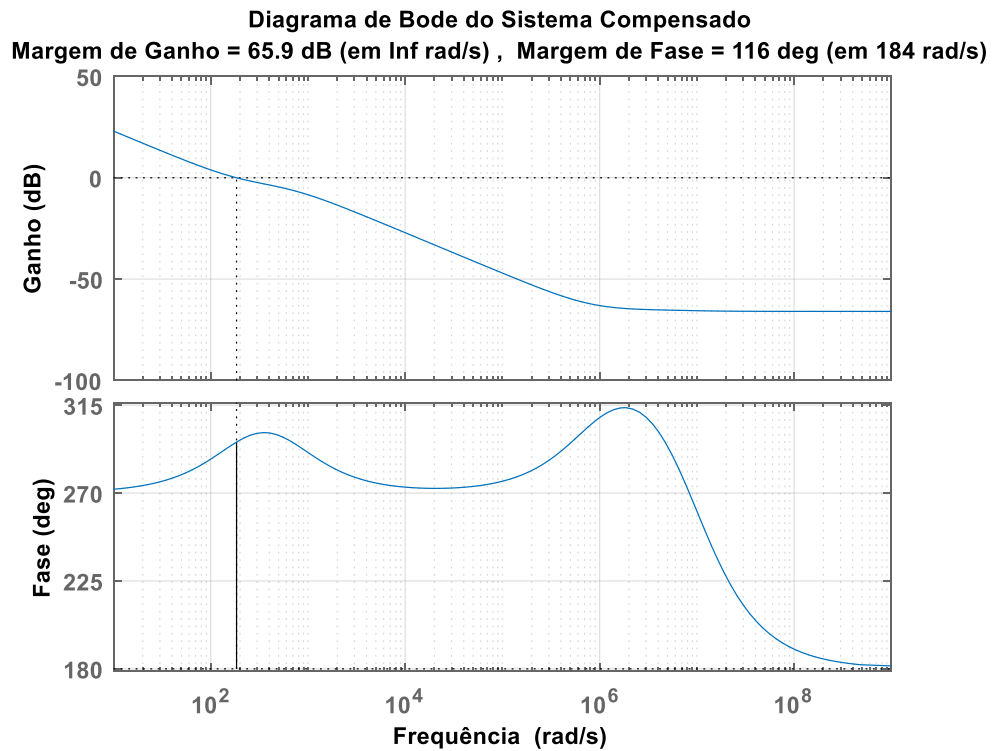
$$G(s) = \frac{-3,642 \times 10^{-10} s^3 + 3,198 \times 10^{-3} s^2 + 2825s + 5,686 \times 10^5}{7,222 \times 10^{-7} s^3 + 6,398 s^2 + 4012s} \quad (3.96)$$

Figura 3.14 – Plano S do Sistema Compensado



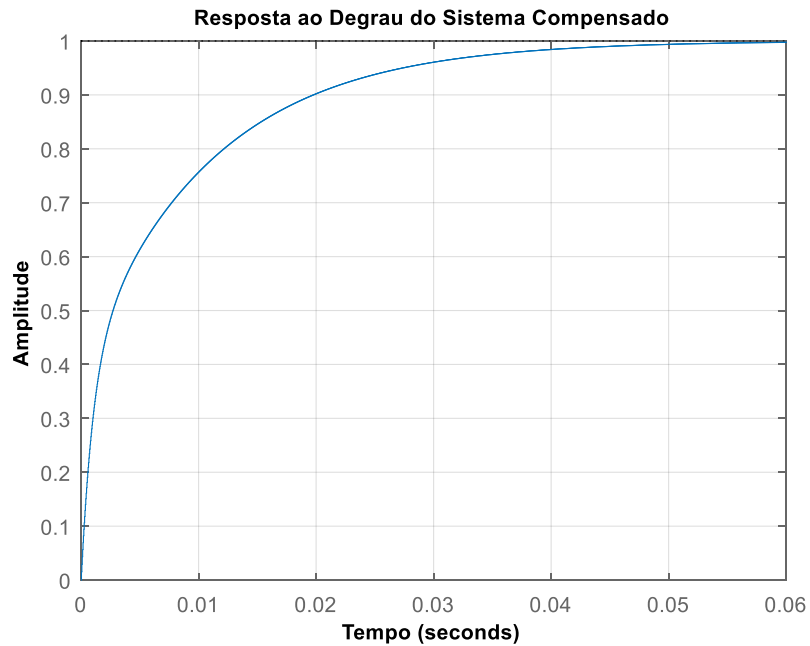
Fonte: Elaborado pela autora

Figura 3.15 - Diagrama de Bode do Sistema Compensado



Fonte: Elaborado pela autora

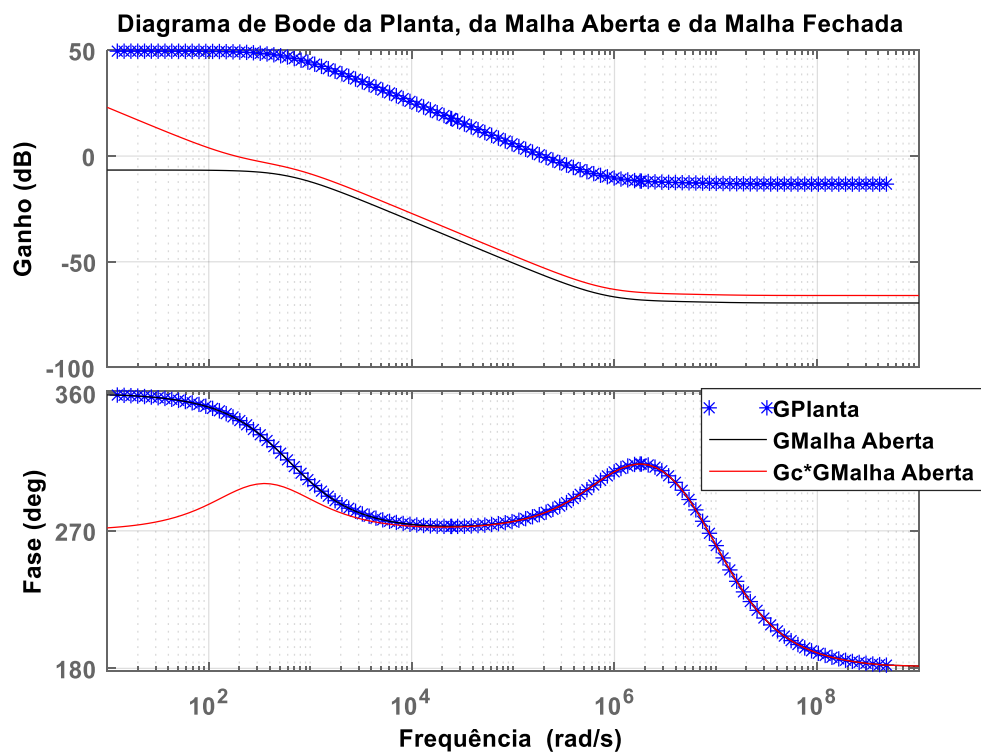
Figura 3.16 - Resposta ao Degrau do Sistema Compensado



Fonte: Elaborado pela autora

A Figura 3.17 mostra a comparação dos diagramas de Bode da planta, do sistema em malha aberta e do sistema em malha fechada.

Figura 3.17 - Comparação entre os diagramas de Bode (Planta, Malha Aberta e Malha Fechada).



Fonte: Elaborado pela autora

Com os valores descritos na Tabela 3 e com o projeto do compensador PI pode-se fazer a simulação do conversor proposto.

4 SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para a simulação do conversor proposto, mostrado na Figura 3.1, foi escolhido como simulador o *software* PSIM, por ser uma ferramenta especializada em simulação de sistemas de conversão e controle de energia, por ter a capacidade de fornecer resultados precisos e por possuir uma interface de usuário intuitiva e de fácil implementação.

Como o conversor proposto utiliza três indutores acoplados, é utilizado o módulo do transformador real do software de simulação para representar os três indutores acoplados, com sugerido em Freitas (2012). Com isso, foi necessário calcular a indutância de magnetização do transformador L_m . Esse bloco se assemelha a um transformador do *Flyback*. Para o cálculo da indutância de magnetização, é preciso primeiro encontrar o valor da indutância mútua entre as indutâncias acopladas em um mesmo magnético. Esta indutância mútua é calculada pela Equação (4.1).

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (4.1)$$

Onde

M – Indutância mútua;

K – Fator de acoplamento;

L_1 – Indutância do primário;

L_2 – Indutância do secundário.

Na Tabela 4, estão definidos os valores das indutâncias necessárias para o cálculo do L_m , com os valores das indutâncias do primário e do secundário já calculados no Capítulo 3.

Tabela 5 – Valores das Indutâncias

<i>Variável</i>	<i>Descrição</i>	<i>Valor</i>
L_p	Indutância do primário com o secundário aberto.	8,63 μ H
L_s	Indutância do secundário com o primário aberto.	1,243mH
L_{ps}	Indutância do primário com o secundário em curto.	1 μ H
L_{ss}	Indutância do secundário com o primário em curto.	1 μ H

Fonte: Elaborado pela autora

O fator de acoplamento representa a energia armazenada nos indutores acoplados, em um caso ideal temos um fator de acoplamento unitário, mas, considerando que o conversor proposto não trabalhará em modo ideal, é calculado, então, o fator de acoplamento do primário como mostrado na Equação (4.2).

$$k_p = \sqrt{1 - \frac{L_{ps}}{L_p}} \quad (4.2)$$

Aplicando os valores da tabela 4, é encontrado o valor de k_p expresso em (4.3).

$$k_p = \sqrt{1 - \frac{L_{ps}}{L_p}} = 0,94 \quad (4.3)$$

Agora, pode-se encontrar a indutância mútua aplicando o valor do fator de acoplamento e das indutâncias na Equação (4.1), conforme (4.4).

$$M = k_p \cdot \sqrt{L_p \cdot L_s} = 9,739 \times 10^{-5} \quad (4.4)$$

A indutância de magnetização é expressa pela Equação (4.5).

$$L_m = k_p \cdot L_p \quad (4.5)$$

Aplicando os valores conhecidos em (4.5), é encontrado o valor da indutância de magnetização, conforme (4.6).

$$L_m = k_p \cdot L_p = 8,115 \mu H \quad (4.6)$$

O número da relação de espiras entre o primário e secundário, encontrado no capítulo três, foi arredondado para um número par e dividido pela metade, a fim de que seja encontrado o número de espiras das indutâncias do secundário e do terciário. Isto é, a relação de espiras é onze, mas foi arredondada para doze e dividida por dois, já que a indutância do secundário foi dividida em duas indutâncias de igual valor. Todos os valores de resistências e indutâncias parasitas foram reduzidos ao menor valor possível para que a simulação funcionasse corretamente.

Foi simulado a nível de comparação de resultados o conversor proposto por Freitas, Tofoli, *et al.* (2015) e o conversor proposto por Silva (2010), em virtude da topologia proposta ser um aprimoramento das duas topologias citadas. Para efeito comparativo, os parâmetros da topologia do conversor proposto foram analisados nas duas topologias citadas.

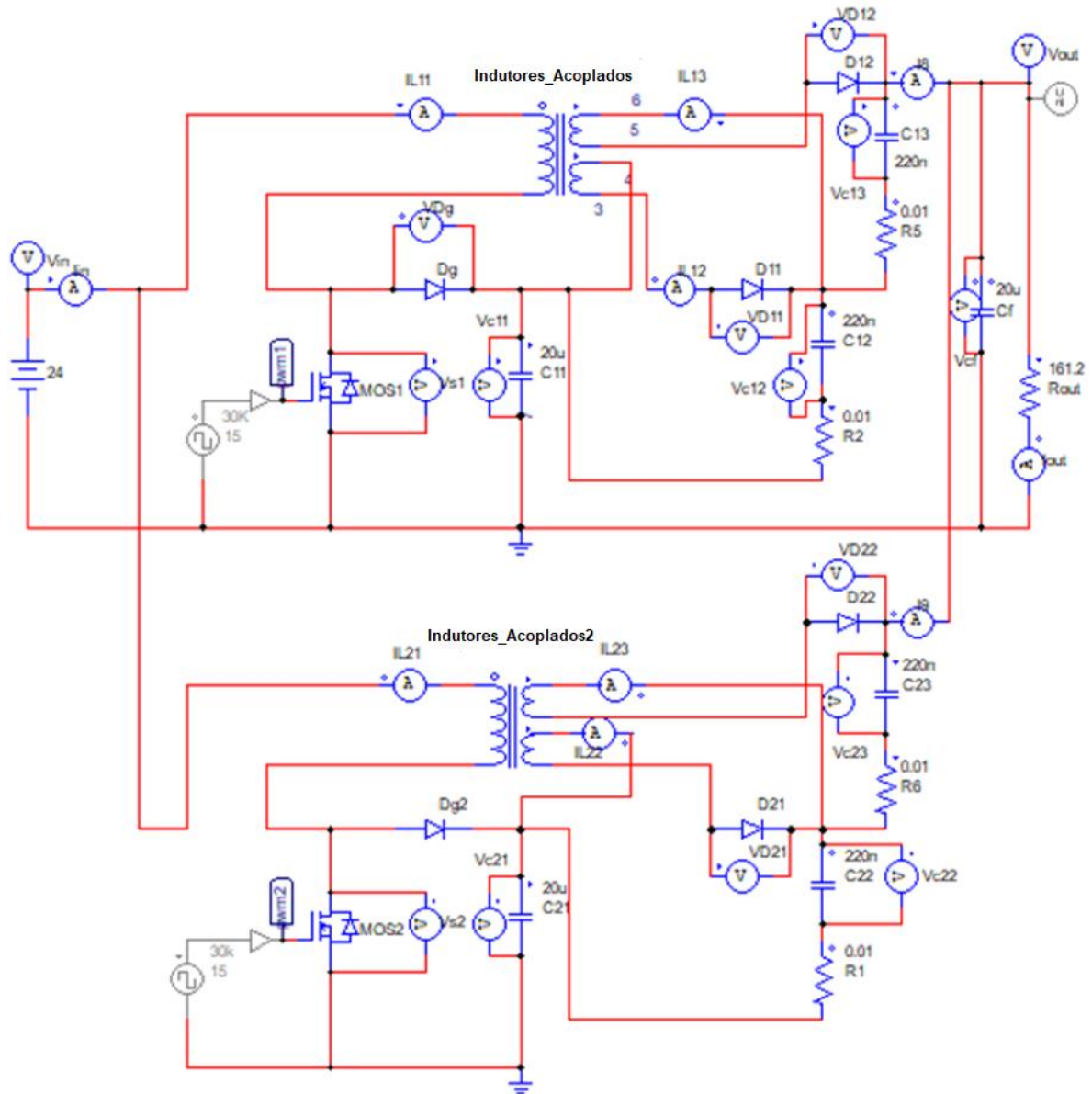
4.1 Simulação do Conversor Proposto em Malha Aberta

A simulação do conversor proposto em malha aberta é apresentada na Figura 4.1, onde dois conversores *boost* com indutores acoplados e duplicidade no módulo de saída trabalham em paralelo com uma defasagem entre o gatilho dos interruptores de 180° . Foi feita na configuração desta defasagem o módulo da onda quadrada para acionamento do gatilho dos interruptores; no campo *phase delay* do interruptor S_1 , foi colocado o valor 0 e, no campo *phase delay* do interruptor S_2 , foi colocado o valor 180° . Além da configuração das fases dos interruptores, foi colocada a frequência de 30KHz e o ciclo de trabalho que foi alterado para aproximadamente 0,48 para que a tensão de saída fosse 311 V.

A partir da simulação do conversor proposto em malha aberta, foram retiradas as formas de onda e os valores dos parâmetros mais relevantes para análise da eficiência deste conversor. A Figura 4.2 demonstra as formas de onda da tensão sobre os interruptores trabalhado de forma intercalada. Os valores das tensões de pico sobre os dois interruptores são de 50,81 V, inferior aos valores demonstrados nas simulações do conversor proposto por Freitas *et al.* (2015), que é de 65,08 V, conforme a Figura 4.3.

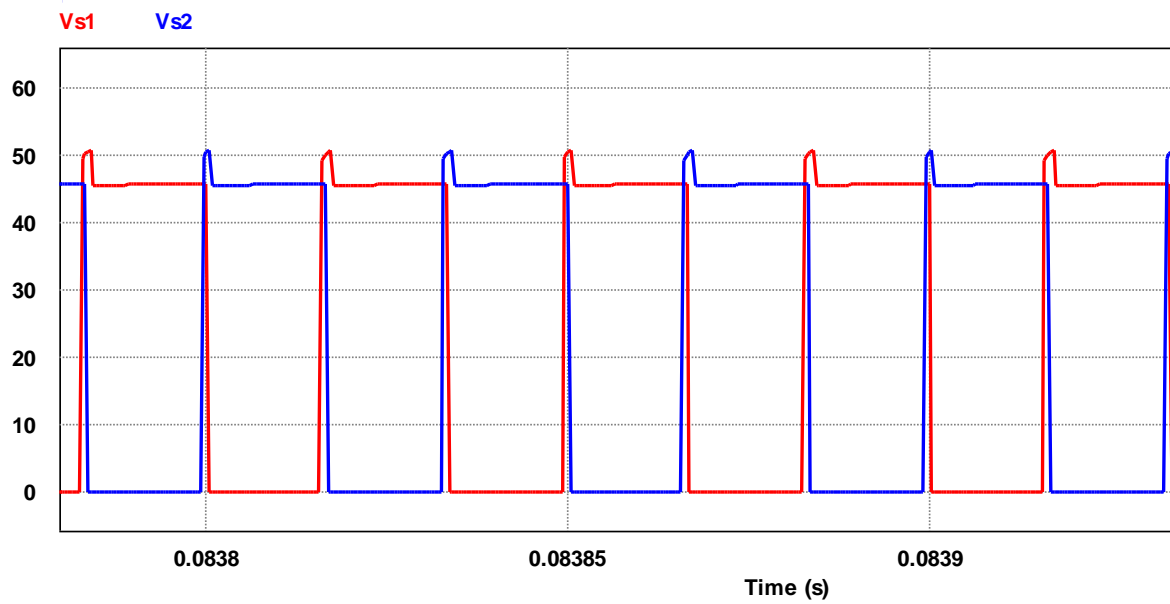
Na Figura 4.4, encontram-se as formas de onda das correntes que passam nos indutores do lado primário do conversor intercalado e a corrente de entrada co conversor. O indutor L_{11} do primeiro conversor de fase 0° e o indutor L_{21} do segundo conversor de fase 180° . Os valores de pico das correntes nos indutores do primário e a corrente de entrada são de 47,6 A, bem inferiores aos valores do conversor proposto por Freitas *et al.* (2015), que deu uma corrente muito alta para a frequência de 30 KHz, ou seja, 140,28 A, conforme a Figura 4.5.

Figura 4.1 - Conversor proposto em malha aberta.



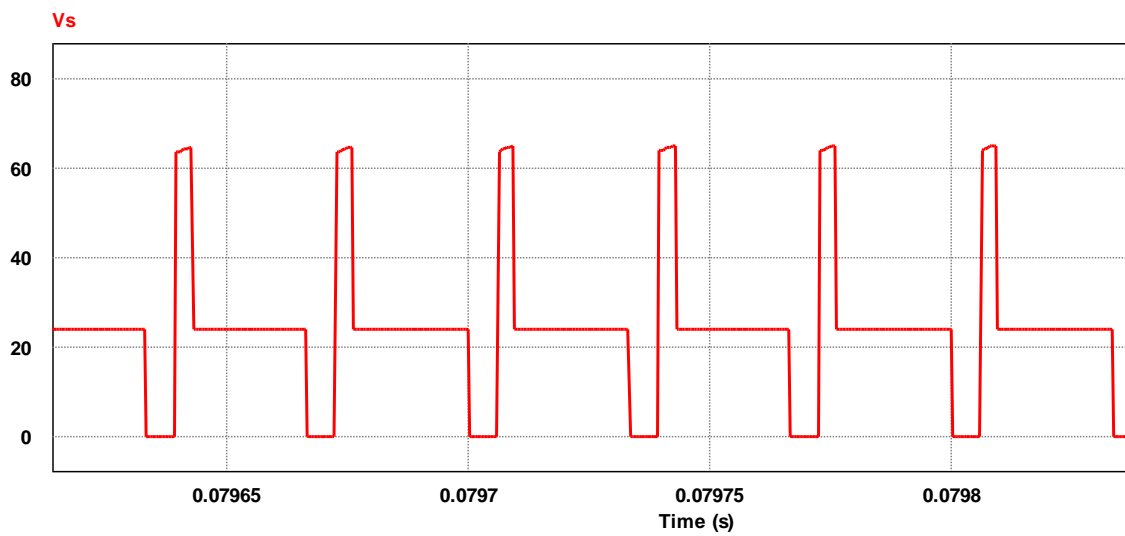
Fonte: Elaborado pela autora

Figura 4.2 - Formas de onda da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 em malha aberta.



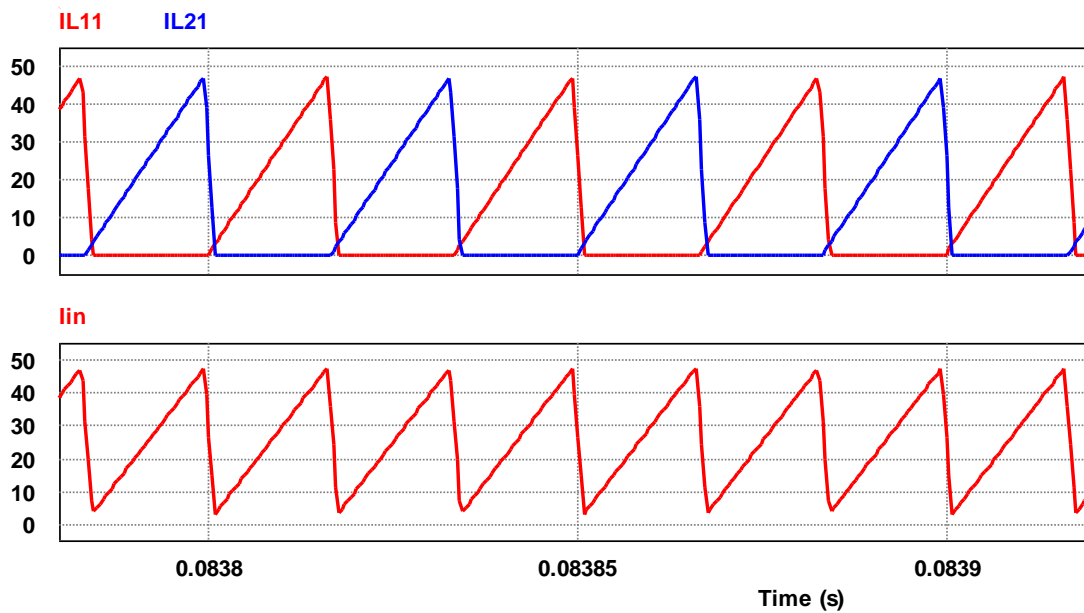
Fonte: Elaborado pela autora

Figura 4.3 - Forma de onda da tensão sobre o interruptor do conversor de Freitas *et al.* (2015).



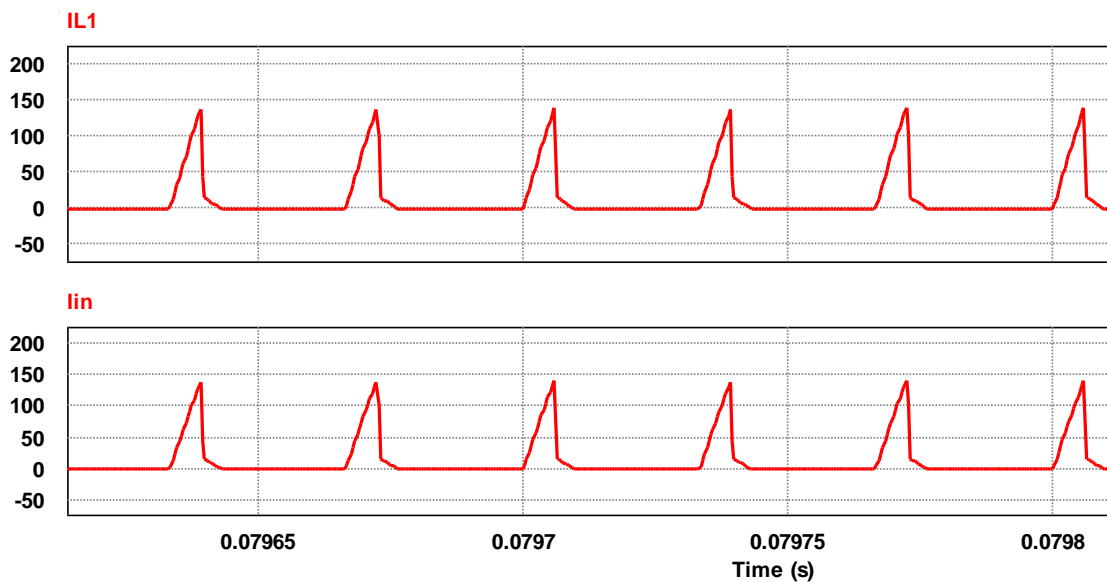
Fonte: Elaborado pela autora

Figura 4.4 - Formas de onda das correntes que passam nos indutores L_{11} e L_{21} do lado primário e a corrente de entrada do conversor proposto em malha aberta.



Fonte: Elaborado pela autora

Figura 4.5 – Forma de onda da indutância de primário e da corrente de entrada do conversor do Freitas *et al.* (2015), para frequência de chaveamento 30KHz.

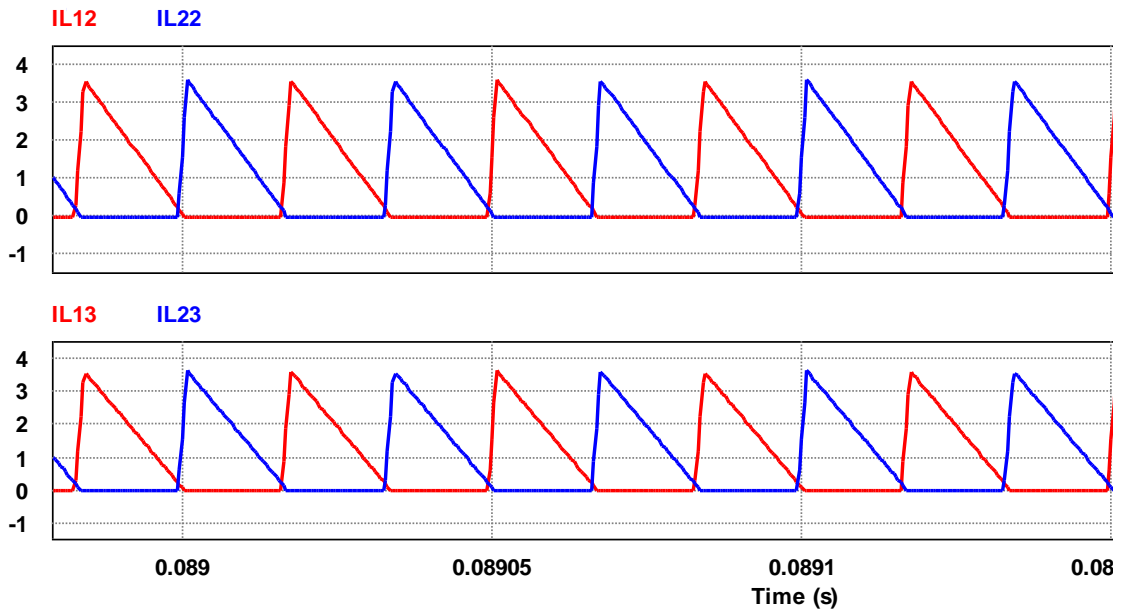


Fonte: Elaborado pela autora

As formas de onda das correntes que passam nos indutores do lado secundário do conversor intercalado estão na Figura 4.6. Onde L_{12} e L_{13} são os indutores do lado secundário do conversor de fase 0° e L_{22} e L_{23} são os indutores do lado secundário do conversor de fase 180° . Os valores de pico das correntes nos indutores do secundário é de 3,61 A, também inferior

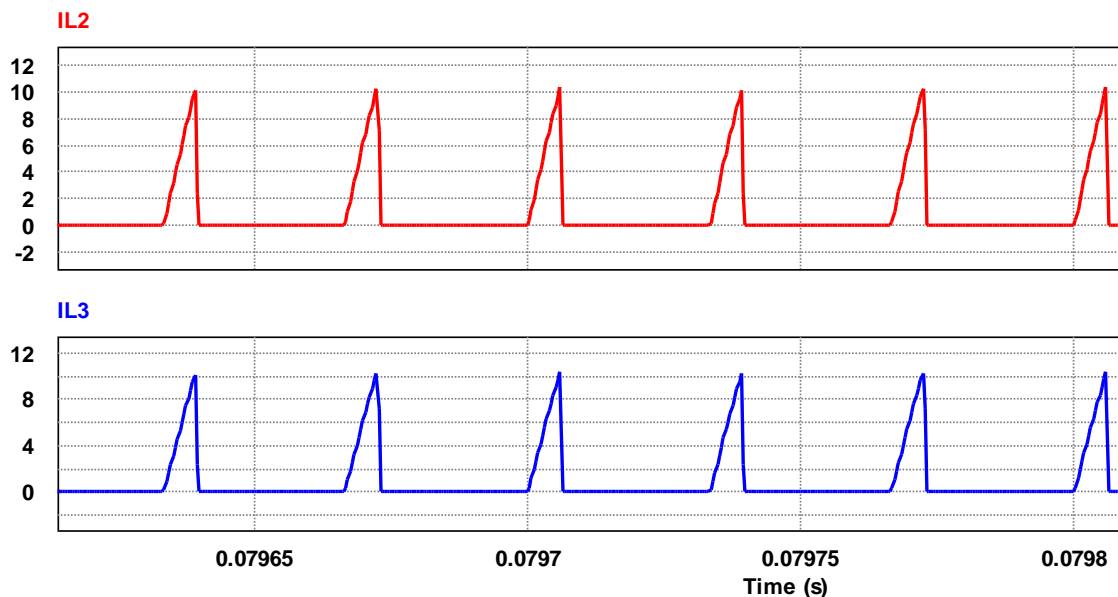
aos valores apresentados pelo conversor proposto por Freitas *et al.* (2015), que é de 10,40 A, para uma frequência de chaveamento de 30 KHz, conforme a Figura 4.7.

Figura 4.6 - Formas de onda das correntes nos indutores do secundário em malha aberta.



Fonte: Elaborado pela autora

Figura 4.7 - Formas de onda dos indutores do secundário do conversor de Freitas *et al.* (2015), para frequência de chaveamento 30KHz.

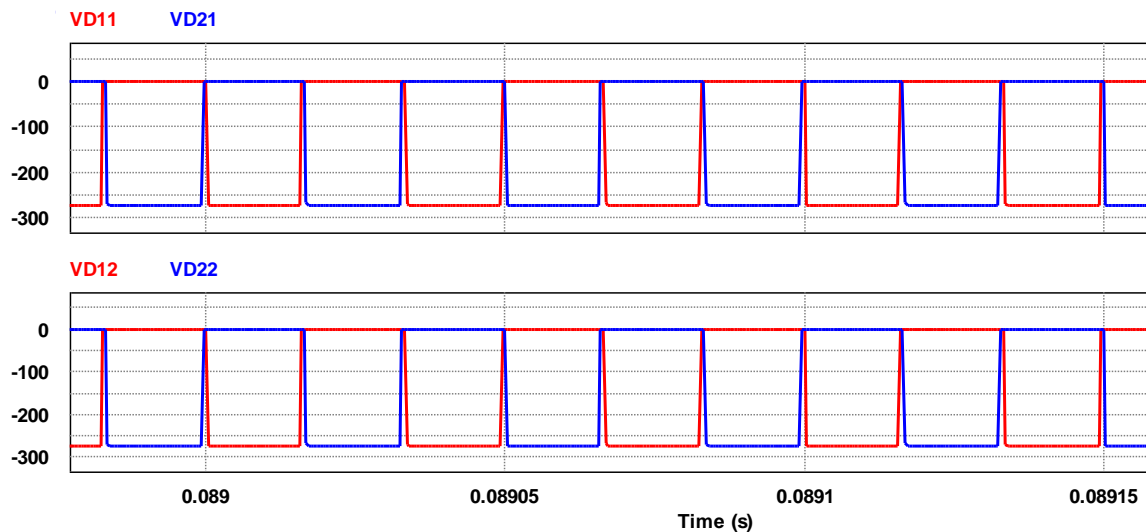


Fonte: Elaborado pela autora.

A Figura 4.8 mostra as formas de onda da tensão sobre os diodos de saída D_{11} e D_{21} , com defasagem de 180° entre os mesmos e D_{12} e D_{22} , também com defasagem de 180° . Os

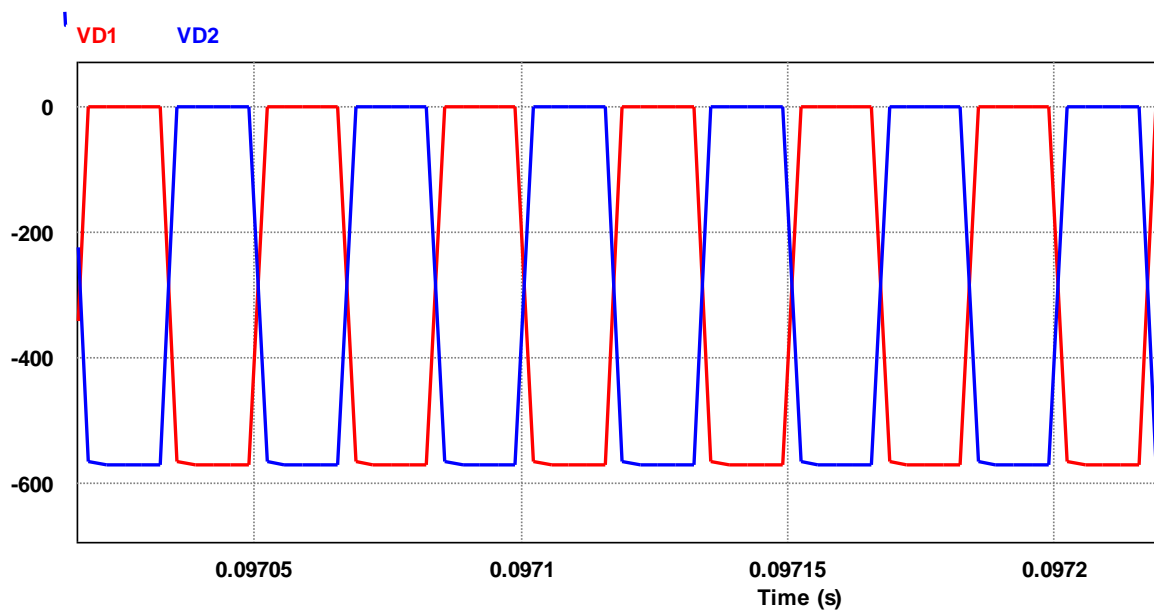
valores de pico das tensões sobre esses diodos são de 273,33 V, aproximadamente a metade dos valores dos diodos de saída do conversor proposto por Silva (2010), que é de 552,18 V, como mostrado na Figura 4.9 e inferiores aos valores dos diodos de saída do conversor proposto por Freitas *et al.* (2015) que é de 367,32 V, como mostrado na Figura 4.10.

Figura 4.8 - Formas de onda das tensões sobre os diodos de saída em malha aberta



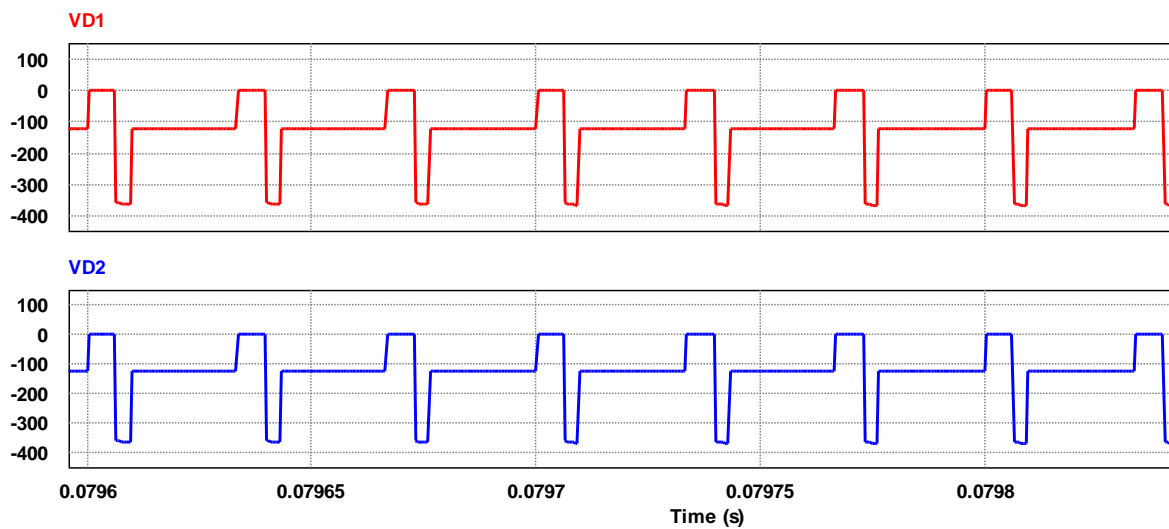
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 4.9 - Formas de onda das tensões sobre os diodos de saída do conversor de Silva (2010).



Fonte: Elaborado pela autora.

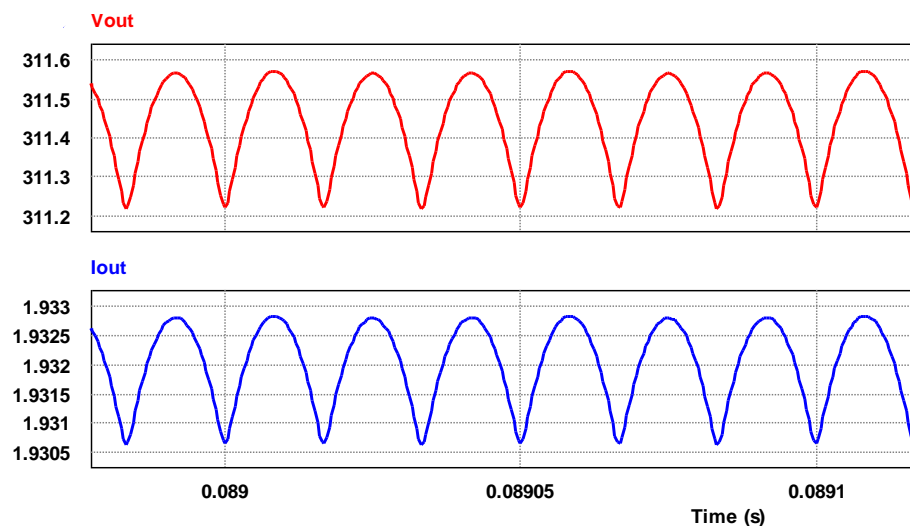
Figura 4.10 - Tensões nos diodos de saída do conversor de Freitas *et al.* (2015).



Fonte: Elaborado pela autora.

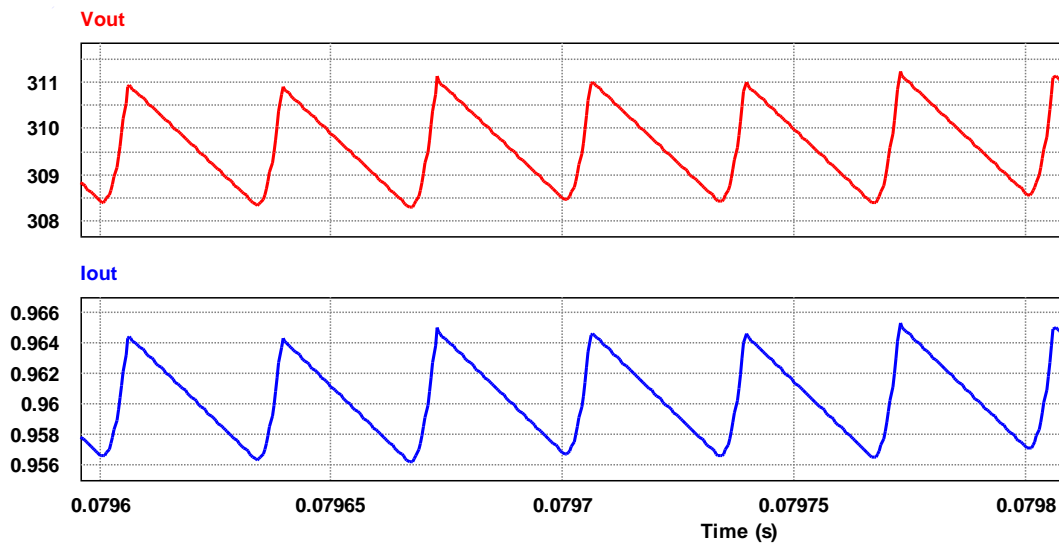
Para calcular a ondulação da tensão e corrente de saída, expressos pelas formas de onda da Figura 4.11, foram verificados os valores de pico e os valores mínimos dessas formas de onda e calculadas a ondulação da tensão de saída e a ondulação da corrente de saída. Para a tensão de saída com um valor de pico de 311,69 V e um valor mínimo de 310,99 V, tem-se uma ondulação da tensão de saída de 0,7 V, ou seja, menor que a metade do valor que a especificação do projeto, que é de 0,5 % V_o , isto é 1,55 V. Para a corrente de saída com um valor de pico de 1,933 A e um valor mínimo de 1,929, tem-se uma ondulação da corrente de saída de 4mA. As ondulações de tensão e corrente de saída foram menores que o conversor proposto por Freitas *et al.* (2015), que é de 3,06 V e 10mA, respectivamente, conforme a Figura 4.12.

Figura 4.11 - Ondulação da tensão e corrente de saída do conversor proposto em malha aberta.



Fonte: Elaborado pela autora

Figura 4.12 – Ondulação da tensão e corrente de saída do conversor de Freitas *et al.* (2015).

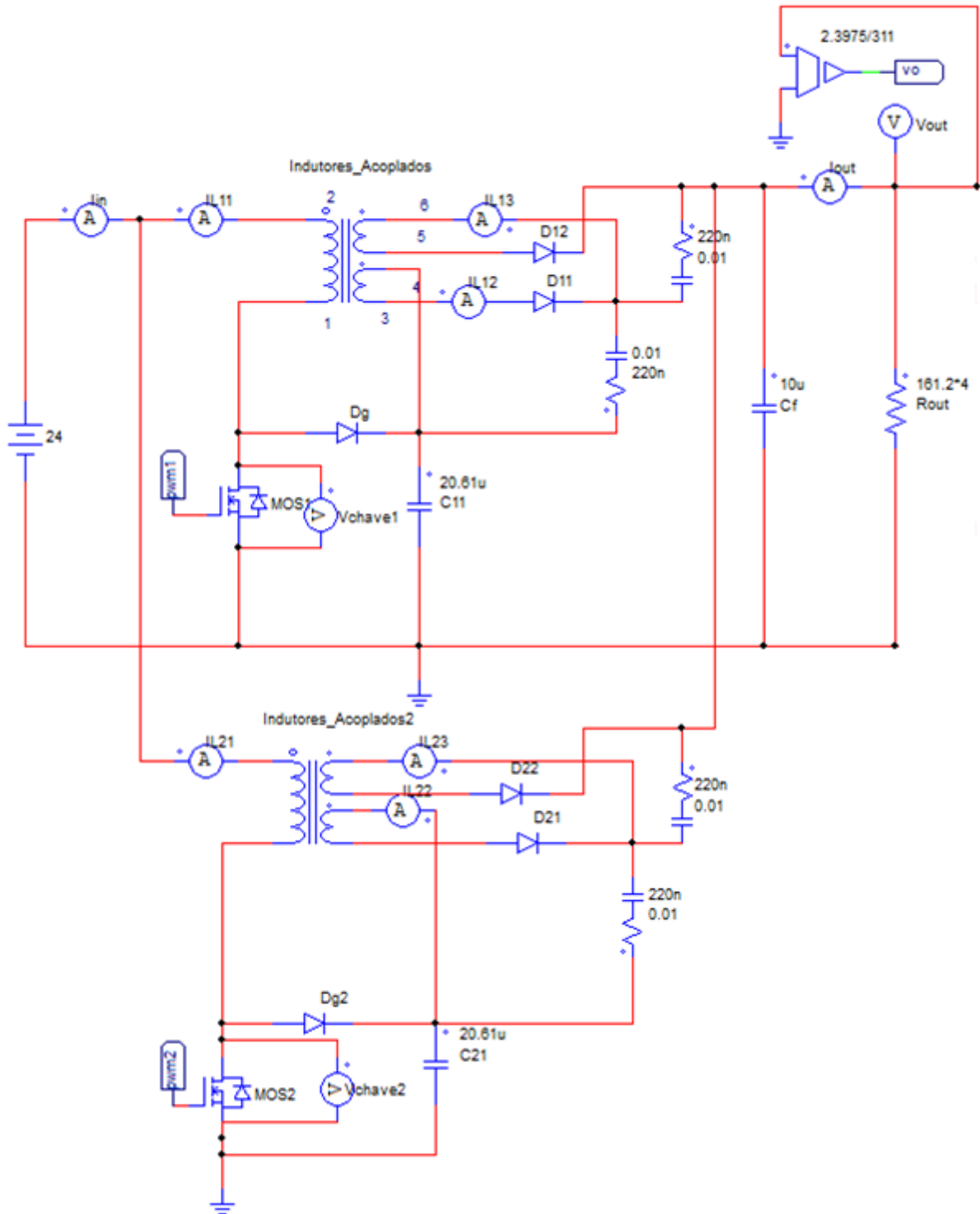


Fonte: Elaborado pela autora

4.2 Simulação do conversor proposto em malha fechada

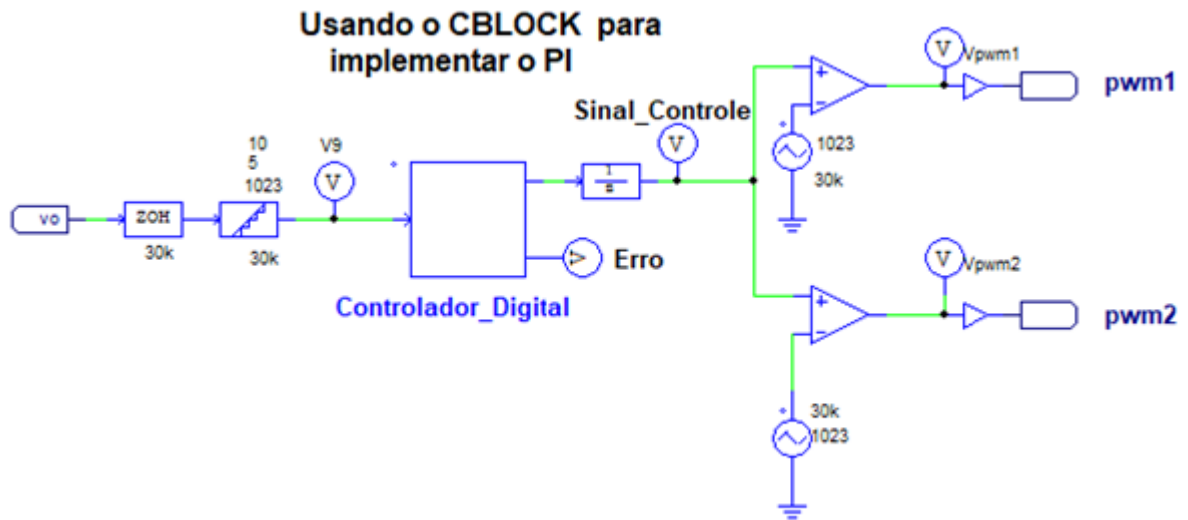
O circuito em malha fechada, apresentado na Figura 4.13, onde o bloco do controle está expresso na Figura 4.14, foi simulado com um degrau de carga, contendo 25% da carga, 50% da carga e 100% da carga, mostrado na Figura 4.15, que gera uma perturbação no sinal da tensão de saída do conversor para incremento da carga nos tempos 0,1s e 0,2s, verificando se o controle está realmente funcionando para estes valores de carga, ao qual venha a ser alimentada por esse conversor. A Figura 4.11 ilustra a forma de onda da tensão de saída controlada, o sinal de controle, o sinal de erro e a corrente de saída, onde o controlador atua nas duas situações de perturbação, retornando o valor da tensão de saída para 311 V. Confirmando, assim, que o controlador PI foi o suficiente para o controle do conversor proposto. O controlador PI digital faz que a razão cíclica mude de acordo com a mudança da planta, no caso, o degrau de carga; este controle não possui *overshoot*, além de ter uma resposta rápida, como já foi mencionado.

Figura 4.13 - Simulação do conversor proposto em malha fechada.



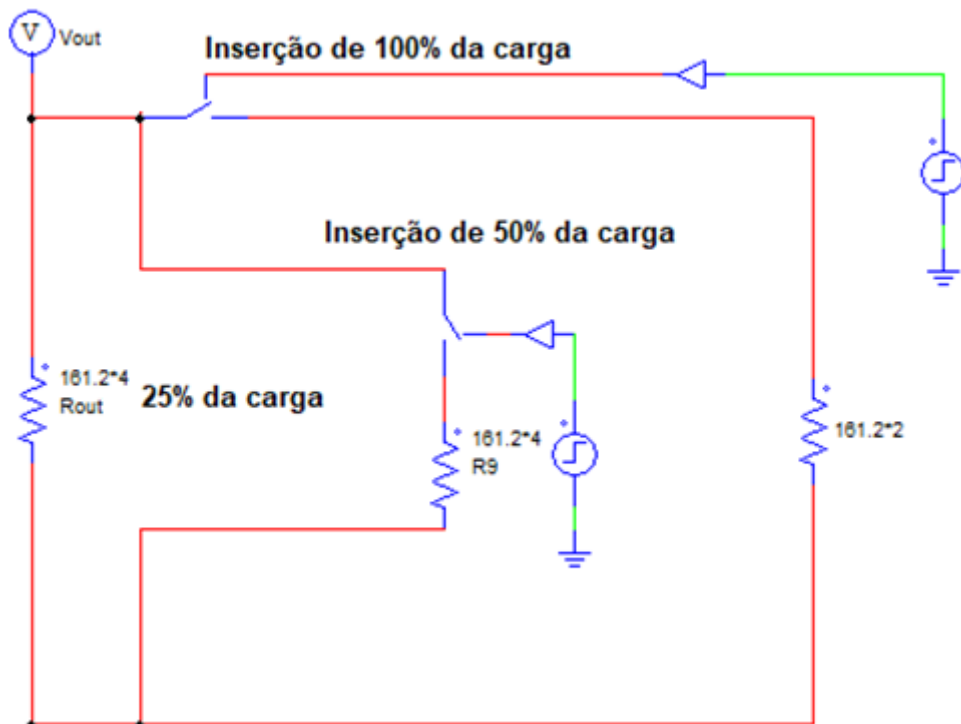
Fonte: Elaborado pela autora

Figura 4.14 - Malha de controle do conversor proposto



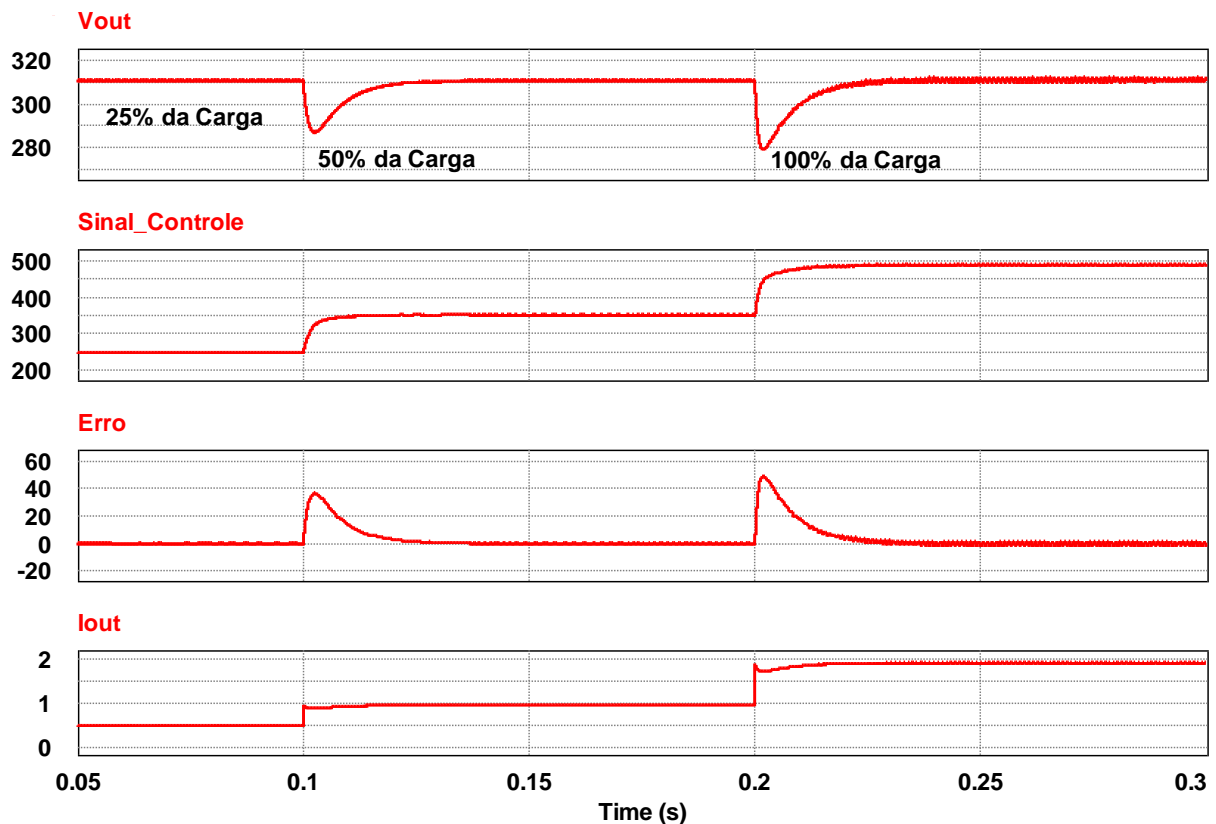
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 4.15 - Degrau de Carga



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 4.16 - Forma de onda da tensão de saída controlada, do sinal de controle, sinal de erro e corrente de saída.

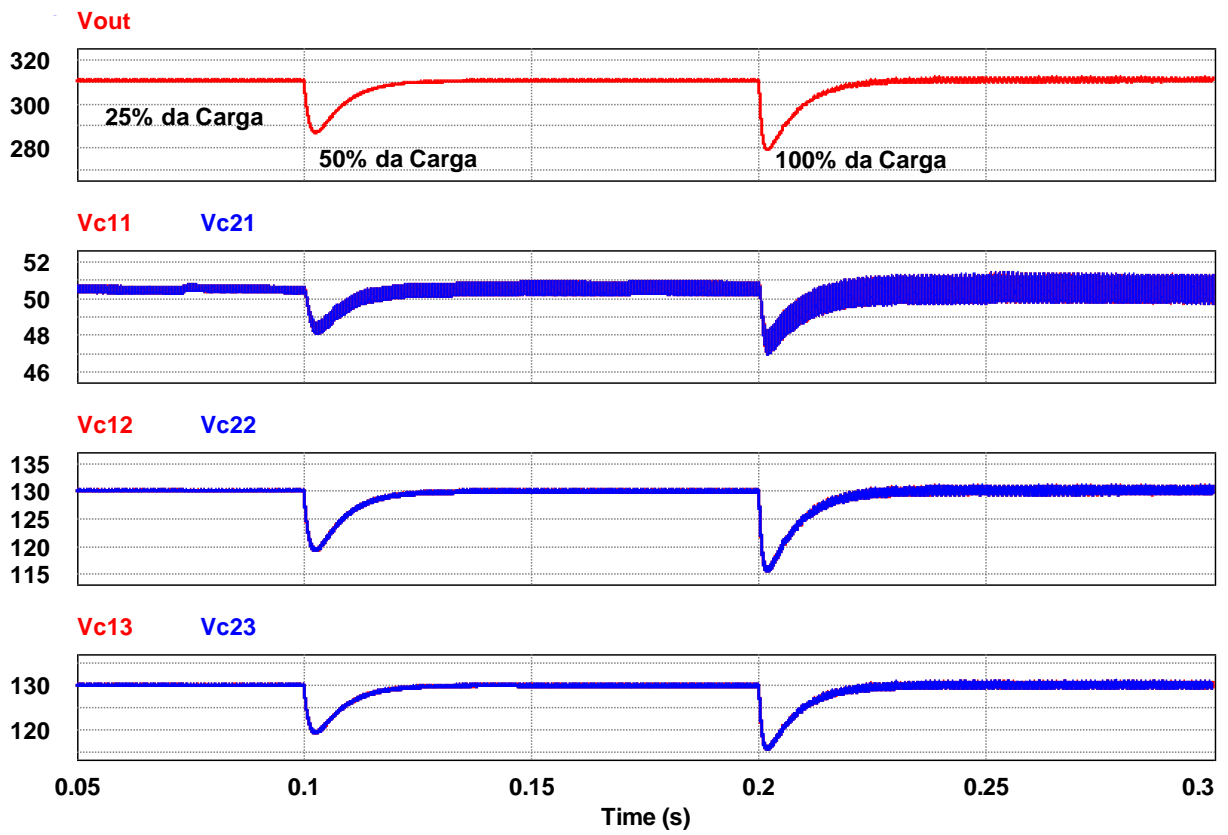


Fonte: Elaborado pela autora.

A Figura 4. 17 mostra as formas de ondas das tensões sobre os capacitores de saída do conversor proposto. Os capacitores C_{11} e C_{21} , que funcionam junto com os diodos D_{g1} e D_{g2} como circuito *Snubber* para proteção dos interruptores S_1 e S_2 , apresentam valor de pico tensão de 49,94 V e 50,37 V, respectivamente. Os capacitores C_{12} , C_{13} apresentam valores de pico de tensão de 131,32 V e os capacitores C_{22} , C_{23} apresentam valores de pico de tensão de 131,11 V. Os capacitores C_{11} , C_{12} e C_{13} estão em série, e a soma deles em paralelo com os capacitores em série C_{21} , C_{22} e C_{23} . Portanto, o total da tensão entre eles é o valor da tensão de pico de saída V_{out} que é de 312,58 V.

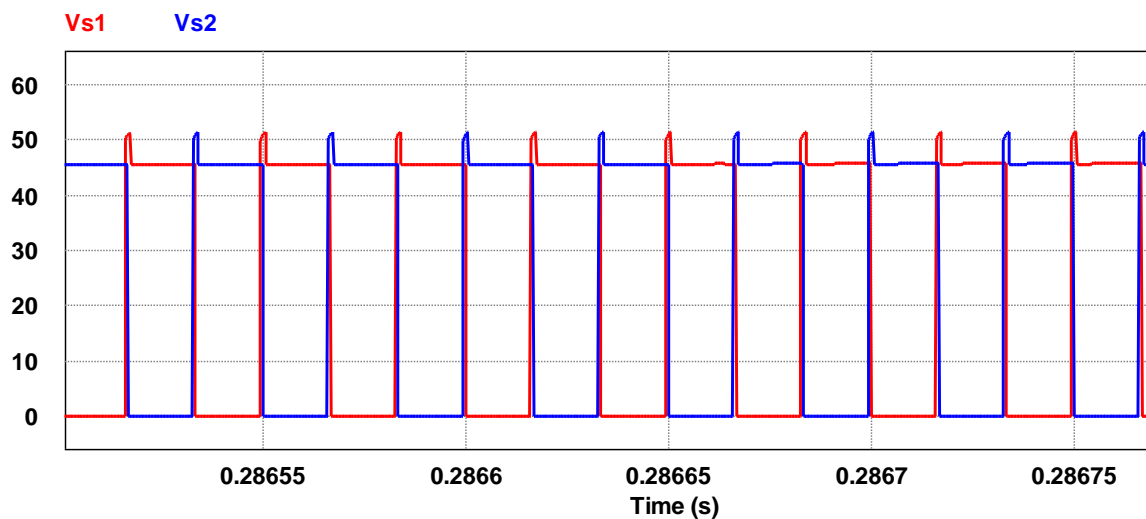
Na Figura 4.18 é mostrada a forma de onda da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 trabalhando com uma defasagem de 180° entre eles. Os picos de tensão nas formas de onda são ocasionados pela indutância mútua calculada anteriormente, esta obrigatória para que a simulação funcione. Os valores de pico da tensão sobre os interruptores de potência são de 51,38 V.

Figura 4.17 - Forma de ondas das tensões sobre os capacitores de saída e da tensão de saída.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 4.18 - Formas de onda da tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 em malha fechada.

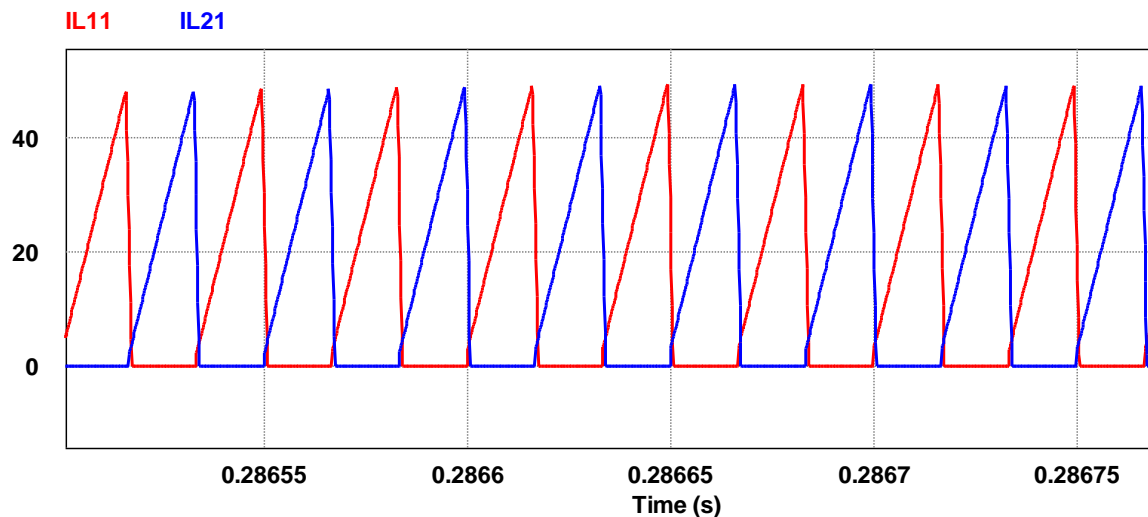


Fonte: Elaborado pela autora.

Na Figura 4.19, encontram-se as formas de onda das correntes que passam nos indutores do lado primário do conversor proposto em malha fechada. O indutor L_{11} do primeiro

conversor de fase 0° e o indutor L_{21} do segundo conversor de fase 180° . Os valores de pico das correntes nos indutores do primário são de 49,30 A.

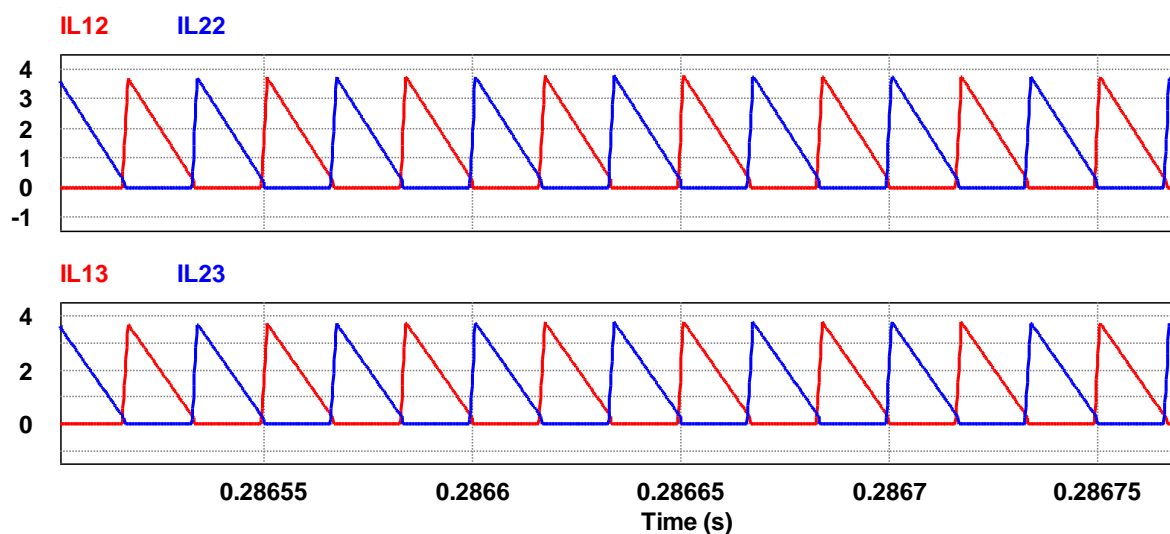
Figura 4.19 - Formas de onda das correntes nos indutores do primário em malha fechada.



Fonte: Elaborado pela autora.

As formas de onda das correntes que passam nos indutores do lado secundário do conversor proposto em malha fechada estão na Figura 4.20. Onde L_{12} e L_{13} são os indutores do lado secundário do conversor de fase 0° , e L_{22} e L_{23} são os indutores do lado secundário do conversor de fase 180° . Os valores de pico das correntes nos indutores do secundário são de 3,78 A.

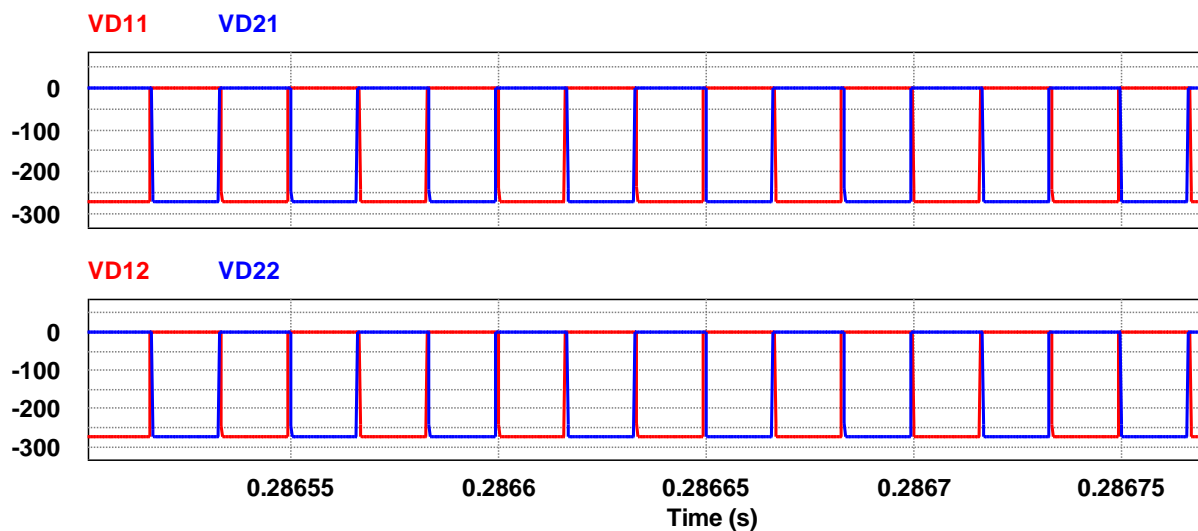
Figura 4.20 - Formas de onda das correntes nos indutores do secundário em malha fechada.



Fonte: Elaborado pela autora.

A Figura 4.21 nos mostra as formas de onda da tensão sobre os diodos de saída no conversor proposto em malha fechada. As formas de onda da tensão sobre os diodos do primeiro módulo saída, D_{11} e D_{21} , com defasagem de 180° entre as mesmas, e as formas de onda dos diodos do módulo de saída duplicado, D_{12} e D_{22} , com defasagem de 180° entre elas. Os valores de pico das tensões sobre esses diodos são de 273,35 V.

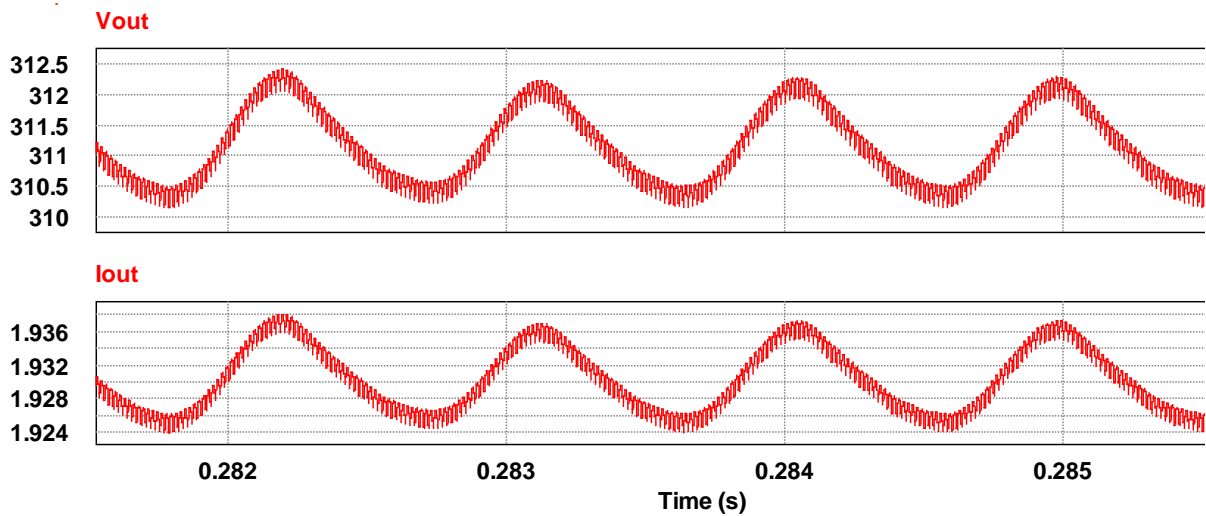
Figura 4.21 - Formas de onda das tensões sobre os diodos de saída em malha fechada.



Fonte: Elaborado pela autora.

Para calcularmos a ondulação da tensão e corrente de saída, expressos pelas formas de onda da Figura 4.22, foram verificados, na simulação, os valores de pico e os valores mínimos dessas formas de onda e calculada a ondulação da tensão de saída e a ondulação da corrente de saída. Para a tensão de saída com um valor de pico de 312,42 V e um valor mínimo de 310,16 V, tem-se uma ondulação da tensão de saída de 2,26 V. Para a corrente de saída com um valor de pico de 1,938 A e um valor mínimo de 1,924, tem-se uma ondulação da corrente de saída de 14mA.

Figura 4.22 - Ondulação da tensão e corrente de saída do conversor em malha fechada.



Fonte: Elaborado pela autora

Neste capítulo, pode-se concluir que o conversor proposto apresentou as melhorias esperadas para ele e ainda superou em alguns parâmetros a especificação do projeto. Foi alcançado o objetivo de reduzir a tensão sobre os diodos de saída, de reduzir a ondulação de corrente sobre o interruptor de potência, de reduzir o tamanho dos indutores, de reduzir a ondulação de tensão de saída e de dobrar a potência de saída.

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi apresentada uma proposta de projeto de conversor CC/CC de alto ganho de tensão com indutores acoplados, trabalhando de forma intercalada e duplicidade do módulo de saída, para a criação de um barramento CC de 311V com finalidade de alimentar um *datacenter* através de painéis fotovoltaicos. Foi projetado para este conversor um controlador PI digital.

O conversor proposto apresentou resultados satisfatórios e teve seus objetivos alcançados. Por meio desta análise, foi possível constatar que o conversor em estudo reduz a tensão nos diodos e o tamanho dos indutores em comparação com o conversor proposto em Silva (2010). Com a intercalação entre dois conversores, dobrou-se a frequência de saída, o que levou à redução da ondulação da tensão de saída e redução dos elementos filtrantes. A intercalação também contribuiu para uma maior redução da tensão dos diodos de saída, redução dos esforços de tensão e corrente sobre os interruptores de potência, e dobrou a potência de saída em relação ao conversor proposto em Freitas *et al.* (2015). Com os resultados do conversor proposto e o emprego dele em um sistema fotovoltaico para alimentação de equipamentos de um *datacenter* através de corrente contínua, pode-se assegurar a entrega de uma energia de qualidade a tais equipamentos.

Como sugestão de trabalhos futuros, propõe-se a implementação do protótipo do conversor estudado e a utilização dele em um sistema fotovoltaico para alimentação em CC de cargas de TIC. Realizar a análise de esforços e perdas do conversor proposto e, por fim, propor uma versão bidirecional do conversor proposto, para garantir a redundância e carga plena fornecida pelo banco de baterias, substituindo assim a *UPS*.

REFERÊNCIAS

- BARRETO, L. H. S. C. et al. High-Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Commutation Cell for Battery Charging Using PV Panels in a Single Conversion Stage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 1, p. 150-158, 2014.
- BARROSO, F. E. O. **Conversor CC-CC Bidirecional em Corrente para Aplicação em Veículos Elétricos**. 2010. 119 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.
- BUIATTI, G. M. **Memorial descritivo de Sistema de Microgeração Fotovoltaica conectado à rede elétrica com potência instalada de 112,8 kWp em Canguaretama, RN (Campus Canguaretama IFRN)**. São José dos Campos. 2013.
- CROWDIS, M. Using Solar Energy Systems to Offset Data Center Electricity Consumption. **The DATACENTER Journal**, Vol. 25, Nov/2012.
- FARDOUN, A. A.; ISMAIL, E. H. Ultrastep-up DC-DC converter with reduced switch stress. **IEEE Transactions Industrial Applications**, v. 46, n. 5, p. 2025-2034, 2010.
- FREITAS, A. A. A. **Conversor CC/CC de Alto Ganho sem Capacitor Eletrolítico Aplicado a um Sistema Fotovoltaico**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza 2012.
- FREITAS, A. A. A. et al. High-voltage gain dc–dc boost converter with coupled inductors for photovoltaic systems. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 10, p. 1885–1892, 2015.
- FUTURE MARKET INSIGHTS. **On-Site Photovoltaic Solar Power For Data Centers Market: Global Industry Analysis and Opportunity Assessment 2016-2026**. FMI Future Market Insights, 02 Agosto 2017. Disponível em: <<http://www.futuremarketinsights.com/reports/on-site-photovoltaic-solar-power-for-data-centers-market>>.
- HARTMANN, B.; FARKAS, C. Energy efficient data centre infrastructure: Development of a powerloss model. **Energy and Buildings**, v. 129, p. 692–699, 2016.
- HE, L.; LIAO, Y. An advanced current auto balance highstep up converter with a multi-coupled inductor and voltage multiplier for a renewable power generator system. **IEEE Trans. Power Electronics**, v. 31, n. 10, 2015.
- YAJIMA, H.; et al. **Energy-saving and Efficient use of Renewable Energy by introducing an 380 VDC Power-supply System in Data Centers**. In: Telecommunications Energy Conference (INTELEC). 2016, Osaka, Japan: IEEE International. 2016. p. 1-4.

HSIEH, Y. P. et al. Analysis and implementation of a Novel single switch high step up DC-DC converter. **IET Transaction Power Electronics**, v. 5, n.1, p. 11-21, 2012.

HWU, K. I.; YAU, Y. T. High step-up converter based on coupling inductor and Boot strap capacitors with active clamping. **IEEE Transactions Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 2655-2660, 2014.

HYUN-LARK, D. A zero-voltage-switching DC–DC converter with high voltage gain. **IEEE Thansactions Power Electronics**, v. 26, n. 5 p. 1578-1586, 2011.

KAJANGPAN, K.; NEAMMANEE, B. **High Gain Double Interleave Technique with Maximum Peak Power Tracking for Wind Turbine Converter**. *In*: International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology. Pattaya, Chonburi, Thailand: IEEE. 2009.

KHADMUN, W.; SUBSINGHA, W. High Voltage Gain Interleaved DC Boost Converter Application for Photovoltaic Generation System. **Energy Procedia**, v. 34, p. 390 – 398, 2013.

LISY, S. M.; SMREKAR, M. **Three Case Studies of Commercial Deployment of 400V DC Data and Telecom Centers in the EMEA Region**. *In*: Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2015 IEEE International. Osaka: IEEE Xplore. 2015.

SALATO, M. et al. **Power System Architectures for 380V DC Distribution in Telecom Datacenters**. *In*: Telecommunications Energy Conf. (INTELEC), 34, 2012. Scottsdale, AZ, USA: IEEE. 2012.

MELLO, Luiz Fernando Pereira de. **Projetos de Fontes Chaveadas: Teoria e Prática**. 1. ed. São Paulo: Érica, 2011. 107-108 p.

MUHAMMAD, M. *et al.* Nonisolated Interleaved Boost Converter for High-Voltage Gain Applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 2, p. 352-362, 2016.

EMERSON NETWORK POWER. Data Center 2025: Exploring the Possibilities. **Mission Critical Magazine**, Columbus, p. 1-19, 2014.

REVATHI, B. S.; PRABHAKAR, M. Non isolated high gain DC-DC converter topologies for PV applications: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 66, p. 920-933, 2016.

RONG, H. et al. Optimizing energy consumption for data centers. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 674–691, 2016.

SANTOS, H. A. **Projeto de Conversor CC-CA Monofásico Controlado para Interligação**

de Barramentos CC e CA de uma Microrrede. 2014. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza 2014.

SANTOS, K. L.; ANTUNES, F. L. M. High-voltage Gain DC–DC Boost Converter with Coupled Inductors and Interleaved for a PV System to Supply Data Centers. **Renewable Energy & Power Quality Journal**, p. 411-416, 2017.

SILVA, F. S. F. **Sistema Fotovoltaico para Iluminação e Alimentação de Pequenos Equipamentos em Corrente Contínua.** 2010. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.

XIONG, S.; TAN, S. C. Cascaded High-Voltage-Gain Bidirectional Switched-Capacitor DC–DC Converters for Distributed Energy Resources Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 2, p. 1220-1231, 2017.

ZHANG, D. *et al.* Impact of interleaving on AC passive components of parallel three-phase voltage-source converters. **IEEE Transaction Industrial Application**, v. 46, n. 3, p. 1042-1054, 2010.

ZHAO, Y. *et al.* **Interleaved High Step-Up Converter with Coupled Inductor and Blocking Capacitor.** IET international conference on power electronics, machines and drives, 6, 2012, Bristol, UK: IET. 2012.