

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

EDUARDO AUGUSTO OLIVEIRA BARBOSA

**CONVERTOR C.C.-C.C. DE ALTO GANHO COM TRANSFORMADORES DE
ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS CHAVEADOS**

Recife
2020

EDUARDO AUGUSTO OLIVEIRA BARBOSA

**CONVERSOR C.C.-C.C. DE ALTO GANHO COM TRANSFORMADORES DE
ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS CHAVEADOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi

Recife
2020

Catálogo na fonte
Bibliotecária Margareth Malta, CRB-4 / 1198

B238c Barbosa, Eduardo Augusto Oliveira.
 Conversor C.C.-C.C. de alto ganho com transformadores de
 enrolamentos primários chaveados / Eduardo Augusto Oliveira Barbosa. -
 2020.
 84 folhas, il., gráfs., tabs.

 Orientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi.
 Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
 Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.
 Inclui Referências e Apêndices.

 1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores c.c./c.c.. 3. Alto Ganho. 4.
 Energia Fotovoltaica. I. Limongi, Leonardo Rodrigues (Orientador). II.
 Título

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2021-16



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

EDUARDO AUGUSTO OLIVEIRA BARBOSA

TÍTULO

**“CONVERTOR C.C.-C.C. DE ALTO GANHO COM TRANSFORMADORES
DE ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS CHAVEADOS”**

A comissão examinadora composta pelos professores: LEONARDO RODRIGUES LIMONGI, DEE/UFPE, MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEE/UFPE e THIAGO DE OLIVEIRA ALVES ROCHA, DEE/UFRN, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **EDUARDO AUGUSTO OLIVEIRA BARBOSA APROVADO.**

Recife, 28 de fevereiro de 2020.

EDUARDO FONTANA

Vice-Coordenador do PPGEE

LEONARDO RODRIGUES LIMONGI

Orientador e Membro Titular Interno

THIAGO DE OLIVEIRA ALVES ROCHA

Membro Titular Externo

MARCELO CABRAL CAVALCANTI

Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Agradeço a meus pais, Zaqueu e Zélia, pelo apoio incondicional ao longo da vida. A minha tia Luiza e Austrino, pelo convívio diário e boa companhia. A meu orientador Leonardo Limongi pela presteza e diligência em ajudar. Aos professores Fabrício Bradaschia, Gustavo Medeiros e Marcelo Cabral e demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) pela prestatividade. Aos pesquisadores do GEPAE pela amizade e companheirismo, em especial ao pesquisador Márcio Rodrigo cuja ajuda foi de grande importância para a execução deste trabalho. E às instituições de fomento à pesquisa, CAPES, CNPq e FACEPE pelo apoio financeiro.

RESUMO

A geração de energia solar fotovoltaica vem crescendo em ritmo acelerado, entretanto da geração à rede elétrica, o rendimento total é baixo. Como forma de elevar o rendimento da geração de energia fotovoltaica, são utilizados algoritmos de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (Maximum Power Point Tracking - MPPT) dos módulos fotovoltaicos. A topologia usual de conexão dos módulos fotovoltaicos à rede elétrica consiste em um conversor c.c./c.c. aumentador de tensão ligado a um inversor. Como o conversor c.c./c.c. tradicionalmente utilizado (Boost ou Buck-Boost) não é capaz de conseguir elevado ganho estático e a tensão de saída de cada módulo fotovoltaico individual é baixa, são postos vários módulos fotovoltaicos em série de maneira a conseguir uma tensão alta o suficiente no barramento c.c. do inversor, que deve ser superior a tensão de pico da rede. Esta solução entretanto degrada o desempenho do algoritmo de MPPT em caso de sombreamento parcial, envelhecimento desigual ou diferença entre os módulos. De forma a evitar o uso de vários módulos em série, são propostos na literatura diversos conversores c.c./c.c. de alto ganho e alto rendimento. Este trabalho apresenta uma topologia de conversor que possibilita o alto ganho de tensão e alto rendimento a partir do emprego de acoplamento magnético, o que também reduz esforços de tensão sobre os interruptores. Resultados de simulação são apresentados para validar as expressões matemáticas obtidas e resultados experimentais permitem verificar o mérito da topologia proposta.

Palavras-chave: Conversores c.c./c.c.. Alto Ganho. Energia Fotovoltaica.

ABSTRACT

Solar photovoltaic power generation is increasing in accelerated pace, however, from generation to the power grid, total yield is low. To increase the photovoltaic modules power generation efficiency, Maximum Power Point Tracking – MPPT – algorithms are used. The usual connection method between the photovoltaic modules and the power grid consists in a d.c./d.c. step-up converter in series with a inverter. As the usual d.c./d.c. converter utilized (Boost or Buck-Boost) is not able to provide high static gain and each individual solar module output voltage is low, several photovoltaic modules are connected in series in order to achieve high enough voltage in the d.c. bus of the inverter, that needs to be higher than the grid peak voltage. This solution, however, degrades the MPPT algorithm performance when partial shadowing, uneven aging and module mismatch occurs. In order to avoid connecting multiple modules in series, several high-gain high efficiency d.c./d.c. converters are proposed in literature. This work presents a converter topology that is able to achieve high-gain and high-efficiency by employing magnetic coupling, which alleviate voltage stresses on the switches. Simulation results are presented in order to validate the mathematical expressions obtained and experimental results allow verification of the proposed topology merits.

Key-words: d.c./d.c. Converters. High-Gain. Photovoltaic Energy.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Influência da irradiância sobre as curvas I-V e P-V.	13
Figura 2 – Influência da temperatura sobre as curvas I-V e P-V.	13
Figura 3 – Módulos conectados em série.	14
Figura 4 – Impacto do sombreamento parcial nas curvas I-V e P-V de um <i>string</i> composto por 72 módulos fotovoltaicos: (a) com todos os módulos sob as mesmas condições de irradiância e (b) módulos sob sombreamento parcial	14
Figura 5 – MIC de dois estágios	15
Figura 6 – Efeito da resistência parasita do indutor no ganho e rendimento do conversor boost: (a) Efeito da resistência parasita no ganho, (b) Efeito da resistência parasita no rendimento, (c) Efeito da resistência parasita no ganho estático de tensão.	16
Figura 7 – (a) Conversor <i>Boost</i> cascata, (b) Conversor <i>Boost</i> quadrático	16
Figura 8 – (a) Exemplos de células de Capacitores Chaveados, (b) exemplo de célula de Indutores Chaveados	17
Figura 9 – Conversor <i>Boost</i> com células de indutores chaveados.	18
Figura 10 – Conversor <i>Boost</i> com células de indutores e capacitores chaveados em cascata.	18
Figura 11 – Conversor <i>Boost</i> com rede de indutores acoplados chaveados.	19
Figura 12 – (a) Conversor com rede de indutores acoplados chaveados, (b) Conversor com com rede de indutores acoplados chaveados e circuito grampeador de tensão	19
Figura 13 – Conversor <i>Boost-Flyback</i> com indutores acoplados.	20
Figura 14 – <i>Voltage Multiplier Rectifier</i>	20
Figura 15 – Conversor c.c./c.c. <i>Boost-Flyback</i> com VMRs.	21
Figura 16 – Conversor c.c./c.c. proposto.	22
Figura 17 – Conversor <i>boost</i> proposto.	23
Figura 18 – Principais formas de onda do conversor proposto.	25
Figura 19 – Etapa 1.	26
Figura 20 – Etapa 2.	26
Figura 21 – Etapa 3.	27
Figura 22 – Etapa 4.	27
Figura 23 – Etapa 5.	28
Figura 24 – Microinversor de dois estágios	32
Figura 25 – Tensão e corrente na indutância de magnetização.	34
Figura 26 – Correntes nos capacitores de saída.	35
Figura 27 – Corrente no capacitor de entrada.	37
Figura 28 – Correntes nas indutâncias e tensões sobre os capacitores.	39

Figura 29 – Tensões e correntes sobre os diodos.	40
Figura 30 – Ganho de Tensão.	41
Figura 31 – Circuito utilizado para modelagem.	42
Figura 32 – Circuito do conversor operando durante a etapa 1.	44
Figura 33 – Circuito do conversor operando durante a etapa 2.	45
Figura 34 – Circuito do conversor operando durante a etapa 3.	46
Figura 35 – Circuito do conversor operando durante a etapa 4.	47
Figura 36 – Circuito do conversor operando durante a etapa 5.	48
Figura 37 – Correntes de magnetização e de dispersão	49
Figura 38 – Resposta dinâmica à aplicação de um degrau na corrente de entrada	52
Figura 39 – Resposta dinâmica à aplicação de um degrau na razão cíclica	53
Figura 40 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_D(s)$	53
Figura 41 – Diagrama de blocos do sistema de controle	54
Figura 42 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta	54
Figura 43 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta corrigida	55
Figura 44 – Comportamento da tensão de entrada utilizando controle em malha fechada.	56
Figura 45 – Comportamento da tensão de entrada frente a presença de distúrbios na corrente de entrada.	56
Figura 46 – Visão geral do protótipo - dimensões: comprimento 13,0 cm; largura 13,7 cm.	58
Figura 47 – Diagrama simplificado da montagem.	59
Figura 48 – Correntes sobre as indutâncias de dispersão e magnetização.	60
Figura 49 – Correntes nos diodos de saída D_{o1} e D_{o2} e no diodo de grampeamento D_{cd1}	61
Figura 50 – Tensões sobre os diodos de saída e grampeamento.	62
Figura 51 – Tensões sobre os interruptores.	62
Figura 52 – Tensões de entrada e saída.	63
Figura 53 – Tensões de entrada e de saída do conversor durante a aplicação de um degrau de tensão de 25 V para 33 V na tensão de entrada.	63

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características elétricas dos módulos fotovoltaicos da série CS6K na STC (<i>Standard Test Conditions</i>): Irradiância $S = 1000 \frac{W}{m^2}$, Temperatura $T = 25^{\circ}C$ e Massa de Ar $AM = 1,5$	32
Tabela 2 – Especificações de projeto do conversor c.c./c.c.	33
Tabela 3 – Valores dos parâmetros utilizados na simulação do conversor.	38
Tabela 4 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados para análise dos modelos matemáticos.	52
Tabela 5 – Especificações elétricas do protótipo.	58
Tabela 6 – Especificações dos componentes do estágio de potência, controlador e sensores.	59
Tabela 7 – Parâmetros utilizados nos ensaios	60
Tabela 8 – Especificações de projeto do transformador	68
Tabela 9 – Especificações do núcleo NEE-55/28/21-496-IP12R, THORTON	69
Tabela 10 – Especificações do fio de cobre 25 AWG	69

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA	12
1.2	ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES C.C./C.C. DE ALTO GANHO	15
1.3	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	21
2	APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO COM TRANSFORMADOR DE ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS CHAVEADOS	23
2.1	ANÁLISE DO CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO	23
2.2	INTERVALOS DE OPERAÇÃO	24
2.3	OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE	27
2.3.1	Tensões Sobre os Capacitores	28
2.3.2	Tensões Sobre os Semicondutores	30
2.3.3	Ganho de Tensão	31
2.4	PROJETO DO CONVERSOR C.C./C.C.	31
2.4.1	Requisitos de Projeto	32
2.4.2	Projeto do Transformador	33
2.4.3	Projeto do Capacitores de Entrada e Saída	35
2.4.4	Projeto do Capacitor de Grampeamento	37
2.5	RESULTADOS OBTIDOS EM SIMULAÇÃO	38
2.6	CONCLUSÕES	38
3	MODELAGEM DO CONVERSOR E PROJETO DO CONTROLADOR	42
3.1	MODELAGEM DO CONVERSOR	42
3.1.1	Variáveis de Estado e Obtenção das Equações de Estado	43
3.1.1.1	Etapa 1	44
3.1.1.2	Etapa 2	44
3.1.1.3	Etapa 3	45
3.1.1.4	Etapa 4	46
3.1.1.5	Etapa 5	47
3.1.2	Cálculo da Duração das Etapas de Operação e Variáveis Auxiliares . . .	48
3.1.3	Linearização e Funções de Transferência	50
3.2	ANÁLISE DO MODELO	51
3.3	PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO DE ENTRADA	52
3.3.1	Validação do Controle de Malha Fechada	55

3.4	CONCLUSÕES	57
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	58
4.1	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM	58
4.2	ENSAIOS DO PROTÓTIPO	60
4.2.1	Principais formas de onda	60
4.2.2	Controle da tensão de entrada	61
4.3	CONCLUSÕES	61
5	CONCLUSÃO	64
5.1	SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS	64
	REFERÊNCIAS	65
APÊNDICE A	PROJETO DO TRANSFORMADOR	68
APÊNDICE B	SCRIPT - MODELO EM ESPAÇO DE ESTADOS DO CONVERTOR PROPOSTO	71

1 INTRODUÇÃO

As vantagens oriundas da utilização de sistemas de Geração Distribuída (GD) de ligados à rede elétrica energia próximo à carga, como a postergação de investimentos na expansão dos sistemas de distribuição e transmissão, o baixo impacto ambiental e a melhoria do nível de tensão da rede no período de carga pesada, somadas à crescente conscientização pública sobre a importância da geração de energia por meios renováveis, estimulou o crescimento acelerado da instalação de painéis fotovoltaicos.

Em 17 de abril de 2012 a Agência Nacional de Energia Elétrica ANEEL, na Resolução Normativa RN nº 482/2012, regulamentou o sistema de compensação de energia para a micro e minigeração distribuída, que consiste na produção de energia elétrica a partir de pequenas centrais geradoras que utilizam fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conectadas à rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras (ANEEL, 2012) para centrais geradoras de potência instalada inferior ou igual a 75 kW (ANEEL, 2015) e para centrais geradoras de potência instalada superior a 75 kW e inferior ou igual a 5 MW (ANEEL, 2017), respectivamente.

Em 2019, no Brasil, a GD alcançou a marca histórica de 1 GW de potência instalada em micro e minigeração distribuída, sendo 870 MW deste total provenientes da energia solar fotovoltaica distribuídos entre 82,6 mil micro e mini usinas geradoras (ANEEL, 2019). No mundo, a GD fotovoltaica apresentou um aumento de 97 GW de capacidade instalada em 2018 e apresenta expectativa de crescimento robusto até 2024, sendo responsável por aproximadamente 60% dos 1200 GW esperados de capacidade instalada de fontes renováveis (IEA, 2019).

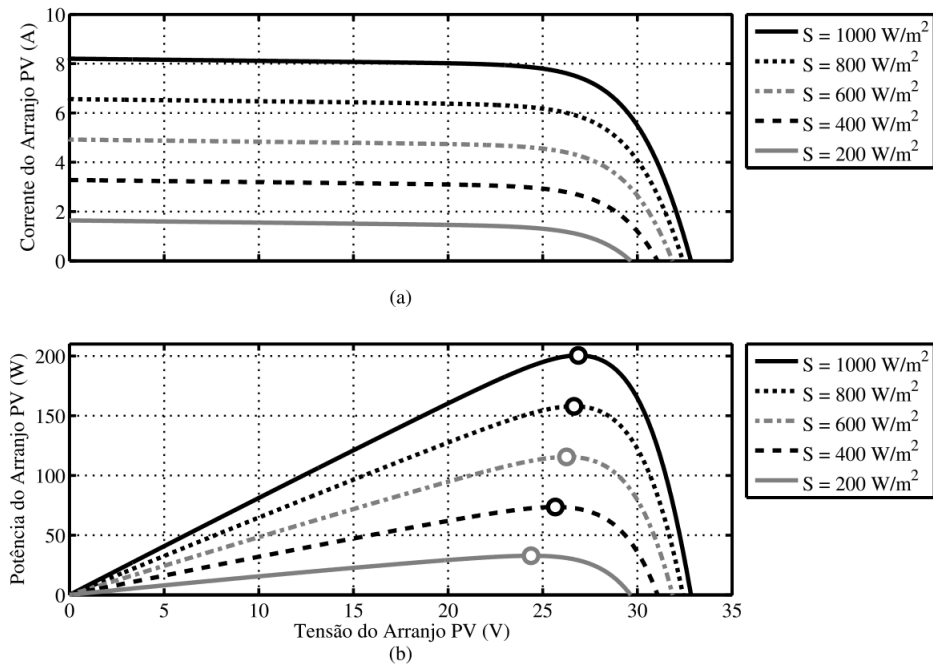
1.1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede apresentam duas etapas distintas: a etapa de geração de energia e a etapa de condicionamento de potência. A etapa de geração de energia é constituída pelos módulos fotovoltaicos associados em diferentes configurações, enquanto a etapa de condicionamento de potência é constituída por um conversor c.c./c.c. e conversor c.c./c.a. ou simplesmente por um conversor c.c./c.a. (PINHO; GALDINO, 2014).

Os módulos fotovoltaicos quando expostos à luz solar sem sombreamento parcial apresentam uma curva potência-tensão (P-V) característica com apenas um ponto de potência máxima (do inglês *Maximum Power Point* - MPP). O ponto do MPP é dependente da irradiância incidente sobre o módulo fotovoltaico e da temperatura que o módulo está operando, como pode ser observado nas Figuras 1 e 2, respectivamente (SILVA, 2018).

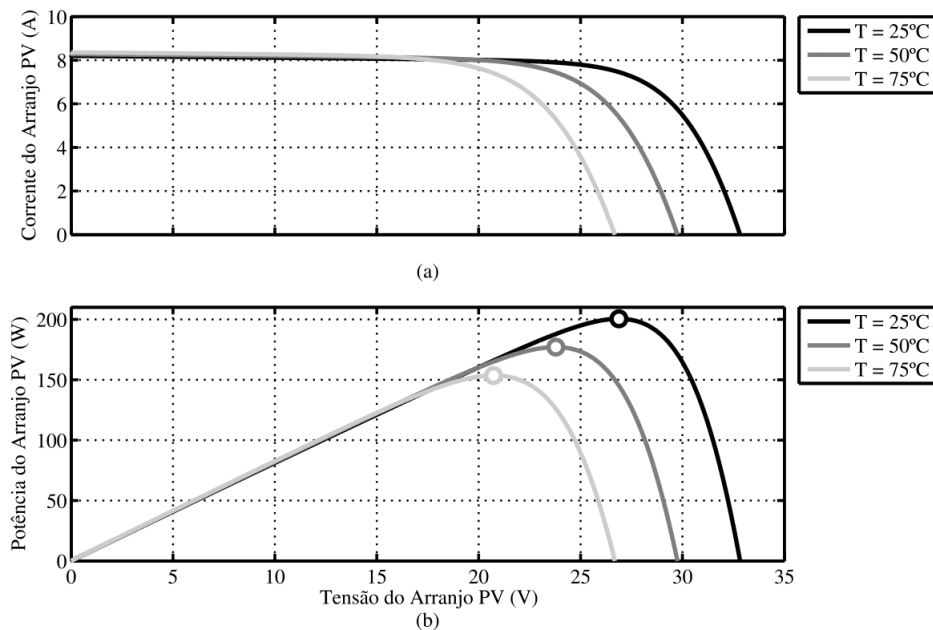
O conversor c.c./c.c. é utilizado na etapa de condicionamento de potência quando deseja-se uma tensão contínua em nível diferente daquela gerada na etapa de geração. Adicionalmente, pode-se implementar algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês

Figura 1 – Influência da irradiância sobre as curvas I-V e P-V.



Fonte: (SILVA, 2018)

Figura 2 – Influência da temperatura sobre as curvas I-V e P-V.



Fonte: (SILVA, 2018)

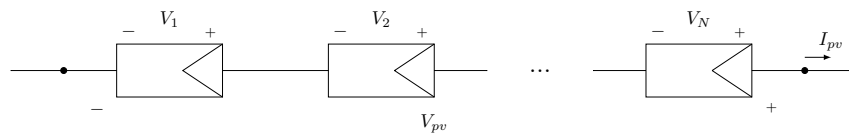
Maximum Power Point Tracking - MPPT) de maneira a maximizar a extração de potência dos módulos fotovoltaicos a partir da variação da tensão de entrada do conversor c.c./c.c. (KORDESTANI, 2018).

Finalmente, o conversor c.c./c.a. é responsável pela conversão da energia em forma contínua proveniente dos módulos fotovoltaicos em alternada, como exigido pela rede elétrica (PINHO;

GALDINO, 2014).

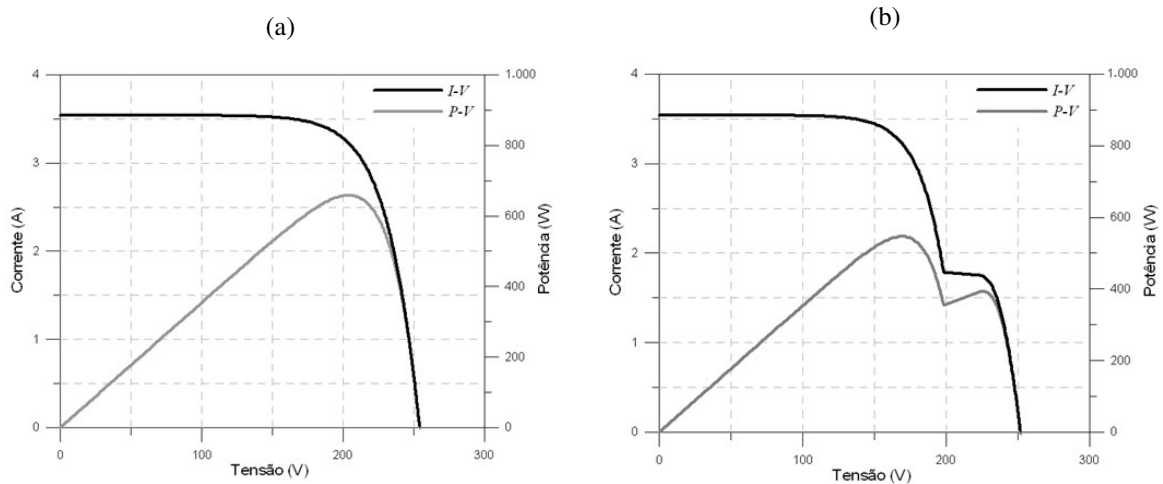
De maneira a somar as tensões de saída dos módulos e satisfazer o nível de tensão exigido pelo barramento c.c. do conversor c.c./c.a. é comum conectar os módulos fotovoltaicos em série, formando *strings*. A Figura 3 apresenta um *string* de N módulos fotovoltaicos em série, no qual a tensão total sobre o *string* é composta pelas tensões individuais $V_1, V_2, \dots, V_N$ de cada módulo. Esta configuração, entretanto, apresenta redução considerável na potência gerada durante situações de sombreamento parcial (KERMADI, 2019), como pode ser visto na Figura 4.

Figura 3 – Módulos conectados em série.



Fonte: Próprio autor, 2020

Figura 4 – Impacto do sombreamento parcial nas curvas I-V e P-V de um *string* composto por 72 módulos fotovoltaicos: (a) com todos os módulos sob as mesmas condições de irradiância e (b) módulos sob sombreamento parcial



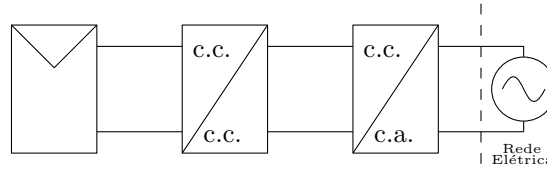
Fonte: (PINHO; GALDINO, 2014)

Frente a esta desvantagem, o uso de microinversores conectados e integrados a um único módulo fotovoltaico (do inglês *Module Integrated Converter* - MIC) mostra-se uma alternativa atraente. Esta configuração apresenta um MPPT desacoplado para cada módulo, de modo que a redução da potência gerada por um dos módulos, devido ao sombreamento parcial, não afeta os demais. Esta topologia apresenta, além disso, baixo custo e maior flexibilidade e modularidade (KNABBEN, 2017).

A topologia mais usual de MIC consiste na utilização de um conversor c.c./c.c. em série com um conversor c.c./c.a. conectado à rede elétrica, como mostrado na Figura 5. O valor da tensão de saída de um módulo fotovoltaico situa-se entre 20 V e 40 V; em contrapartida, é necessária uma tensão entre 350 V e 400 V no barramento C.C. do inversor para conseguir-se atingir os 220

V eficazes fase-neutro da rede elétrica devido à característica abaixadora de tensão do mesmo. Assim, faz-se necessário utilizar um conversor c.c./c.c. de alto ganho.

Figura 5 – MIC de dois estágios



Fonte: Próprio autor, 2020

1.2 ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES C.C./C.C. DE ALTO GANHO

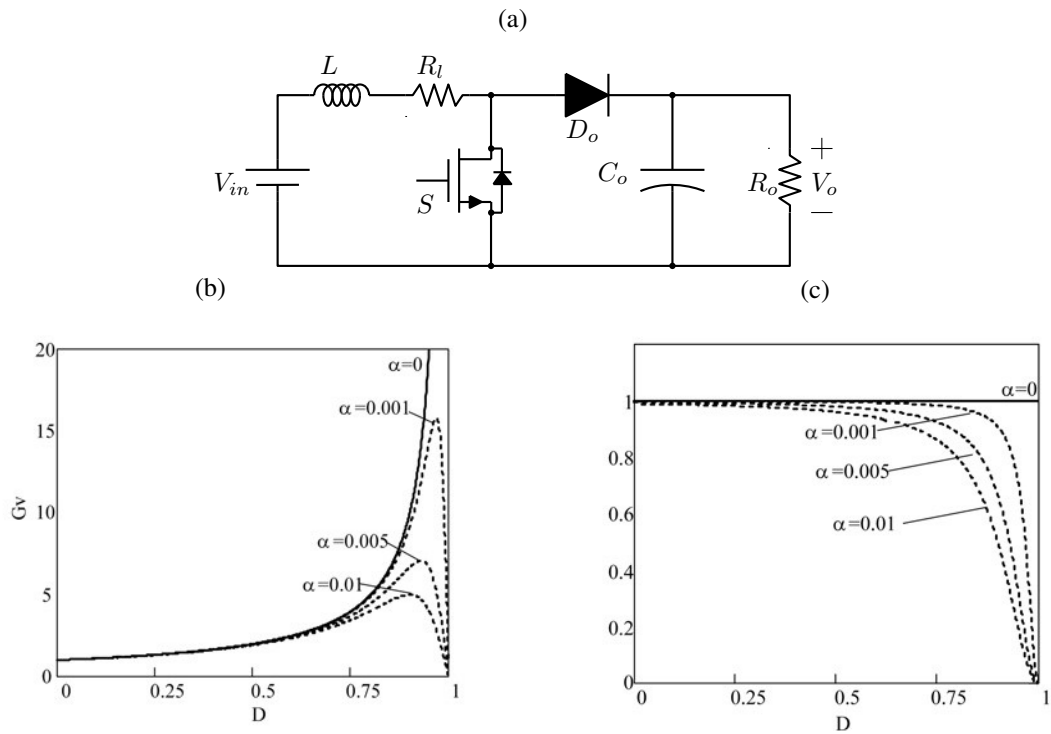
A princípio é possível alcançar elevado ganho estático a partir do conversor *Boost* ideal, uma vez que a relação entre seu ganho estático de tensão G e o ciclo de trabalho da chave D é dado por:

$$G = \frac{1}{1 - D} \quad (1.1)$$

Entretanto a presença de elementos parasitas, como a resistência de condução dos semicondutores e a resistência inerente dos capacitores e indutores, limita o valor máximo do ganho estático (TOFOLI, 2015). A Figura 6 mostra o efeito da resistência parasita do indutor no ganho e rendimento do conversor *Boost*, onde α é a razão entre a resistência parasita do indutor do conversor boost e a resistência da carga. Também é desejável limitar o ciclo de trabalho a uma faixa de valores não muito distante de 0.5 devido ao tempo de abertura e fechamento das chaves e para limitar as perdas devido a corrente de recuperação reversa dos diodos.

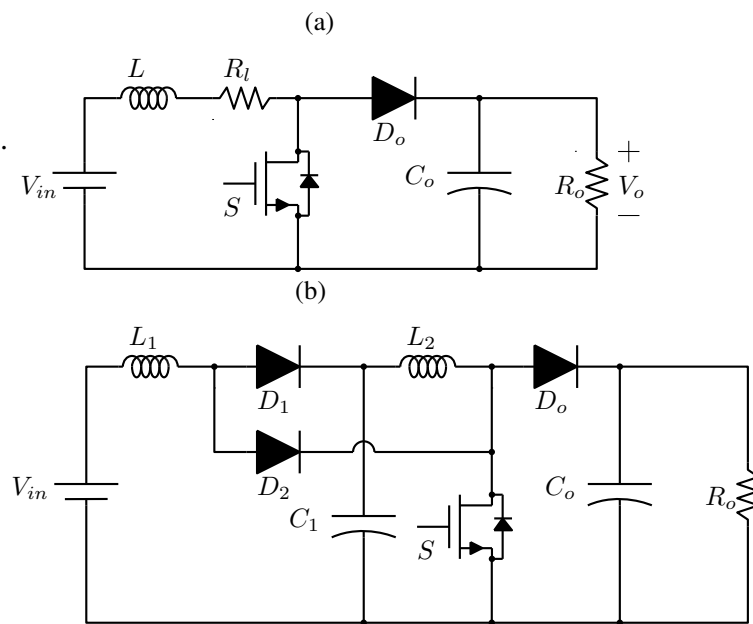
Para conseguir ganho de tensão elevado sem utilizar valores elevados de ciclo de trabalho, pode-se combinar n conversores *Boost* em série, configurando um conversor *Boost* cascata de n estágios (LUO; YE, 2004) (TOFOLI, 2015)(KIGUCHI; NISHIDA, 2018), mostrado na Figura 7(a) para $n = 2$. Pode-se reduzir o número de chaves do conversor cascata para apenas uma, resultando no conversor quadrático (TOFOLI, 2015), mostrado na Figura 7(b) com $n = 2$. Estes conversores apresentam ganho de tensão $G = \frac{1}{(1-D)^n}$, onde n é o número de conversores *Boost* em série. Estes conversores apresentam alto esforço de tensão nas chaves, pois a tensão de saída de cada estágio incide diretamente sobre estas, de forma que são utilizadas técnicas para mitigar as altas perdas durante a comutação destas chaves. Entre estas técnicas, pode-se citar o chaveamento em menor frequência dos estágios sujeitos a maiores tensões no conversor cascata (FOROUZESH, 2017), ou o emprego de topologias que diminuam a tensão sobre as chaves, como a topologia três-níveis (NOVAES; RUFER; BARBI, 2007) ou comutação suave das chaves (LIN; CHEN, 2008)(VILEFORT, 2013). Em geral, conversores cascata ou quadráticos são utilizados em aplicações de potência elevada, a partir de 1 kW.

Figura 6 – Efeito da resistência parasita do indutor no ganho e rendimento do conversor boost: (a) Efeito da resistência parasita no ganho, (b) Efeito da resistência parasita no rendimento, (c) Efeito da resistência parasita no ganho estático de tensão.



Fonte: (TOFOLI, 2015), adaptado

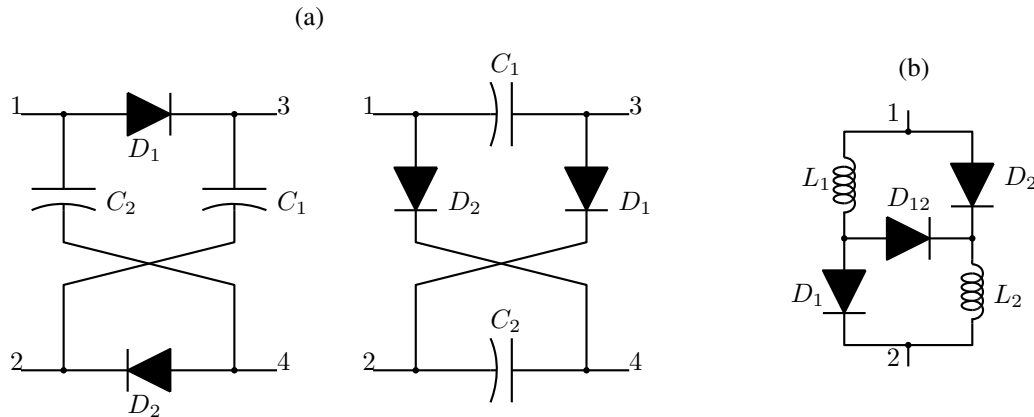
Figura 7 – (a) Conversor *Boost* cascata, (b) Conversor *Boost* quadrático



Fonte: (TOFOLI, 2015), adaptado

Pode-se obter ganho superior de tensão a partir da utilização de células de ganho compostas por semicondutores, capacitores e indutores (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008). Estas células são conhecidas como células de Capacitores Chaveados (*Switched-Capacitor*) e Indutores Chaveados (*Switched-Indutor*) e são mostradas nas Figuras 8(a) e 8(b).

Figura 8 – (a) Exemplos de células de Capacitores Chaveados, (b) exemplo de célula de Indutores Chaveados



Fonte: (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008), adaptado

Em (TANG, 2015) é proposto um conversor boost que possui indutores chaveados, mostrado na Figura 9. De maneira a elevar o ganho da célula ativa de indutores chaveados (*Active Switched-Inductor* - A-SL) um ou ambos os indutores da célula são substituídos por células passivas de indutores chaveados (*Passive Switched-Inductor* - P-SL). Isto também resulta em um menor esforço de tensão sobre o interruptor, o que resulta em menores perdas por condução e comutação da chave. Além disto, é possível integrar todos os indutores ao mesmo núcleo magnético, o que representa uma diminuição de peso, volume e custos.

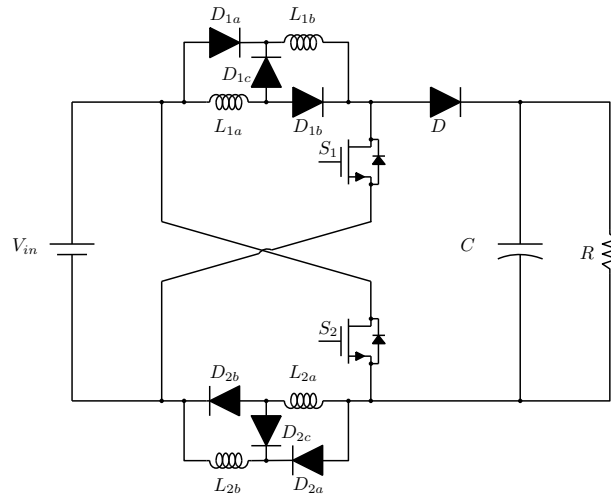
Em (SALVADOR, 2018) é proposto um conversor de alto ganho estático de tensão e baixo esforço de tensão sobre os interruptores a partir do cascadeamento de células A-SL e capacitores chaveados como mostrado na Figura 10 também apresenta ganho estático elevado e baixo esforço de tensão sobre os interruptores.

Os dois conversores anteriormente citados mostram a modularidade das células de capacitor e indutor chaveado, que podem ser combinadas e cascadeadas de modo a atingir os requerimentos necessários.

Outra alternativa para se obter ganho elevado operando com baixo ciclo de trabalho é utilizar transformadores ou indutores acoplados com elevada relação de espiras, como nos conversores *flyback*, *push-pull* e *forward* (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Estes conversores apresentam, porém, desvantagens relacionadas ao uso de transformadores, como perdas altas no núcleo e elevados esforços de tensão sobre os semicondutores (BANAEI; SANI, 2018) (SALVADOR, 2018).

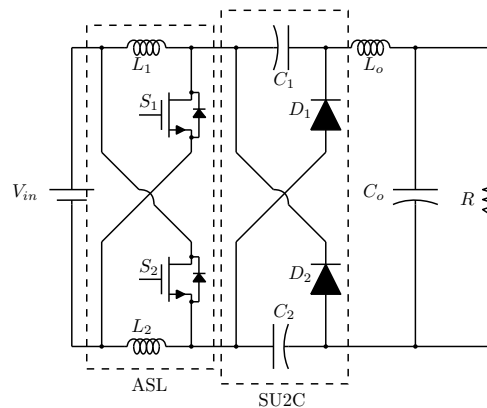
Entretanto é possível empregar transformadores em topologias não isoladas de maneira a aumentar o ganho estático, como proposto em (KEUM, 2014), (LI, 2017) e (NOURI, 2019),

Figura 9 – Conversor *Boost* com células de indutores chaveados.



Fonte: (TANG, 2015), adaptado

Figura 10 – Conversor *Boost* com células de indutores e capacitores chaveados em cascata.



Fonte: (SALVADOR, 2018), adaptado

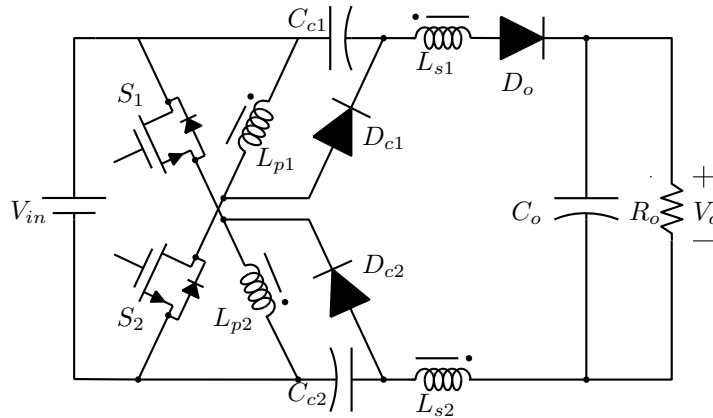
nos quais são adicionados indutores acoplados ao conversor *Boost* e demais topologias clássicas derivadas do mesmo.

Nesses conversores o uso de acoplamento magnético, além de elevar o ganho estático e diminuir o esforço de tensão sobre os interruptores permite a diminuição de perdas decorrentes da corrente de recuperação reversa dos diodos, devido a presença da indutância de dispersão (MEIER, 2018). Pode-se ainda adicionar um capacitor em série com a indutância de dispersão do indutor acoplado formando uma malha ressonante, como realizado nos conversores propostos em (MEIER, 2018), (YE; CHENG; CHEN, 2016) e (GU, 2015), permitindo a comutação suave dos interruptores e diodos.

Pode-se associar as células de ganho a indutores magneticamente acoplados como forma de conseguir ganho elevado sem necessariamente utilizar uma elevada relação de espiras, como proposto em (LIU; LI, 2016) e (LIU; LI, 2015), mostrados nas Figura 11 e 12(a) respectivamente. A este último é adicionado um circuito passivo grampeador de tensão composto por um diodo e um capacitor, mostrado na Figura 12(b), a fim de evitar o surgimento de picos de tensão elevados

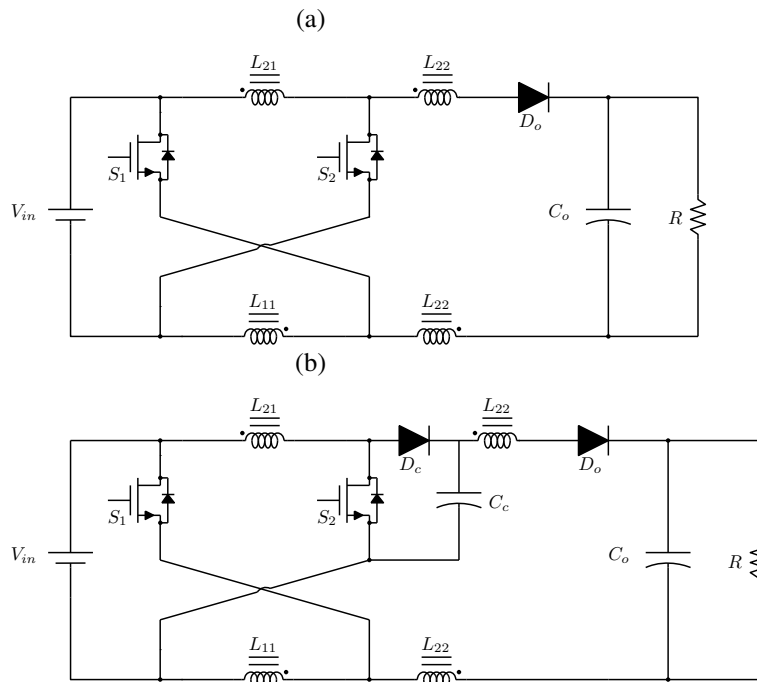
sobre os interruptores, devido as indutâncias de dispersão dos indutores acoplados. Além disso, como as chaves são acionadas simultaneamente, pode-se integrar os quatro enrolamentos ao mesmo núcleo, diminuindo o volume do conversor.

Figura 11 – Conversor *Boost* com rede de indutores acoplados chaveados.



Fonte: (LIU; LI, 2016), adaptado

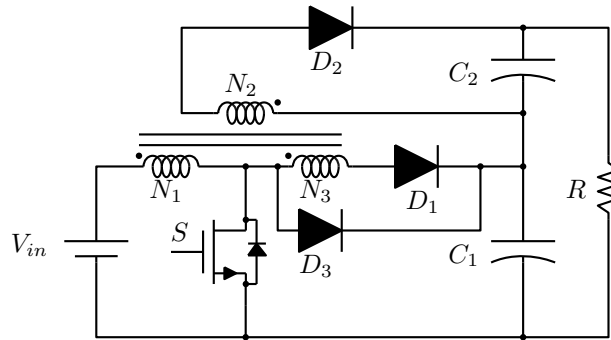
Figura 12 – (a) Conversor com rede de indutores acoplados chaveados, (b) Conversor com com rede de indutores acoplados chaveados e circuito grampeador de tensão



Fonte: (LIU; LI, 2015), adaptado

Em (DING, 2017) é proposto um conversor *boost-flyback*, mostrado na Figura 13, nos quais indutores acoplados são utilizados de forma não isolada e o enrolamento secundário é posto de forma a somar sua tensão com a saída do conversor *Boost* convencional, ocasionando um ganho superior de tensão.

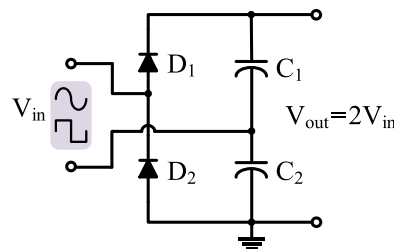
Figura 13 – Conversor *Boost-Flyback* com indutores acoplados.



Fonte: (DING, 2017), adaptado

Ao adicionar-se um retificador multiplicador de tensão (do inglês *Voltage Multiplier Rectifier* - VMR) (FOROUZESH, 2017), mostrado na Figura 14, aos enrolamentos secundários o ganho estático também pode ser elevado sem alteração na relação de espiras. Em (CHEN, 2017) é mostrado o uso de VMRs desta forma em conversores *boost-flyback*

Figura 14 – *Voltage Multiplier Rectifier*

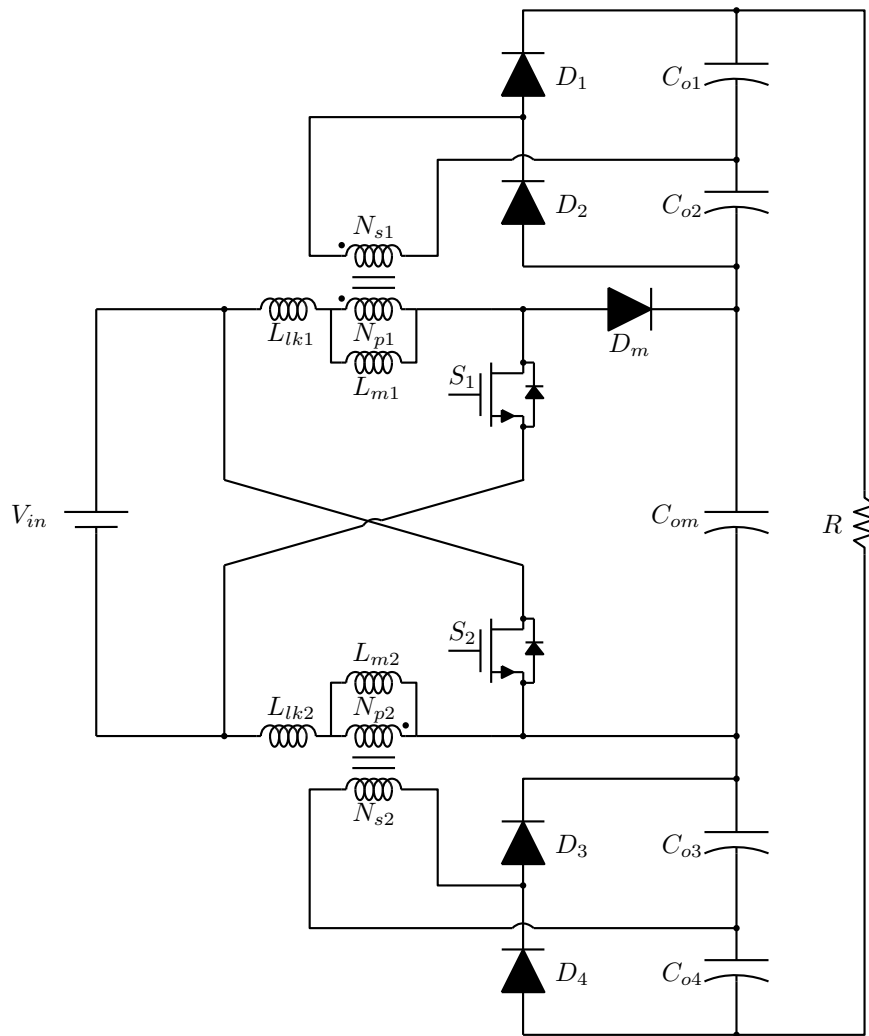


Fonte: (FOROUZESH, 2017)

Em (YANG, 2016) é proposto um conversor que contém indutores chaveados acoplados, mostrado na Figura 15, entretanto cada enrolamento secundário dos indutores acoplados alimenta a entrada de um VMR, cujas saídas são postas em configuração *Boost-Flyback*, o que permite conseguir alto ganho com baixa relação de espiras no indutor acoplado e baixo ciclo de trabalho das chaves.

Neste trabalho é proposto um conversor, mostrado na Figura 16, no qual emprega-se a célula de indutores chaveados acoplados e ambos os enrolamentos secundários são transferidos para a entrada da mesma VMR. Isto permite diminuir a quantidade de componentes presentes no conversor sem diminuir o ganho estático. Esta configuração de enrolamentos permite utilizar núcleos sem entreferro, uma vez que não há mais armazenamento de energia no núcleo, o que diminui a complexidade do projeto. O uso de núcleo sem entreferro também permite alcançar a indutância de magnetização desejada com um número menor de voltas, uma vez que a indutância de magnetização é inversamente proporcional à relutância do núcleo (SADIKU, 2012), de maneira que as perdas devido a resistência dos enrolamentos diminuem. Adiciona-se também um circuito grampeador de tensão passivo em paralelo com cada interruptor a fim de limitar os

Figura 15 – Conversor c.c./c.c. *Boost-Flyback* com VMRs.



Fonte: (YANG, 2016), adaptado

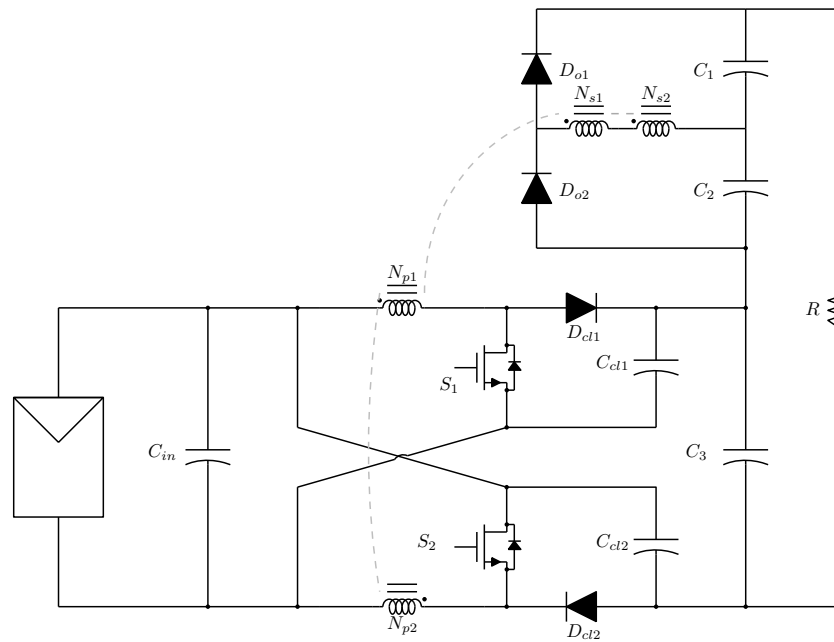
picos de tensão sobre o mesmo.

1.3 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

Este trabalho está dividido em cinco capítulos, incluindo esta introdução, apresentados de forma cronológica com o desenvolvimento das atividades.

- Capítulo 2 - é apresentado o conversor c.c./c.c. proposto, são analisadas suas etapas de operação durante um ciclo de chaveamento onde com o auxílio dos gráficos das formas de onda e do circuito equivalente de cada etapa. A partir da análise do circuito do conversor em regime permanente, é feito o cálculo dos esforços de tensão sobre os semicondutores e capacitores, além do projeto dos capacitores e elementos magnéticos; por fim, o conversor é avaliado por meio de simulações.
- Capítulo 3 - é feita a modelagem matemática do conversor c.c./c.c. em pequenos sinais e a

Figura 16 – Conversor c.c./c.c. proposto.



Fonte: Próprio autor, 2020

partir do modelo matemático obtido é apresentado o projeto do controlador da tensão de entrada do conversor; posteriormente o sistema é simulado para validar a modelagem do conversor e projeto do controlador realizados.

- Capítulo 4 - são apresentados os resultados experimentais: principais formas de onda e rendimento do conversor c.c./c.c. e validação do modelo matemático e do projeto do controlador através do ensaio de um protótipo do conversor c.c./c.c. de 300 W.
- Capítulo 5 - são apresentadas as considerações finais do trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

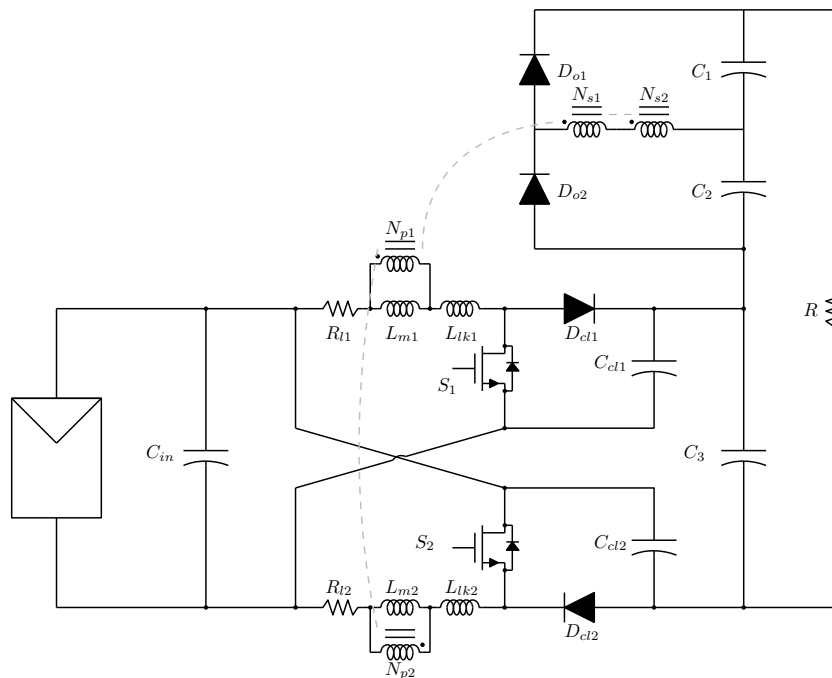
2 APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO COM TRANSFORMADOR DE ENROLAMENTOS PRIMÁRIOS CHAVEADOS

Neste capítulo são apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda e esforços de tensão sobre os elementos capacitivos e semicondutores. Apresenta-se também o ganho estático durante a operação no modo de condução contínua da corrente de magnetização do transformador em regime permanente. Nestas análises, a indutância de dispersão e resistência dos enrolamentos do transformador são levadas em consideração a fim de obter-se resultados mais próximos à realidade. Por fim, são realizadas simulações para validar as expressões obtidas.

2.1 ANÁLISE DO CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO

A topologia do conversor c.c./c.c., cujo circuito equivalente é mostrado na Figura 17, é composta por um transformador com dois enrolamentos primários e dois enrolamentos secundários. Os enrolamentos primários estão dispostos como uma célula de indutores chaveados e os enrolamentos secundários por sua vez alimentam uma célula dobradora de tensão. Emprega-se também circuito grampeador passivo para cada interruptor.

Figura 17 – Conversor *boost* proposto.



Fonte: Próprio autor, 2020

- C_{in} - Capacitor de entrada;
- L_{m1} e L_{m2} - Indutâncias de magnetização;

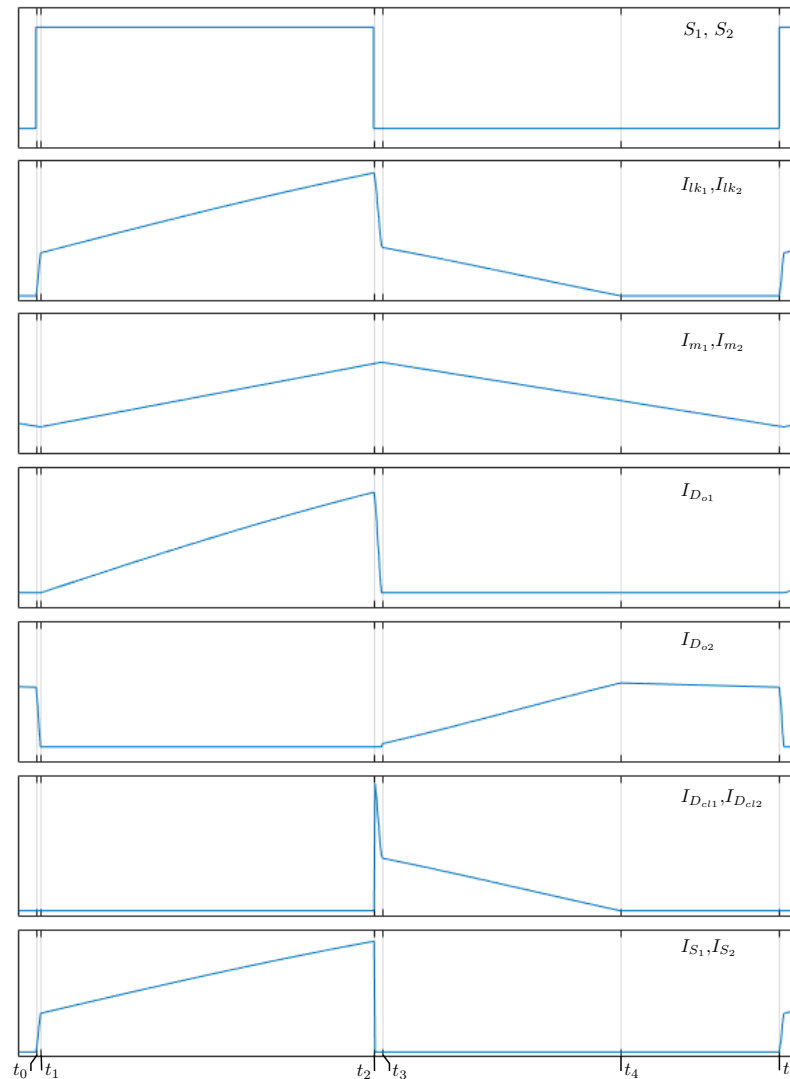
- L_{lk1} e L_{lk2} - Indutâncias de dispersão;
- R_{l1} e R_{l2} - Resistências dos enrolamentos;
- C_1 , C_2 e C_3 - Capacitores de saída;
- C_{cl1} e C_{cl2} - Capacitores dos circuitos de grampeamento;
- D_{o1} e D_{o2} - Diodos de saída;
- D_{cl1} e D_{cl2} - Diodos dos circuitos de grampeamento;
- S_1 e S_2 - Interruptores.

2.2 INTERVALOS DE OPERAÇÃO

O conversor é analisado em todas as diferentes etapas de operação presentes durante um período de chaveamento. As principais formas de onda do conversor são mostradas na Figura 18.

- Etapa $[t_0 \text{ a } t_1]$ - O circuito equivalente do conversor nesta etapa de operação está mostrado na Figura 19. Em t_0 , as chaves S_1 e S_2 fecham simultaneamente e as indutâncias de dispersão L_{lk1} e L_{lk2} são carregadas pela fonte de entrada, enquanto a energia armazenada pelas indutâncias de magnetização L_{m1} e L_{m2} são descarregadas no capacitor C_2 por meio do diodo D_{o2} , cuja corrente decai até zero naturalmente, caracterizando o chaveamento com corrente nula (*Zero Current Switching* - ZCS). Todos os outros diodos estão reversamente polarizados. Este intervalo acaba quando a corrente nas indutâncias de dispersão I_{lk1} e I_{lk2} se igualam as correntes de magnetização I_{m1} e I_{m2} .
- Etapa $[t_1 \text{ a } t_2]$ - O circuito equivalente do conversor nesta etapa de operação está mostrado na Figura 20. Em t_1 , as correntes de dispersão I_{lk1} e I_{lk2} passam a ter valor superior às correntes de magnetização I_{m1} e I_{m2} , de modo que as correntes nos enrolamentos do transformador mudam de direção. Isso faz com que a fonte de entrada carregue as indutâncias de dispersão e magnetização, além do capacitor C_1 através do diodo D_{o1} . Por consequência, o diodo D_2 passa a ser reversamente polarizado, não havendo alteração no estado das demais chaves e diodos em relação à etapa anterior. Este intervalo acaba com a abertura das chaves S_1 e S_2 .
- Etapa $[t_2 \text{ a } t_3]$ - O circuito equivalente do conversor nesta etapa de operação está mostrado na Figura 21. Em t_2 , as chaves S_1 e S_2 são simultaneamente abertas. As indutâncias de dispersão L_{lk1} e L_{lk2} se descarregam, passando a carregar as indutâncias de magnetização L_{m1} e L_{m2} e o capacitor C_1 através do diodo D_{o1} , cuja corrente decai até zero naturalmente; e carregando também o capacitor C_3 através dos diodos D_{cl1} e D_{cl2} . O diodo D_{o2} encontra-se reversamente polarizado. Este intervalo dura até as correntes de dispersão I_{lk1} e I_{lk2} se igualarem às correntes de magnetização I_{m1} e I_{m2} .

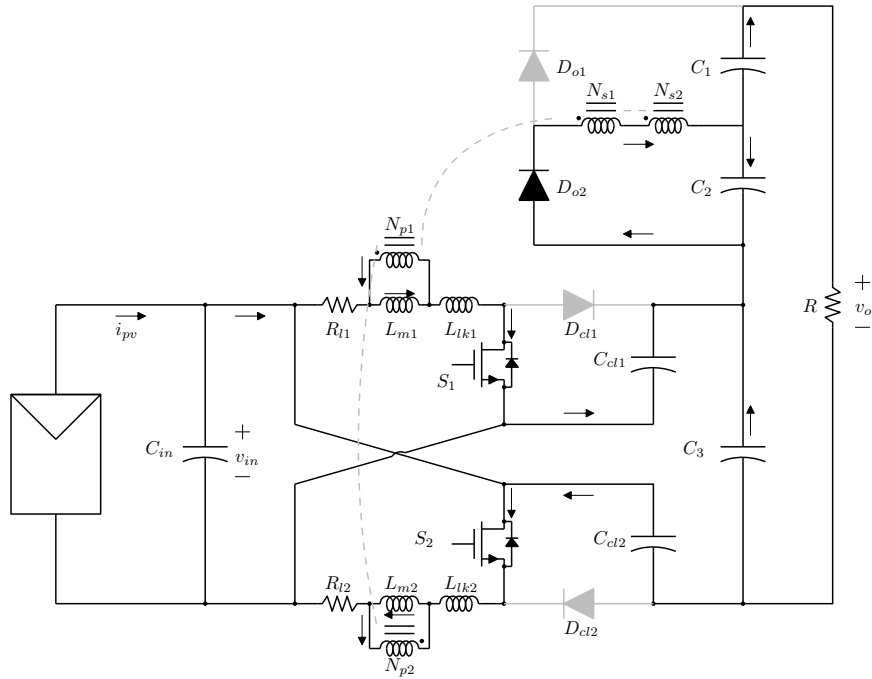
Figura 18 – Principais formas de onda do conversor proposto.



Fonte: Próprio autor, 2020

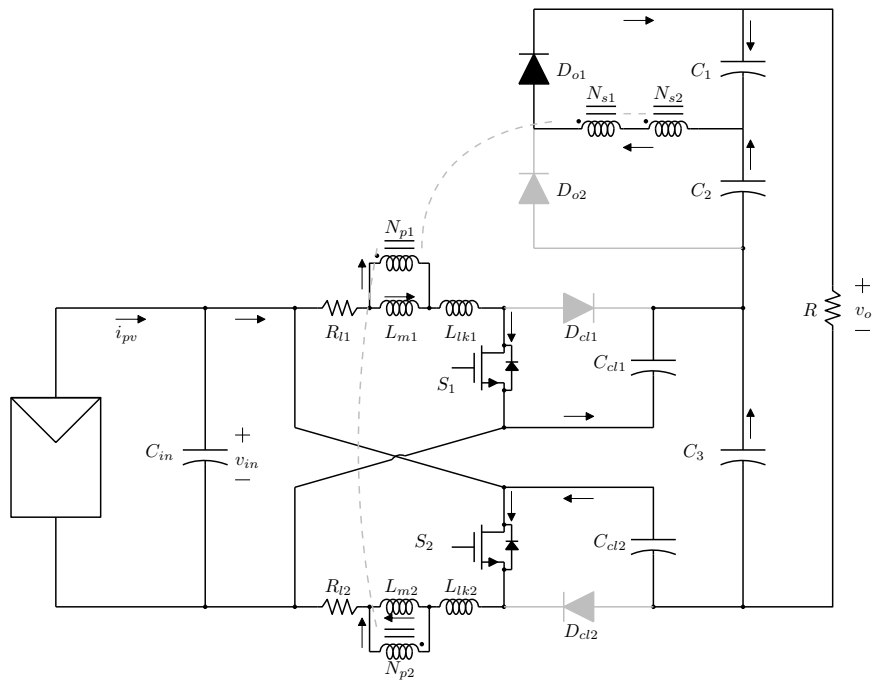
- Etapa $[t_3 \text{ a } t_4]$ - O circuito equivalente do conversor nesta etapa de operação está mostrado na Figura 22. Em t_3 , as correntes de dispersão I_{lk1} e I_{lk2} possuem valores inferiores às correntes de magnetização I_{m1} e I_{m2} , respectivamente, de maneira que as correntes nos enrolamentos do transformador mudam de sentido. Isso faz com que o diodo D_{o1} passe a ser reversamente polarizado e o capacitor C_2 passa a ser carregado através do diodo D_{o2} . Este intervalo dura até que as correntes I_{lk1} e I_{lk2} tornarem-se nulas. As correntes através dos diodos D_{cl1} e D_{cl2} também também decaem naturalmente até zero, caracterizando o ZCS.
- Etapa $[t_4 \text{ a } t_5]$ - O circuito equivalente do conversor nesta etapa de operação é mostrado na Figura 23. Em t_4 , as correntes de dispersão I_{lk1} e I_{lk2} passam a ter valor nulo. As

Figura 19 – Etapa 1.



Fonte: Próprio autor, 2020

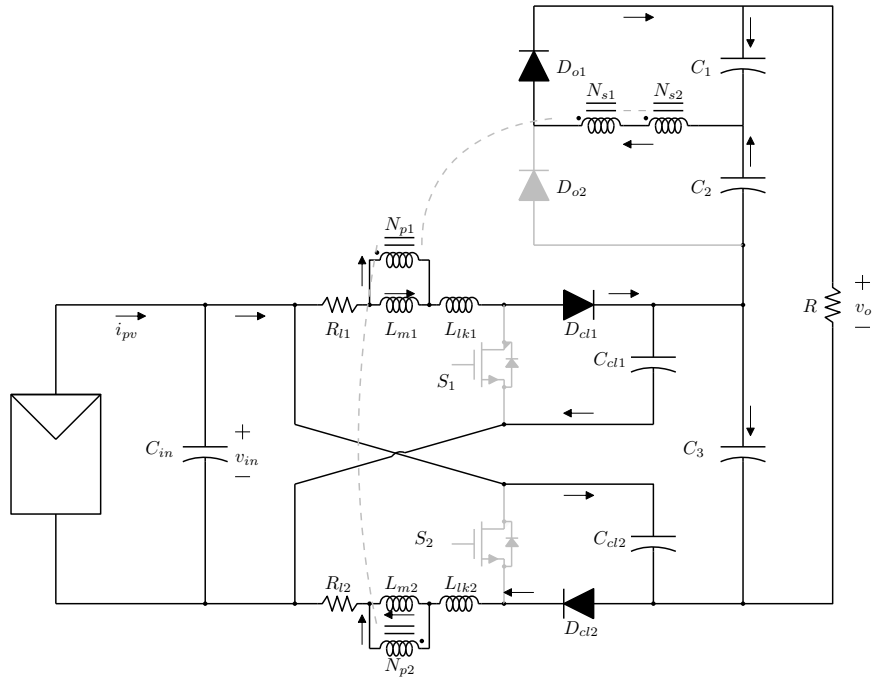
Figura 20 – Etapa 2.



Fonte: Próprio autor, 2020

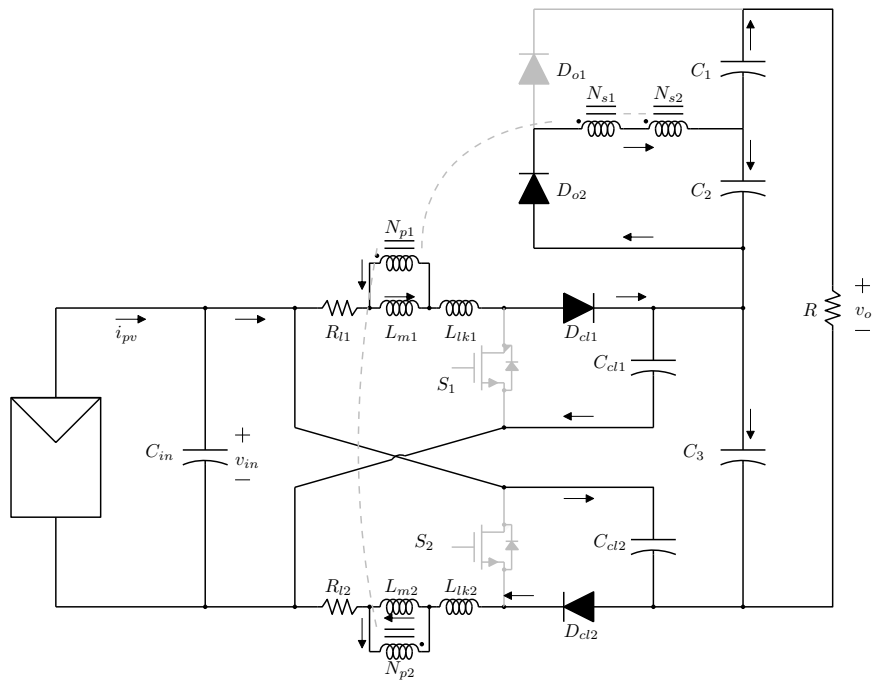
correntes dos diodos D_{cl1} e D_{cl2} decaem naturalmente para zero, não havendo mudança no estado dos demais elementos em relação ao intervalo anterior. Este intervalo dura até o fechamento simultâneo das chaves S_1 e S_2 , reiniciando o ciclo.

Figura 21 – Etapa 3.



Fonte: Próprio autor, 2020

Figura 22 – Etapa 4.

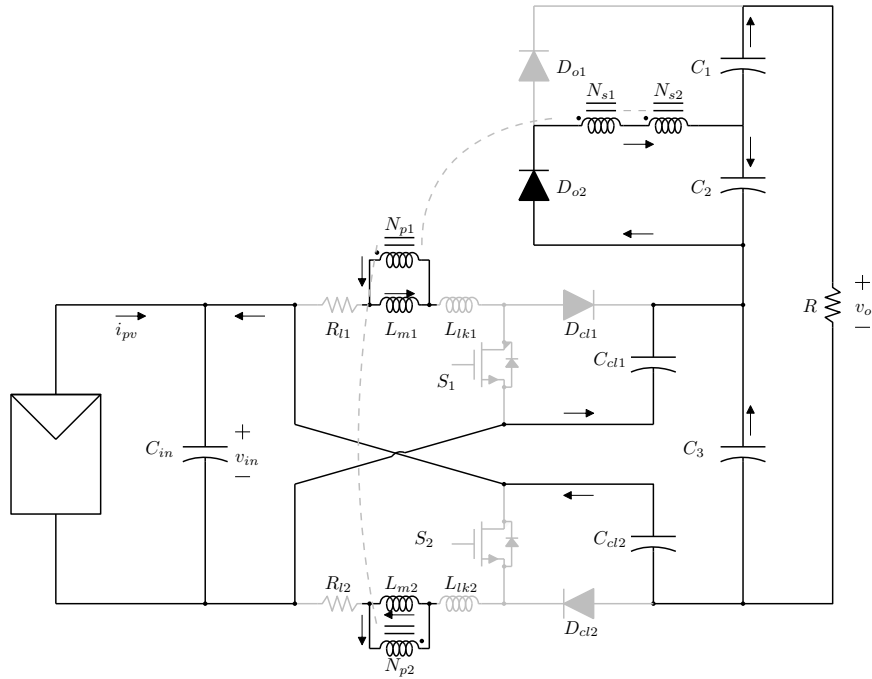


Fonte: Próprio autor, 2020

2.3 OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE

Para encontrar as expressões de ganho estático e esforços de tensão sobre os principais elementos do circuito durante a operação do conversor em regime permanente, supõe-se que:

Figura 23 – Etapa 5.



Fonte: Próprio autor, 2020

- todos os componentes são ideais, ou seja, $R_{l1} = R_{l2} = 0$ e $L_{lk1} = L_{lk2} = 0$;
- os elementos dos pares de enrolamentos são iguais entre si, ou seja $L_{m1} = L_{m2}$ e $N_{s1}/N_{p1} = N_{s2}/N_{p2} = n$;
- as tensões sobre os capacitores são constantes.

2.3.1 Tensões Sobre os Capacitores

A expressão da tensão V_{C_1} sobre o capacitor C_1 pode ser deduzida a partir do circuito do conversor durante a etapa $[t_1 \text{ a } t_2]$. Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões (LKT) é possível observar que:

$$V_{in} = V_{L_{m1}} = V_{L_{m2}} \quad (2.1)$$

Já na malha que envolve os enrolamentos secundários, D_{o1} e C_1 , tem-se que:

$$V_{C_1} = nV_{L_{m1}} + nV_{L_{m2}} \quad (2.2)$$

Substituindo a Equação 2.1 na Equação 2.2, encontra-se:

$$V_{C_1} = 2nV_{in} \quad (2.3)$$

A expressão da tensão V_{C_2} sobre o capacitor C_2 pode ser deduzida a partir das tensões médias sobre as indutâncias de magnetização L_{m1} e L_{m2} :

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_s} (V_{L_{m1}} + V_{L_{m2}}) dt \right] = 0 \quad (2.4)$$

Ao representar o período de chaveamento a partir dos intervalos em que as chaves estão fechadas t_{on} ou abertas t_{off} , a Equação 2.4, torna-se:

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} (V_{L_{m1,on}} + V_{L_{m2,on}}) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (V_{L_{m1,off}} + V_{L_{m2,off}}) dt \right] = 0 \quad (2.5)$$

Durante as etapas $[t_0 \text{ a } t_1]$ e $[t_2 \text{ a } t_3]$ ocorrem o armazenamento e descarga de L_{lk1} e L_{lk2} . Como estas indutâncias têm baixo valor, as etapas anteriormente mencionadas têm durações bastante reduzidas como pode ser verificado na Figura 18. É razoável então desprezar a influência destas etapas e considerar a etapa $t_1 \text{ a } t_2$ como equivalente a t_{on} e $[t_3 \text{ a } t_4]$ e $[t_4 \text{ a } t_5]$ como equivalentes a t_{off} .

Durante t_{on} a tensão V_{C_1} incide diretamente sobre os enrolamentos secundários do transformador, de modo que:

$$V_{L_{m1,on}} = V_{L_{m2,on}} = \frac{V_{C_1}}{2n} \quad (2.6)$$

Similarmente, o mesmo ocorre com a tensão V_{C_2} durante t_{off} :

$$V_{L_{m1,off}} = V_{L_{m2,off}} = -\frac{V_{C_2}}{2n} \quad (2.7)$$

Substituindo as Equações 2.6 e 2.7 na Equação 2.8, encontra-se:

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} \frac{V_{C_1}}{n} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} -\frac{V_{C_2}}{n} dt \right] = 0 \quad (2.8)$$

Definindo-se $D = \frac{t_{on}}{T_s}$, tem-se:

$$\frac{V_{C_1}}{n} D - \frac{V_{C_2}}{n} (1 - D) = 0 \quad (2.9)$$

Ao substituir V_{C_1} pela expressão encontrada na Equação 2.3 e isolando o termo V_{C_2} , encontra-se:

$$V_{C_2} = \frac{2nD}{1-D} V_{in} \quad (2.10)$$

A expressão da tensão V_{C_3} sobre o capacitor C_3 pode ser deduzida através da aplicação da LKT durante as etapas $[t_3 \text{ a } t_4]$ ou $[t_4 \text{ a } t_5]$:

$$-V_{in} + V_{L_{m1}} + V_{L_{m2}} + V_{C_3} = 0 \quad (2.11)$$

Ao substituir a Equação 2.7 na Equação 2.11 e isolar V_{C_3} , tem-se:

$$V_{C_3} = \frac{V_{C_2}}{n} + V_{in} \quad (2.12)$$

Por fim, substituindo a Equação 2.10 na Equação 2.11, encontra-se:

$$V_{C_3} = \frac{1+D}{1-D} V_{in} \quad (2.13)$$

A expressão das tensões $V_{C_{cl1}}$ e $V_{C_{cl2}}$ sobre os capacitores de grampeio podem ser deduzidas através da aplicação da LKT na malha contendo $V_{C_{cl1}}$, V_{C_3} e $V_{L_{m2}}$ durante a etapa $[t_3 \text{ a } t_4]$ ou $[t_4 \text{ a } t_5]$:

$$-V_{C_{cl1}} + V_{L_{m2}} + V_{C_3} = 0 \quad (2.14)$$

Substituindo $V_{L_{m2}}$ pela expressão encontrada na Equação 2.7, tem-se:

$$V_{C_{cl1}} = -\frac{V_{C_2}}{2n} + V_{C_3} \quad (2.15)$$

Substituindo as Equações 2.10 e 2.13 na Equação 2.15 encontra-se:

$$V_{C_{cl1}} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.16)$$

E pela simetria do circuito, tem-se a tensão $V_{C_{cl2}}$:

$$V_{C_{cl2}} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.17)$$

2.3.2 Tensões Sobre os Semicondutores

As expressões das tensões máximas sobre as chaves S_1 e S_2 são obtidas através da aplicação da LKT durante as etapas de operação do conversor nas quais as chaves estão abertas. Analisando-se a malha contendo os elementos D_{cl} , C_{cl} e S_2 durante a etapa $[t_3 \text{ a } t_4]$, tem-se:

$$-V_{C_{cl1}} + V_{S_1} = 0 \quad (2.18)$$

Substituindo a Equação 2.16 na Equação 2.18, tem-se:

$$V_{S_1} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.19)$$

Pela simetria do circuito, é possível inferir que a mesma expressão encontrada na Equação 2.19 é válida para S_1 , portanto:

$$V_{S_2} = \frac{1}{1-D} V_{in} \quad (2.20)$$

As expressões das tensões máximas sobre os diodos D_{o1} e D_{o2} são obtidas através da aplicação da LKT na malha contendo os elementos D_{o1} , C_1 , D_{o2} e C_2 . Durante as etapas $[t_0 \text{ a } t_1]$, $[t_3 \text{ a } t_4]$ e $[t_4 \text{ a } t_5]$ o diodo D_{o2} está diretamente polarizado, de modo que ao percorrer a malha tem-se:

$$V_{D_{o1}} + V_{C_1} + V_{C_2} = 0 \quad (2.21)$$

Substituindo as Equações 2.3 e 2.10 na Equação 2.21, encontra-se:

$$V_{D_{o1}} = -2nV_{in} - \frac{2nD}{1-D}V_{in} = -\frac{2n}{1-D}V_{in} \quad (2.22)$$

De maneira similar, durante as etapas $[t_1 \text{ a } t_2]$ e $[t_2 \text{ a } t_3]$ o diodo D_{o1} está diretamente polarizado, logo ao aplicar-se a LKT na malha supracitada, tem-se:

$$V_{D_{o2}} + V_{C_1} + V_{C_2} = 0 \quad (2.23)$$

E portanto:

$$V_{D_{o2}} = -\frac{2n}{1-D}V_{in} \quad (2.24)$$

A expressão da tensão máxima $V_{D_{cl1}}$ sobre o diodo D_{cl1} é obtida através da análise da malha que contém D_{cl1} , C_{cl1} e S_1 durante as etapas $[t_0 \text{ a } t_1]$ e $[t_1 \text{ a } t_2]$:

$$-V_{C_{cl1}} + V_{D_{cl1}} = 0 \quad (2.25)$$

Substituindo a Equação 2.16 na Equação 2.25, tem-se:

$$V_{D_{cl1}} = -\frac{1}{1-D}V_{in} \quad (2.26)$$

Pela simetria do circuito, tem-se:

$$V_{D_{cl2}} = -\frac{1}{1-D}V_{in} \quad (2.27)$$

2.3.3 Ganho de Tensão

A tensão de saída V_o do conversor em qualquer etapa de operação é dada por:

$$V_o = V_{C_1} + V_{C_2} + V_{C_3} \quad (2.28)$$

Substituindo as Equações 2.3, 2.10 e 2.13 na Equação 2.28, tem-se:

$$V_o = \frac{1+D+2n}{1-D}V_{in} \quad (2.29)$$

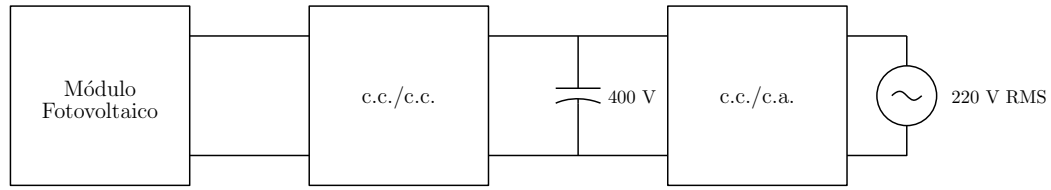
O ganho estático do conversor é, portanto:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+D+2n}{1-D} \quad (2.30)$$

2.4 PROJETO DO CONVERSOR C.C./C.C.

Objetivando a aplicação em microinversores de dois estágios para sistemas fotovoltaicos, como mostrado na Figura 24, o conversor c.c./c.c. deve ser projetado de maneira que atenda os requisitos mínimos necessários para conectar um único módulo fotovoltaico à rede elétrica.

Figura 24 – Microinversor de dois estágios



Fonte: Próprio autor, 2020

2.4.1 Requisitos de Projeto

As especificações do conversor c.c./c.c. (tensão, corrente e potência de entrada) devem ser compatíveis com as especificações dos módulos fotovoltaicos aos quais o conversor está acoplado. As características elétricas de alguns módulos fotovoltaicos comerciais da fabricante *Canadian Solar* (SOLAR, 2017), série CS6K, estão mostradas na Tabela 1. Utilizando a Equação 2.31

Tabela 1 – Características elétricas dos módulos fotovoltaicos da série CS6K na STC (*Standard Test Conditions*): Irradiância $S = 1000 \frac{W}{m^2}$, Temperatura $T = 25^\circ C$ e Massa de Ar AM = 1,5.

Modelo	P_{max} (W)	V_{mp} (V)	I_{mp} (A)	V_{oc} (V)	I_{sc} (A)	$\mu_{V_{oc}} \frac{\%}{^\circ C}$	$\mu_{I_{sc}} \frac{\%}{^\circ C}$
CS6K-260P	260	30,4	8,56	37,5	9,12	-0,31	0,053
CS6K-265P	265	30,6	8,66	37,7	9,23	-0,31	0,053
CS6K-270P	270	30,8	8,75	37,9	9,32	-0,31	0,053
CS6K-275P	275	31,0	8,88	38,0	9,45	-0,31	0,053

pode-se estimar o valor da tensão do ponto de máxima potência gerada pelo módulo fotovoltaico em diferentes valores de temperatura de operação, para $S = 1000 \frac{W}{m^2}$.

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC})\mu_{V_{oc}} \quad (2.31)$$

A partir da Equação 2.32 consegue-se encontrar o valor da corrente do ponto de máxima potência gerada pelo módulo fotovoltaico para diferentes valores de irradiância, para $T = 25^\circ C$.

$$I_{mp}(S) = I_{mp}^{STC} \frac{S}{S^{STC}} \quad (2.32)$$

Assumindo-se que a temperatura de operação do módulo fotovoltaico esteja restrita ao intervalo entre $10^\circ C$ e $65^\circ C$, os valores máximo e mínimo da tensão de máxima potência desta série de módulos são de:

$$\begin{aligned} V_{mp}(10^\circ C) &= 31 - 0,41(10 - 25) = 37,15V \\ V_{mp}(50^\circ C) &= 30,4 - 0,41(65 - 25) = 14,0V \end{aligned} \quad (2.33)$$

Similarmente, ao considerar-se que a irradiância a qual o módulo está submetido seja limitada ao intervalo entre $S = 250 \frac{W}{m^2}$ e $S = 1000 \frac{W}{m^2}$, os valores máximo e mínimo da corrente

de máxima potência dessa série de módulos são de:

$$\begin{aligned} I_{mp}(250 \frac{W}{m^2}) &= 8,56 \frac{250}{1000} = 2,14 A \\ I_{mp}(1000 \frac{W}{m^2}) &= 8,88 \frac{1000}{1000} = 8,88 A \end{aligned} \quad (2.34)$$

O conversor é projetado de maneira a operar dentro das condições limite de potência máxima mostradas na Tabela 1 e entre os pontos de tensão de máxima potência calculados na Equação 2.33 e correntes de máxima potência calculados na Equação 2.34. Estipulou-se os seguintes requisitos de projeto para a entrada do conversor c.c./c.c.: potência máxima de entrada de 300W; tensão máxima de entrada de 40V; tensão mínima de entrada de 20V; corrente mínima de entrada de 2A; e corrente máxima de entrada de 9A.

A tensão de saída do conversor c.c./c.c. deve ser igual ao valor da tensão do barramento c.c. do inversor, que por sua vez deve ser igual ou superior a valor de pico da tensão senoidal da rede elétrica. Conforme estabelecido nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), os níveis de valor eficaz da tensão da rede elétrica brasileira em baixa tensão são: 220/127V, 380/220V, 254/127V, 440/220V, 208/120V, 230/115V, 240/120V e 220/110V (ANEEL, 2018). Portanto, ao estabelecer a tensão do barramento c.c. em 400V, é possível conectar o conversor c.c./c.a. a qualquer nível de tensão em redes de baixa tensão através de conexão fase-neutro.

Além dos requisitos citados anteriormente, também são requisitos deste projeto: ondulação máxima da tensão de saída de 0,5%, ondulação máxima da corrente de magnetização de 0,7 A e frequência de chaveamento de 100 kHz.

Os requisitos de projeto apresentados na Tabela 2 são considerados nos projetos dos elementos magnéticos e capacitivos, que são utilizados para obtenção dos resultados de simulação e experimentais.

Tabela 2 – Especificações de projeto do conversor c.c./c.c.

Grandeza	Valor
Máxima Potência de Entrada	300 W
Tensão Máxima de Entrada	40 V
Tensão Mínima de Entrada	20 V
Corrente Máxima de Entrada	9 A
Corrente Mínima de Entrada	2 A
Tensão de Saída	400 V
Ondulação Máxima da Tensão de Entrada	0,2 V
Ondulação Máxima da Tensão de Saída	0,5%
Ondulação Máxima da Corrente de Magnetização	0,7 A
Frequência de Chaveamento	100 kHz

2.4.2 Projeto do Transformador

Devido a complexidade, o projeto do transformador e o cálculo das perdas decorrentes de

seu uso durante a operação em regime permanente são descritos no Apêndice A. Nesta seção são determinados os valores da relação de espiras n do transformador e das indutâncias de magnetização L_{m1} e L_{m2} .

A partir das tensões mínima e máxima de entrada definidas na subseção anterior, é possível estabelecer a faixa de valores de ganho estático G do conversor durante sua operação:

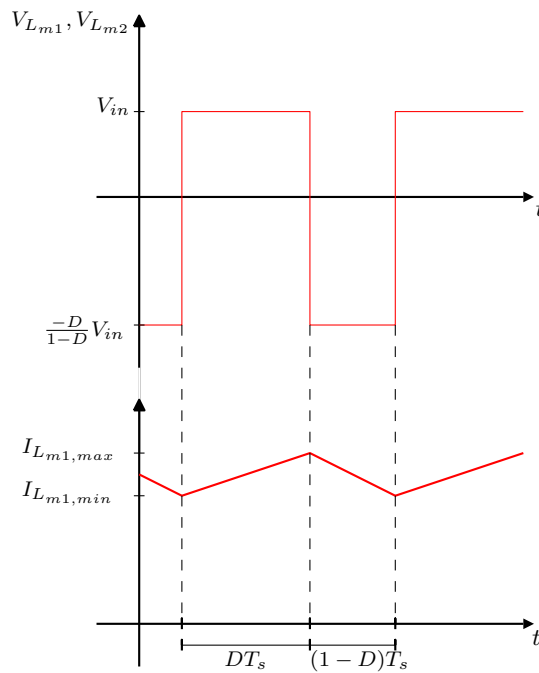
$$\begin{aligned} G_{min} &= \frac{400}{40} = 10 \\ G_{max} &= \frac{400}{20} = 20 \end{aligned} \quad (2.35)$$

De modo a evitar que o conversor opere com razão cíclica elevada ($D \geq 75\%$) e que haja perdas elevadas nos enrolamentos, escolhe-se $n = 2$.

O valor das indutâncias de magnetização L_{m1} e L_{m2} pode ser calculado a partir da expressão da tensão aplicada sobre as mesmas, como mostrado na Figura 25:

$$V_{L_{m1}} = L_{m1} \frac{\Delta i_{m1}}{\Delta t} \quad (2.36)$$

Figura 25 – Tensão e corrente na indutância de magnetização.



Fonte: Próprio autor, 2020

Desconsiderando as Etapas $[t_0 \text{ a } t_1]$ e $[t_2 \text{ a } t_3]$, pode-se reescrever a Equação 2.36:

$$V_{in} = L_{m1} \frac{\Delta i_{m1}}{DT_s} \quad (2.37)$$

onde $\Delta i_{m1} = I_{m1,max} - I_{m1,min}$. Ao isolar-se L_{m1} , tem-se:

$$L_{m1} = L_{m2} = \frac{V_{in}DT_s}{\Delta i_{m1}} \quad (2.38)$$

A partir da faixa de valores assumidos pelo ganho estático, calcula-se que $0,45 \leq D \leq 0,625$. Para que a ondulação da corrente de magnetização Δi_{m1} seja menor ou igual que $0,7\text{ A}$ dentro desta faixa de operação, o valor mínimo da indutância de magnetização para $D = 0,45$ e $V_{in} = 40\text{V}$, resulta em $L_{m1} = L_{m2} = 260\mu\text{H}$.

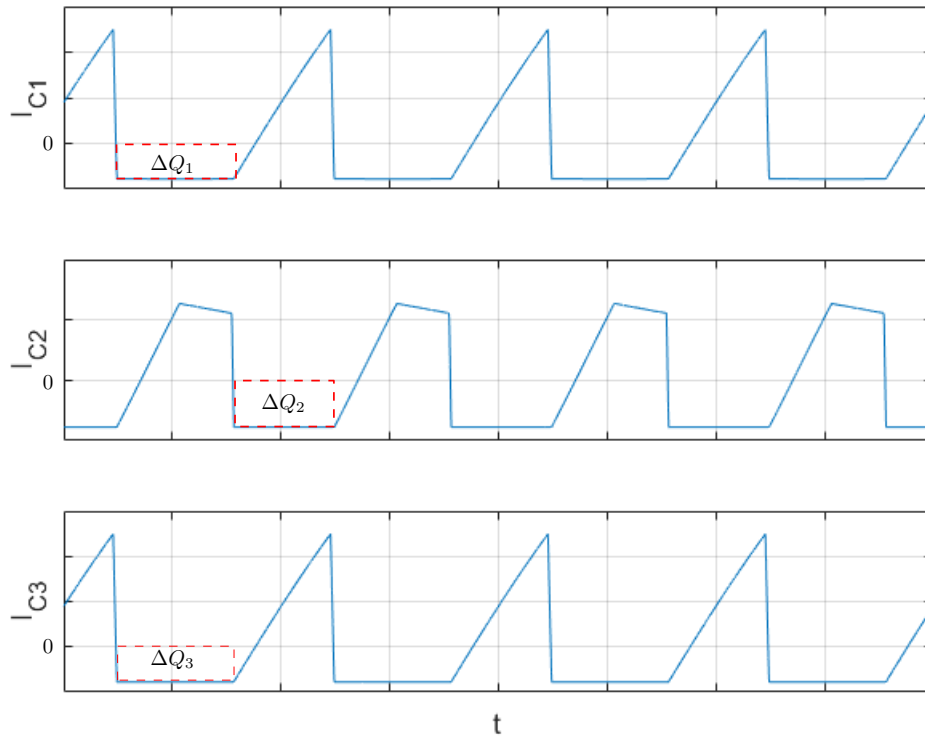
2.4.3 Projeto do Capacitores de Entrada e Saída

A Equação 2.39, que relaciona a capacitância e carga dos capacitores, é utilizada para atender o requisito de ondulação de tensão ($0,5\%$) sobre os mesmos:

$$\frac{\Delta v}{V} = \frac{\Delta Q}{CV} \quad (2.39)$$

As variações de carga ΔQ_1 , ΔQ_2 e ΔQ_3 podem ser calculadas de maneira aproximada a partir do cálculo das áreas retangulares destacadas na Figura 26.

Figura 26 – Correntes nos capacitores de saída.



Fonte: Próprio autor, 2020

$$\Delta Q_1 = (1 - D)I_oT_s \quad (2.40)$$

$$\Delta Q_2 = DI_oT_s \quad (2.41)$$

$$\Delta Q_3 = (D + d_4)I_o T_s \quad (2.42)$$

Onde d_4 representa a razão entre a duração da etapa $[t_3 \text{ a } t_4]$ e o período de chaveamento T_s . A corrente que circula pela carga I_o é dada por:

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.43)$$

em que R é a carga conectada à saída do conversor.

Substituindo as Equações 2.40, 2.41, 2.42 e 2.43 na Equação 2.39 tem-se:

$$\frac{\Delta v}{V_{C_1}} = \frac{(1 - D)V_o T_s}{RC_1 V_{C_1}} \quad (2.44)$$

$$\frac{\Delta v}{V_{C_2}} = \frac{DV_o T_s}{RC_2 V_{C_2}} \quad (2.45)$$

$$\frac{\Delta v}{V_{C_3}} = \frac{(D + d_4)V_o T_s}{RC_3 V_{C_3}} \quad (2.46)$$

Isolando as capacitâncias e com algumas manipulações, os valores de C_1 , C_2 e C_3 podem ser dados por:

$$C_1 = \frac{(1 + D + 2n)T_s}{2nR \frac{\Delta v}{V_{C_1}}} \quad (2.47)$$

$$C_2 = \frac{(1 + D + 2n)T_s}{2nR \frac{\Delta v}{V_{C_2}}} \quad (2.48)$$

$$C_3 = \frac{(D + d_4)(1 + D + 2n)T_s}{(1 + D)R \frac{\Delta v}{V_{C_3}}} \quad (2.49)$$

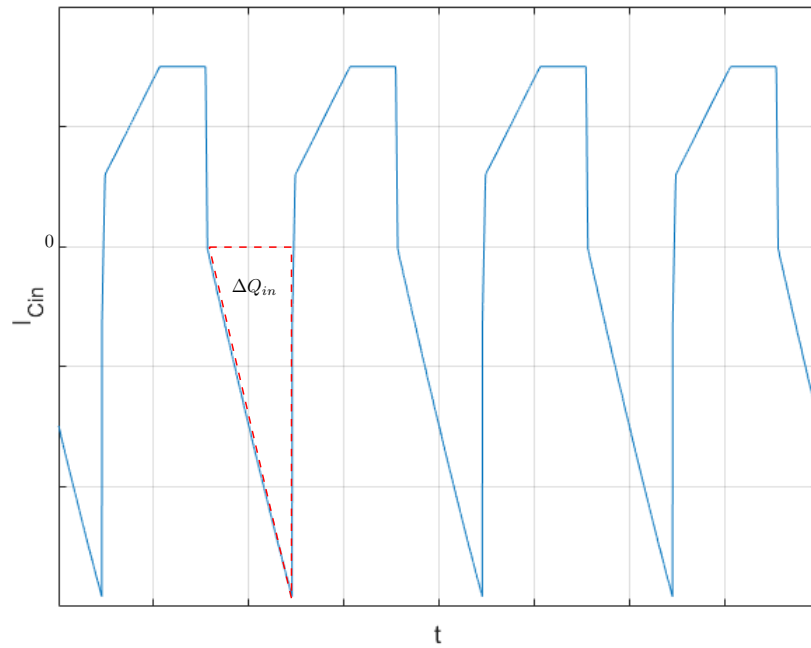
A duração de d_4 é obtida a partir da solução de um sistema de equações não lineares, como mostrado no Capítulo 3. Das Equações 2.44, 2.45 e 2.46, a oscilação da tensão sobre o capacitor de saída é máxima quando $D = 0,625$ (limite superior da razão cíclica). Dessa forma, para que a ondulação na tensão sobre estes capacitores seja menor que o valor estipulado, tem-se $C_1 = C_2 = C_3 = 10\mu F$.

O projeto do capacitor de entrada é feito de maneira semelhante ao projeto dos capacitores de saída, estipulando-se um valor de variação de tensão máximo tolerado e calculando-se o valor de capacitância necessário para atender este requisito a partir da variação de carga ΔQ_{in} visto na curva de corrente deste capacitor, mostrada na Figura 27.

A variação de carga no capacitor de entrada durante um ciclo é dada por:

$$\Delta Q_{in} = \frac{(1 - D)(I_{Lk1,M} + I_{Lk2,M} - I_{pv})T_s}{2} \quad (2.50)$$

Figura 27 – Corrente no capacitor de entrada.



Fonte: Próprio autor, 2020

Onde $I_{Lk1,M}$ e $I_{Lk2,M}$ são os valores de pico alcançados pela corrente na indutância de dispersão dos primários 1 e 2 do transformador, I_{Lk1} e I_{Lk2} , respectivamente. Substituindo-se a Equação 2.50 na Equação 2.39 e fazendo $I_{Lk1,M} = I_{Lk2,M}$ tem-se:

$$\frac{\Delta v}{V_{C_{in}}} = \frac{(1 - D)(2I_{Lk1,M} - I_{pv})T_s}{2C_{in}V_{C_{in}}} \quad (2.51)$$

Isolando C_{in} , encontra-se:

$$C_{in} = \frac{(1 - D)(2I_{Lk1,M} - I_{pv})T_s}{2\Delta v} \quad (2.52)$$

Assim como o valor de d_4 no cálculo da capacitância do capacitor C_3 , os valores de $I_{Lk1,M}$ e $I_{Lk2,M}$ são encontrados a partir da solução de um sistema de equações não lineares, como mostrado no Capítulo 3. Estipulando $\Delta v = 0,2V$ e escolhendo $D = 0,45$ de modo a maximizar o valor calculado, encontra-se $C_{in} = 220\mu F$.

2.4.4 Projeto do Capacitor de Grampeamento

O propósito da utilização dos capacitores de grampeio C_{cl1} e C_{cl2} é absorver a energia das indutâncias parasitas, L_{lk1} e L_{lk2} , evitando, assim, a ocorrência de sobretensão nos interruptores S_1 e S_2 após a abertura destes. Conforme apresentado em (KIANPOUR; JABBARI; SHAHGHOLIAN, 2016), o valor da capacitância do capacitor de grampeio é dados pela Equação

2.53:

$$C_{cl1} = C_{cl2} \geq \frac{(1 + D)^2}{\pi^2 f_s^2 (L_{lk1} + L_{lk2})} \quad (2.53)$$

de modo que é necessário conhecer o valor das indutâncias de dispersão. De forma aproximada, pode-se supor $L_{lk1} \approx \frac{L_{m1}}{100} = 2,5 \mu\text{H}$ e $L_{lk2} \approx \frac{L_{m2}}{100} = 2,5 \mu\text{H}$. Substituindo estes valores na Equação 2.53, juntamente com $f_s = 100 \text{ kHz}$ e $D = 0,45$, encontra-se $C_{cl1} = C_{cl2} = 1 \mu\text{F}$.

2.5 RESULTADOS OBTIDOS EM SIMULAÇÃO

O conversor c.c./c.c. proposto foi simulado no *software* MATLAB através da ferramenta Simulink com razão cíclica constante para validação da análise em regime permanente e das etapas de operação descritas neste capítulo. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação estão expostos na Tabela 3.

Tabela 3 – Valores dos parâmetros utilizados na simulação do conversor.

Parâmetro	Valor
Razão Cíclica (D)	0,55
Tensão de Entrada (V_{in})	33 V
Frequência de Chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de Transformação (n)	2
Indutâncias de Magnetização (L_{m1} e L_{m2})	260 μH
Indutâncias de Dispersão (L_{lk1} e L_{lk2})	2 μH
Capacitor de Entrada (C_{in})	220 μF
Capacitores de Saída (C_1 , C_2 e C_3)	10 μF
Capacitores de Grampeamento (C_{cl1} e C_{cl2})	1 μF
Carga (R)	514 Ω

Na Figura 28 são apresentadas as correntes através das indutâncias e as tensões sobre os capacitores e chaves, enquanto na Figura 29 são mostradas a tensão e corrente sobre os diodos, evidenciando a comutação com corrente nula (ZCS). O ganho de tensão é mostrado na Figura 30.

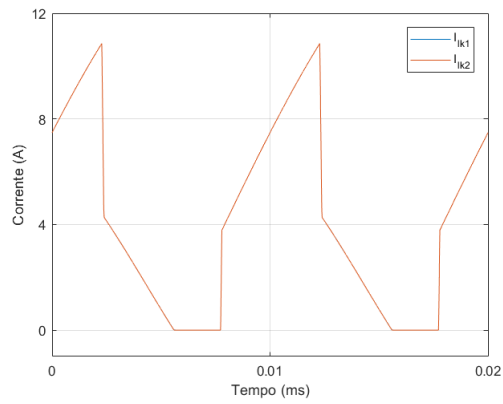
Nota-se que as ondas mostradas nas Figuras 28 e 29 validam as equações os valores de indutância e capacitância obtidas na seção 2.4. Além disso, os valores médios destas ondas validam as equações de esforços de tensão e ganho estático desenvolvidas na seção 2.3.

2.6 CONCLUSÕES

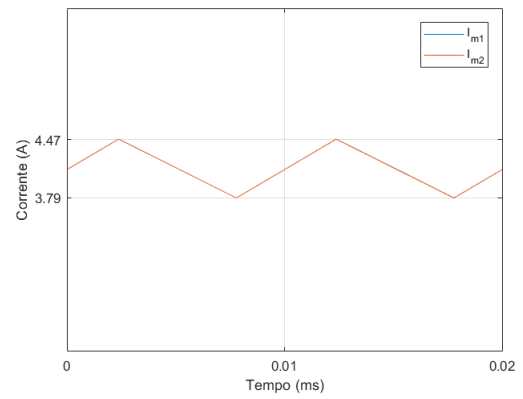
Neste capítulo é feita a análise do conversor c.c./c.c. de alto ganho proposto, identificando suas etapas de operação no Modo de Condução Contínua durante o regime permanente. Desenvolve-se também as expressões dos esforços de tensão sobre os elementos do circuito, além das equações utilizadas no projeto da indutância de magnetização e relação de transformação do transformador e dos capacitores de entrada, saída e grampeamento.

Figura 28 – Correntes nas indutâncias e tensões sobre os capacitores.

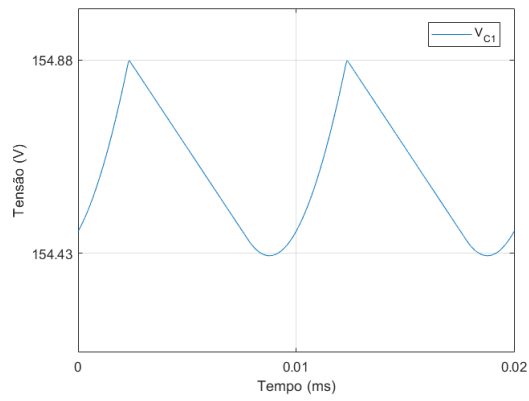
(a) Corrente através da indutância de dispersão



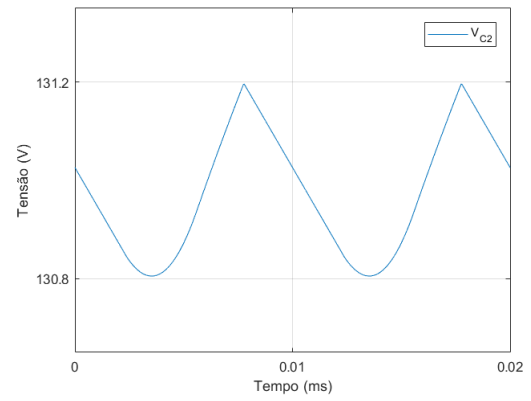
(b) Corrente através da indutância de magnetização



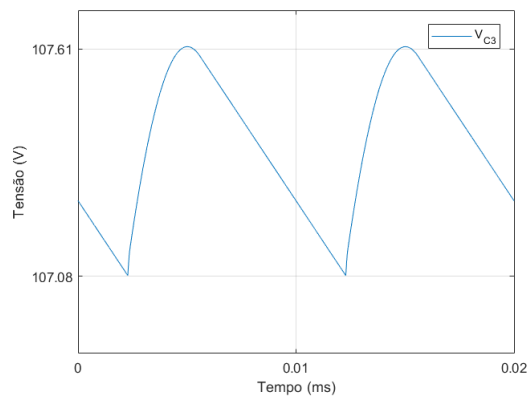
(c) Tensão sobre o capacitor C_1



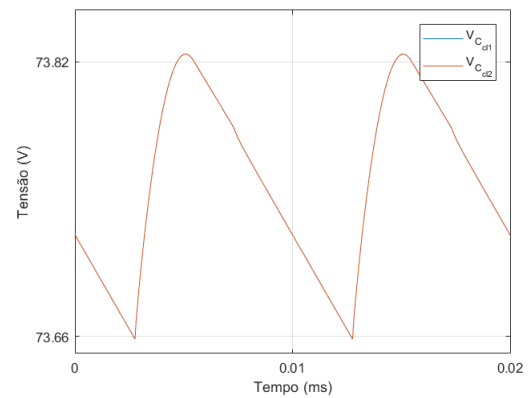
(d) Tensão sobre o capacitor C_2



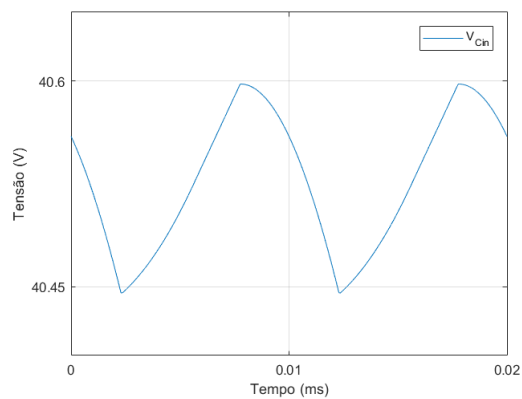
(e) Tensão sobre o capacitor C_3



(f) Tensão sobre os capacitores de grampeamento



(g) Tensão sobre o capacitor de entrada



(h) Tensão sobre as chaves

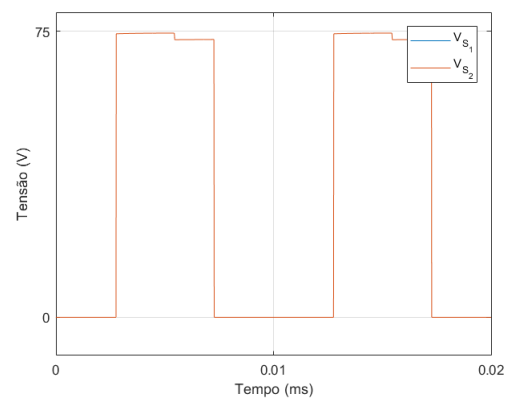
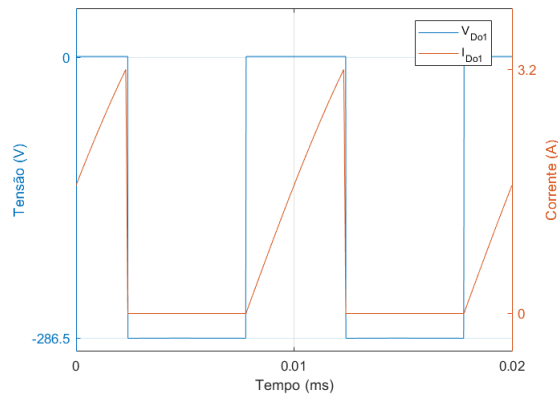
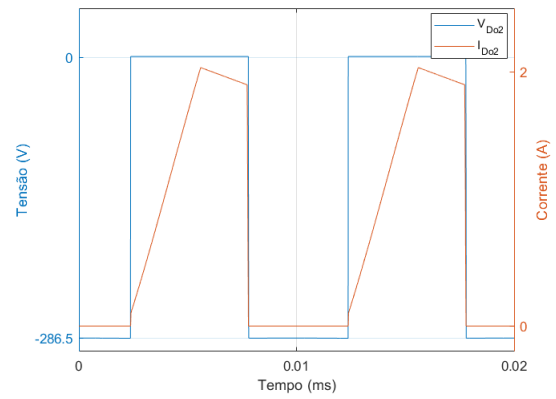


Figura 29 – Tensões e correntes sobre os diodos.

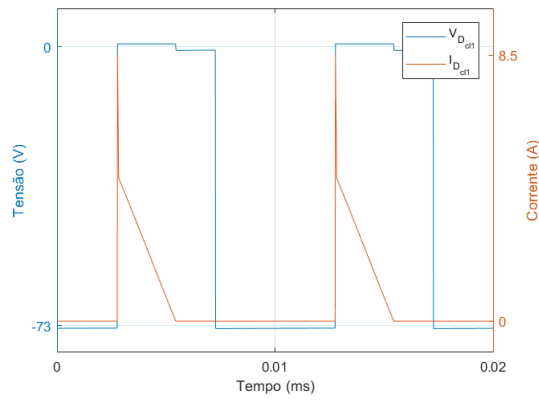
(a) Tensão e corrente sobre o diodo D_{o1}



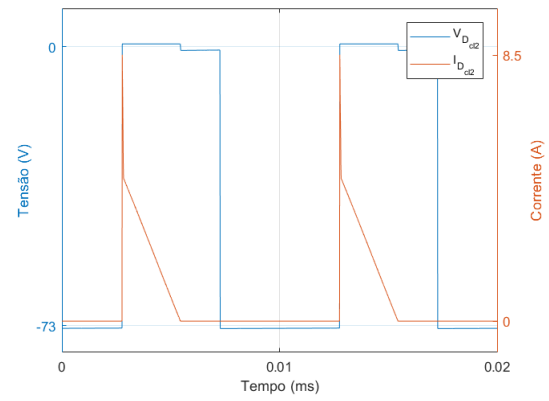
(b) Tensão e corrente sobre o diodo D_{o2}



(c) Tensão e corrente sobre o diodo D_{cl1}

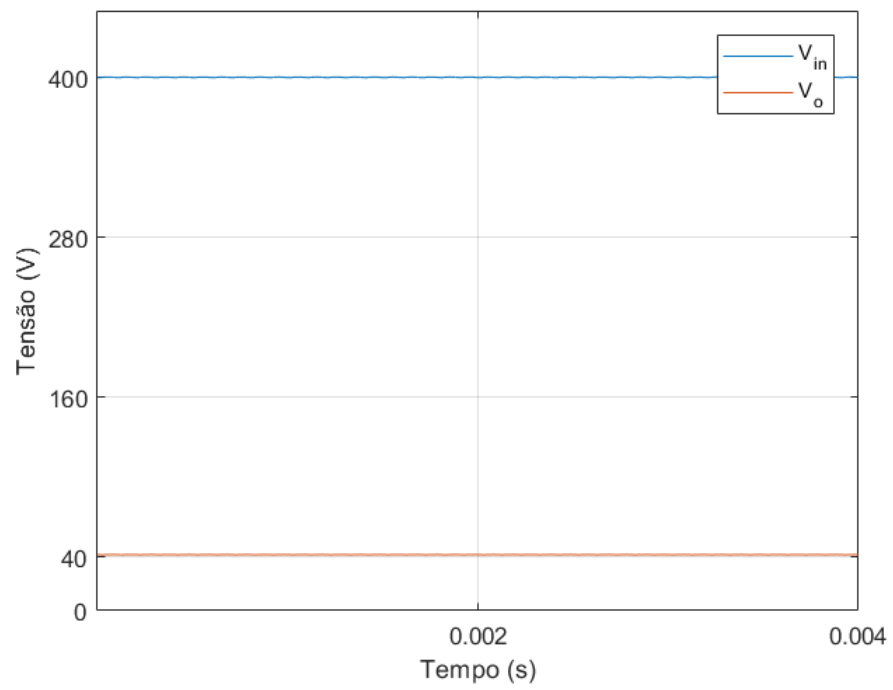


(d) Tensão e corrente sobre o diodo D_{cl2}



Fonte: Próprio autor, 2020

Figura 30 – Ganho de Tensão.



Fonte: Próprio autor, 2020

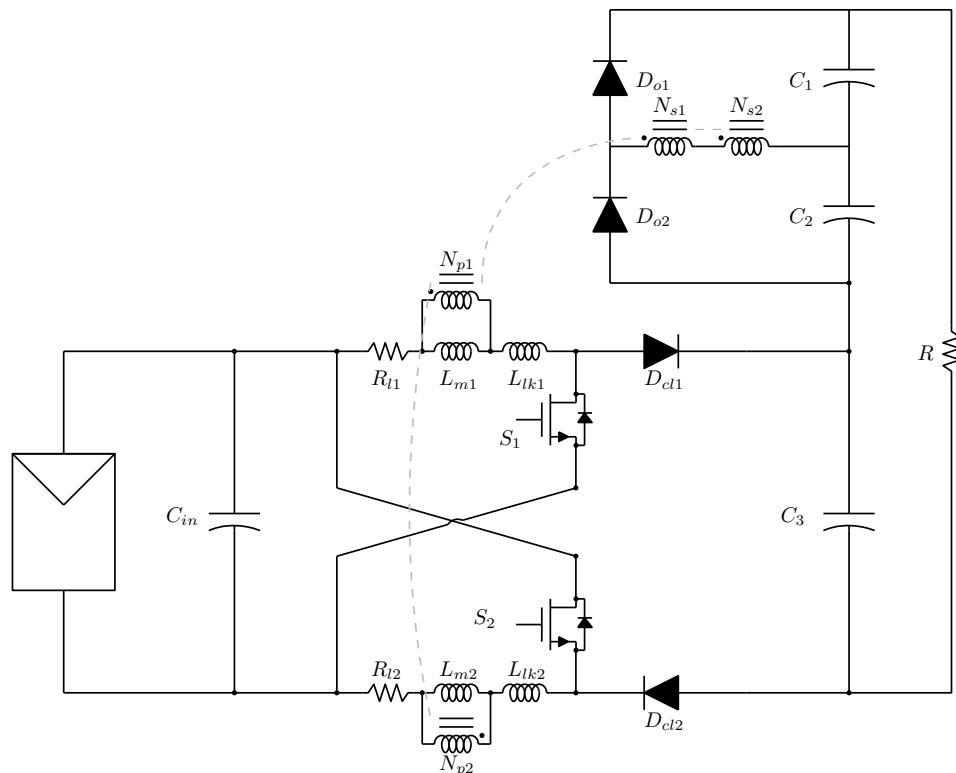
3 MODELAGEM DO CONVERSOR E PROJETO DO CONTROLADOR

Neste capítulo é desenvolvido o modelo matemático em espaço de estados para análise do comportamento dinâmico do conversor. Em sequência, é feito o projeto do controlador de tensão de entrada do conversor de maneira a emular o rastreamento do ponto de máxima potência. São apresentados resultados em simulação para validar o modelo produzido e o controlador.

3.1 MODELAGEM DO CONVERSOR

O modelo em espaço em espaço de estados é desenvolvido para o conversor a partir do circuito mostrado na Figura 31. Optou-se por retirar-se os capacitores de grampeio do circuito modelado, pois estes não influenciam de maneira significativa a operação do conversor, além de adicionarem duas variáveis de estado e tornarem mais complexa a análise do circuito através das leis de Kirchhoff.

Figura 31 – Circuito utilizado para modelagem.



Fonte: Próprio autor, 2020

Conforme mostrado no Figura 28(a), as correntes nas indutâncias de dispersão I_{lk1} e I_{lk2} são descontínuas, de modo que a técnica tradicional de modelo médio em espaço de estados (*Space State Averaging Modeling* - SSAM) torna-se imprecisa para descrever o comportamento do conversor (SUCU, 2011).

De modo a obter-se um modelo preciso do conversor é utilizado o método proposto em (ARANGO, 2013), nomeado *Improved Averaging Method* (IAM), no qual as variáveis descontínuas são expressas em função de variáveis contínuas.

3.1.1 Variáveis de Estado e Obtenção das Equações de Estado

Para simplificar os cálculos realizados na obtenção do modelo matemático do conversor são feitas as seguintes considerações:

- $R_{l_1} = R_{l_2} = R_l$;
- $L_{lk_1} = L_{lk_2} = L_{lk}$;
- $L_{m_1} = L_{m_2} = L_m$;
- $C_1 = C_2 = C_3 = C$;
- Os capacitores de grampeio C_{cl1} e C_{cl2} são desprezados, pelos motivos anteriormente citados.

As variáveis de estado escolhidas são as tensões sobre os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_{pv} e correntes sobre as indutâncias L_{m_1} , L_{m_2} , L_{lk_1} e L_{lk_2} ; a corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico ao conversor i_{pv} é a variável de entrada; e a tensão de entrada v_{in} é a variável de saída.

As variáveis de entrada e saída foram escolhidas de maneira a assemelhar-se à aplicações em microinversores em sistemas fotovoltaicos, nos quais a variável a ser controlada é a tensão de entrada, cujo valor é estabelecido pelo algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência.

Para obter-se o modelo médio em espaço de estados, são montados para cada etapa de operação sistemas lineares que envolvam as variáveis de estado e suas derivadas. A partir disto, resolve-se os buscando-se isolar as derivadas das variáveis de estado, de modo que se chega a solução mostrada na Equação 3.1:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_k(t) &= \mathbf{A}_k \times \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_k i_{pv}(t) \\ y(t) = v_{in}(t) &= \mathbf{C}_k \times \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_k i_{pv}(t)\end{aligned}\tag{3.1}$$

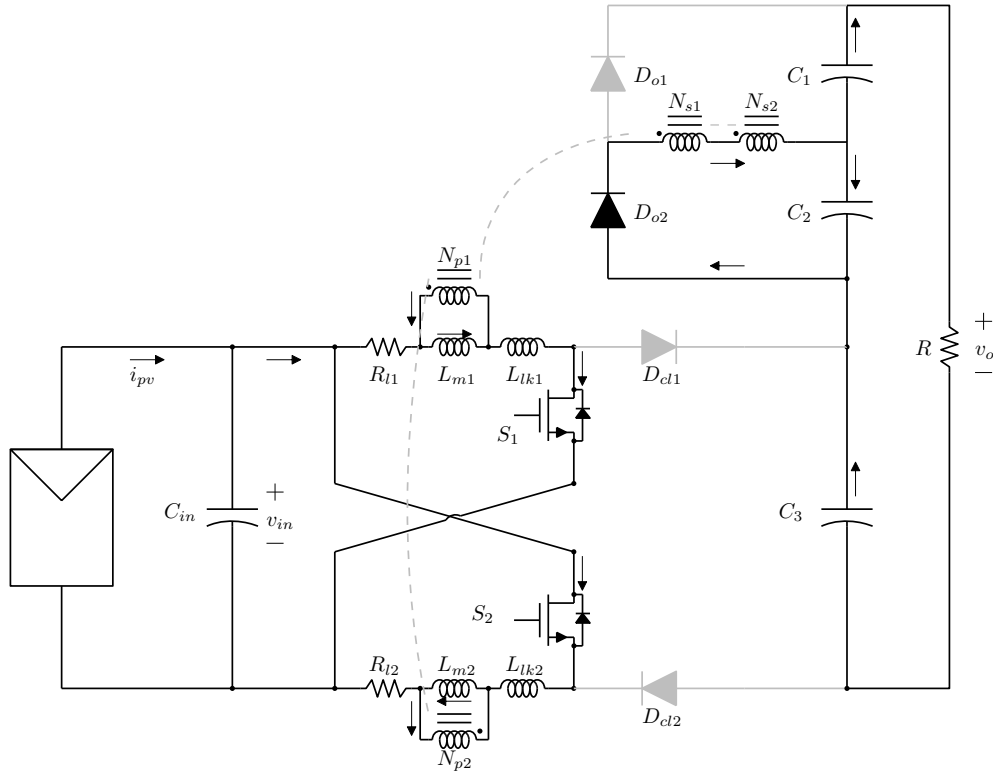
Onde $\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{m_1} & i_{m_2} & i_{lk_1} & i_{lk_2} & v_{C_1} & v_{C_2} & v_{C_3} & v_{in} \end{bmatrix}^T$ representa o vetor de estados, $\mathbf{A}$ é a matriz que relaciona o vetor de estados a sua própria derivada; $\mathbf{B}$ é a matriz que relaciona o vetor a derivada do vetor de estados às variáveis de entrada; $\mathbf{C}$ é a matriz que relaciona o vetor de estados às variáveis de saída; $\mathbf{E}$ é a matriz que relaciona as variáveis de entrada às variáveis de saída e o indicador k representa a k -ésima etapa de operação. Além disto, ao fazer-se $y(t) = v_{in}$, tem-se que $C_k = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ e $E_k = 0$ em qualquer etapa de operação.

As matrizes A_k e B_k são demasiado grandes para serem reproduzidas nesta seção, entretanto, no Apêndice B está mostrado o algoritmo de MATLAB® desenvolvido para realizar a modelagem do conversor, no qual estão presentes as matrizes A_k e B_k de todas as etapas de operação.

3.1.1.1 Etapa 1

O circuito equivalente do conversor na Etapa 1 é mostrado na Figura 32. Aplicando-se as leis de Kirchhoff neste circuito, obtém-se o sistema de equações mostrado na Equação 3.2

Figura 32 – Circuito do conversor operando durante a etapa 1.



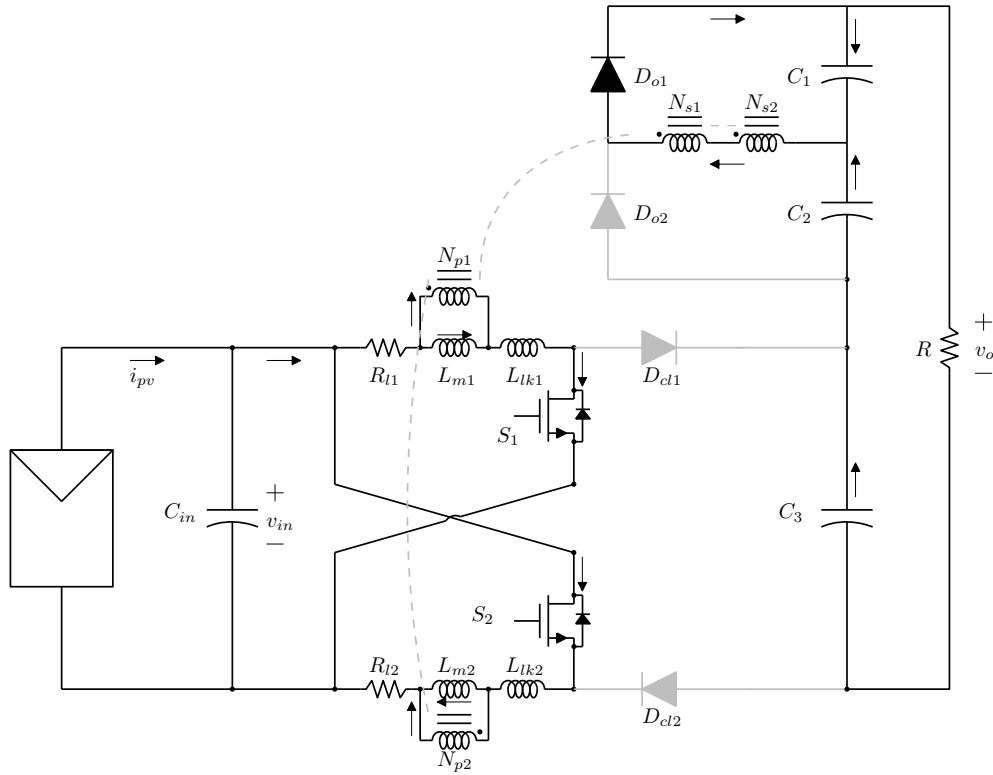
Fonte: Próprio autor, 2020

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{m1,1} - \dot{i}_{m2,1} = 0 \\ L_m \dot{i}_{m1,1} + L_{lk} \dot{i}_{lk1,1} = -R_l \dot{i}_{lk1} + v_{in} \\ L_m \dot{i}_{m2,1} + L_{lk} \dot{i}_{lk2,1} = -R_l \dot{i}_{lk2} + v_{in} \\ n(L_m + L_{lk})(\dot{i}_{m1,1} + \dot{i}_{m2,1}) - nL_{lk}(\dot{i}_{lk1,1} + \dot{i}_{lk2,1}) = n^2 R_l (-i_{m1} - i_{m2} + i_{lk1} + i_{lk2}) - v_{C_2} \\ C \dot{v}_{C1,1} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C \dot{v}_{C2,1} = \frac{i_{m1} + i_{m2} - i_{lk1} - i_{lk2}}{2n} - \frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C \dot{v}_{C3,1} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C_{in} \dot{v}_{in,1} = -i_{lk1} - i_{lk2} + i_{pv} \end{array} \right. \quad (3.2)$$

3.1.1.2 Etapa 2

O circuito equivalente do conversor na Etapa 2 é mostrado na Figura 33. Aplicando-se as leis de Kirchhoff neste circuito, obtém-se o sistema de equações mostrado na Equação 3.3.

Figura 33 – Circuito do conversor operando durante a etapa 2.



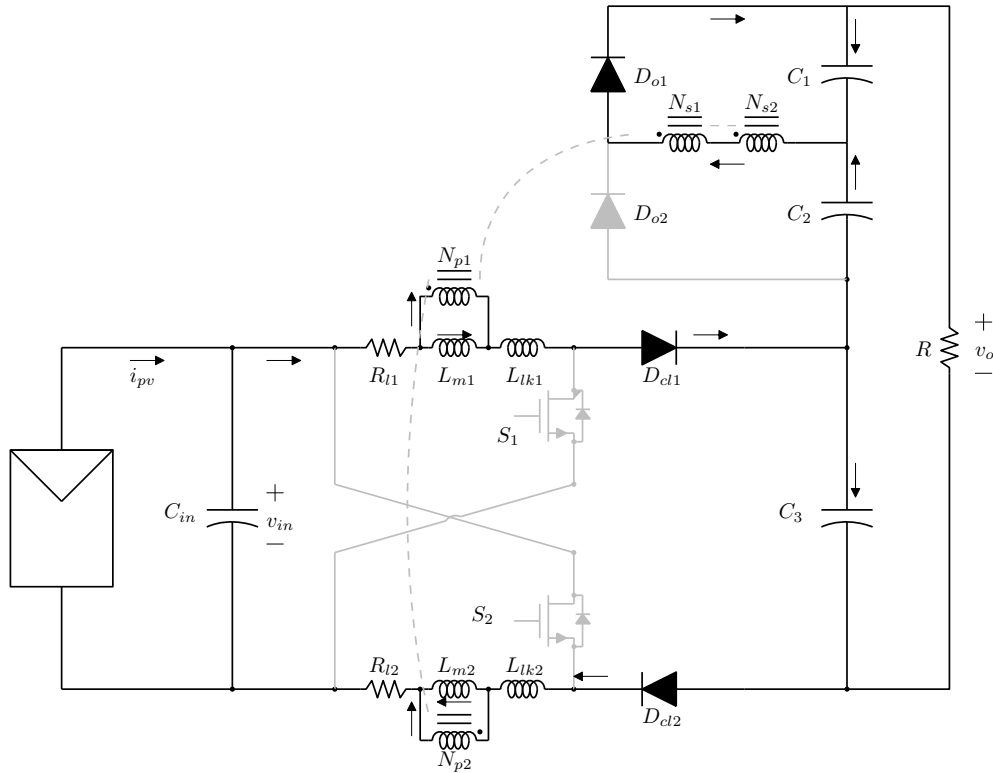
Fonte: Próprio autor, 2020

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{m1,2} - \dot{i}_{m2,2} = 0 \\ L_m \dot{i}_{m1,2} + L_{lk} \dot{i}_{lk1} = -R_l \dot{i}_{lk1} + v_{in} \\ L_m \dot{i}_{m2,2} + L_{lk} \dot{i}_{lk2} = -R_l \dot{i}_{lk2} + v_{in} \\ n(L_m + L_{lk})(\dot{i}_{m1,2} + \dot{i}_{m2,2}) - nL_{lk}(\dot{i}_{lk1,2} + \dot{i}_{lk2,2}) = n^2 R_l (-i_{m1} - i_{m2} + i_{lk1} + i_{lk2}) + v_{C1} \\ C \dot{v}_{C1,2} = \frac{-i_{m1} - i_{m2} + i_{lk1} + i_{lk2}}{2n} - \frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C \dot{v}_{C2,2} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C \dot{v}_{C3,2} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C_{in} \dot{v}_{in,2} = -i_{lk1} - i_{lk2} + i_{pv} \end{array} \right. \quad (3.3)$$

3.1.1.3 Etapa 3

O circuito equivalente do conversor na Etapa 3 é mostrado na Figura 34. Aplicando-se as leis de Kirchhoff neste circuito, obtém-se o Sistema de Equações mostrado na Equação 3.4

Figura 34 – Circuito do conversor operando durante a etapa 3.



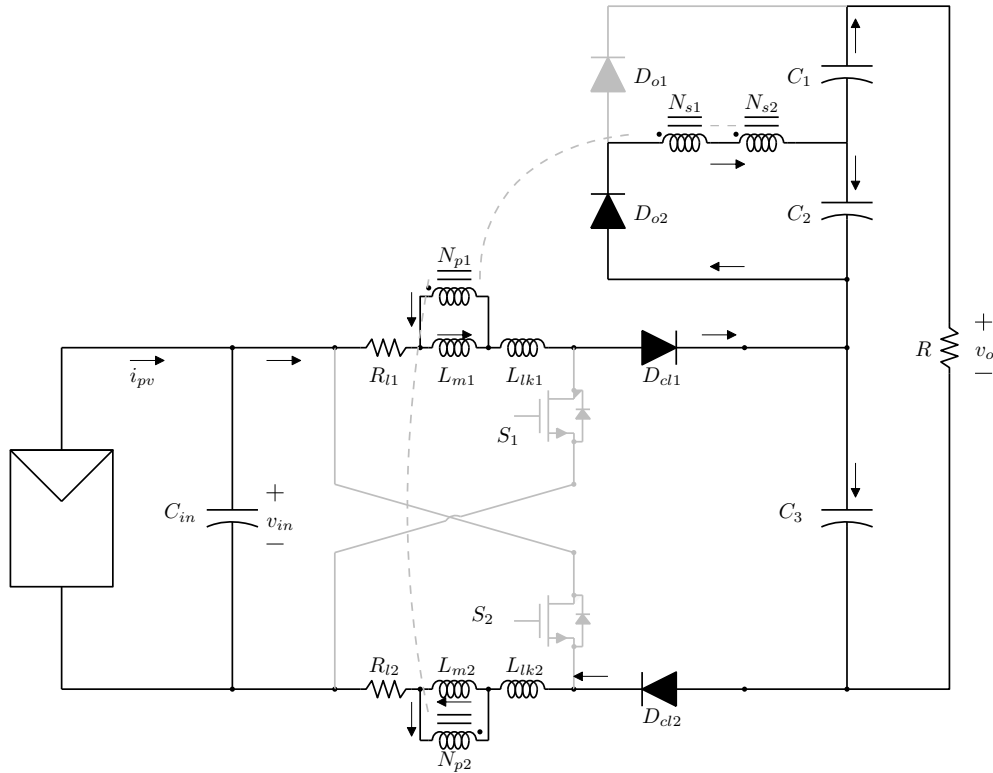
Fonte: Próprio autor, 2020

$$\begin{cases}
 \dot{i}_{m1,3} - \dot{i}_{m2,3} = 0 \\
 \dot{i}_{lk1,3} - \dot{i}_{lk2,3} = 0 \\
 L_m(\dot{i}_{m1,3} + \dot{i}_{m2,3}) + L_{lk}(\dot{i}_{lk1,3} + \dot{i}_{lk2,3}) = -R_l(i_{lk1} + i_{lk2}) - v_{C3} + v_{in} \\
 n(L_m + L_{lk})(\dot{i}_{m1,3} + \dot{i}_{m2,3}) - nL_{lk}(\dot{i}_{lk1,3} + \dot{i}_{lk2,3}) = n^2 R_l(-i_{m1} - i_{m2} + i_{lk1} + i_{lk2}) + v_{C1} \\
 C\dot{v}_{C1,3} = \frac{-i_{m1} - i_{m2} + i_{lk1} + i_{lk2}}{2n} - \frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\
 C\dot{v}_{C2,3} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\
 C\dot{v}_{C3,3} = i_{lk1} - \frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\
 C_{in}\dot{v}_{in,3} = -i_{lk1} + i_{pv}
 \end{cases} \quad (3.4)$$

3.1.1.4 Etapa 4

O circuito equivalente do conversor na Etapa 4 é mostrado na Figura 35. Aplicando-se as leis de Kirchhoff neste circuito, obtem-se o Sistema de Equações mostrado na Equação 3.5

Figura 35 – Circuito do conversor operando durante a etapa 4.



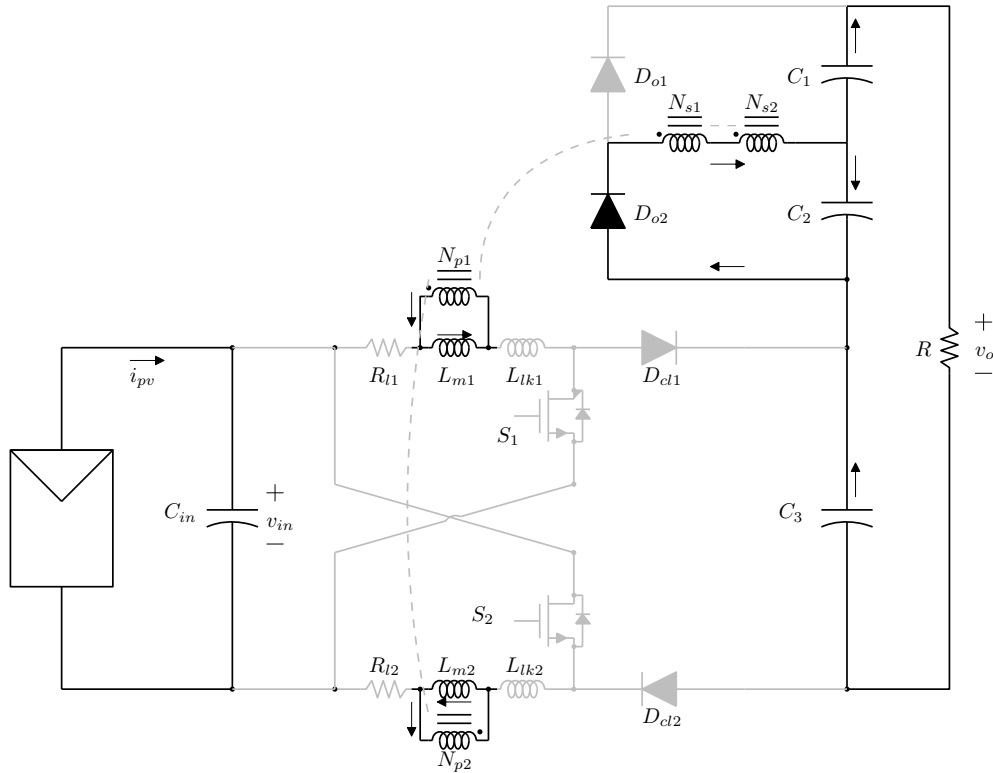
Fonte: Próprio autor, 2020

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{m1,4} - \dot{i}_{m2,4} = 0 \\ \dot{i}_{lk1,4} - \dot{i}_{lk2,4} = 0 \\ L_m(\dot{i}_{m1,4} + \dot{i}_{m2,4}) + L_{lk}(\dot{i}_{lk1,4} + \dot{i}_{lk2,4}) = -R_l(\dot{i}_{lk1} + \dot{i}_{lk2}) - v_{C3} + v_{in} \\ n(L_m + L_{lk})(\dot{i}_{m1,4} + \dot{i}_{m2,4}) - nL_{lk}(\dot{i}_{lk1,4} + \dot{i}_{lk2,4}) = n^2 R_l(-\dot{i}_{m1} - \dot{i}_{m2} + \dot{i}_{lk1} + \dot{i}_{lk2}) - v_{C2} \\ C\dot{v}_{C1,4} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C\dot{v}_{C2,4} = \frac{i_{m1} + i_{m2} - i_{lk1} - i_{lk2}}{2n} - \frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C\dot{v}_{C4,4} = i_{lk1} - \frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C_{in}\dot{v}_{in,4} = -\dot{i}_{lk1} + \dot{i}_{pv} \end{array} \right. \quad (3.5)$$

3.1.1.5 Etapa 5

O circuito equivalente do conversor na Etapa 5 é mostrado na Figura 36. Aplicando-se as leis de Kirchhoff neste circuito, obtém-se o Sistema de Equações mostrado na Equação 3.6

Figura 36 – Circuito do conversor operando durante a etapa 5.



Fonte: Próprio autor, 2020

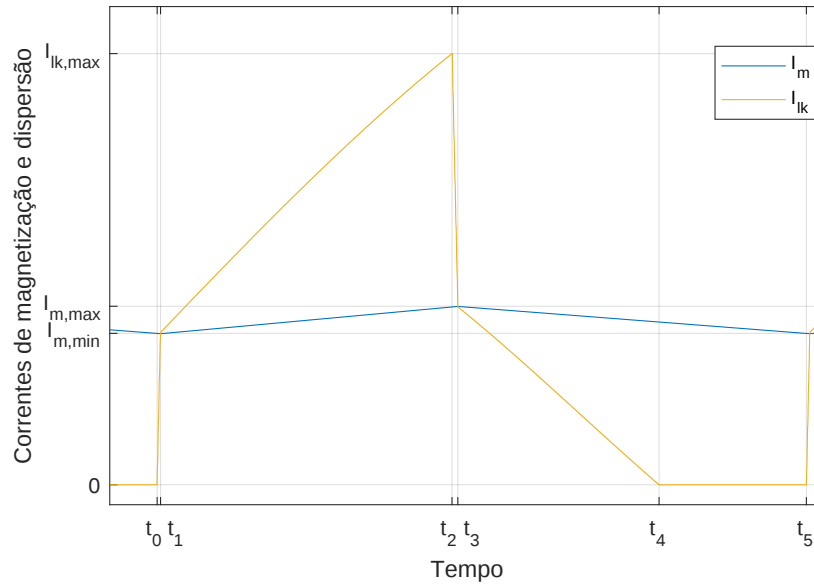
$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{m1,5} - \dot{i}_{m2,5} = 0 \\ \dot{i}_{lk1,5} = 0 \\ \dot{i}_{lk2,5} = 0 \\ n(L_m + L_{lk})(\dot{i}_{m1,5} + \dot{i}_{m2,5}) = -n^2 R_l(i_{m1} + i_{m2}) - v_{C2} \\ C\dot{v}_{C1,5} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C\dot{v}_{C2,5} = \frac{i_{m1,5} + i_{m2,5}}{2n} - \frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C\dot{v}_{C3,5} = -\frac{(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})}{R} \\ C_{in}\dot{v}_{in,5} = i_{pv} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

3.1.2 Cálculo da Duração das Etapas de Operação e Variáveis Auxiliares

Para obter o modelo médio do conversor é necessário calcular a duração das etapas de operação d_1 , d_2 , d_3 , d_4 e d_5 , além das variáveis auxiliares que são utilizadas para representar as correntes de dispersão i_{lk1} e i_{lk2} .

A partir das formas de onda das correntes de dispersão e magnetização, mostradas na Figura 37, percebe-se que a cada etapa de operação pode-se representar as correntes médias de dispersão a partir das correntes máxima e mínima de magnetização $I_{m,max}$ e $I_{m,min}$, respectivamente, e da corrente máxima de dispersão $I_{lk,max}$. Estas, por sua vez, são descritas a partir das demais variáveis de estado.

Figura 37 – Correntes de magnetização e de dispersão



Fonte: Próprio autor, 2020

Faz-se então as seguintes substituições (Equação 3.7):

$$\begin{cases} \langle i_{lk1,1} \rangle = \frac{I_{m,min}}{2} \\ \langle i_{lk1,2} \rangle = \frac{(I_{m,min} + I_{lk,max})}{2} \\ \langle i_{lk1,3} \rangle = \frac{(I_{lk,max} + I_{m,max})}{2} \\ \langle i_{lk1,4} \rangle = \frac{I_{m,max}}{2} \\ \langle i_{lk1,5} \rangle = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Onde a notação $\langle i_{lk1,n} \rangle$ indica o valor médio da variável i_{lk1} durante o intervalo n . Estas mesmas substituições podem ser feitas para a corrente de dispersão do segundo par de enrolamentos, i_{lk2} .

Para obter as expressões da duração de cada etapa e das variáveis auxiliares a partir das variáveis de estado pode-se resolver o sistema de equações não lineares expressas na Equação 3.8. O sistema é constituído por um número de equações igual ao número de variáveis de interesse ($d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, I_{m,max}, I_{m,min}, I_{lk,max}$).

As duas primeiras equações do sistema são obtidas pela soma dos intervalos durante t_{on} e t_{off} , respectivamente; a terceira equação representa o valor médio da corrente de magnetização; a quarta equação é obtida a partir da tensão sobre o capacitor C_1 durante o período de condução do diodo D_{o1} ; a quinta equação é obtida a partir da tensão sobre o capacitor C_2 durante o período de condução do diodo D_{o2} ; e as três últimas equações do sistema são obtidas a partir da aplicação da lei de Kirchhoff das tensões para as tensões médias na malha inferior durante as etapas 1, 2 e

4, respectivamente.

$$\left\{ \begin{array}{l} d_1 + d_2 = d \\ d_3 + d_4 + d_5 = 1 - d \\ \frac{(I_{m,max} + I_{m,min})}{2} = \langle i_{m1} \rangle \\ 2nL_m \frac{(I_{m,max} - I_{m,min})}{(d_2 + d_3)T_s} = \langle v_{C1} \rangle \\ 2nL_m \frac{(I_{m,min} - I_{m,max})}{(d_1 + d_4 + d_5)T_s} = -\langle v_{C2} \rangle \\ R_l \frac{I_{m,min}}{2} + L_{lk} \frac{I_{m,min}}{d_1 T_s} = \langle v_{in} \rangle + \frac{\langle v_{C2} \rangle}{2n} \\ R_l \frac{(I_{lk,max} + I_{m,min})}{2} + L_{lk} \frac{I_{lk,max} - I_{m,min}}{d_2 T_s} = \langle v_{in} \rangle - \frac{\langle v_{C1} \rangle}{2n} \\ R_l I_{m,max} - 2L_{lk} \frac{I_{m,max}}{d_4 T_s} = \langle v_{in} \rangle - \langle v_{C3} \rangle + \frac{\langle v_{C2} \rangle}{2n} \end{array} \right. \quad (3.8)$$

As expressões para as durações das etapas 1 à 5 e variáveis auxiliares são muito extensas para serem reproduzidas aqui, entretanto, o *script* em MATLAB[®] utilizado para solucionar o Sistema de equações 3.8 está disponível no Apêndice B.

Após a solução do sistema de Equações 3.8 calcula-se na Equação 3.9 o valor médio das variáveis de estado durante um período de chaveamento T_s .

$$\begin{aligned} \langle i_{m1} \rangle &= \dot{i}_{m1,1} d_1 + \dot{i}_{m1,2} d_2 + \dot{i}_{m1,3} d_3 + \dot{i}_{m1,4} d_4 + \dot{i}_{m1,5} d_5 \\ \langle i_{m2} \rangle &= \dot{i}_{m2,1} d_1 + \dot{i}_{m2,2} d_2 + \dot{i}_{m2,3} d_3 + \dot{i}_{m2,4} d_4 + \dot{i}_{m2,5} d_5 \\ \langle i_{lk1} \rangle &= \dot{i}_{lk1,1} d_1 + \dot{i}_{lk1,2} d_2 + \dot{i}_{lk1,3} d_3 + \dot{i}_{lk1,4} d_4 + \dot{i}_{lk1,5} d_5 \\ \langle i_{lk2} \rangle &= \dot{i}_{lk2,1} d_1 + \dot{i}_{lk2,2} d_2 + \dot{i}_{lk2,3} d_3 + \dot{i}_{lk2,4} d_4 + \dot{i}_{lk2,5} d_5 \\ \langle v_{C1} \rangle &= \dot{v}_{C1,1} d_1 + \dot{v}_{C1,2} d_2 + \dot{v}_{C1,3} d_3 + \dot{v}_{C1,4} d_4 + \dot{v}_{C1,5} d_5 \\ \langle v_{C2} \rangle &= \dot{v}_{C2,1} d_1 + \dot{v}_{C2,2} d_2 + \dot{v}_{C2,3} d_3 + \dot{v}_{C2,4} d_4 + \dot{v}_{C2,5} d_5 \\ \langle v_{C3} \rangle &= \dot{v}_{C3,1} d_1 + \dot{v}_{C3,2} d_2 + \dot{v}_{C3,3} d_3 + \dot{v}_{C3,4} d_4 + \dot{v}_{C3,5} d_5 \\ \langle v_{in} \rangle &= \dot{v}_{in,1} d_1 + \dot{v}_{in,2} d_2 + \dot{v}_{in,3} d_3 + \dot{v}_{in,4} d_4 + \dot{v}_{in,5} d_5 \end{aligned} \quad (3.9)$$

3.1.3 Linearização e Funções de Transferência

De modo a obter a função de transferência, as equações do Sistema 3.9, após serem feitas as substituições apresentadas na Equação 3.7 e no Sistema de equações 3.8, são linearizadas em torno do ponto de operação do conversor:

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{x} \rangle &= \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}} \\ \langle \mathbf{y} \rangle &= \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}} \\ \langle \mathbf{u} \rangle &= \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}} \\ d &= D + \hat{d} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Onde a notação em letra maiúscula representa o ponto de operação da variável em regime permanente e $\hat{}$ representa pequenas variações no valor da variável acerca do ponto de operação desta. Além disso, tem-se:

$$u = \begin{bmatrix} i_{pv} \\ d \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A linearização é feita a partir da aplicação da matriz Jacobiana de estado A e de entrada B. Assim, o modelo linearizado é representado por:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + B\hat{u} \\ \hat{y} &= C\hat{x} + E\hat{u}\end{aligned}\quad (3.12)$$

onde:

$$\begin{aligned}A &= \frac{\delta f(\langle x \rangle, \langle u \rangle)}{\delta \langle x \rangle} \\ B &= \frac{\delta f(\langle x \rangle, \langle u \rangle)}{\delta \langle u \rangle} \\ C &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ E &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (3.13)$$

As matrizes de estado A e de entrada B são demasiado extensas para serem reproduzidas aqui, entretanto, o *script* em MATLAB[®] utilizado para gerar seus elementos está disponível no Apêndice B.

A matriz de transferência, que representa o comportamento dinâmico do vetor de saída y a partir do vetor de entrada u pode ser calculada aplicando-se a transformada de Laplace ao Sistema de equações 3.10 e com algumas manipulações, encontra-se:

$$Y(s) = [C(sI - A)^{-1}B + E]U(s) \quad (3.14)$$

Ao por-se a Equação 3.15 em termos das funções de transferência, tem-se:

$$V_{in}(s) = \begin{bmatrix} G_{I_{pv}}(s) & G_D(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pv}(s) \\ D(s) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Onde $G_{I_{pv}}(s)$ e $G_D(s)$ representam as funções de transferência $\frac{V_{in}(s)}{I_{pv}(s)}$ e $\frac{V_{in}(s)}{D(s)}$, respectivamente.

3.2 ANÁLISE DO MODELO

De maneira a analisar a resposta dinâmica da tensão de entrada do conversor a partir de variações na corrente de entrada e ciclo de trabalho, os valores dos parâmetros dados na Tabela 4 são substituídos nas funções de transferência $G_{I_{pv}}(s)$ e $G_D(s)$, respectivamente. Os valores numéricos de $G_{I_{pv}}(s)$ e $G_D(s)$ são dados nas Equação 3.16 e 3.17, respectivamente.

$$G_{I_{pv}}(s) = \frac{5000s^4 + 7,494.10^8s^3 + 9,065.10^{12}s^2 + 6,596.10^{15}s + 5,184.10^{19}}{s^5 + 1,652.10^5s^4 + 3,232.10^9s^3 + 3,252.10^{12}s^2 + 2,755.10^{16}s + 9,622.10^{18}} \quad (3.16)$$

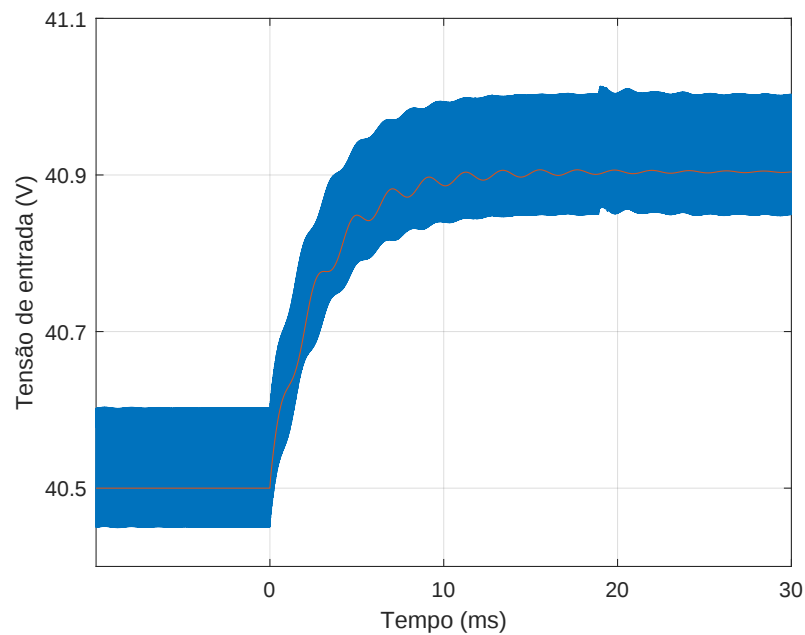
$$G_D(s) = \frac{-7,405.10^4s^4 - 1,603.10^{10}s^3 - 2,405.10^{14}s^2 - 1,454.10^{18}s - 1,601.10^{21}}{s^5 + 1,652.10^5s^4 + 3,232.10^9s^3 + 3,252.10^{12}s^2 + 2,755.10^{16}s + 9,622.10^{18}} \quad (3.17)$$

Tabela 4 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados para análise dos modelos matemáticos.

Parâmetro	Valor
Razão cíclica (D)	0,455
Corrente de entrada (I_{pv})	7,5 A
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	2
Indutância de magnetização (L_m)	260 μ H
Indutância de dispersão	1 μ H
Resistência dos enrolamentos (R_l)	17 m Ω
Capacitor de entrada (C_{in})	220 μ F
Capacitores de saída (C)	10 μ F
Capacitores de grampeio (C_{cl})	1 μ F
Carga (R)	542 Ω

A resposta do sistema à aplicação de um degrau na corrente de entrada e no ciclo de trabalho equivalentes a 1% do valor de regime permanente são apresentados nas Figuras 38 e 39, respectivamente.

Figura 38 – Resposta dinâmica à aplicação de um degrau na corrente de entrada



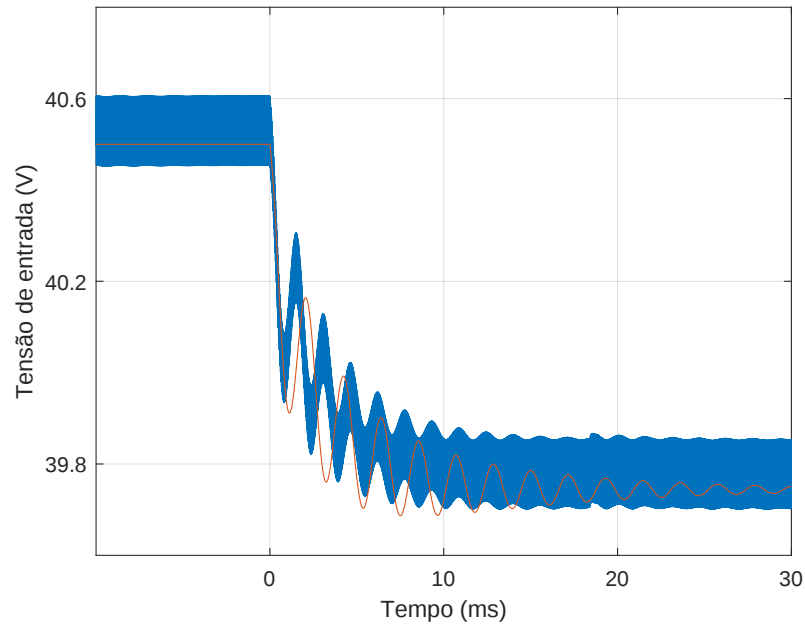
Fonte: Próprio autor, 2020

A resposta em frequência da função de transferência $G_D(s)$ é apresentada nas Figuras 40.

3.3 PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO DE ENTRADA

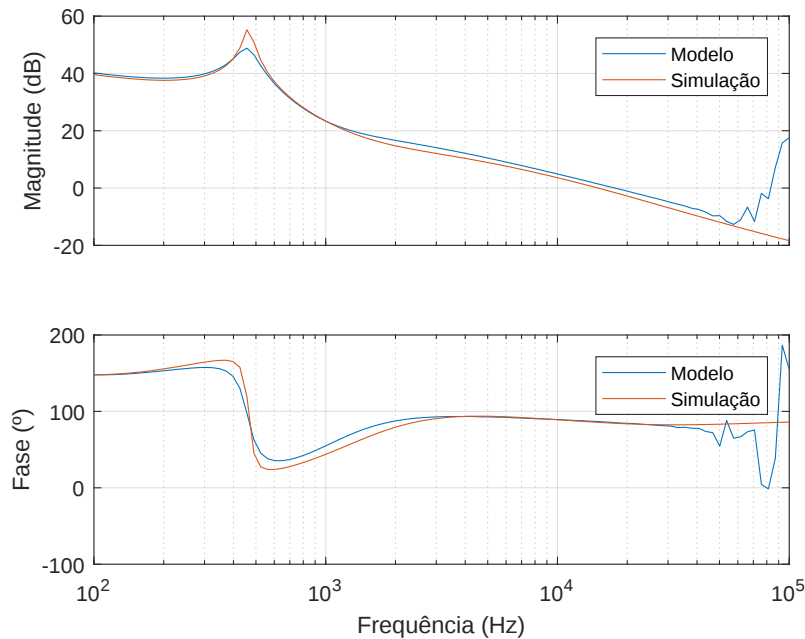
Como mostrado na Equação 3.15, a tensão de entrada do conversor $V_{in}(s)$ é dependente da corrente de entrada $I_{pv}(s)$ e razão cíclica $D(s)$. Em aplicações de geração fotovoltaica, a

Figura 39 – Resposta dinâmica à aplicação de um degrau na razão cíclica



Fonte: Próprio autor, 2020

Figura 40 – Diagrama de Bode da função de transferência $G_D(s)$



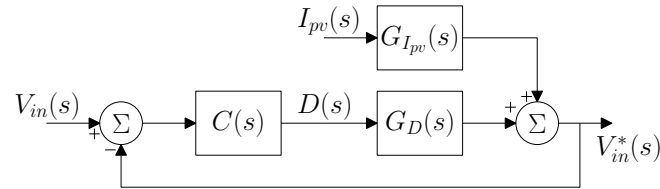
Fonte: Próprio autor, 2020

tensão de entrada é controlada a partir da razão cíclica, enquanto a corrente de entrada é tratada como distúrbio.

Para conseguir erro nulo em regime permanente, é necessário realimentar o sistema utilizando um controlador com ação integral, entretanto, um controlador com ação puramente integral diminui a faixa de estabilidade do sistema, de modo que o controlador de ação integral é usualmente em paralelo a um controlador de ação proporcional (OGATA, 2011). O diagrama de

blocos do sistema está mostrado na Figura 41. O sistema representado na Figura 41 é capaz de rejeitar distúrbios (de frequência ω) (NETO, 2018) caso:

Figura 41 – Diagrama de blocos do sistema de controle



Fonte: Próprio autor, 2020

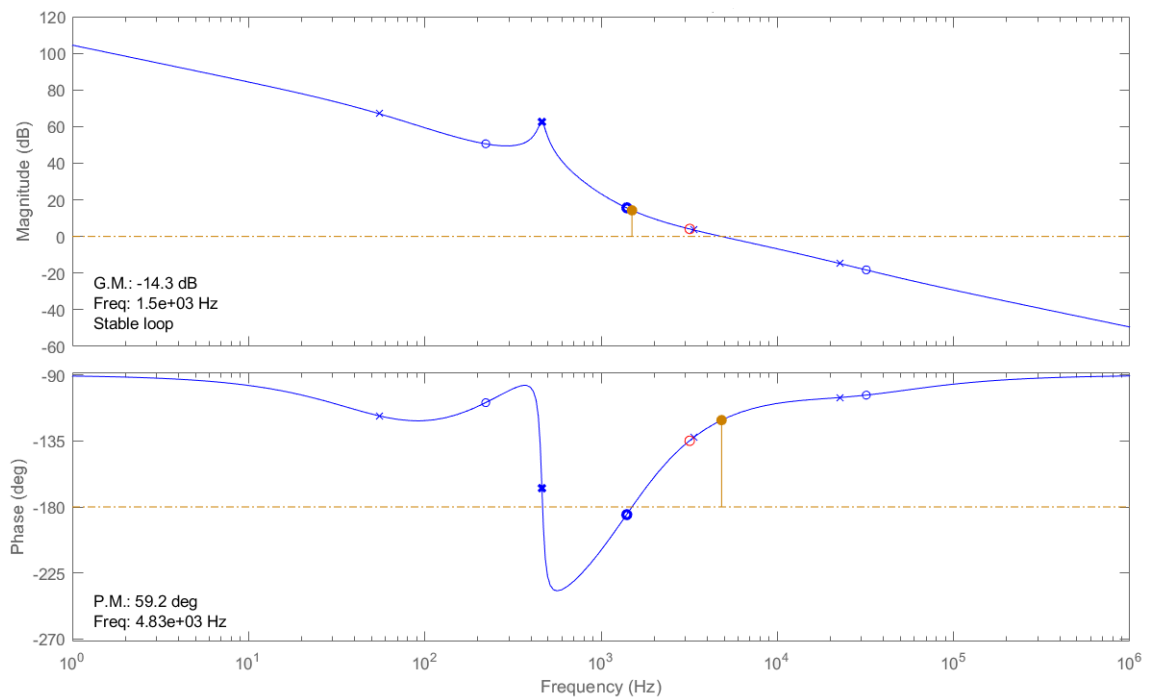
$$|C(s)G_D(s)| \gg 1 \quad (3.18)$$

O controlador Proporcional-Integral (PI) da tensão de entrada é projetado de modo a obter-se margem de fase mínima de 60° e frequência de cruzamento de ganho de 5 kHz.. A função de transferência do controlador projetado para atender estes requisitos é dada por:

$$C(s) = -0,315 \times \frac{s + 20000}{s} \quad (3.19)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta está mostrado na Figura 42.

Figura 42 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta



Fonte: Próprio autor, 2020

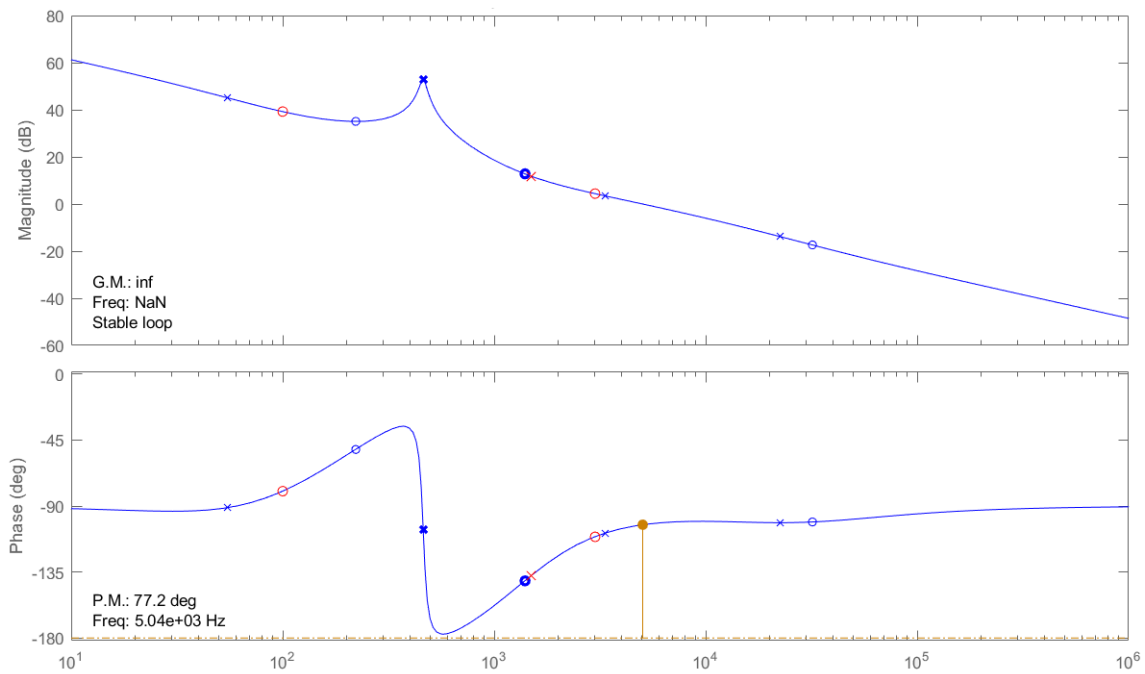
Entretanto, percebe-se que utilizando a função de transferência mostrada na Equação 3.19 para o controlador resulta em uma faixa de frequências cuja fase está abaixo de -180° entre

aproximadamente 450 Hz até 1050 Hz. Para evitar este problema é adicionado um zero em baixa frequência, de modo a elevar a fase para valores acima de -180° durante a faixa de frequências anteriormente mencionada. Também é adicionado um polo em alta frequência para evitar aumento demasiado do ganho em alta frequência do controlador devido a adição do zero. A nova função de transferência do controlador $C(s)$ é dada por:

$$C(s) = -0,35 \times \frac{(s + 19000)(s + 630)}{s(s + 9400)} \quad (3.20)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema com a nova função de transferência do controlador está mostrado na Figura 43

Figura 43 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta corrigida



Fonte: Próprio autor, 2020

O controlador foi discretizado pelo método de Tustin com período de amostragem $T_s = 10^{-5}s$ para implementação digital, resultando em:

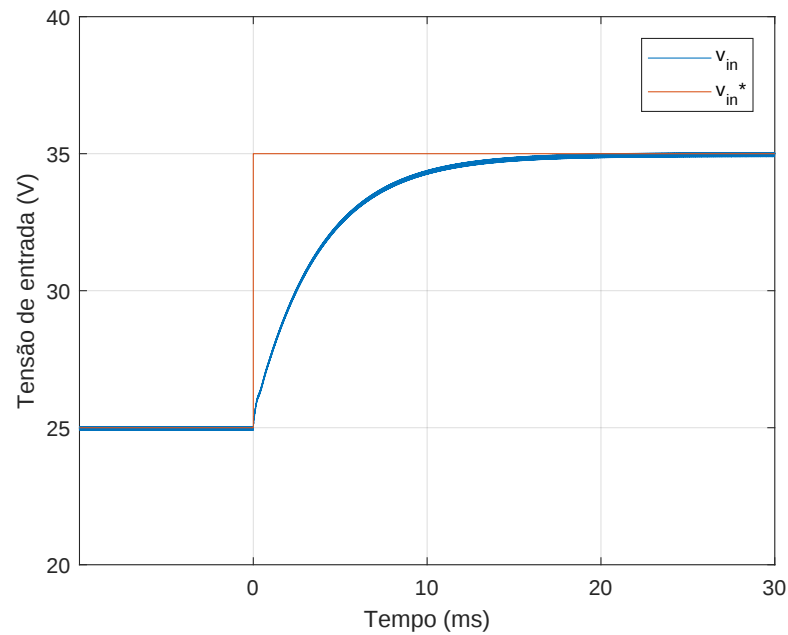
$$C(z) = \frac{-0,302z^{-2} + 0,668z^{-1} - 0,367}{0,91z^{-2} - 1,91z^{-1} + 1} \quad (3.21)$$

Foi adicionado também um saturador, limitando a razão cíclica d entre 0,4 e 0,65 para limitar a variação da tensão de entrada v_{in} entre 20 V e 40 V.

3.3.1 Validação do Controle de Malha Fechada

O controlador digital projetado na sessão 3.3 é implementado em simulação, onde é testado o seguimento da referência da tensão de entrada, impondo-se um degrau de 25 V a 35 V no valor de referência. O resultado é mostrado na Figura 44.

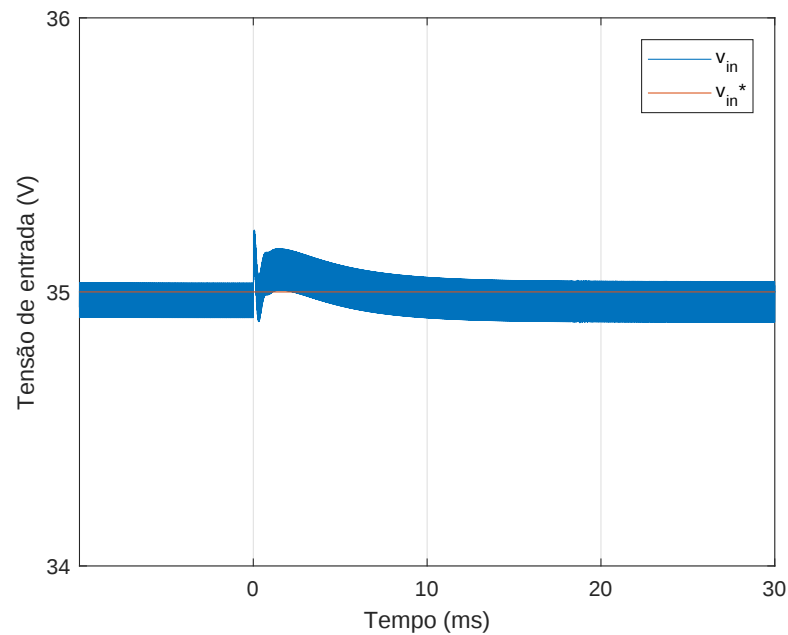
Figura 44 – Comportamento da tensão de entrada utilizando controle em malha fechada.



Fonte: Próprio autor, 2020

Para testar o comportamento da tensão de entrada frente a presença de distúrbios, é dado um degrau de 6 A para 8 A no valor da corrente de entrada I_{pv} . O resultado está exposto na Figura 45.

Figura 45 – Comportamento da tensão de entrada frente a presença de distúrbios na corrente de entrada.



Fonte: Próprio autor, 2020

3.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo é feita a modelagem matemática do conversor a partir da linearização das equações que regem a dinâmica do conversor em torno do ponto de operação em regime permanente. A dinâmica do modelo é comparada com a dinâmica do circuito, o que permite verificar que as respostas em frequência de ambos tem comportamento similar, validando a modelagem.

A partir da função de transferência é possível projetar a malha de controle e ganho, zeros e polos do controlador de maneira a ter-se operação estável em qualquer faixa de frequência. O controlador projetado é testado em simulação, mostrando que a malha de controle consegue promover erro nulo tanto na ocorrência de mudança brusca no valor de referência de tensão de entrada quanto no valor da corrente de entrada.

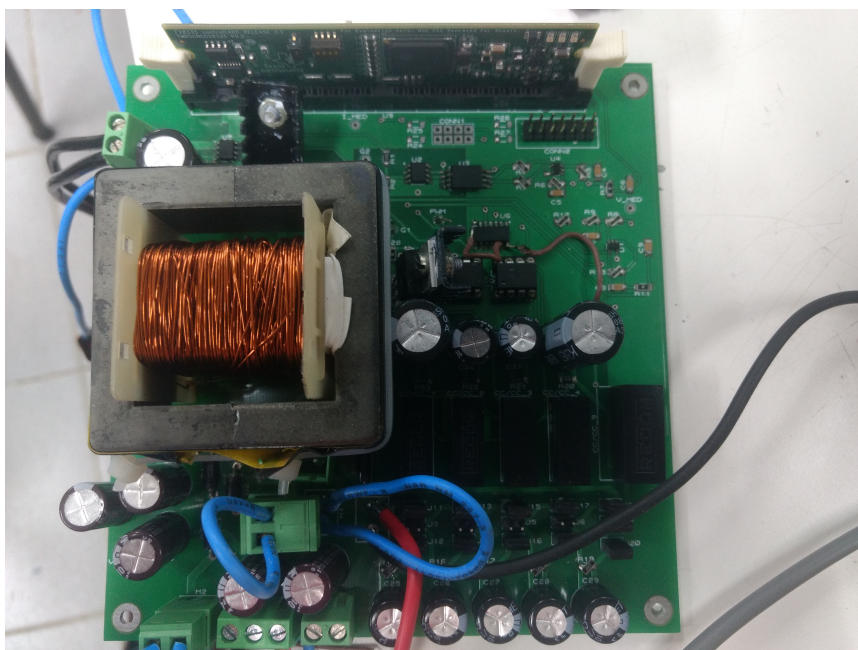
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados o protótipo montado do conversor c.c./c.c. e os resultados obtidos para validar a análise teórica, projeto dos elementos do conversor e o controlador da tensão de entrada.

4.1 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM

O protótipo do conversor c.c./c.c. montado está apresentado na Figura 46 e suas especificações elétricas estão apresentadas na Tabela 5.

Figura 46 – Visão geral do protótipo - dimensões: comprimento 13,0 cm; largura 13,7 cm.



Fonte: Próprio autor, 2020

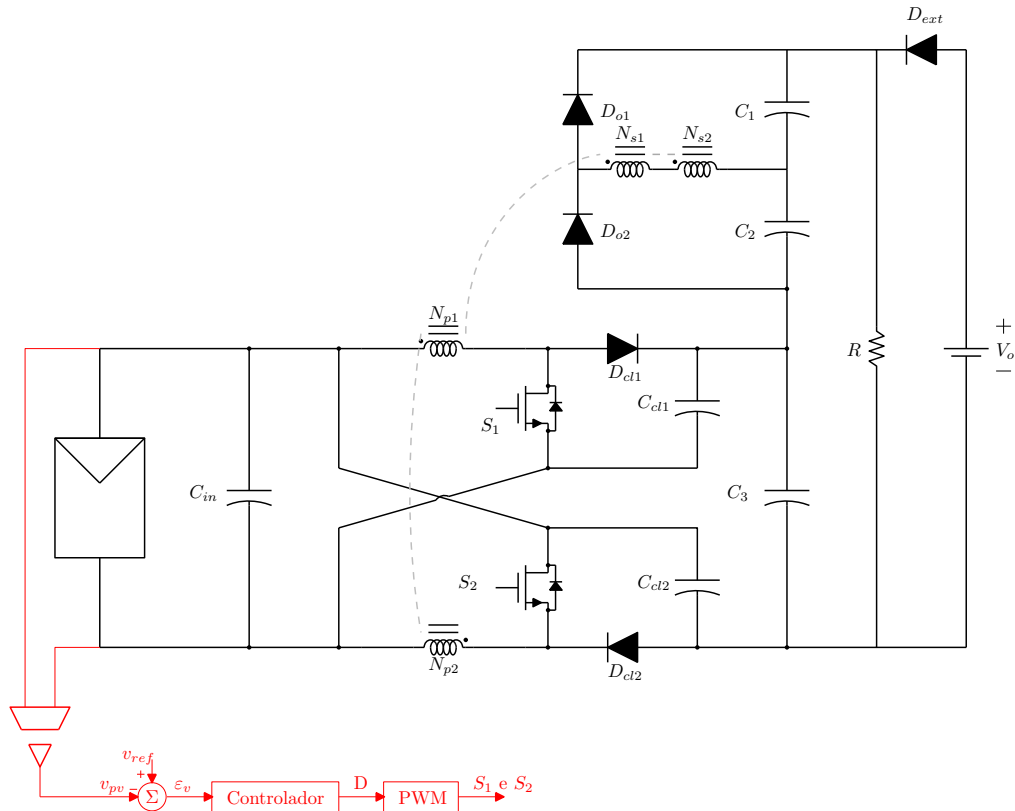
Tabela 5 – Especificações elétricas do protótipo.

Potência nominal de entrada	300 W
Corrente de entrada máxima	8 A
Tensão de entrada	20 - 40 V
Tensão de saída	400 V

O diagrama simplificado da montagem realizada e os componentes utilizados no estágio de potência, sensores de tensão e corrente e o controlador estão apresentados na Figura 47 e na Tabela 6

As especificações do transformador são apresentadas mais detalhadamente no Apêndice B. Sobre os ensaios:

Figura 47 – Diagrama simplificado da montagem.



Fonte: Próprio autor, 2020

Tabela 6 – Especificações dos componentes do estágio de potência, controlador e sensores.

Descrição	Modelo
Controlador	Texas Instruments – TMS320F28335
Sensor de tensão	AMC 1301
Capacitores de grampoio (C_{cl1} e C_{cl2})	1 μ F, 200 V - eletrolítico
Capacitores de saída (C_1 , C_2 e C_3)	10 μ F, 400 V - eletrolítico
Capacitor de entrada (C_{in})	220 μ F, 100 V - eletrolítico
Carga (R)	422 Ω
Interruptores (S_1 e S_2)	IPP320N20N3 (MOSFET) 200 V, 34 A
Diodos (D_{o1} , D_{o2} , D_{cl1} , D_{cl2})	STTH3R04 400 V, 3 A
Transformador	260 μ H - NEE-55/28/21 IP12R Thornton, 7/14

- a tensão de entrada é fornecida pela fonte c.c. Chroma 62050-H600S e a tensão de saída é mantida em 350 V pela fonte c.c. da fabricante Magna-Power Electronics;
- a energia necessária para os serviços (funcionamento dos sensores de corrente e de tensão, optoacopladores e controlador digital) é fornecida por uma fonte c.c. externa programada em 24 V.
- e o diodo externo, D_{ext} , é adicionado com a finalidade de garantir fluxo unidirecional de potência (do barramento c.c. para a carga, R). Além disso, o valor da carga é escolhido de

modo que esta consuma, simultaneamente, as potências fornecidas pelo conversor c.c./c.c. e pelo barramento c.c.

4.2 ENSAIOS DO PROTÓTIPO

O protótipo foi ensaiado com controle em malha aberta - para obtenção das principais formas de onda do conversor - e com controle em malha fechada - para a análise do controle da tensão de entrada. Em ambos os ensaios, foram utilizados os valores de parâmetros listados na Tabela 7, salvo a tensão de entrada no ensaio com controle em malha fechada, que é variada para que possa-se analisar a eficácia do controlador.

Tabela 7 – Parâmetros utilizados nos ensaios

Parâmetro	Valor
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Tensão de entrada (V_{in})	32 V
Tensão de saída (V_o)	350 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Razão cíclica (D)	0,5

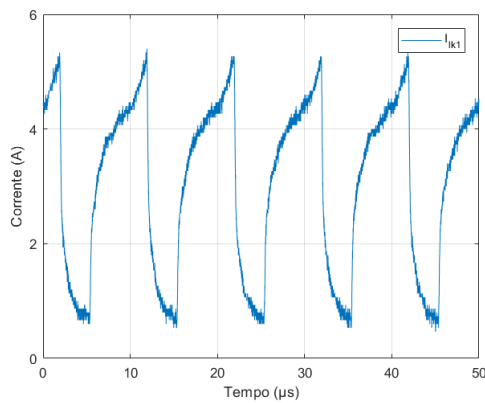
4.2.1 Principais formas de onda

As correntes de magnetização e dispersão do transformador I_{m1} e I_{lk1} são mostradas na Figura 48. A corrente de magnetização não pode ser diretamente medida, de modo que a mesma é calculada a partir da medição e manipulação das demais correntes:

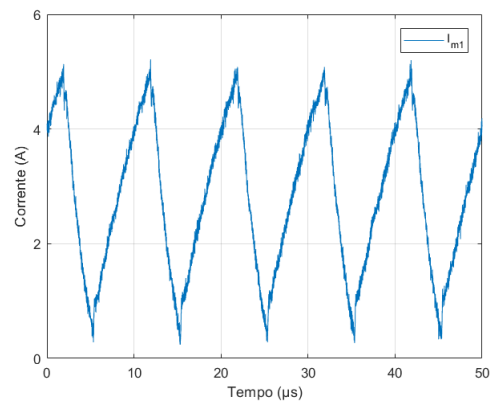
$$I_{m1} = I_{lk1} - 2(I_{D_{o1}} + I_{D_{o2}}) \quad (4.1)$$

Figura 48 – Correntes sobre as indutâncias de dispersão e magnetização.

(a) Corrente na indutância de dispersão I_{lk1}



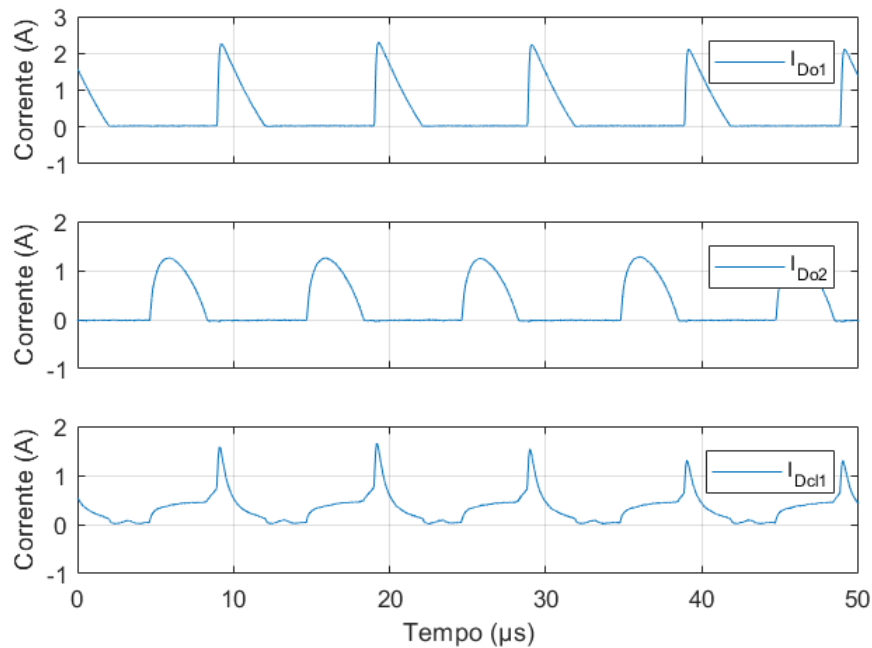
(b) Corrente na indutância de magnetização I_{m1}



Fonte: Próprio autor, 2020

As correntes nos diodos de saída D_{o1} e D_{o2} e no diodo de grampeamento D_{cl1} estão mostradas na Figura 49. As tensões sobre os diodos de saída D_{o1} e D_{o2} e sobre os diodos de grampeamento D_{cl1} e D_{cl2} estão mostradas na Figura 50. As tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 estão mostradas na Figura 51.

Figura 49 – Correntes nos diodos de saída D_{o1} e D_{o2} e no diodo de grampeamento D_{cl1} .



Fonte: Próprio autor, 2020

A tensão de entrada e tensão de entrada estão mostradas na Figura 52.

4.2.2 Controle da tensão de entrada

A Figura 53 mostra a tensão de entrada do conversor, controlada em malha fechada, ao ser aplicado um degrau de tensão de 25 V para 33 V.

4.3 CONCLUSÕES

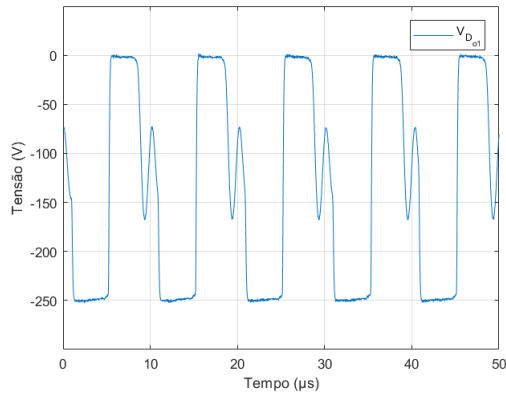
As formas de onda encontradas nos ensaios são razoavelmente semelhantes às encontradas em simulação. O formato arredondado da corrente na indutância de dispersão indica provável ressonância entre as indutâncias de dispersão e os capacitores do circuito. Esta ressonância deve-se, possivelmente, a erros de execução do enrolamento do transformador.

O projeto do controlador realizado mostrou-se eficiente no seguimento da tensão de referência imposta na entrada do conversor, de modo que torna-se também possível implementar algoritmos de seguimento do ponto de máxima potência.

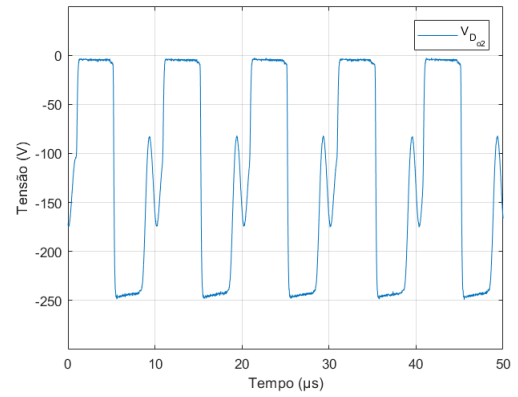
O alto ganho estático de tensão pode ser constatado, de modo que é possível utilizar o conversor projetado integrado em microinversores para geração de energia fotovoltaica.

Figura 50 – Tensões sobre os diodos de saída e grameamento.

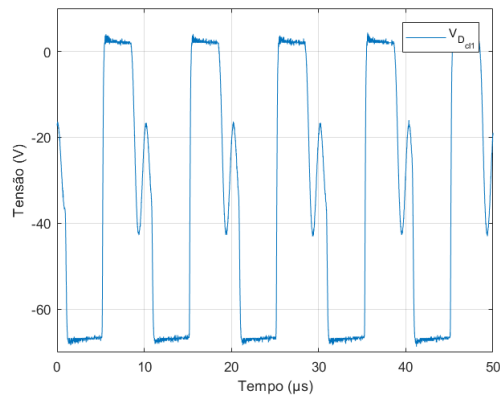
(a) Tensão sobre o diodo D_{o1}



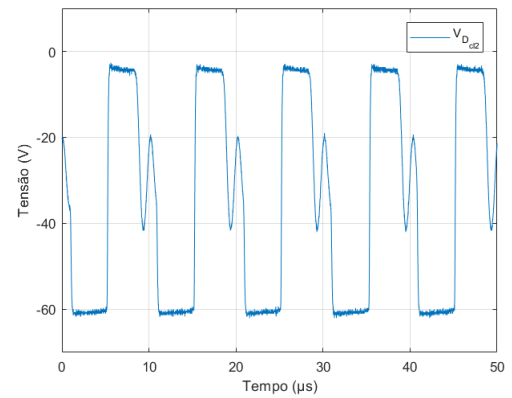
(b) Tensão sobre o diodo D_{o2}



(c) Tensão sobre o diodo D_{cl1}



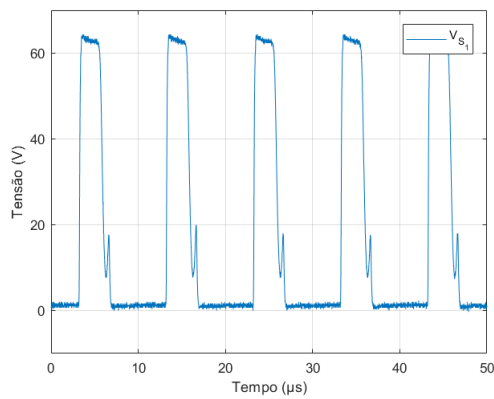
(d) Tensão sobre o diodo D_{cl2}



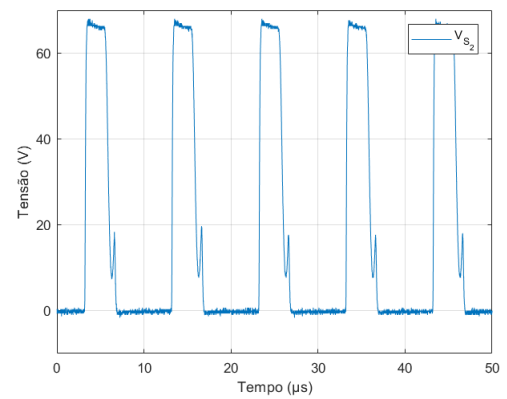
Fonte: Próprio autor, 2020

Figura 51 – Tensões sobre os interruptores.

(a) Tensão sobre o interruptor S_1

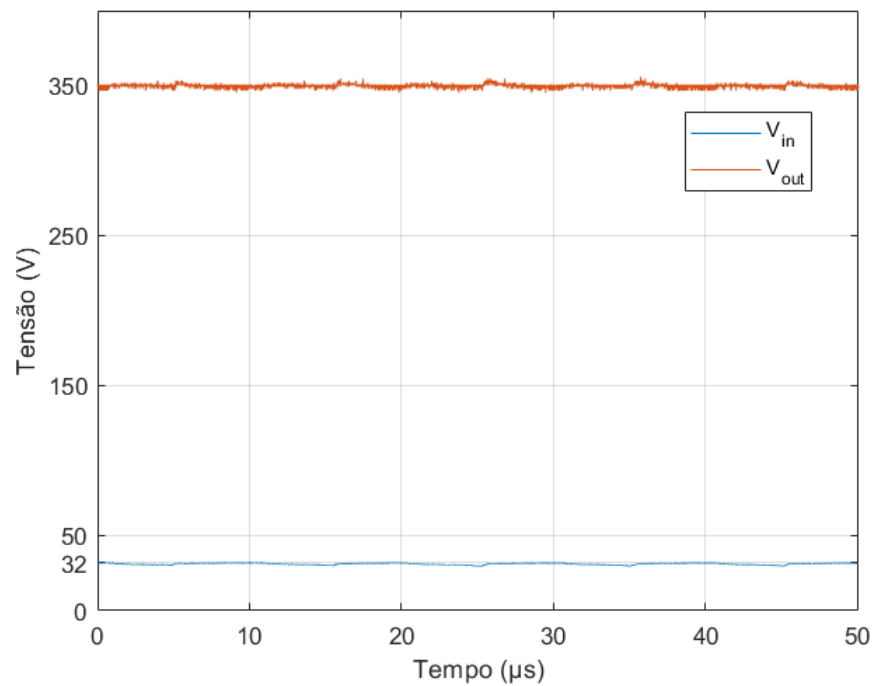


(b) Tensão sobre o interruptor S_2



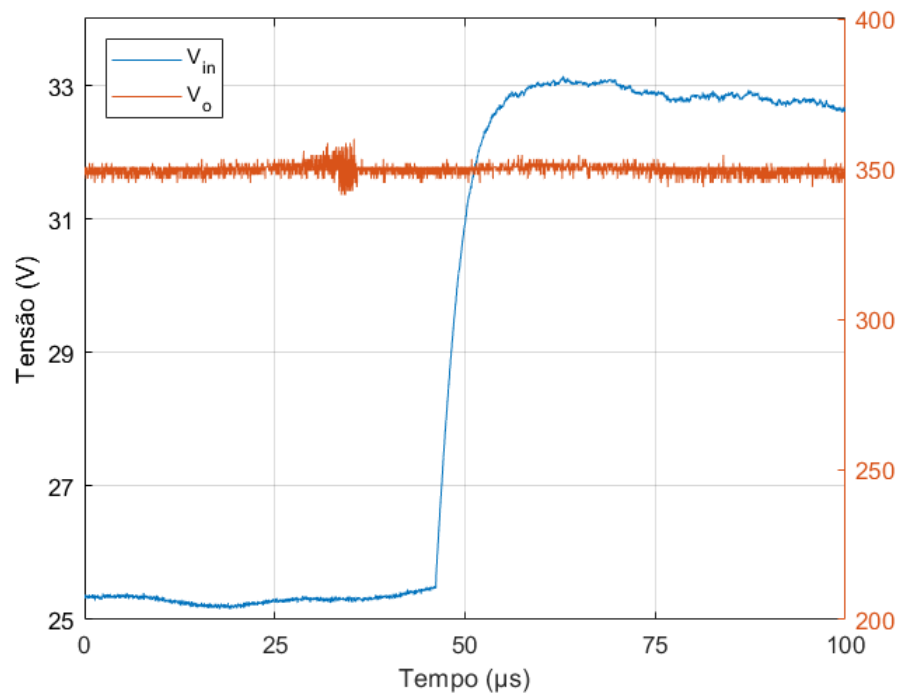
Fonte: Próprio autor, 2020

Figura 52 – Tensões de entrada e saída.



Fonte: Próprio autor, 2020

Figura 53 – Tensões de entrada e de saída do conversor durante a aplicação de um degrau de tensão de 25 V para 33 V na tensão de entrada.



Fonte: Próprio autor, 2020

5 CONCLUSÃO

O forte crescimento no número de consumidores, sobretudo residenciais, que produzem energia solar fotovoltaica estimulam o estudo e desenvolvimento de conversores c.c./c.c. de alto ganho e alta eficiência para uso em microinversores integrados a módulos fotovoltaicos, de maneira que o conversor c.c./c.c. de alto ganho com transformador de enrolamentos primários chaveados é proposto e discutido neste trabalho.

O cálculo dos requisitos e procedimentos de projeto do conversor c.c./c.c. proposto são de suma importância para a escolha adequada dos elementos passivos e ativos presentes e permitem a compreensão mais aprofundada sobre a topologia e sua operação em regime permanente.

O modelo matemático desenvolvido mostrou-se bastante preciso de acordo com a comparação da resposta em frequência entre a função de transferência obtida e o circuito equivalente do conversor proposto, de maneira que o controlador utilizado para o controle da tensão de entrada foi projetado a partir do mesmo.

Os ensaios experimentais, apesar de mostrarem formas de ondas ligeiramente diferentes das obtidas em simulação, apresenta elevado ganho de tensão. O uso de apenas um núcleo para os quatro enrolamentos e o posicionamento de ambos os secundários em série alimentando apenas uma célula multiplicadora de tensão diminui o peso e volume do conversor sem comprometer o ganho de tensão, o que torna a topologia mais atraente para a aplicação em microinversores.

5.1 SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de continuidade deste trabalho, sugere-se:

- Calcular a eficiência do conversor proposto;
- Analisar o efeito das indutâncias de dispersão nas formas de onda do conversor e conseguir o chaveamento suave dos interruptores a partir da ressonância;
- Adicionar o estágio c.c./c.a. de maneira a conectar o módulo fotovoltaico à rede elétrica;
- Reduzir o número de variáveis de estado do modelo do conversor a partir da observação da simetria.

REFERÊNCIAS

- ANEEL. *RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, DE 17 DE ABRIL DE 2012*. 2012. Citado na página 12.
- ANEEL. *RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 687, DE 24 DE NOVEMBRO DE 2015*. 2015. Citado na página 12.
- ANEEL. *RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 786, DE 17 DE OUTUBRO DE 2017*. 2017. Citado na página 12.
- ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica - PRODIST*. 2018. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/Módulo_8-Revisão_10/2f7cb862-e9d7-3295-729a-b619ac6baab9>>. Citado na página 33.
- ANEEL. *Brasil ultrapassa marca de 1GW em geração distribuída*. 2019. Disponível em: <<https://www.aneel.gov.br/sala-de-imprensa-exibicao/-/asset_publisher/XGPXSqdMFHrE/content/brasil-ultrapassa-marca-de-1gw-em-geracao-distribuida/656877>>. Citado na página 12.
- ARANGO, E. Asymmetrical interleaved dc/dc switching converters for photovoltaic and fuel cell applications - part 2: Control-oriented models. *Energies*, v. 6, n. 10, p. 5570–5596, Outubro 2013. Citado na página 43.
- AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc–dc pwm converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, v. 55, n. 2, p. 687 – 696, Março 2008. Citado na página 17.
- BANAEI, M. R.; SANI, S. G. Analysis and implementation of a new sepic based single switch buck-boost dc-dc converter with continuous input current. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 12, p. 10317–10325, Dezembro 2018. Citado na página 17.
- CHEN, S.-J. et al. Interleaved high step-up dc-dc converter with parallel-input series-output configuration and voltage multiplier module. *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Março 2017. Citado na página 20.
- DING, X. et al. Integrated switched coupled-inductor boost-flyback converter. *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Novembro 2017. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- FOROUZESH, M. et al. Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, Dezembro 2017. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 20.
- GU, B. et al. Hybrid transformer zvs/zcs dc–dc converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for photovoltaic module applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 4, p. 2127–2136, Abril 2015. Citado na página 18.

IEA. *Global solar PV market set for spectacular growth over next 5 years*. 2019. Disponível em: <<<https://www.iea.org/news/global-solar-pv-market-set-for-spectacular-growth-over-next-5-years>>>. Citado na página 12.

KERMADI, M. et al. An effective hybrid maximum power point tracker of photovoltaic arrays for complex partial shading conditions. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, v. 66, n. 9, p. 6990–7000, Setembro 2019. Citado na página 14.

KEUM, M.-H. et al. High efficiency voltage-clamped coupled-inductor boost converter. *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Janeiro 2014. Citado na página 17.

KIANPOUR, A.; JABBARI, M.; SHAHGHOLIAN, G. High step-up floating-output interleaved-input coupled-inductor-based boost converter. *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, p. 1088–1093, Maio 2016. Citado na página 37.

KIGUCHI, R.; NISHIDA, Y. Boost dc-dc converter cascade system for high boost-rate application. *2018 International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, Dezembro 2018. Citado na página 15.

KNABBEN, G. C. *Microinversor Fotovoltaico Não Isolado de Dois Estágios*. 2017. Citado na página 14.

KORDESTANI, M. et al. Maximum power point tracker (mppt) for photovoltaic powersystems-a systematic literature review. *2018 European Control Conference (ECC)*, junho 2018. Citado na página 13.

LI, F. et al. Novel high step-up dual switches converter with reduced power device voltage stress for distributed generation system. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 14, p. 1800–1809, Novembro 2017. Citado na página 17.

LIN, B.-R.; CHEN, J.-J. Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio. *IET Power Electronics*, v. 1, n. 3, p. 386–394, Agosto 2008. Citado na página 15.

LIU, H.; LI, F. Novel high step-up dc–dc converter with an active coupled-inductor network for a sustainable energy system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, p. 6472–6482, Dezembro 2015. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

LIU, H.; LI, F. A novel high step-up converter with a quasi-active switched-inductor structure for renewable energy systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 7, p. 5030–5039, Julho 2016. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

LUO, F.; YE, H. Positive output cascade boost converters. *IET Power Electronics*, v. 151, n. 5, p. 590–606, Setembro 2004. Citado na página 15.

MEIER, M. B. et al. Soft-switching high static gain dc–dc converter without auxiliary switches. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 3, p. 2335–2345, Março 2018. Citado na página 18.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, applications and design*. [S.l.]: Wiley, 2003. Citado na página 17.

- NETO, R. C. *Controle Repetitivo Complexo Baseado em GDSC Aplicado a Filtro Ativo de Potência*. Fevereiro 2018. Citado na página 54.
- NOURI, T. et al. An interleaved high step-up converter with coupled inductor and built-in transformer voltage multiplier cell techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 3, p. 1894–1905, Março 2019. Citado na página 17.
- NOVAES, Y. R. de; RUFER, A.; BARBI, I. A new quadratic, three-level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications. *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, Abril 2007. Citado na página 15.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011. Citado na página 53.
- PINHO, J. T.; GALDINO, M. A. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. [S.l.], 2014. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 14.
- SADIKU, M. N. *Elementos de Eletromagnetismo*. [S.l.]: Bookman, 2012. Citado na página 20.
- SALVADOR, M. A. et al. Conversor cc-cc de alto ganho obtido pela combinação entre redes de indutor e de capacitor chaveados. *SOBRAEP - Eletrônica de Potência*, v. 23, n. 2, p. 161–170, Abril 2018. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- SILVA, E. A. da. *Modelo global não-linear para caracterização do comportamento elétrico de células fotovoltaicas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Abril 2018. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 13.
- SOLAR, C. *Seleção de Produtos - Catálogo Online de Módulos Fotovoltaicos*. 2017. Disponível em: <<https://sicessolar.com.br/PDF/CanadianSolar/1ModulosFotovoltaicos/1Modulo60cells/Standardpoly-Si/canadian_solar-datasheet-CS6K-P-v5.531en.pdf>>. Citado na página 32.
- SUCU, M. *PARAMETRIC AVERAGE VALUE MODELING OF FLYBACK CONVERTERS IN CCM AND DCM INCLUDING PARASITICS AND SNUBBERS*. Novembro 2011. Citado na página 42.
- TANG, Y. et al. Hybrid switched-inductor converters for high step-up conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 3, p. 1480–1490, Março 2015. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- TOFOLI, F. L. et al. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter. *IET Power Electronics*, v. 8, n. 10, p. 2044–2057, Setembro 2015. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 16.
- VILEFORT, L. S. et al. Quadratic boost converter using a soft single switch. *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Outubro 2013. Citado na página 15.
- YANG, C.-Y. et al. High step-up voltage-doubling dc-dc converter with coupled inductors. *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Maio 2016. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- YE, Y.; CHENG, K. W. E.; CHEN, S. A high step-up pwm dc-dc converter with coupled-inductor and resonant switched-capacitor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 10, p. 7739 – 7749, Novembro 2016. Citado na página 18.

A Projeto do Transformador

Tabela 8 – Especificações de projeto do transformador

Grandeza	Valor
Tensão de Entrada (V_{in})	40 V
Tensão de Saída (V_o)	400 V
Corrente de entrada (I_{pv})	7,5 A
Frequência de Chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	2
Indutância de magnetização (L_m)	400 V
Corrente eficaz no enrolamento primário (I_{1ef})	4,78 A
Corrente eficaz no enrolamento secundário (I_{2ef})	2,36 A
Densidade máxima de corrente (J_{max})	450 A.cm ⁽⁻²⁾
Fluxo magnético máximo (B_{max})	0,2 T
Fator de ocupação de janela (k_u)	0,25
Temperatura ambiente (T_{amb})	30°C
Temperatura máxima de operação (T_{max})	60°C

- Enrolamento primário (k_{1u})

$$k_{1u} = \frac{k_u}{1 + \frac{nI_{2ef}}{I_{1ef}}} = 0,1258 \quad (\text{A.1})$$

- Enrolamento secundário (k_{u2})

$$k_{2u} = k_u - k_{1u} = 0,1242 \quad (\text{A.2})$$

- Escolha do núcleo

$$A_e A_w = \frac{L_m I_m I_{1ef}}{B_{max} J_{max} k_{1u}} = 4,962 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.3})$$

Escolhe-se o núcleo NEE-55/28/21-496-IP12R, THORTON

- Número de espiras dos enrolamentos primários (N_1)

$$N_1 = \left(\frac{L_m}{A_l} \right) = 7 \quad (\text{A.4})$$

- Número de espiras no enrolamento secundário (N_2)

$$N_2 = n N_1 = 14 \quad (\text{A.5})$$

- Escolha do fio de cobre:

Tabela 9 – Especificações do núcleo NEE-55/28/21-496-IP12R, THORTON

Grandeza	Valor
Área da janela (A_w)	2,77 cm ²
Área da seção transversal do núcleo (A_e)	3,51 cm ²
Comprimento médio do caminho percorrido pelo fluxo (l_c)	12,4 cm
Comprimento médio de uma espira (MLT)	11,3 cm
Volume do núcleo (V_c)	43,52 cm ³
Fator de indutância (A_l)	6500 nH

Profundidade pelicular (δ_{skin})

$$\delta_{skin} = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,0237 \text{ cm} \quad (\text{A.6})$$

Diâmetro máximo do fio de cobre (d_{max})

$$d_{max} = 2\delta_{skin} = 0,0474 \text{ cm} \quad (\text{A.7})$$

Escolhe-se o fio de cobre 25 AWG.

Tabela 10 – Especificações do fio de cobre 25 AWG

Grandeza	Valor
Diâmetro do fio (d_{fio})	0,051 cm
Área do cobre (S_{cobre})	0,001624 cm ²
Área do fio (S_{fio})	0,002078 cm ²
Coefficiente de temperatura da resistividade do cobre à 20°C (α_{20})	0,00393 $\Omega \text{ cm}^{-1}$
Resistividade do cobre à 20°C (ρ_{20})	0,001062 $\Omega \text{ cm}^{-1}$

- Área total da seção transversal do fio de cobre

Enrolamento primário (S_{1cu})

$$S_{1cu} = \frac{I_{1ef}}{J_{max}} = 0,0106 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.8})$$

Enrolamento secundário

$$S_{2cu} = \frac{I_{2ef}}{J_{max}} = 0,0052 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.9})$$

- Número de condutores em paralelo

Enrolamento primário (n_{1cond})

$$n_{1cond} = \frac{S_1}{S_{cobre}} = 7 \quad (\text{A.10})$$

Enrolamento secundário (n_{2cond})

$$n_{2cond} = \frac{S_2}{S_{cobre}} = 4 \quad (A.11)$$

- Possibilidade de execução

$$S_{total} = \frac{S_{fio}(N_1 n_{1cond} + N_2 n_{2cond})}{k_u A_w} = 0,8551 \quad (A.12)$$

Como $S_{total} < 1$, o projeto pode ser executado.

- Perdas no cobre

Enrolamento primário (P_{1cu})

$$P_{1cu} = \frac{MLT \cdot N_1 \rho_{20} [1 + \alpha_{20}(T_{max-20^\circ C} I_{1ef}^2)]}{S_{cobre}} = 317,3mW \quad (A.13)$$

Enrolamento secundário (P_{2cu})

$$P_{2cu} = \frac{MLT \cdot N_2 \rho_{20} [1 + \alpha_{20}(T_{max-20^\circ C} I_{2ef}^2)]}{S_{cobre}} = 270,7mW \quad (A.14)$$

Perdas no núcleo (P_{fe}) Para o núcleo escolhido, $\alpha = 1,369$, $\beta = 2,661$ e $k_n = 1,3486$

$$\Delta B_{max} = \frac{V_{in} d}{N_1 A_e f_s} = 10,175\mu T \quad (A.15)$$

$$P_{fe} = k_N (2f_s)^\alpha (\Delta B_{max})^\beta [d^{1-\alpha} + (1-d)(1-\alpha)] V_c = 144,52\mu W \quad (A.16)$$

- Variação de temperatura (ΔT)

Perda total (P_t)

$$P_t = P_{1cu} + P_{2cu} + P_{fe} = 588,2mW \quad (A.17)$$

Resistência térmica do núcleo (R_{nucleo})

$$R_{nucleo} = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 9.9139^\circ C W^{-1} \quad (A.18)$$

$$\Delta T = P_t R_{nucleo} = 5,83^\circ C \quad (A.19)$$

B Script - Modelo em Espaço de Estados do Conversor Proposto

```

6pt
1 clear ;
2 clc ;
3
4 %Matriz das variaveis de estado (X) e entrada (U)
5
6 syms ILm1 ILm2 ILk1 ILk2 V1 V2 V3 Vin           %Variaveis de
   estado
7 syms Ipv D D1 D2 D3 D4 D5                       %Variaveis de
   entrada
8 syms Lm Llk Rl C n Cin R Ts                     %Constantes
9 syms ILm1_max ILm1_min ILk1_max
10
11 %Expressao do intervalo D2
12
13 sist0 = [D1 + D2 == D;
14          D3 + D4 + D5 == 1 - D;
15          D2 + D3 == 2*n*Lm*(ILm1_max - ILm1_min)/(V1*Ts);
16          D1 + D4 + D5 == 2*n*Lm*(ILm1_max - ILm1_min)/(V2*Ts);
17          ILm1_min + ILm1_max == 2*ILm1;
18          Rl*ILm1_min/2 + Llk*ILm1_min/(D1*Ts) == Vin + V2/(2*n)
           ; %V medio durante D1
19          Rl*(ILk1_max + ILm1_min)/2 + Llk*(ILk1_max - ILm1_min)
           /(D2*Ts) == Vin - V1/(2*n); %D2
20          2*Rl*ILm1_max/2 - 2*Llk*ILm1_max/(D4*Ts) == Vin - V3 +
           V2/n]; %V medio durante D4
21
22 vars0 = [D1;
23          D2;
24          D3;

```

```

25         D4;
26         D5;
27         ILm1_max;
28         ILm1_min;
29         ILk1_max ];
30
31 sol0 = solve(sist0 ,vars0);
32
33 D1 = simplify(sol0.D1);
34 D2 = simplify(sol0.D2);
35 D3 = simplify(sol0.D3);
36 D4 = simplify(sol0.D4);
37 D5 = simplify(sol0.D5);
38 ILm1_max = simplify(sol0.ILm1_max);
39 ILm1_min = simplify(sol0.ILm1_min);
40 ILk1_max = simplify(sol0.ILk1_max);
41
42 X = [ ILm1;
43       ILm2;
44       ILk1;
45       ILk2;
46       V1;
47       V2;
48       V3;
49       Vin ];
50
51 U = [ Ipv;
52       D];
53
54 Cm = [ 0 0 0 0 0 0 0 0 1];
55 E = zeros(1,2);
56
57 %Primeiro Intervalo (D1)
58
59 A1 = [      -(Rl*n)/(2*(Llk + 2*Lm)),      -(Rl*n)/(2*(Llk +
      2*Lm)),      -(Rl - Rl*n)/(2*(Llk + 2*Lm))
      ,      (Rl*(n - 1))/(2*(Llk + 2*Lm)),
      0,      -1/(2*n*(Llk + 2*Lm)),      0,      1/(
      Llk + 2*Lm)];

```

$$\begin{aligned}
60 \quad & -(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm)), \quad -(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm)), \\
& 2*Lm)), \quad -(R1 - R1*n) \\
& /(2*(L1k + 2*Lm)), \quad (R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm)), \\
& 0, \quad -1/(2*n*(L1k + 2*Lm)), \quad 0, \quad 1/(L1k + 2*Lm); \\
61 \quad & (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), \\
& -(2*L1k*R1 + 3*Lm*R1 + Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), \\
& (R1*(Lm - Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), \quad 0, Lm/(2*L1k*n*(L1k + 2*Lm)), \quad 0, \\
& (L1k + Lm)/(L1k*(L1k + 2*Lm)); \\
62 \quad & (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), \\
& (Lm*(R1 - R1*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), \quad -(R1*(2*L1k + 3*Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), \\
& 0, Lm/(2*L1k*n*(L1k + 2*Lm)), \quad 0, (L1k + Lm)/(L1k*(L1k + 2*Lm)); \\
63 \quad & 0, \\
& 0, \\
& 0, \\
& 0, -1/(C*R), \quad -1/(C*R), \\
& -1/(C*R), \\
& 0; \\
64 \quad & 1/(2*C*n), \\
& 1/(2*C*n), \\
& -1/(2*C*n), \\
& -1/(2*C*n), -1/(C*R), \quad -1/(C*R), -1/(C*R), \\
& *R), \quad 0; \\
65 \quad & 0, \\
& 0,
\end{aligned}$$

```

                                0,
                                0, -1/(C*R),
                                -1/(C*R
                                ), -1/(C*R),
                                0;
66 0,
                                0,
                                -1/Cin,
                                -1/Cin, 0,
                                0, 0,
                                0];
67
68 B1 = [ 0;
69         0;
70         0;
71         0;
72         0;
73         0;
74         0;
75         1/Cin ];
76
77 X1 = [ IIm1;
78         IIm2;
79         IIm1_min/2;
80         IIm1_min/2;
81         V1;
82         V2;
83         V3;
84         Vin ];
85
86 X_ponto1 = simplify(A1*X1 + B1*U(1));

```

87

88 %Segundo Intervalo (D2)

89

90 A2 = [$-(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm))$, $-(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm))$,
 $(R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm))$,
 $(R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm))$,
 $1/(2*n*(L1k + 2*Lm))$, 0, 0, $1/(L1k + 2*Lm)$];

91 $-(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm))$, $-(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm))$,
 $(R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm))$,
 $(R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm))$,
 $1/(2*n*(L1k + 2*Lm))$,
0, 0, $1/(L1k + 2*Lm)$];

92 $(Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$, $(Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$,
 $-(R1*(2*L1k + 3*Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$,
 $-(Lm*R1*(n - 1))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$,
 $-Lm/(2*L1k*n*(L1k + 2*Lm))$, 0, 0, $(L1k + Lm)/(L1k*(L1k + 2*Lm))$];

93 $(Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$, $(Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$,
 $-(Lm*R1*(n - 1))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$,
 $-(R1*(2*L1k + 3*Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm))$,
 $-Lm/(2*L1k*n*(L1k + 2*Lm))$, 0, 0, $(L1k + Lm)/(L1k*(L1k + 2*Lm))$];

94 $-1/(2*C*n)$,
 $-1/(2*C*n)$,

$1/(2*C*n)$,

$1/(2*C*n)$, $-1/(C*R)$, $-1/(C*R)$,
 $-1/(C*R)$,

0;

95

0,

0,

0,

0,

```

                                -1/(C*R) ,  -1/(C*R) ,  -1/(
                                C*R) ,

                                0;
96                                0 ,

                                0 ,

                                0 ,

                                0 ,
                                -1/(C*R) ,  -1/(C*R) ,  -1/(
                                C*R) ,

                                0;
97                                0 ,

                                0 ,

                                -1/Cin ,

                                -1/Cin ,

                                0 ,          0 ,          0 ,

                                0];

98
99 B2 = [      0;
100        0;
101        0;
102        0;
103        0;
104        0;
105        0;
106        1/Cin ];
107
108 X2 = [  ILm1 ;
109        ILm2 ;
110        (ILm1_min + ILk1_max)/2 ;

```

```

111      (ILm1_min + ILk1_max)/2;
112      V1;
113      V2;
114      V3;
115      Vin];
116
117 X_ponto2 = simplify(A2*X2 + B2*U(1));
118
119 %Terceiro Intervalo (D3)
120
121 A3 = [      -(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm)),      -(R1*n)/(2*(L1k +
      2*Lm)),      (R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm)),
      (R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm)),      1/(2*n*(
      L1k + 2*Lm)),      0,      -1/(2*(L1k + 2*Lm)),
      1/(2*(L1k + 2*Lm));
122      -(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm)),      -(R1*n)/(2*(L1k +
      2*Lm)),      (R1*(n - 1))/(2*(L1k +
      2*Lm)),      (R1*(n - 1))/(2*(L1k +
      2*Lm)),      1/(2*n*(L1k + 2*Lm)),      0,
      -1/(2*(L1k + 2*Lm)),
      1/(2*(L1k + 2*Lm));
123      (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k +
      2*Lm)), -(R1*(L1k + Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)),
      -(R1*(L1k + Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), -Lm
      /(2*L1k*n*(L1k + 2*Lm)),      0, -(L1k + Lm)/(2*L1k
      *(L1k + 2*Lm)), (L1k + Lm)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm));
124      (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k +
      2*Lm)), -(R1*(L1k + Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)),
      -(R1*(L1k + Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), -Lm
      /(2*L1k*n*(L1k + 2*Lm)),      0, -(L1k + Lm)/(2*L1k
      *(L1k + 2*Lm)), (L1k + Lm)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm));
125      -1/(2*C*n),
      -1/(2*C*n),

      1/(2*C*n),

      1/(2*C*n),      -1/(
      C*R), -1/(C*R),

      -1/(C*R),

```

0;

126

0,

0,

0,

0,

 $-1/(C \cdot R)$, $-1/(C \cdot R)$, $-1/(C \cdot R)$,

0;

127

0,

0,

 $1/C$,

0,

 $-1/(C \cdot R)$, $-1/(C \cdot R)$, $-1/(C \cdot R)$,

0;

128

0,

0,

 $-1/C_{in}$,

0,

0, 0,

0,

0];

129

```

130 B3 = [      0;
131         0;
132         0;
133         0;
134         0;
135         0;
136         0;
137         1/Cin ];
138
139 X3 = [  ILm1;
140         ILm2;
141         (ILm1_max + ILk1_max)/2;
142         (ILm1_max + ILk1_max)/2;
143         V1;
144         V2;
145         V3;
146         Vin ];
147
148 X_ponto3 = simplify(A3*X3 + B3*U(1));
149
150 %Quarto Intervalo (D4)
151
152 A4 = [      -(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm)),      -(R1*n)/(2*(L1k +
      2*Lm)),      (R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm)),
      (R1*(n - 1))/(2*(L1k + 2*Lm)),      0,
      -1/(2*n*(L1k + 2*Lm)),      -1/(2*(L1k + 2*Lm)),
      1/(2*(L1k + 2*Lm));
153      -(R1*n)/(2*(L1k + 2*Lm)),      -(R1*n)/(2*(L1k +
      2*Lm)),      (R1*(n - 1))/(2*(L1k +
      2*Lm)),      (R1*(n - 1))/(2*(L1k +
      2*Lm)),      0,      -1/(2*n*(L1k + 2*Lm)),
      -1/(2*(L1k + 2*Lm)),
      1/(2*(L1k + 2*Lm));
154      (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k +
      2*Lm)), -(R1*(L1k + Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)),
      -(R1*(L1k + Lm + Lm*n))/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)),
      0, Lm/(2*L1k*n*(L1k + 2*Lm)), -(L1k + Lm)/(2*
      L1k*(L1k + 2*Lm)), (L1k + Lm)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm));
155      (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k + 2*Lm)), (Lm*R1*n)/(2*L1k*(L1k +

```

$$\begin{aligned}
& 2*Lm) \text{) , } -(Rl*(Llk + Lm + Lm*n))/(2*Llk*(Llk + 2*Lm) \text{) , } \\
& -(Rl*(Llk + Lm + Lm*n))/(2*Llk*(Llk + 2*Lm) \text{) , } \\
& 0 \text{ , } Lm/(2*Llk*n*(Llk + 2*Lm) \text{) , } -(Llk + Lm)/(2* \\
& Llk*(Llk + 2*Lm) \text{) , } (Llk + Lm)/(2*Llk*(Llk + 2*Lm) \text{) ; } \\
156 \qquad \qquad \qquad & 0 \text{ , } \\
& 0 \text{ , } \\
& 0 \text{ , } \\
& 0 \text{ , } -1/(C*R) \text{ , } \\
& \qquad \qquad \qquad -1/(C*R \\
& \text{) , } \\
& -1/(C*R) \text{ , } \\
& 0 ; \\
157 \qquad \qquad \qquad & 1/(2*C*n) \text{ , } \\
& 1/(2*C*n) \text{ , } \\
& -1/(2*C*n) \text{ , } \\
& -1/(2*C*n) \text{ , } -1/(C*R) \text{ , } \\
& \qquad \qquad \qquad -1/(C*R) \text{ , } \\
& \qquad \qquad \qquad -1/(C*R) \\
& \text{ , } \\
& 0 ; \\
158 \qquad \qquad \qquad & 0 \text{ , } \\
& 0 \text{ , } \\
& 1/C \text{ , } \\
& 0 \text{ , } -1/(C*R) \text{ , } \\
& \qquad \qquad \qquad -1/(C*R \\
& \text{) , } \\
& -1/(C*R) \text{ , }
\end{aligned}$$

```

159                                     0;
                                     0,

                                     0,

                                     -1/Cin ,

                                     0,          0,

                                     0,

                                     0,

                                     0];

160
161 B4 = [      0;
162        0;
163        0;
164        0;
165        0;
166        0;
167        0;
168        1/Cin ];
169
170 X4 = [  ILm1;
171        ILm2;
172        ILm1_max/2;
173        ILm1_max/2;
174        V1;
175        V2;
176        V3;
177        Vin ];
178
179 X_ponto4 = simplify(A4*X4 + B4*U(1));
180
181 %Quinto Intervalo (D5)
182
183 A5 = [ -(Rl*n)/(2*(Llk + Lm)), -(Rl*n)/(2*(Llk + Lm)), 0, 0,
          0, -1/(2*n*(Llk + Lm)),          0, 0;

```

```

184       $-(R1*n)/(2*(L1k + Lm))$  ,  $-(R1*n)/(2*(L1k + Lm))$  , 0 , 0 ,
      0 ,  $-1/(2*n*(L1k + Lm))$  , 0 , 0;
185      0 , 0 , 0 , 0 ,
      0 , 0 ,
      0 , 0;
186      0 , 0 , 0 , 0 ,
      0 , 0 ,
      0 , 0;
187      0 , 0 , 0 , 0 ,
       $-1/(C*R)$  ,  $-1/(C*R)$  ,
       $-1/(C*R)$  , 0;
188       $1/(2*C*n)$  ,  $1/(2*C*n)$  , 0 , 0 ,
       $-1/(C*R)$  ,  $-1/(C*R)$  ,  $-1/(C*R)$  ,
      0;
189      0 , 0 , 0 , 0 ,
       $-1/(C*R)$  ,  $-1/(C*R)$  ,
       $-1/(C*R)$  , 0;
190      0 , 0 , 0 , 0 ,
      0 , 0 ,
      0 , 0];
191
192 B5 = [ 0;
193        0;
194        0;
195        0;
196        0;
197        0;
198        0;
199        1/Cin ];
200
201 X5 = [ ILm1;
202        ILm2;
203        0;
204        0;
205        V1;
206        V2;
207        V3;
208        Vin ];
209

```

```

210 X_ponto5 = simplify(A5*X5 + B5*U(1));
211
212 %Valor medio das matrizes
213
214 X_pontom = X_ponto1*D1+X_ponto2*D2+X_ponto3*D3+X_ponto4*D4+
      X_ponto5*D5;
215
216 Am = jacobian(X_pontom,X);
217 Bm = jacobian(X_pontom,U);
218
219 Am = double(subs(Am,[Lm, Llk, Rl, C, n, Cin, R, Ts, Ipv, D, Vin
      , ILm1, ILm2, ILk1, ILk2, V1, V2, V3],[260e-6, 2.5e-6, 17e
      -3, 10e-6, 2, 220e-6, 480, 1e-5, 7.5, 0.455, 40.52, 4.13,
      4.13, 4.13, 4.13, 154.7, 131.2, 107.4]));
220 Bm = double(subs(Bm,[Lm, Llk, Rl, C, n, Cin, R, Ts, Ipv, D, Vin
      , ILm1, ILm2, ILk1, ILk2, V1, V2, V3],[260e-6, 2.5e-6, 17e
      -3, 10e-6, 2, 220e-6, 480, 1e-5, 7.5, 0.455, 40.52, 4.13,
      4.13, 4.13, 4.13, 154.7, 131.2, 107.4]));
221
222 % %Disturbio em Ipv
223
224 f = 2*pi*logspace(2,5,1001);
225 [num1,den1] = ss2tf(Am,Bm,Cm,E,1);
226 Gvin_ipv = minreal(tf(num1,den1));
227 figure(1)
228 bode(Gvin_ipv,f);
229 grid;
230 h = gcr;
231 setoptions(h,'FreqUnits','Hz');
232 zpk(Gvin_ipv)
233
234 % Disturbio em d
235
236 [num2,den2] = ss2tf(Am,Bm,Cm,E,2);
237 Gvin_d = minreal(tf(num2,den2));
238 figure(2)
239 bode(Gvin_d,f);
240 grid;
241 h = gcr;

```

```
242 setoptions(h,'FreqUnits','Hz');  
243 zpk(Gvin_d)
```