

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

MÁRCIO RODRIGO SANTOS DE CARVALHO

**MODELAGEM DE CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO E ALTA
EFICIÊNCIA BASEADO NO *BOOST* COM INDUTOR ACOPLADO E
ENTRADA INTERCALADA PARA INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS
FOTOVOLTAICOS**

Recife

2018

MÁRCIO RODRIGO SANTOS DE CARVALHO

MODELAGEM DE CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO E ALTA
EFICIÊNCIA BASEADO NO *BOOST* COM INDUTOR ACOPLADO E
ENTRADA INTERCALADA PARA INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS
FOTOVOLTAICOS

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.

Coorientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia.

Recife

2018

Catálogo na fonte
Bibliotecário, Gabriel da Luz CRB-4 / 2222

C331m Carvalho, Márcio Rodrigo Santos de.
Modelagem de conversor c.c./c.c. de alto ganho e alta eficiência baseado no boost com indutor acoplado e entrada intercalada para integração em módulos fotovoltaicos/ Márcio Rodrigo Santos de Carvalho - 2018.
117 folhas, Il.; Tabs.; Abr. e Sig. e Simbs.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi.
Coorientador: Prof. Dr. Fabrício Bradaschia.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco.
CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2018.
Inclui Referências e Anexos.

1. Engenharia Elétrica. 2. Alto ganho de tensão. 3. Análise de pequenos sinais. 4. Conversor integrado a módulos fotovoltaicos. I. Limongi, Leonardo Rodrigues. (Orientador). II. Bradaschia, Fabrício. (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2018 - 466

MÁRCIO RODRIGO SANTOS DE CARVALHO

**MODELAGEM DE CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO E ALTA
EFICIÊNCIA BASEADO NO *BOOST* COM INDUTOR ACOPLADO E ENTRADA
INTERCALADA PARA INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS**

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.

Aprovada em: 30/07/2018.

BANCA EXAMINADORA

Profº. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Profº. Dr. Fabrício Bradaschia (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Profº. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Profº. Dr. Alessandro Luiz Batschauer (Examinador Externo)
Universidade do Estado de Santa Catarina

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos aos meus familiares, em especial os meus pais, Tânia Maria e Iraildo Dias, a minha avó Juvinete Correia, as minhas tias Técia Santos e Telma Santos, o meu tio Paulo Henrique e o meu irmão, Marcus Vinícius, que sempre me apoiaram e acreditaram em mim.

Agradeço, especialmente, a minha noiva, Ana Luiza, que, de forma carinhosa e amorosa, me apoiou nos momentos mais difíceis e desgastantes desta jornada. Sem sua paciência e cumplicidade, esta conquista seria ainda mais árdua.

Aos meus sogros, Antônio Urtiga e Luiza Urtiga, que, além do acolhimento e apoio constantes, tornam meus finais de semana mais divertidos.

Agradeço aos Professores Leonardo Rodrigues Limongi e Fabrício Bradaschia, pela orientação, confiança, paciência, prestatividade e, principalmente, pela amizade durante todo o mestrado.

Aos Professores Francisco Neves, Gustavo Azevedo, e Marcelo Cavalcanti, membros do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE, pelo convívio e momentos de descontração diários.

Agradeço aos amigos pesquisadores: Aguinaldo Júnior, Angélica Silva, Artur Szpak, Bruno Silva, Daniel Soares, Eduardo Barbosa, Eduardo Stangler, Emerson Silva, Lauro César, Leonardo Costa, Luiz Guilherme, Murilo Souza, Rodrigo Cavalcanti e Tiago Cardoso. Em especial, gostaria de agradecer ao amigo Rafael Cavalcanti, que não mediu esforços em me ajudar no desenvolvimento e melhoria deste trabalho.

Aos amigos de Joinville, Felipe Zimann e Vitor Odaguiri, que, com seus ensinamentos, contribuíram na minha forma de fazer pesquisa.

Agradeço à Fundação de Amparo à Ciência e Tecnologia de Pernambuco (FACEPE) pelo apoio financeiro.

Por fim, e mais importante de todos, à Deus, que sempre esteve presente na minha vida.

RESUMO

Os sistemas fotovoltaicos estão em constante expansão nos últimos anos, tanto na modalidade centralizada (grandes usinas) como na modalidade distribuída (residencial e comercial). Um dos grandes desafios atuais é conseguir integrar conversores c.c./c.c. com alto ganho de tensão e baixo custo a módulos fotovoltaicos para serem comercializados como um único equipamento capaz de gerar energia com máxima eficiência em um nível de tensão c.c. utilizado pelos inversores monofásicos convencionais. Sendo assim, esta dissertação apresenta o estudo aprofundado sobre conversor c.c./c.c. de alto ganho baseado no conversor *boost* com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante, compreendendo seu princípio de funcionamento, etapas de operação, principais formas de onda; os valores das tensões sobre os semicondutores e o projeto dos elementos passivos. Dois modelos c.a. de pequenos sinais baseados no conceito de valores médios são elaborados para representar o seu comportamento dinâmico: um de oitava ordem que, devido à presença de correntes descontínuas nas indutâncias de dispersão, é obtido utilizando o modelo médio para modo de condução descontínua para computar o valor médio das oito equações de estado, obtidas para cinco etapas de operação distintas; e um de quarta ordem que, ao desprezar esses elementos parasitas, elimina, conseqüentemente, as correntes descontínuas, é desenvolvido no espaço de estado computando a média de quatro equações de estado, obtidas para três etapas de operação distintas. O controlador da tensão de entrada do conversor c.c./c.c. é projetado a partir das funções de transferência dos modelos de oitava e quarta ordem para emular o seguimento do ponto de máxima potência de módulos fotovoltaicos. Um protótipo de potência nominal de 300 W é construído para avaliar o seu desempenho, a eficácia do sistema de controle e a viabilidade de se utilizar esta topologia de conversor integrada a módulos fotovoltaicos comerciais.

Palavras-chave: Alto ganho de tensão. Análise de pequenos sinais. Conversor integrado a módulos fotovoltaicos. Entrada intercalada. Microinversor.

ABSTRACT

Photovoltaic systems are in constant expansion in the last decades both as large-scale power stations and utility-scale residential distributed generation. One of the main challenges in recent years is developing module integrated converters capable of achieving high voltage gains with small cost. This integrated solution should be capable of execute the maximum power point tracking of the module with a constant output voltage at a level compatible with modern single-phase inverter. Then, this work presents a study on high voltage gain DC/DC converter based on boost with coupled-inductor, interleaved-input and floating-output, which includes its principle of operation, operation stages, main waveforms; the voltages on the semiconductors and capacitors, and the design of the passive elements. Two averaging models are development to represent their dynamic behaviour: an eighth order that, due to the presence of discontinuous currents in the dispersion inductance, is obtained by using the improved averaging method to compute the mean value of the eight state equations, obtained from five different operation stages; and a fourth order that, by neglecting these parasitic elements, eliminates, consequently, the discontinuous currents, is developed in the state space by computing the averaging of four state equations obtained from three different operation stages. The input voltage control of the DC/DC converter is designed from the transfer function of the eighth and fourth order models to emulate the tracking of the maximum power point of photovoltaic modules. A prototype with rated power of 300 W is built to evaluate its performance, the effectiveness of the control system and the feasibility of using this converter topology integrated in photovoltaic modules.

Keywords: High voltage gain. Small signal analysis. Interleaved-input. Module integrated converter. Microinverter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Número de unidades consumidoras participantes do sistema de GD.	18
Figura 2 – Curvas P - V com a temperatura constante, $T = 25^\circ$	18
Figura 3 – Curvas P - V com a irradiância constante, $G = 1000 \frac{W}{m^2}$	19
Figura 4 – Configuração tradicional – módulos conectados em série.	19
Figura 5 – Microinversor de dois estágios.	20
Figura 6 – Módulos FV com conversores c.c./c.c. individuais interligados em paralelo compartilhando o mesmo barramento c.c.	20
Figura 7 – Conversor <i>boost</i> convencional.	21
Figura 8 – Conversor baseado no <i>boost</i> com indutor acoplado.	22
Figura 9 – Conversor baseado no <i>boost</i> com indutor acoplado e circuito <i>clamp</i> passivo.	23
Figura 10 – Conversor c.c./c.c. com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante.	24
Figura 11 – Conversor <i>boost</i> com entrada intercalada e saída flutuante.	28
Figura 12 – Principais formas de onda.	30
Figura 13 – Etapa 1.	32
Figura 14 – Etapa 2.	32
Figura 15 – Etapa 3.	33
Figura 16 – Etapa 4.	33
Figura 17 – Etapa 5.	34
Figura 18 – Microinversor de dois estágios.	37
Figura 19 – Ganho de tensão com a razão cíclica.	39
Figura 20 – Tensão sobre o indutor e limite entre condução contínua e descontínua.	40
Figura 21 – Corrente no capacitor de saída C_1	41
Figura 22 – Circuito simulado - sem capacitor de entrada.	44
Figura 23 – Ganho de tensão.	44
Figura 24 – Principais formas de onda.	45
Figura 25 – Circuito simulado - com capacitor de entrada.	47
Figura 26 – Ondulação de tensão no capacitor de entrada.	47
Figura 27 – Circuito do modelo de ordem completa.	49
Figura 28 – Correntes nos indutores de dispersão.	50
Figura 29 – Conversor operando na Etapa 1.	52
Figura 30 – Duração da Etapa 1.	53
Figura 31 – Conversor operando na Etapa 2.	54
Figura 32 – Duração da Etapa 2.	56
Figura 33 – Conversor operando na Etapa 3.	57
Figura 34 – Duração da Etapa 3.	58
Figura 35 – Conversor operando na Etapa 4.	59

Figura 36 – Duração da Etapa 4.	60
Figura 37 – Conversor operando na Etapa 5.	61
Figura 38 – Duração da Etapa 5.	62
Figura 39 – Correntes nos diodos do circuito de grampeio.	64
Figura 40 – Duração da Etapa 1.	67
Figura 41 – Conversor operando na Etapa 1.	68
Figura 42 – Duração da Etapa 2.	69
Figura 43 – Conversor operando na Etapa 2.	70
Figura 44 – Duração da Etapa 3.	71
Figura 45 – Conversor operando na Etapa 3.	72
Figura 46 – Resposta dinâmica à aplicação de degrau na razão cíclica.	75
Figura 47 – Resposta dinâmica à aplicação de degrau na corrente de entrada.	76
Figura 48 – Circuito simulado.	76
Figura 49 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{3,8^i}(s)$ e $G_{3,4^i}(s)$	77
Figura 50 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{1,8^i}(s)$ e $G_{1,4^i}(s)$	78
Figura 51 – Diagrama de blocos do sistema de controle.	79
Figura 52 – Diagrama de Bode da FTMA – Modelo de quarta ordem	80
Figura 53 – Diagrama de Bode da FTMA – Modelo de oitava ordem	81
Figura 54 – Controlador PI com saturador – implementação digital.	81
Figura 55 – Controle da tensão de entrada em malha fechada.	82
Figura 56 – Controle da tensão de entrada em malha fechada perante distúrbios na corrente de entrada e na tensão de saída.	82
Figura 57 – Visão geral do protótipo – dimensões: comprimento 17,0 cm; largura 15,5 cm.	83
Figura 58 – Diagrama simplificado da montagem.	84
Figura 59 – Principais formas de onda do conversor: tensão e corrente na indutância de magnetização; corrente na indutância de dispersão; corrente no diodo de saída.	86
Figura 60 – Tensões sobre os diodos de grampeamento.	87
Figura 61 – Tensões sobre os diodos de saída.	87
Figura 62 – Tensões sobre os interruptores.	88
Figura 63 – Resposta ao degrau de 20 V para 34 V na referência da tensão de entrada do conversor: tensão de saída e tensão de entrada do conversor, respectivamente.	89
Figura 64 – Pontos para medição da eficiência.	89
Figura 65 – Ensaio de eficiência para o caso em que $1000 \frac{W}{m^2}$	90
Figura 66 – Ensaio de eficiência para o caso em que $250 \frac{W}{m^2}$	90
Figura 67 – Eficiência.	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	–	Etapas de operação do conversor em um período de chaveamento.	29
Tabela 2	–	Especificações elétricas dos módulos fotovoltaicos da série CS6K no STC (<i>Standard Test Conditions</i>): $S = 1000 \frac{W}{m^2}$, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM = 1,5$	37
Tabela 3	–	Especificações de projeto do conversor c.c./c.c.	39
Tabela 4	–	Valores dos parâmetros e componentes utilizados na simulação do conversor.	46
Tabela 5	–	Valores dos parâmetros e componentes utilizados para análise dos modelos matemáticos.	77
Tabela 6	–	Especificações elétricas do protótipo.	83
Tabela 7	–	Especificações dos componentes do estágio de potência, controlador e sensores.	84
Tabela 8	–	Parâmetros utilizados no ensaio em malha aberta.	85
Tabela 9	–	Parâmetros utilizados no ensaio em malha fechada.	85
Tabela 10	–	Ensaio de eficiência	88

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CONFAZ	Conselho Nacional de Política Fazendária
EMI	Interferência Eletromagnética
GD	Geração Distribuída
ICMS	Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Serviços
MIC	<i>Module-Integrated Converter</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulated</i>
RN	Resolução Normativa
SPPM	Seguimento do Ponto de Máxima Potência
STC	<i>Standard Test Conditions</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área da Secção Transversal do Núcleo
A_l	Fator de Indutância
A_w	Área da Janela do Núcleo
B_{max}	Fluxo Magnético Máximo
C_1	Capacitor de Saída do Módulo Superior
C_2	Capacitor de Saída do Módulo Inferior
$C_{c,1}$	Capacitor de Grampeio do Módulo <i>Boost</i> Superior
$C_{c,2}$	Capacitor de Grampeio do Módulo <i>Boost</i> Inferior
C_{pv}	Capacitor de entrada
d	Razão Cíclica
d_1	Duração da Etapa 1
d_2	Duração da Etapa 2
d_3	Duração da Etapa 3
d_4	Duração da Etapa 4
d_5	Duração da Etapa 5
$D_{c,1}$	Diodo de Grampeio do Módulo <i>Boost</i> Superior
$D_{c,2}$	Diodo de Grampeio do Módulo <i>Boost</i> Inferior
d_{fio}	Diâmetro do Fio de Cobre
d_{max}	Diâmetro Máximo do Fio de Cobre
$D_{out,1}$	Diodo de Saída do Módulo <i>Boost</i> Superior
$D_{out,2}$	Diodo de Saída do Módulo <i>Boost</i> Inferior
f_s	Frequência de chaveamento
g	Comprimento do Entreferro
I_{1ef}	Valor Eficaz da Corrente no Enrolamento Primário
I_{2ef}	Valor Eficaz da Corrente no Enrolamento Secundário

$i_{l_{k1}}$	Corrente na indutância de dispersão do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Superior
$i_{l_{k2}}$	Corrente na indutância de dispersão do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Inferior
I_M	Valor de Pico da Corrente de Magnetização
$i_{L_{m1}}$	Corrente de Magnetização do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Superior
$i_{L_{m2}}$	Corrente de Magnetização do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Inferior
$i_{L_{m1,max}}$	Valor Máximo da Corrente de Magnetização do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Superior
$i_{L_{m2,max}}$	Valor Máximo da Corrente de Magnetização do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Inferior
I_{mp}	Corrente de Máxima Potência do Módulo Fotovoltaico
i_{pv}	Corrente de Entrada do Conversor c.c./c.c.
I_{pv}	Valor Médio da Corrente de Entrada do Conversor c.c./c.c.
I_{sc}	Corrente de Curto-Circuito do Módulo Fotovoltaico
J_{max}	Densidade de Corrente Máxima
k_{1u}	Fator de Ocupação da Janela pelo Enrolamento Primário
k_{2u}	Fator de Ocupação da Janela pelo Enrolamento Secundário
k_i	Constante do Termo Integral
k_N	Constante Utilizada na <i>Natural Steinmetz Equation</i>
k_p	Constante do Termo Proporcional
k_u	Fator de Ocupação da Janela
l_c	Comprimento Médio do Caminho Percorrido pelo Fluxo
L_m	Indutância de Magnetização
l_{k1}	Indutância de Dispersão do Módulo <i>Boost</i> Superior
l_{k2}	Indutância de Dispersão do Módulo <i>Boost</i> Inferior
L_{m1}	Indutância de Magnetização do Módulo <i>Boost</i> Superior
L_{m2}	Indutância de Magnetização do Módulo <i>Boost</i> Inferior
MLT	Comprimento Médio de uma Espira
n	Relação de Transformação

n_{1cond}	Número de Condutores em Paralelo do Enrolamento Primário
n_{2cond}	Número de Condutores em Paralelo do Enrolamento Secundário
N_{p1}	Número de espiras do Enrolamento Primário do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Superior
N_{p2}	Número de espiras do Enrolamento Primário do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Inferior
N_{s1}	Número de espiras do Enrolamento Secundário do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Superior
N_{s2}	Número de espiras do Enrolamento Secundário do Indutor Acoplado de Módulo <i>Boost</i> Inferior
P_{1cu}	Perda no Cobre do Enrolamento Primário
P_{2cu}	Perda no Cobre do Enrolamento Secundário
P_{fe}	Perda no Núcleo
P_{max}	Potência Máxima do Módulo Fotovoltaico
P_t	Perda total no Indutor Acoplado
r_1	Resistência do Enrolamento do Indutor Acoplado do Módulo <i>Boost</i> Superior
r_2	Resistência do Enrolamento do Indutor Acoplado do Módulo <i>Boost</i> Inferior
R_{nucleo}	Resistência Térmica do Núcleo
S_1	Interruptor do Módulo Superior
S_2	Interruptor de Saída do Módulo Inferior
S_{1cu}	Área da Secção Transversal do Fio de Cobre do Enrolamento Primário
S_{2cu}	Área da Secção Transversal do Fio de Cobre do Enrolamento Secundário
S_{cobre}	Área do Cobre
S_{fio}	Área do Fio
S_{total}	Área total
T_{amb}	Temperatura Ambiente
T_{max}	Temperatura Máxima de Operação
T_s	Período de chaveamento
V_c	Volume do Núcleo

V_{in}	Valor Médio da Tensão de Entrada do Conversor c.c./c.c.
v_{in}	Tensão de Entrada do Conversor c.c./c.c.
V_{mp}	Tensão de Máxima Potência do Módulo Fotovoltaico
V_o	Tensão de Saída do Conversor c.c./c.c.
V_{oc}	Tensão de Circuito Aberto do Módulo Fotovoltaico
δ_{skin}	Profundidade pelicular
ΔT	Variação da Temperatura
ΔQ	Variação da Carga do Capacitor
α	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
α_{20}	Coefficiente de Temperatura da Resistividade do Cobre à 20 °C
β	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
$\mu_{I_{sc}}$	Coefficiente de Temperatura da Corrente de Curto-Circuito
$\mu_{V_{mp}}$	Coefficiente de Temperatura da Tensão de Máxima Potência
$\mu_{V_{oc}}$	Coefficiente de Temperatura da Tensão de Circuito Aberto
ρ_{20}	Resistividade do Cobre à 20 °C

Sumário

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE	17
1.2	ESTADO DA ARTE DE CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO BASEADO NO <i>BOOST</i>	21
1.3	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	25
2	CONVERSOR <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, ENTRADA INTERCALADA E SAÍDA FLUTUANTE	27
2.1	ANÁLISE DO CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO	27
2.1.1	Etapas de Operação	28
2.1.2	Operação em Regime Permanente	34
2.1.2.1	Tensão Sobre os Capacitores	34
2.1.2.2	Tensão Sobre os Semicondutores	35
2.1.2.3	Ganho de Tensão	36
2.2	PROJETO DO CONVERSOR C.C./C.C.	37
2.2.1	Requisitos de Projeto	37
2.2.2	Projeto do Indutor Acoplado	38
2.2.2.1	Relação de Transformação, n	39
2.2.2.2	Indutância de Magnetização L_m	40
2.2.3	Projeto dos Capacitores de Saída, C_1 e C_2	41
2.2.4	Projeto dos Capacitores de Grampeio, C_{c1} e C_{c2}	42
2.2.5	Projeto do Capacitor de Entrada, C_{pv}	42
2.3	RESULTADOS SIMULADOS	43
2.4	CONCLUSÕES	48
3	MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR	49
3.1	MODELO DE OITAVA ORDEM	49
3.1.1	Passo 1: Obtenção das Equações de Estado e Duração de Cada Etapa	51
3.1.1.1	Etapa 1: $D_{out,1} = off, D_{out,2} = off, D_{c1} = off$ e $D_{c2} = off$	51
3.1.1.2	Etapa 2: $D_{out,1} = on, D_{out,2} = off, D_{c1} = on$ e $D_{c2} = off$	54
3.1.1.3	Etapa 3: $D_{out,1} = on, D_{out,2} = off, D_{c1} = off$ e $D_{c2} = off$	55
3.1.1.4	Etapa 4: $D_{out,1} = off, D_{out,2} = on, D_{c1} = off$ e $D_{c2} = on$	57
3.1.1.5	Etapa 5: $D_{out,1} = off, D_{out,2} = on, D_{c1} = off$ e $D_{c2} = off$	60
3.1.2	Cálculo da Média das Equações de Estado	63
3.1.3	Adição de Variáveis Auxiliares	63
3.1.4	Linearização e Obtenção das Funções de Transferência	64
3.2	MODELO DE PEQUENOS SINAIS DE QUARTA ORDEM	65
3.2.1	Obtenção das Equações de Estado	67

3.2.1.1	Etapa 1: $S_1 = on$ e $S_2 = on$	67
3.2.1.2	Etapa 2: $S_1 = off$ e $S_2 = on$	69
3.2.1.3	Etapa 3: $S_1 = on$ e $S_2 = off$	71
3.2.2	Obtenção das Funções de Transferência	73
3.3	ANÁLISE DOS MODELOS DE OITAVA E QUARTA ORDEM	74
3.4	PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO DE ENTRADA	78
3.4.1	Validação do Controle em Malha Fechada	80
3.5	CONCLUSÕES	81
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	83
4.1	DESCRIÇÃO DA MONTAGEM	83
4.2	ENSAIOS DO PROTÓTIPO	85
4.2.1	Principais Formas de Onda	86
4.2.2	Controle da Tensão de Entrada em Malha Fechada	86
4.2.3	Eficiência	87
4.3	CONCLUSÕES	90
5	CONCLUSÃO	92
5.1	TRABALHOS FUTUROS	92
5.2	PUBLICAÇÃO	93
	REFERÊNCIAS	94
	APÊNDICE A – PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO	98
	APÊNDICE B – ESQUEMA ELÉTRICO DO PROTÓTIPO	102
	APÊNDICE C – SCRIPT - MODELO DE OITAVA ORDEM	105
	APÊNDICE D – SCRIPT - MODELO DE QUARTA ORDEM	115

1 INTRODUÇÃO

Os benefícios proporcionados pela inserção na matriz energética de pequenos geradores próximos às cargas (geração distribuída – GD), dentre os quais se destacam a postergação de investimentos em expansão nos sistemas de distribuição e transmissão, o baixo impacto ambiental e a melhoria do nível de tensão da rede no período de carga pesada (ANEEL, 2016), têm motivado o governo brasileiro a definir políticas, diretrizes e ações para incentivar o uso e a aplicação de energias renováveis em seu território.

Em 17 de abril de 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), a partir da Resolução Normativa (RN) nº 482/2012 (ANEEL, 2012), regulamentou o sistema de compensação de energia para a micro e minigeração distribuída, que consistem 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.

Em 2014, o Conselho Nacional de Política Fazendária (CONFAZ), através do Convênio nº 101/97, isentou a cobrança de Imposto sobre Circulação de Mercadorias e Serviços (ICMS) em operações que envolvem equipamentos para a geração de energia elétrica por fontes solar e eólica. Em 2015, através do Convênio ICMS nº 16/2015, o CONFAZ autorizou os estados brasileiros a concederem isenção do ICMS sobre a energia elétrica injetada na rede (SILVA, 2015).

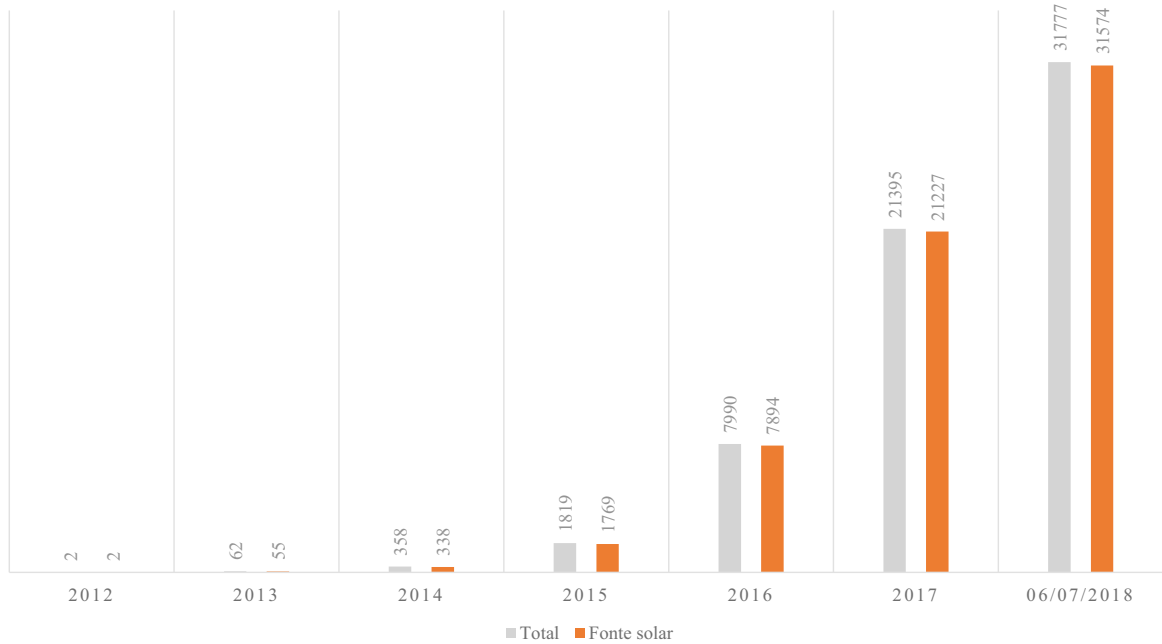
Essas medidas alavancaram a adesão de consumidores ao sistema de geração distribuída: conforme apresentado na Figura 1, até 2015, o número de unidades consumidoras participantes do sistema de GD era de 1.819. Três anos depois, esse número chegou a 31.777, com destaque para a fonte solar, com 31.574, principalmente em residências, com 24.332 instalações fotovoltaicas conectadas à rede. (ANEEL, 2018b).

1.1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede são constituídos, essencialmente, pelo bloco gerador e pelo bloco de condicionamento de potência. O bloco gerador contém os módulos fotovoltaicos em diferentes associações; o bloco de condicionamento de potência pode ter um conversor c.c./c.c. seguido por um conversor c.c./c.a., ou simplesmente um conversor c.c./c.a (GALDINO; PINHO, 2014).

Os módulos FV são formados por células fotovoltaicas, unidade fundamental no processo de conversão de energia solar em eletricidade, conectadas em arranjo para produzir tensão e corrente suficientes para a utilização prática da energia. Sua fabricação consiste de material semicondutor, geralmente silício policristalino e monocristalino com eficiência superior a 15 % e

Figura 1 – Número de unidades consumidoras participantes do sistema de GD.



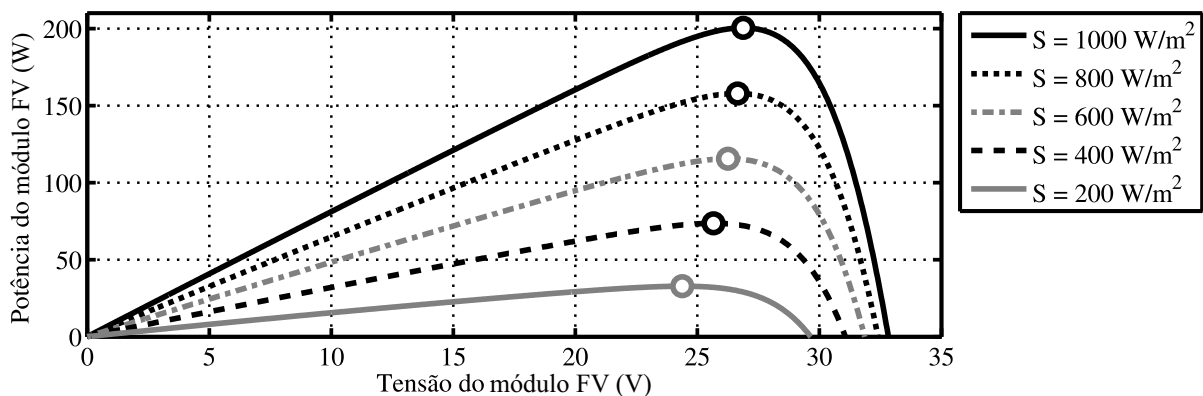
Fonte: Próprio autor.

20 %, respectivamente (VILLALVA; GAZOLI, 2012).

Quando submetidos à uma irradiância solar uniforme (sem sombreamentos parciais), os módulos FV apresentam uma curva P – V característica, na qual existe um único ponto com derivada nula, ou seja, onde atinge um máximo. Este ponto particular da curva, chamado ponto de máxima potência - PPM, dependente das condições de irradiância e de temperatura de operação dos módulos (GALDINO; PINHO, 2014). De forma geral, quanto maior a irradiância incidente sobre as células, maior sua potência e quanto maior a temperatura de operação das células, menor sua potência (LUQUE; HEGEDUS, 2003) – Figuras 2 e 3.

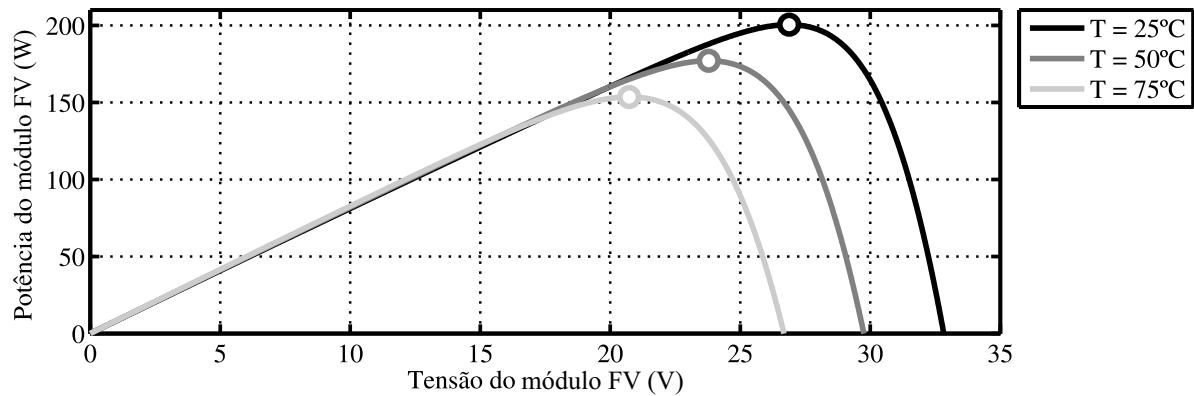
O conversor c.c./c.c. é necessário quando se deseja uma tensão c.c. de saída de valor diferente daquele fornecido pelo bloco gerador. Adicionalmente, o conversor c.c./c.c. pode conter

Figura 2 – Curvas P - V com a temperatura constante, $T = 25^\circ$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3 – Curvas P - V com a irradiância constante, $G = 1000 \frac{W}{m^2}$.



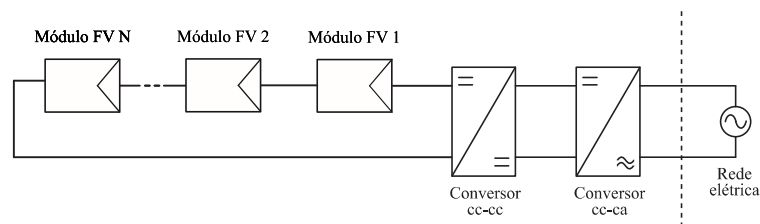
Fonte: Próprio autor.

algoritmos que permitem extrair do módulo fotovoltaico a máxima potência que está sendo gerada naquele instante e, com isso, obter o melhor rendimento do sistema (GALDINO; PINHO, 2014). Este mecanismo de controle é conhecido por seguimento do ponto de potência máxima – SPPM, ou *maximum power point tracking* – MPPT, e, dependendo da situação, pode resultar em significativo ganho de energia (ZHANG; AL-AMOUDI; BAI, 2000).

Por fim, como constituinte do bloco de condicionamento de potência, tem-se o conversor c.c./c.a., dispositivo eletrônico que fornece energia elétrica em corrente alternada (c.a.) a partir de uma fonte de energia elétrica em corrente contínua (c.c), sendo o responsável por conectar o sistema fotovoltaico à rede (GALDINO; PINHO, 2014).

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, a conexão de módulos fotovoltaicos em série – *string* – é a solução convencional para satisfazer os requerimentos de tensão do barramento c.c. de inversores monofásicos – Figura 4. Nessa configuração, entretanto, a potência de saída da *string* é reduzida drasticamente devido à incompatibilidade entre os módulos – ocasionadas, por exemplo, pelo emprego de módulos diferentes e envelhecimentos desiguais – e a condições de sombreamentos parciais – provocados por árvores e edificações próximas, além de folhas ou sujeiras depositadas sobre a superfície do módulo, por exemplo – comuns, sobretudo, em aplicações residenciais (LI; HE, 2011).

Figura 4 – Configuração tradicional – módulos conectados em série.



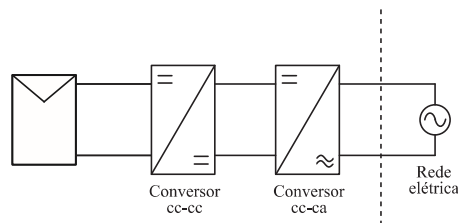
Fonte: Próprio autor.

Nessas aplicações, os microinversores conectados a um único módulo fotovoltaico, também conhecido como conversores integrados ao módulo (*module integrated converter*, MIC), têm ganhado popularidade (KNABBEN, 2017). A principal vantagem dessa configuração é

que o seguimento do ponto de máxima potência é distribuído e desacoplado para cada módulo (ABU-RUB; MALINOWSKI; AL-HADDAD, 2014), de modo que uma possível redução de potência em um não afetaria a dos demais. Além dessa, destacam-se o baixo custo de instalação e a maior segurança, flexibilidade e modularidade (SCHMITZ, 2015).

A topologia mais convencional de MIC é composta por dois conversores de potência: um c.c./c.c., conectado ao módulo FV, seguido por um c.c./c.a., conectado à rede (LOPEZ et al., 2017) – Figura 5. Como a tensão de máxima potência do módulo FV é da ordem de 20 V à 40 V, conversores c.c./c.c. de alto ganho são necessários para satisfazer os requisitos de tensão do barramento c.c. de inversores c.c./c.a. Sendo estes normalmente do tipo *buck*, o valor da tensão c.c. de entrada deve ser maior que o valor de pico da tensão da rede elétrica (na faixa de 350 V a 400 V, para rede elétrica de 220 V fase-fase).

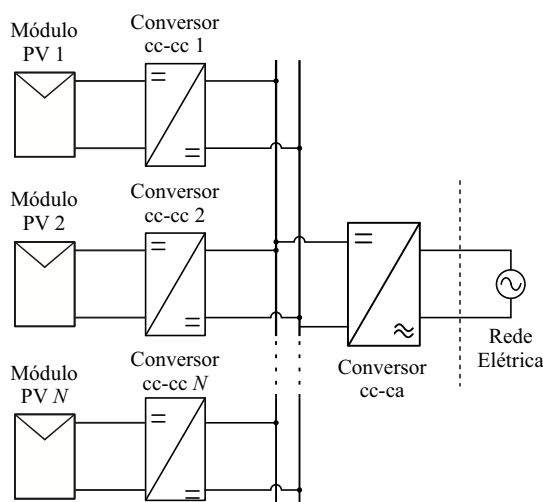
Figura 5 – Microinversor de dois estágios.



Fonte: Próprio autor.

Vale ressaltar, também, que os conversores c.c./c.c. de alto ganho podem ser empregados em outras configurações, como, por exemplo, conectados em paralelo – compartilhando o mesmo barramento c.c. – seguido por um conversor c.c./c.a. centralizado, conforme apresentado na Figura 6.

Figura 6 – Módulos FV com conversores c.c./c.c. individuais interligados em paralelo compartilhando o mesmo barramento c.c.



Fonte: Próprio autor.

1.2 ESTADO DA ARTE DE CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO BASEADO NO *BOOST*

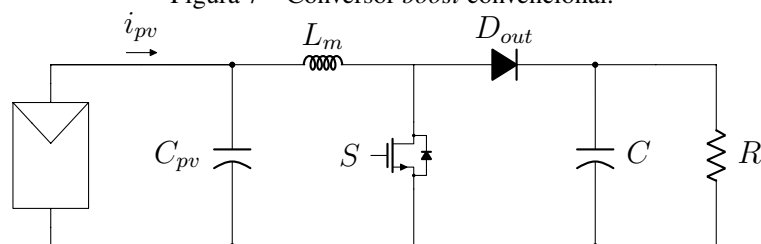
Conversores c.c./c.c. isolados (com transformador de alta frequência), como, por exemplo, o *flyback*, *push-pull* e *forward* (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003), são utilizados para fornecer alto ganho de tensão através da escolha apropriada da relação de espiras (MALANDISH et al., 2018) (SAHOO; KUMAR, 2014). Porém, o emprego de transformadores apresenta desvantagens como elevadas perdas no núcleo; alto estresse de tensão sobre os interruptores e diodo de saída; problema de interferência eletromagnética (EMI); elevados peso e volume (MA; LEE, 1996) (FENG et al., 2016).

Além disso, em conversores que empregam transformadores de alta frequência, há etapas, dentro de um período de chaveamento, onde não há transferência de potência para a carga, reduzindo a eficiência do sistema. Logo, os conversores c.c./c.c. não-isolados, por não empregarem transformadores de alta frequência, são alternativas mais vantajosas para alcançar elevado ganho de tensão com maior eficiência, além de serem mais compactos - menor peso e volume - quando comparados aos isolados (JALILZADEH et al., 2018).

Em aplicações fotovoltaicas em que o isolamento galvânico não é necessário, o conversor *boost* tradicional é a alternativa clássica para elevar o valor médio da tensão de entrada, já que apresenta estrutura simples e característica de entrada em corrente (natureza indutiva) e saída em tensão (natureza capacitiva), requisitos necessários nesses tipos de aplicações (SCHMITZ, 2015).

Teoricamente, o conversor *boost* convencional, mostrado na Figura 7, pode alcançar ganho de tensão ilimitado quando operando com razão cíclica elevada ($D > 0,8$) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Porém, nessas situações, o tempo disponível para o diodo passar do estado de condução para o de bloqueio é menor quando comparado a operações com razão cíclicas menores ($D \approx 0,5$). Consequentemente, o diodo conduz por um intervalo de tempo maior do que deveria, o que causa elevado estresse de tensão e corrente sobre o mesmo, aumentando, dessa forma, as perdas (REVATHI; PRABHAKAR, 2016).

Figura 7 – Conversor *boost* convencional.



Fonte: Elaborada pelo autor.

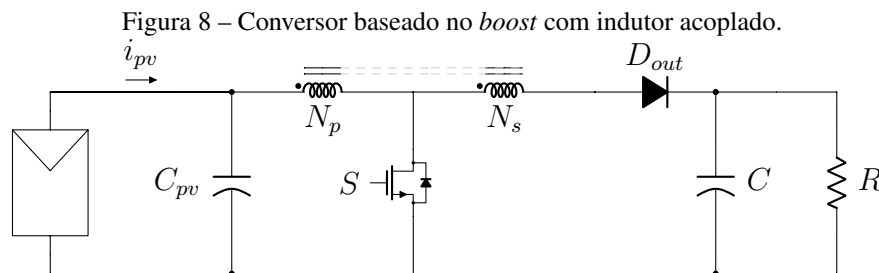
Indutores acoplados podem ser utilizados em conversores c.c./c.c. para aumentar o ganho estático de tensão com razão cíclica adequada por meio do ajuste apropriado da relação de transformação entre os enrolamentos (HIMMELSTOSS; WURM, 2000) (LI et al., 2009)

– observando as perdas nos enrolamentos, as sobretensões nos semicondutores e os desafios construtivos resultantes de uma grande relação de transformação.

Embora superficialmente parecidos com transformadores, os indutores acoplados diferem desses em aspectos construtivos e operacionais: os indutores acoplados são dispositivos utilizados para, primordialmente, armazenar energia durante parte do ciclo de chaveamento (D), e liberar no intervalo complementar ($1 - D$), enquanto que os transformadores são dispositivos utilizados para transferir potência escalonando ou não as correntes e tensões (além de isolar galvanicamente as entrada e saída). Conseqüentemente, nos indutores acoplados, a potência de entrada não é igual a potência de saída para um dado instante de tempo, diferentemente dos transformadores, em que o fluxo de potência é contínuo. Também, devido à necessidade de armazenamento de energia, os indutores acoplados são dotados de *gap* (MULANI; SHEWALE; PAWAR, 2017), enquanto os transformadores não.

Outra importante distinção entre esses dois dispositivos é que a relação de transformação de corrente nos indutores acoplados é determinada pelo circuito no qual estão inseridos: a energia armazenada no indutor se ajusta adequadamente para manter as correntes exigidas pelo circuito externo. Já nos transformadores, essa relação é escalonada pela relação de transformação obtida (WITULSKI, 1995).

O conversor c.c./c.c. não isolado baseado no conversor *boost* com indutor acoplado mostrado na Figura 8 pode alcançar elevado ganho de tensão operando com razão cíclica apropriada (BANAEI; SANI, 2018). Entretanto, a indutância parasita do indutor acoplado ocasiona elevados picos de tensão sobre o interruptor após o seu bloqueio e elevadas perdas de energia (WU et al., 2008). Também, a ressonância entre a indutância parasita e o capacitor parasita do diodo de saída resulta em problemas de EMI e em maior estresse de tensão sobre esse diodo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para minimizar os problemas de EMI e reduzir os picos de tensão sobre os semicondutores, pode-se adicionar, respectivamente, um circuito *snubber* resistor-indutor na malha ressonante (KAM et al., 2009) e um *snubber* resistor-capacitor em paralelo com o interruptor (HARADA; NINOMIYA, 1979).

O *Snubber* resistor-capacitor-diodo é também utilizado para reduzir o estresse de tensão, mas a energia dissipada no resistor pode afetar bastante a eficiência do circuito, limitando sua

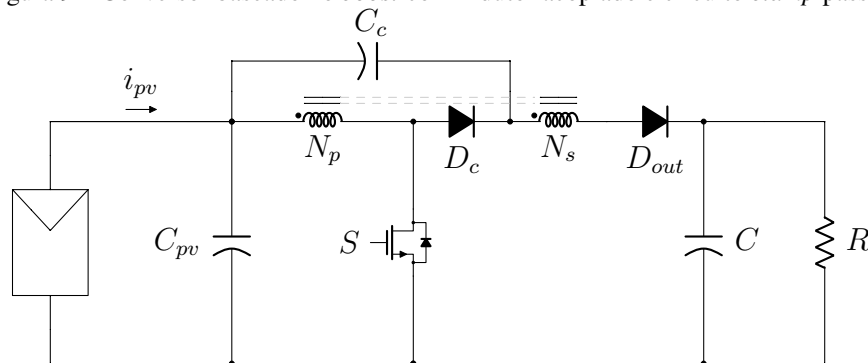
aplicação (VAZ; TOFOLI, 2017). Para essa mesma finalidade, um circuito *snubber* sem perdas composto por três diodos, dois capacitores e um indutor sugerido em (LEE; DO, 2018) pode ser utilizado.

Em (SILVA et al., 2009), um circuito *clamp* formado por um diodo e um capacitor foi adicionado ao conversor *boost* com indutor acoplado para minimizar as sobretensões resultantes do acoplamento não ideal entre os enrolamentos primário e secundário.

Em (ZHAO; TAO; LEE, 2001), um circuito *clamp* passivo também formado apenas por um diodo e um capacitor é adicionado ao conversor *boost* com indutor acoplado – Figura 9. Nesse conversor, a energia armazenada na indutância de dispersão é transferida para o capacitor de grampeamento e então reciclada para a saída, aliviando, dessa forma, o estresse de tensão sobre o interruptor. Além disso, devido à associação em série do diodo de saída com o enrolamento secundário do indutor acoplado, a taxa de decaimento da corrente do diodo é limitada pela indutância de dispersão desse enrolamento. Dessa forma, o problema de recuperação reversa do diodo de saída é significativamente aliviado (LI et al., 2009).

Apesar de fornecer elevado ganho com alta eficiência, o conversor apresentado na Figura 9 requer capacitância de entrada elevada para aplicações fotovoltaicas devido à característica pulsante da corrente de entrada, o que compromete a vida útil dos módulos FV e dificulta a implementação de algoritmos MPPT (REVATHI; PRABHAKAR, 2016) (MAALANDISH et al., 2018).

Figura 9 – Conversor baseado no *boost* com indutor acoplado e circuito *clamp* passivo.



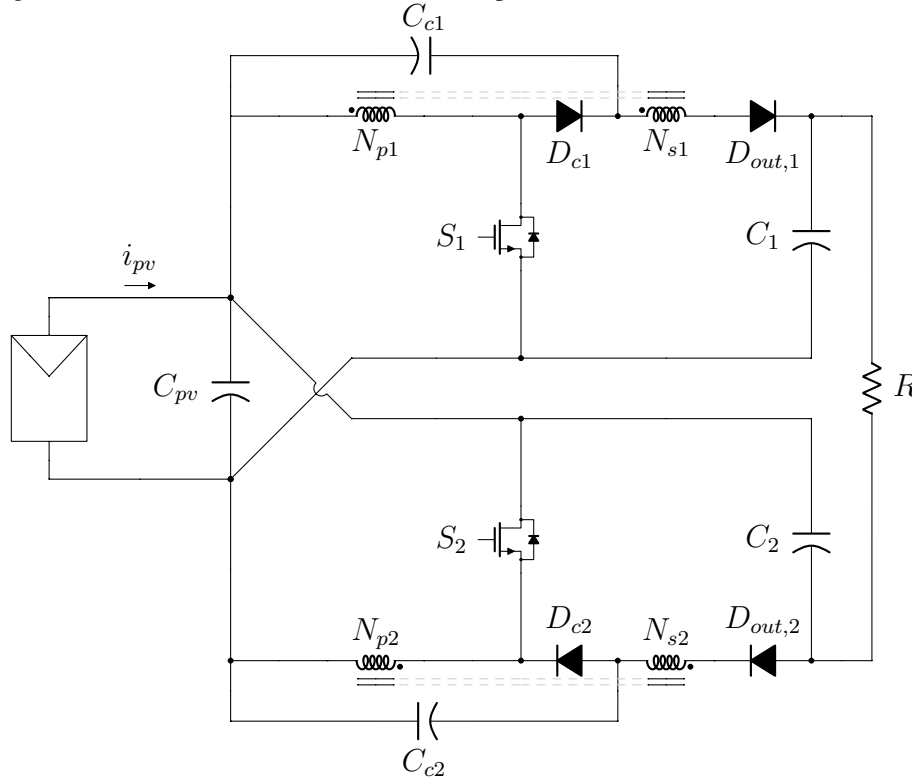
Fonte: Elaborada pelo autor.

A oscilação da corrente de entrada pode ser reduzida conectando as entradas de um ou mais conversores individuais – técnica de intercalar. Nessa técnica, as portadoras de cada conversor individual são deslocadas em um ângulo especial, o ângulo de intercalação. Esse ângulo pode ser simétrico, com valor fixado em $\frac{2\pi}{N}$, em que N é o número de conversores em paralelo, ou assimétrico (ZHANG et al., 2010).

Além da redução da oscilação, como a corrente de entrada é dividida em dois ou mais caminhos, as perdas por condução que ocorrem nos interruptores são menores quando comparadas a um simples módulo baseado no conversor *boost*. Dessa forma, é possível obter

maior eficiência utilizando os mesmos componentes que um simples módulo, porém com valores de corrente e custos menores (RAJA et al., 2013).

Figura 10 – Conversor c.c./c.c. com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O conversor proposto em (KIANPOUR; JABBARI; SHAHGOLIAN, 2016), mostrado na Figura 10, faz uso dessa técnica intercalando as entradas de dois conversores baseados no *boost* com indutor acoplado. Dessa forma, é possível reduzir significativamente a ondulação da corrente de entrada (consequentemente, o valor da capacitância de entrada necessário nesse conversor é menor quando comparado ao valor da capacitância de entrada do conversor da Figura 9) e obter ganhos de tensão elevados com alto rendimento, características essenciais para que o conversor c.c./c.c. seja integrado a um único módulo FV.

Há outras topologias de conversor c.c./c.c. de alto ganho propostas na literatura que empregam indutores acoplados: em (LIU; LI, 2015), um conversor de alto ganho e elevada eficiência que combina uma rede ativa de indutor acoplado (*active coupled-inductor network - ACLN*) com o conversor *boost* tradicional e circuito *clamp* passivo é proposto. Este conversor emprega dois interruptores – comandados pelo mesmo sinal de controle –, dois diodos, dois capacitores e dois indutores acoplados construídos em um único núcleo magnético. O ganho estático de tensão deste conversor é dado por $((2n + 1)D + 1)/(1 - D)$. Sendo assim, o mesmo pode ser elevado escolhendo apropriadamente a relação de transformação, n , para determinados valores de razão cíclica, D .

Em (CHEN et al., 2017), um conversor *boost* com indutor acoplado, entrada intercalada, com conexão entrada paralelo e saída em série, e módulo multiplicador de tensão é proposto.

Este conversor emprega dois interruptores, quatro diodos, dois indutores acoplados, dois núcleos magnéticos e quatro capacitores. O módulo multiplicador de tensão é composto pelos dois enrolamentos secundários dos indutores acoplados e por dois capacitores chaveados. Os dois interruptores são controlados pelo mesmo sinal, porém defasados de meio período de chaveamento, garantindo, dessa forma, baixa oscilação da corrente de entrada. O ganho estático de tensão deste conversor, desconsiderando as indutâncias de dispersão, é dado por $(2n + 2)/(1 - D)$.

Há ainda, na literatura, conversores elevadores de alto ganho sem o emprego de indutores acoplados: em (SALVADOR THAMIRE S. HORN, 2018), uma rede passiva de capacitor chaveado (*Passive Switched Capacitor – PSC*), também denominada como *step-up 2 cell* (SU2C), é combinada com uma rede ativa de indutor chaveado (*Active Switched inductor – ASL*), resultando no conversor ASL-SU2C. Este conversor emprega dois interruptores, dois diodos, três capacitores e três indutores. O ganho estático de tensão deste conversor, quando operando no modo de condução contínuo, é dado por $(1 + 3D)/(1 - D)$.

Neste trabalho, o estudo do conversor baseado no *boost* com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante proposto mostrado na Figura 10 é aprofundado e conduzido de modo a torná-lo apropriado para aplicações em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

1.3 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

Estruturalmente, este documento foi dividido em cinco capítulos, incluindo o introdutório, apresentados de forma cronológica com a sequência de desenvolvimento das atividades.

- Capítulo 2 - destinado a apresentar o conversor c.c./c.c. de alto ganho e elevada eficiência. Logo, as etapas de operação em um período de chaveamento são explicadas de forma textual e com o auxílio de gráficos das principais formas de onda e do circuito equivalente para cada etapa; uma análise em regime permanente é realizada para avaliar os níveis de tensão sobre os principais componentes do circuito; requisitos de projetos para integração em módulos fotovoltaicos e conexão à rede elétrica são definidos; os projetos dos componentes magnéticos e capacitivos são abordados; e resultados simulados são apresentados para validar o desempenho do conversor.
- Capítulo 3 - destinado a analisar o comportamento do conversor c.c./c.c. em aplicações fotovoltaicas - integrado ao módulo FV. Logo, modelos matemáticos são desenvolvidos e então utilizados para projetar o controlador da tensão de entrada do conversor c.c./c.c. Por fim, resultados simulados avaliam a eficácia tanto dos modelos matemáticos quanto do projeto do controlador.
- Capítulo 4 - destinado a apresentar resultados experimentais – como principais formas de onda e eficiência do conversor c.c./c.c., validação dos modelos matemáticos e do controle

em malha fechada da tensão de entrada – obtidos através do ensaio de um protótipo do conversor c.c./c.c. de 300 W construído para fins de integração em módulos fotovoltaicos.

- Capítulo 5 - destinado a apresentar as considerações finais do estudo e sugestões de possíveis trabalhos futuros.

2 CONVERTOR BOOST DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO, ENTRADA INTERCALADA E SAÍDA FLUTUANTE

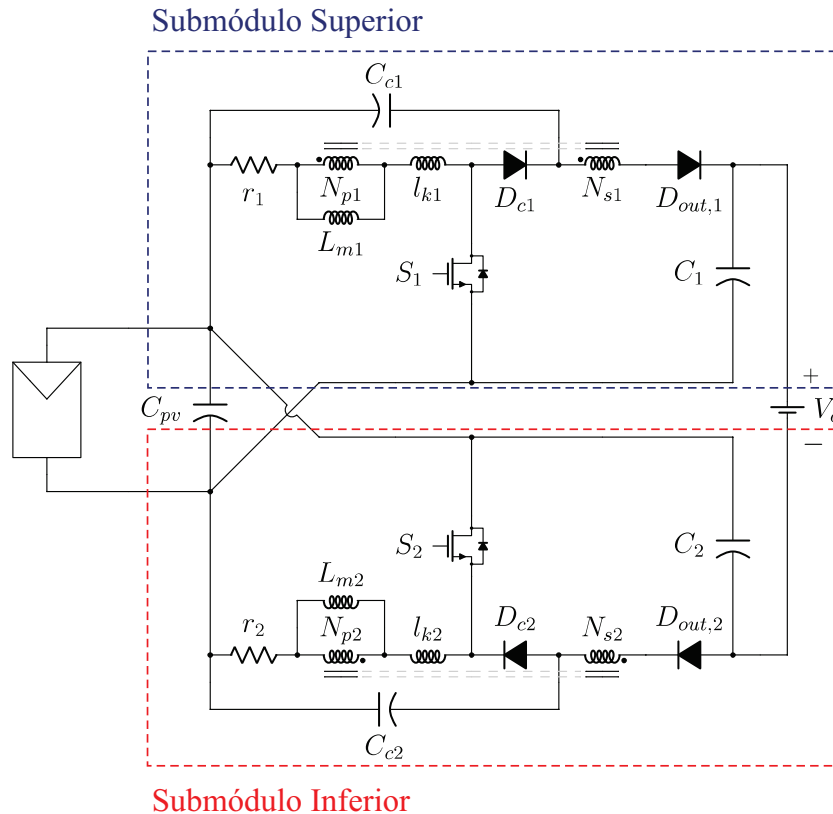
Neste capítulo, são apresentadas as etapas de operação, as principais formas de onda, as tensões sobre os elementos capacitivos e sobre os semicondutores e o ganho estático do conversor operando em modo de condução contínua - em relação a corrente de magnetização. Para uma análise mais realista, é introduzido uma indutância de dispersão referenciado ao enrolamento primário do modelo elétrico ideal do indutor acoplado para representar o fluxo disperso. Ao final, são apresentados resultados simulados para validar as expressões desenvolvidas e o desempenho do conversor.

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

A topologia do conversor de alto ganho composto por dois módulos *boost* com indutor acoplado entrelaçados na entrada, e por dois circuitos *clamp* passivos está mostrada na Figura 11, em que:

- C_{pv} capacitor de entrada;
- L_{m1} e L_{m2} são as indutâncias de magnetização;
- l_{k1} e l_{k2} são as indutâncias de dispersão;
- r_1 e r_2 são as resistências dos enrolamentos;
- C_1 e C_2 são os capacitores de saída;
- S_1 e S_2 são os interruptores;
- $D_{out,1}$ e $D_{out,2}$ são os diodos de saída;
- C_{c1} e C_{c2} são os capacitores de grampeamento (capacitores do circuito *clamp*);
- e D_{c1} e D_{c2} são os diodos de grampeamento (diodos do circuito *clamp*).

Para elevar a tensão de entrada a níveis consideráveis e reduzir ondulação da corrente de entrada, os interruptores de ambos os módulos são controlados por sinais com mesma razão cíclica, $d \geq 0.5$, porém defasados de 180° entre si. Essas condições impõem aos interruptores três possíveis combinações: $S_1 = on$ e $S_2 = on$; $S_1 = off$ e $S_2 = on$; e $S_1 = on$ e $S_2 = off$.

Figura 11 – Conversor *boost* com entrada intercalada e saída flutuante.

Fonte: Elaborada pelo autor.

2.1.1 Etapas de Operação

Conforme apresentado na Tabela 1, durante um período de chaveamento, há dez etapas de operação (nove distintas) caracterizadas pelos estados de condução dos diodos e dos interruptores.

As principais formas de onda do conversor são mostradas na Figura 12 e descritas brevemente a seguir para cada etapa de operação em um período de chaveamento. Para facilitar a compreensão, o conversor c.c./c.c. é dividido em dois submódulos, o inferior e o superior, conforme apresentado na Figura 11. Também, sem perda de generalidade, as resistências de ambos os enrolamentos primários são desconsideradas.

- **Etapa 1:** Em t_0 , os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo e o diodo retificador $D_{out,2}$ reversamente polarizado. As indutâncias de magnetização, L_{m1} e L_{m2} , e de dispersão, l_{k1} e l_{k2} , são linearmente carregadas pela tensão de entrada. Neste intervalo, a Equação (2.1) é válida. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 13.

$$i_{L_{m2}}(t) = i_{l_{k2}}(t) = i_{L_{m2}}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_{m2} + l_{k2}}(t - t_0). \quad (2.1)$$

Tabela 1 – Etapas de operação do conversor em um período de chaveamento.

Etapas	Intervalo de duração	Caracterização
Etapa 1	$d_1 = [t_0, t_1]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 2	$d_2 = [t_1, t_2]$	$S_1 = on, S_2 = off$ $D_{c1} = off, D_{c2} = on$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 3	$d_3 = [t_2, t_3]$	$S_1 = on, S_2 = off$ $D_{c1} = off, D_{c2} = on$ $D_{out1} = off, D_{out2} = on$
Etapa 4	$d_4 = [t_3, t_4]$	$S_1 = on, S_2 = off$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = on$
Etapa 5	$d_5 = [t_4, t_5]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = on$
Etapa 6	$d_6 = [t_5, t_6]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 7	$d_7 = [t_6, t_7]$	$S_1 = off, S_2 = on$ $D_{c1} = on, D_{c2} = off$ $D_{out1} = off, D_{out2} = off$
Etapa 8	$d_8 = [t_7, t_8]$	$S_1 = off, S_2 = on$ $D_{c1} = on, D_{c2} = off$ $D_{out1} = on, D_{out2} = off$
Etapa 9	$d_9 = [t_8, t_9]$	$S_1 = off, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = on, D_{out2} = off$
Etapa 10	$d_{10} = [t_9, t_{10}]$	$S_1 = on, S_2 = on$ $D_{c1} = off, D_{c2} = off$ $D_{out1} = on, D_{out2} = off$

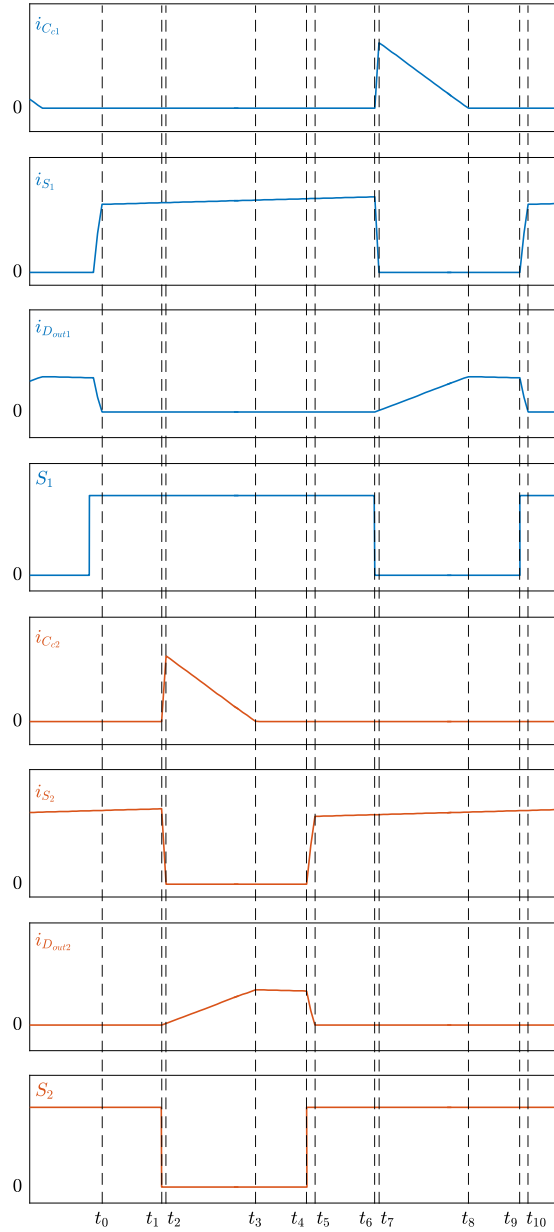
- **Etapa 2:** Em t_1 , o interruptor S_2 é aberto. Sua tensão aumenta rapidamente até polarizar diretamente o diodo D_{c2} – em t_2 . Neste instante, a tensão sobre S_2 é dada pela Equação (2.2). Durante este intervalo, parte da energia armazenada em l_{k2} e L_{m2} é absorvida pelo capacitor *clamp* C_{c2} . Como consequência, a corrente em l_{k2} , $i_{l_{k2}}$, começa a decair. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 14. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .

$$V_{S_2}(t_2) = V_{in} + V_{C_{c2}} \quad (2.2)$$

- **Etapa 3:** Em t_2 , C_{c2} é completamente carregado, polarizando o diodo de saída $D_{out,2}$ diretamente. A tensão do enrolamento secundário N_{s2} é refletida para o enrolamento primário N_{p2} – Equação (2.3). $i_{l_{k2}}$ decai até zero em t_3 , $i_{l_{k2}}(t_3) = 0$. Neste intervalo, as

correntes $i_{L_{m2}}$ e $i_{l_{k2}}$ são dadas pelas Equações (2.4) e (2.5), respectivamente. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 15. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .

Figura 12 – Principais formas de onda.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

$$V_{L_{m2}} = V_{N_{p2}} = \frac{V_{N_{s2}}}{n} = \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n}. \quad (2.3)$$

$$i_{L_{m2}}(t) = i_{L_{m2}}(t_2) - \frac{V_{C_2} - V_{C_{c2}} - V_{in}}{nL_{m2}}(t - t_2). \quad (2.4)$$

$$i_{l_{k2}}(t) = i_{L_{m2}}(t_2) - \frac{V_{C_{c2}} - \frac{1}{1+n}(V_{C_2} - V_{in})}{l_{k2}}(t - t_2). \quad (2.5)$$

- **Etapa 4:** Em t_3 , a corrente $i_{l_{k2}}$ decai a zero. Toda corrente de magnetização é refletida do enrolamento primário N_{p2} para o enrolamento secundário N_{s2} . Neste intervalo, as Equações (2.6), (2.7) e (2.8) são válidas. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 16. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .

$$V_{L_{m2}} = \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n}. \quad (2.6)$$

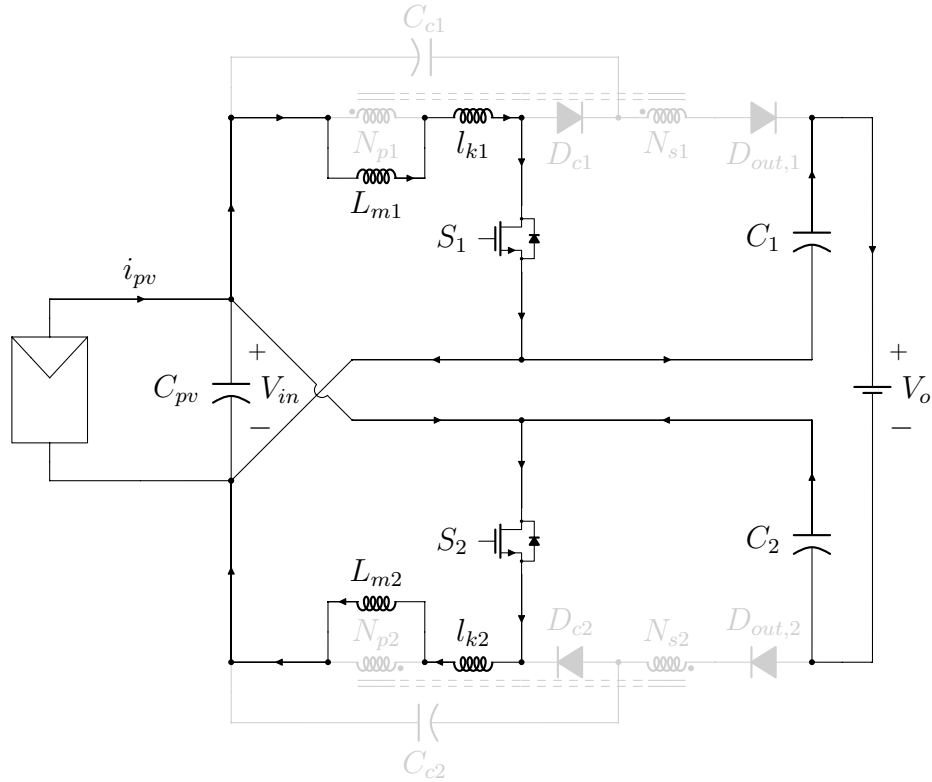
$$i_{L_{m2}}(t) = i_{L_{m2}}(t_3) - \frac{V_{C_2} - V_{C_{c2}} - V_{in}}{nL_{m2}}(t - t_3). \quad (2.7)$$

$$i_{D_2}(t) = \frac{i_{L_{m2}}(t_3)}{n} - \frac{V_{C_2} - V_{C_{c2}} - V_{in}}{n^2L_{m2}}(t - t_3). \quad (2.8)$$

- **Etapa 5:** Em t_4 , o interruptor S_2 é fechado. A indutância de dispersão l_{k2} é rapidamente carregado pela soma das tensões de entrada, V_{in} , e da tensão do enrolamento secundário refletida, $\frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}}{n+1}$, até que a corrente na indutância de dispersão se iguale a corrente de magnetização. Paralelamente, C_{c2} continua a descarregar até polarizar o diodo de saída $D_{out,2}$ reversamente. O circuito equivalente do conversor operando nesta etapa está representado na Figura 17. Durante esta etapa, S_1 permanece conduzindo, carregando L_{m1} e l_{k1} .
- **Etapa 6:** Em t_5 , ambos os interruptores estão conduzindo. Esta etapa é equivalente à Etapa 1.
- **Etapa 7:** Em t_6 , o interruptor S_1 é aberto. Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 2 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.
- **Etapa 8:** Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 3 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.
- **Etapa 9:** Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 4 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.
- **Etapa 10:** Durante esta etapa, os eventos descritos na Etapa 5 para o submódulo inferior se aplicam ao submódulo superior e vice-versa.

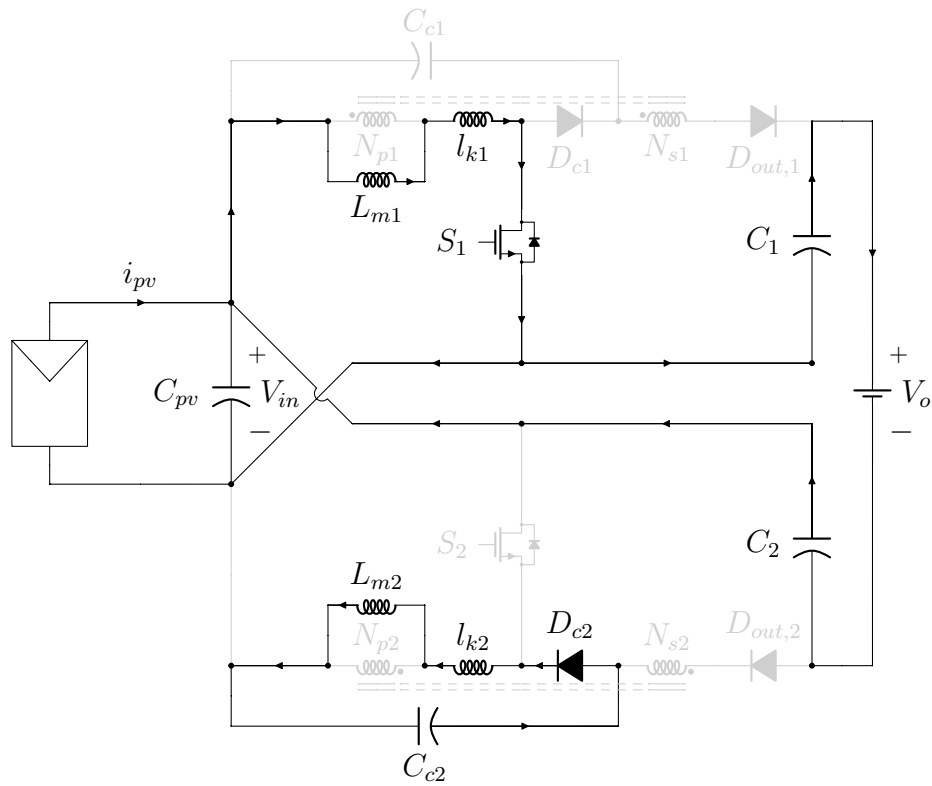
Deve ser notado que, independentemente do intervalo de operação, o capacitor de entrada, C_{PV} , está em série com os dois capacitores de saída, C_1 e C_2 , e a tensão de saída, V_0 , que vale $V_{C_1} + V_{C_2} - V_{in}$.

Figura 13 – Etapa 1.



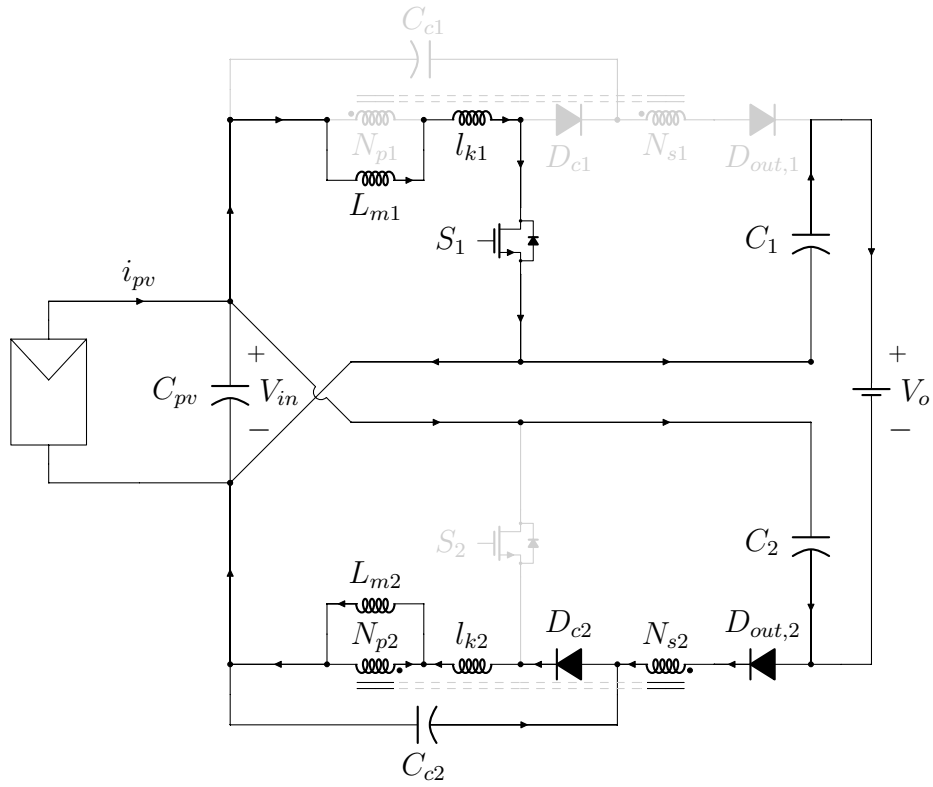
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 14 – Etapa 2.



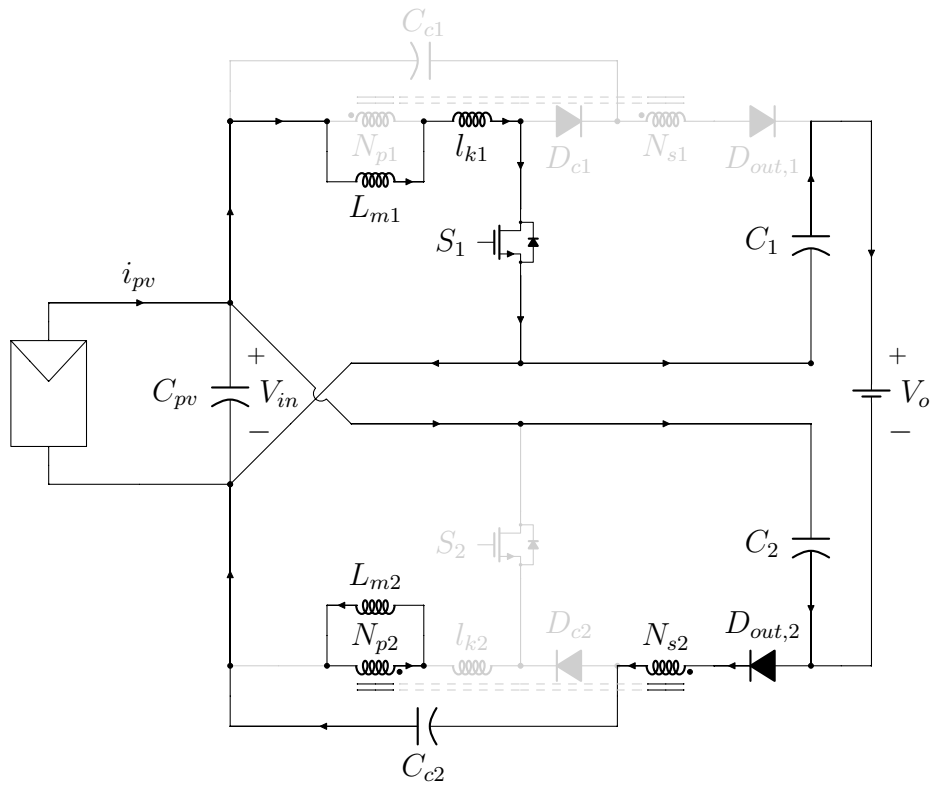
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 15 – Etapa 3.



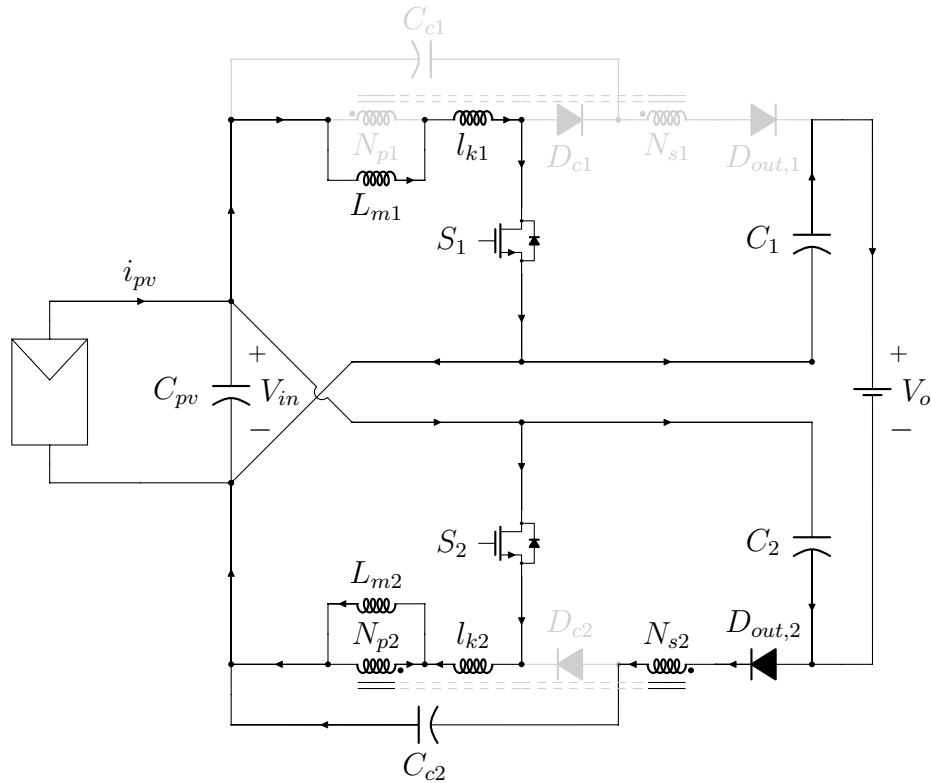
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 16 – Etapa 4.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 17 – Etapa 5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.1.2 Operação em Regime Permanente

Para encontrar as expressões da tensão sobre os principais componentes do circuito e o ganho de tensão quando o conversor opera em regime permanente, é suposto que:

- todos os componentes são ideais;
- o acoplamento magnético dos indutores é perfeito, ou seja, não há dispersão;
- os correspondentes elementos magnéticos e capacitivos de cada módulo *boost* são idênticos. Isto é, $L_{m1} = L_{m2}$ e $\frac{N_{s1}}{N_{p1}} = \frac{N_{s2}}{N_{p2}} = n$, e $C_1 = C_2$ e $C_{c1} = C_{c2}$;
- e as tensões sobre os capacitores de saída, V_{C_1} e V_{C_2} , e sobre os capacitores *clamer*, $V_{C_{c1}}$ e $V_{C_{c2}}$, são constantes.

Como consequência da condição imposta pelo segundo item, os valores das grandezas correspondentes em cada módulo *boost* são idênticos, possibilitando analisar apenas um dos módulos. Sendo assim, de modo a fazer uso dos intervalos de operação descritos na seção anterior, escolhe-se o módulo inferior.

2.1.2.1 Tensão Sobre os Capacitores

O valor da tensão sobre o capacitor de grampeio $V_{C_{c2}}$ é obtido a partir da análise do circuito equivalente à Etapa $[t_2, t_3]$. Aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões (LKT) à malha do

módulo *boost* contendo C_{c2} , V_{in} e V_{C2} , tem-se:

$$-V_{in} + V_{C2} + nV_{L_{m2}} - V_{C_{c2}} = 0, \quad (2.9)$$

em que, nesta etapa,

$$V_{L_{m2}} = -V_{C_{c2}}. \quad (2.10)$$

Substituindo a Equação (2.10) na Equação (2.9), tem-se:

$$V_{C_{c2}} = \frac{V_{C2} - V_{in}}{1 + n}. \quad (2.11)$$

O valor da tensão sobre os capacitores de saída é obtido a partir do cálculo da tensão média sobre o indutor L_{m2} , a qual, em regime permanente, é nula:

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_{L_{m2,on}} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_{L_{m2,off}} dt \right] = 0, \quad (2.12)$$

em que,

- para $S_2 = on$:

$$V_{L_{m2,on}} = V_{in}, \quad (2.13)$$

- e, para $S_2 = off$:

$$V_{L_{m2,off}} = \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C2}}{n}. \quad (2.14)$$

Substituindo as Equações (2.13) e (2.14) na Equação (2.12), tem-se:

$$\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \frac{V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C2}}{n} dt \right] = 0. \quad (2.15)$$

Definindo $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ e substituindo a Equação (2.11) na Equação (2.15), tem-se:

$$V_{C2} = \frac{nD + 1}{1 - D} V_{in} = V_{C1}. \quad (2.16)$$

Substituindo a Equação (2.16) na Equação (2.11), tem-se:

$$V_{C_{c2}} = \frac{D}{1 - D} V_{in} = V_{C_{c1}}. \quad (2.17)$$

2.1.2.2 Tensão Sobre os Semicondutores

A expressão para o cálculo da máxima tensão sobre o interruptor S_2 é obtida aplicando a LKT no instante em que ocorre o bloqueio do mesmo, t_2 . Nesse instante, tem-se:

$$V_{S_2} = V_{in} + V_{C_{c2}}. \quad (2.18)$$

Substituindo a Equação (2.17) na Equação (2.18), tem-se:

$$V_{S_2} = \frac{V_{in}}{1-D} = V_{S_1}. \quad (2.19)$$

O diodo de saída D_2 é bloqueado em t_4 . Aplicando a LKT ao circuito nesse instante, tem-se:

$$V_{D_2} = -nV_{in} + V_{C_{c2}} + V_{in} - V_{C_2}. \quad (2.20)$$

Substituindo as Equações (2.16) e (2.17) na Equação (2.20), tem-se:

$$V_{D_2} = -\frac{n}{1-D}V_{in}. \quad (2.21)$$

Também em t_4 a tensão sobre o diodo clamber D_{c2} é máxima. Aplicando a LKT ao circuito nesse instante, tem-se:

$$V_{D_{c2}} = -V_{in} - V_{C_{c2}}. \quad (2.22)$$

Substituindo a Equação (2.17) na Equação (2.22), tem-se:

$$V_{D_{c2}} = -\frac{1}{1-D}V_{in}. \quad (2.23)$$

2.1.2.3 Ganho de Tensão

Conforme mencionado anteriormente, independentemente do intervalo de operação, a expressão para o cálculo da tensão de saída, V_o , é dada por:

$$V_o = V_{C_1} + V_{C_2} - V_{in}. \quad (2.24)$$

Substituindo a Equação (2.16) na Equação (2.24), obtém-se a expressão para o cálculo do ganho de tensão do conversor:

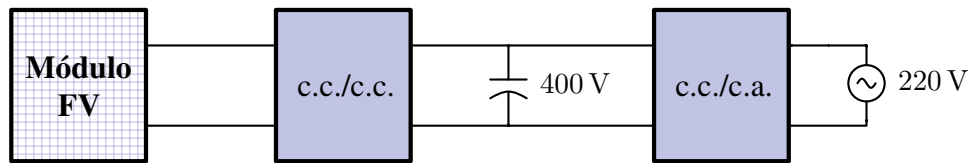
$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + D(2n + 1)}{1 - D}. \quad (2.25)$$

A relação do ganho de tensão com a razão cíclica para determinado valor de n está apresentado na subseção 2.2.2.1.

2.2 PROJETO DO CONVERSOR C.C./C.C.

Para propósitos de aplicação em microinversor fotovoltaico, o conversor c.c.-c.c. deve ser projetado de modo a atender aos requisitos necessários para conectar um único módulo fotovoltaico à rede.

Figura 18 – Microinversor de dois estágios.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.2.1 Requisitos de Projeto

Os níveis de tensão, corrente e potência de entrada do conversor c.c./c.c. devem ser compatíveis com as especificações elétricas dos módulos fotovoltaicos aos quais é integrado.

As características elétricas de típicos módulos fotovoltaicos comerciais da fabricante *Canadian Solar* (SOLAR, 2017), série CS6K, foram colocadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações elétricas dos módulos fotovoltaicos da série CS6K no STC (*Standard Test Conditions*): $S = 1000 \frac{W}{m^2}$, $T = 25^\circ C$ e $AM = 1,5$.

Modelo	P_{max} (W)	V_{mp} (V)	I_{mp} (A)	V_{oc} (V)	I_{sc} (A)	$\mu_{V_{oc}}$ (%/ $^\circ C$)	$\mu_{I_{sc}}$ (%/ $^\circ C$)
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

A Equação (2.26) permite encontrar o valor da tensão do ponto de máxima potência gerada pelo módulo fotovoltaico para diferentes valores de temperatura de operação, para $S = 1000 \frac{W}{m^2}$.

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC})\mu_{V_{oc}} \quad (2.26)$$

A Equação (2.27) permite encontrar o valor da corrente do ponto de máxima potência gerada pelo módulo fotovoltaico para diferentes valores de irradiância, para $T = 25^\circ C$.

$$I_{mp}(S) = I_{mp}^{STC} \frac{S}{S^{STC}} \quad (2.27)$$

Considerando que a temperatura de operação do módulo esteja limitada à faixa entre $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, tem-se que a maior e a menor tensão de máxima potência dessa série de módulos é de:

$$\begin{cases} V_{mp}(10\text{ }^{\circ}\text{C}) = 31\text{ V} + (10\text{ }^{\circ}\text{C} - 25\text{ }^{\circ}\text{C}) \times (-0,41 \frac{\text{V}}{\text{ }^{\circ}\text{C}}) = 37,15\text{ V} \\ V_{mp}(50\text{ }^{\circ}\text{C}) = 30,4\text{ V} + (50\text{ }^{\circ}\text{C} - 25\text{ }^{\circ}\text{C}) \times (-0,41 \frac{\text{V}}{\text{ }^{\circ}\text{C}}) = 20,15\text{ V} \end{cases} \quad (2.28)$$

Considerando que a irradiância esteja limitada à faixa entre $S = 250 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$ e $S = 1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$, tem-se que a maior e a menor corrente de máxima potência dessa série de módulos é de:

$$\begin{cases} I_{mp}(250 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}) = 8,56\text{ A} \times \frac{250 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}}{1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}} = 2,14\text{ A} \\ I_{mp}(1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}) = 8,88\text{ A} \times \frac{250 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}}{1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}} = 8,88\text{ A} \end{cases} \quad (2.29)$$

Sendo assim, de modo a possibilitar a conexão de uma ampla série de módulos FV à rede, definiu-se os seguintes requisitos de projeto para a entrada do conversor c.c./c.c.: potência máxima de entrada de 300 W ; tensão máxima de entrada de 40 V ; tensão mínima de entrada de 20 V ; corrente mínima de entrada de 2 A ; e corrente máxima de entrada de 9 A (valor maior do que as correntes de máxima potência da série de módulos apresentados na Tabela 2).

Quanto à tensão de saída do conversor c.c./c.c., deve-se conhecer o valor de pico da tensão da rede à qual o microinversor é conectado. Conforme estabelecido nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), há oito níveis de valor eficaz de tensão para a rede elétrica brasileira em baixa tensão: $220/127\text{ V}$, $380/220\text{ V}$, $254/127\text{ V}$, $440/220\text{ V}$, $208/120\text{ V}$, $230/115\text{ V}$, $240/120\text{ V}$ e $220/110\text{ V}$ (ANEEL, 2018a). Portanto, definindo a tensão do barramento c.c. como 400 V , é possível conectar o conversor c.c./c.a. em todas essas redes através ou de conexão monofásica (fase-neutro), ou de conexão bifásica (fase-fase).

Além desses requisitos, a ondulação máxima da tensão de saída de $0,2\%$; a ondulação máxima da corrente de magnetização de $0,7\text{ A}$; e a frequência de chaveamento de 100 kHz .

Os requisitos de projeto apresentados na Tabela 3 são considerados nos projetos dos elementos magnéticos e capacitivos, que são utilizados para obtenção dos resultados simulados e experimentais.

2.2.2 Projeto do Indutor Acoplado

Devido à complexidade, o projeto do indutor acoplado e as perdas que ocorrem no mesmo estão descritos no Apêndice A, sendo esta subseção utilizada para determinar a relação

Tabela 3 – 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
Mínima corrente de entrada	2 A
Máxima corrente de entrada	9 A
Tensão de saída	400 V
Ondulação máxima da tensão de entrada	0,05 V
Ondulação máxima da tensão de saída	0,2 %
Ondulação máxima da corrente de magnetização	0,7 A
Frequência de chaveamento	100 kHz

de transformação, n , e o valor da indutância de magnetização, L_m , desejados.

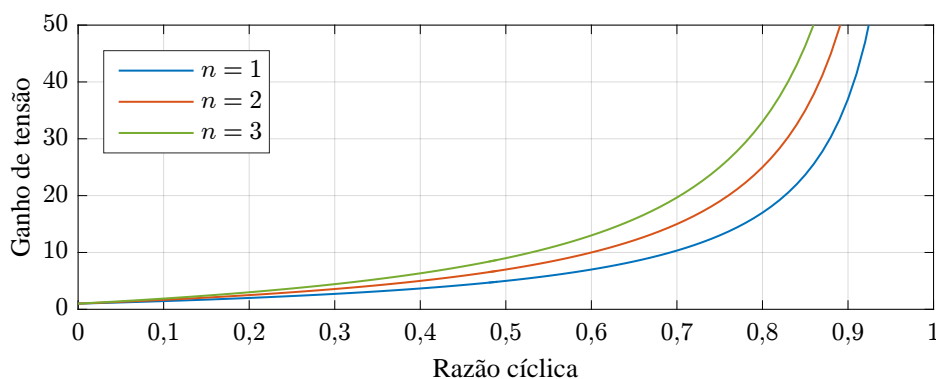
2.2.2.1 Relação de Transformação, n

Assumindo os requisitos de projeto definidos na subseção anterior, a faixa de ganho necessária para elevar a tensão de entrada, V_{in} , ao valor da tensão do barramento de saída, V_o é:

$$\begin{cases} G_{min} = \frac{400 \text{ V}}{40 \text{ V}} = 10 \\ G_{max} = \frac{400 \text{ V}}{20 \text{ V}} = 20 \end{cases} \quad (2.30)$$

A faixa de ganho de tensão e da correspondente razão cíclica é influenciada pela escolha da relação de transformação, conforme expressa pela Equação (2.25) e mostrada na Figura 19.

Figura 19 – Ganho de tensão com a razão cíclica.



Fonte: Próprio autor.

Sendo assim, de modo a evitar que o conversor opere com razão cíclica elevada ($D \geq 80\%$), tem-se que $n \geq 2$. Devido aos desafios construtivos, às sobretensões nos semicondutores,

e às perdas nos enrolamentos resultantes de uma grande relação de transformação, escolhe-se $n = 2$.

2.2.2.2 Indutância de Magnetização L_m

O valor da indutância de magnetização do indutor acoplado pode ser calculado considerando a tensão sobre o mesmo:

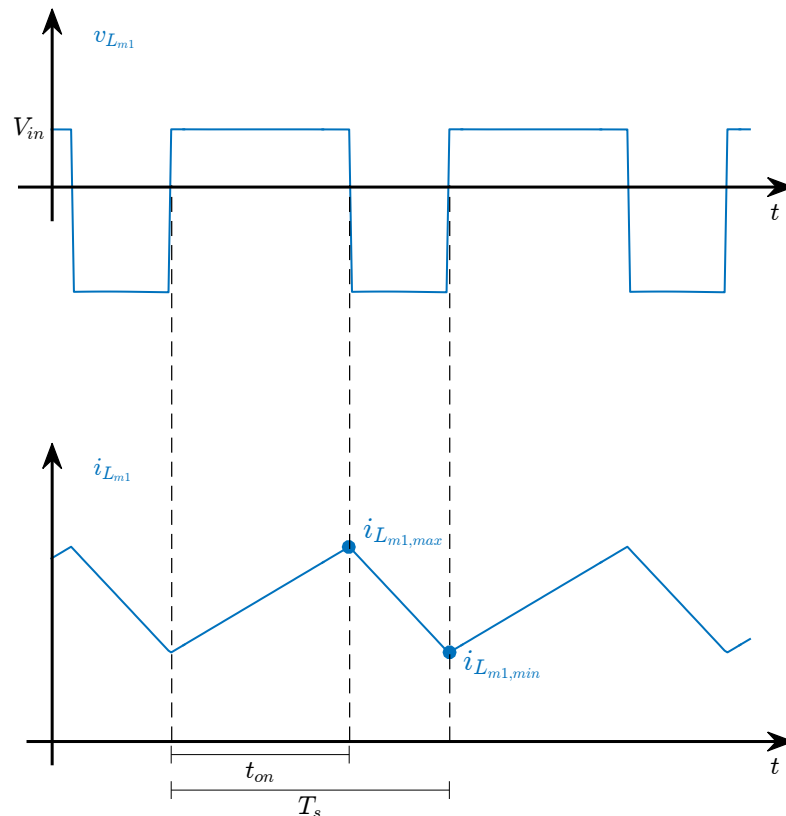
$$v_{L_{m1}} = L_{m1} \frac{\Delta i_{L_{m1}}}{\Delta t}. \quad (2.31)$$

Com o auxílio da Figura 20, pode-se escrever:

$$V_{in} = L_{m1} \frac{\Delta i_{L_{m1}}}{T_s D}, \quad (2.32)$$

em que $\Delta i_{L_{m1}} = i_{L_{m1,max}} - i_{L_{m1,min}}$.

Figura 20 – Tensão sobre o indutor e limite entre condução contínua e descontínua.



Fonte: Próprio autor.

Isolando L_{m1} na Equação (2.32), tem-se:

$$L_{m1} = \frac{V_{in} T_s D}{\Delta i_{L_{m1}}} \quad (2.33)$$

Dos requisitos de projeto, tem-se que $20 \text{ V} \leq V_{in} \leq 40 \text{ V}$, para $0,60 \leq D \leq 0,76$. Sendo assim, para que o *ripple* da corrente de magnetização, $\Delta i_{L_{m1}}$, seja menor que $0,7 \text{ A}$ nessa faixa de operação, o valor mínimo da indutância de magnetização é calculado sob a condição de operação em que $D = 0,60$ ($V_{in} = 40 \text{ V}$), resultando em $L_{m1} = 342 \mu\text{H}$. Dessa forma, escolhe-se $L_{m1} = L_{m2} = 350 \mu\text{H}$.

2.2.3 Projeto dos Capacitores de Saída, C_1 e C_2

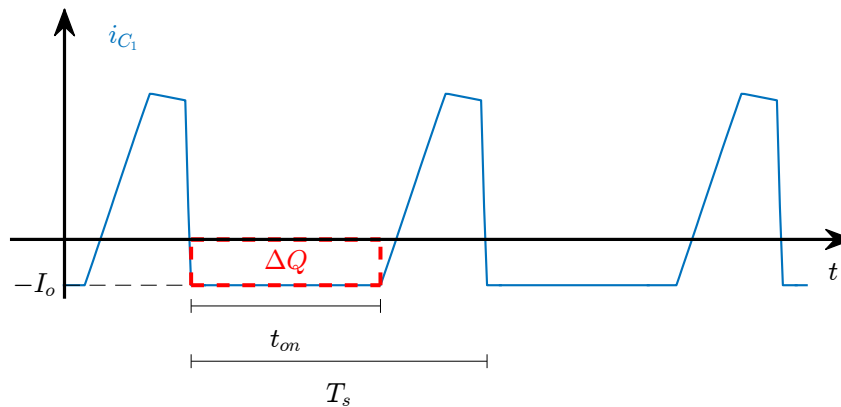
Para o projeto dos capacitores de saída, considera-se que as ondulações das correntes nos diodos $D_{out,1}$ e $D_{out,2}$ circulam, respectivamente, por C_1 e C_2 . A Equação 2.34, que relaciona a capacitância e a carga do capacitor C_1 , é utilizada para atender ao requisito de ondulação da tensão sobre o capacitor de saída, C_1 ($0,2\%$).

$$\Delta v = \frac{\Delta Q}{C_1}. \quad (2.34)$$

A variação de carga no capacitor, ΔQ , pode ser encontrada de forma aproximada calculando a área retangular destacada na Figura 21.

$$\Delta Q = I_o T_s D. \quad (2.35)$$

Figura 21 – Corrente no capacitor de saída C_1 .



Fonte: Próprio autor.

Substituindo a Equação (2.35) na Equação (2.34), tem-se:

$$\Delta v = \frac{I_o T_s D}{C_1}, \quad (2.36)$$

O valor médio da corrente que circula pela carga, I_o , é dado por:

$$I_o = \frac{V_{C1} + V_{C2} - V_{in}}{R}, \quad (2.37)$$

em que R é a carga conectada na saída do conversor, que vale $R = 442 \Omega$.

Substituindo a Equação (2.37) na Equação (2.36) e reescrevendo a equação resultante de modo a isolar a expressão para o cálculo da tensão, tem-se (lembrando que $V_{C_2} = V_{C_1}$):

$$\frac{\Delta v}{V_{C_1}} = \frac{2T_s D}{RC_1} - \frac{V_{in} T_s D}{V_{C_1} RC_1}. \quad (2.38)$$

Substituindo a Equação (2.16) na Equação (2.38), tem-se:

$$\frac{\Delta v}{V_{C_1}} = \frac{2T_s D}{RC_1} - \frac{(1-D)T_s D}{(nD+1)RC_1}. \quad (2.39)$$

Isolando C_1 , tem-se:

$$C_1 = \frac{2V_{C_1} T_s D}{\Delta v R} - \frac{(1-D)V_{C_1} T_s D}{\Delta v (nD+1)R}. \quad (2.40)$$

Da Equação (2.39), a oscilação da tensão sobre o capacitor de saída é máxima quando $D = 0,76$ (limite superior da razão cíclica). Dessa forma, para que $\frac{\Delta v}{V_{C_1}} \leq 0,2\%$, tem-se $C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F}$.

2.2.4 Projeto dos Capacitores de Grampeio, C_{c1} e C_{c2}

O propósito dos capacitores do circuito de grampeio, C_{c1} e C_{c2} , é absorver a energia das indutâncias parasitas, l_{k1} e l_{k2} , evitando, assim, sobretensão nos interruptores S_1 e S_2 após a abertura destes. Conforme apresentado em (KIANPOUR; SHAHGHOLIAN, 2017), os valores de capacitores de grampeio são dados por:

$$C_{c1} \geq \frac{(1-D)^2}{\pi^2 f_s^2 l_{k1}}. \quad (2.41)$$

sendo assim, para encontrar o valor de C_{c1} , é necessário conhecer o valor da indutância parasita. De forma aproximada, é suposto que $l_{k1} \approx \frac{L_{m1}}{100} \approx 3 \mu\text{H}$. Substituindo esse valor na Equação (2.41), juntamente com $f_s = 100 \text{ kHz}$ e $D = 0,6$, tem-se que $C_{c1} \approx 1,35 \mu\text{F}$. Escolhe-se $C_{c1} = C_{c2} = 10 \mu\text{F}$.

2.2.5 Projeto do Capacitor de Entrada, C_{pv}

Embora não incluso na Figura 22, o capacitor de entrada, C_{pv} , está presente nos modelos médio e na montagem experimental, sendo necessário, portanto, projetar o mesmo. Para tal, deve ser notado que seu propósito é evitar que ondulações das correntes de entrada nos submódulos superior e inferior retornem para fonte.

Para o conversor *boost* tradicional modulado com PWM clássico, o valor do capacitor de entrada é dado por (considerando o pior caso: máxima variação de tensão permitida no capacitor de entrada para a maior ondulação de corrente no indutor):

$$C_{in} = \frac{I_L \frac{\Delta i_L}{2}}{2\pi f_s \Delta V_{C_{in}}}. \quad (2.42)$$

Em que $\Delta V_{C_{in}}$, I_L e Δi_L são, respectivamente, a variação de tensão no capacitor de entrada, a corrente média e a ondulação de corrente no indutor. Como o conversor estudado neste trabalho possui dois submódulos, a Equação (2.42) é modificada para considerar os mesmos, resultando em:

$$C_{pv} = \frac{2I_{L_m} \frac{\Delta i_{L_m}}{2}}{2\pi 2f_s \Delta V_{C_{pv}}}. \quad (2.43)$$

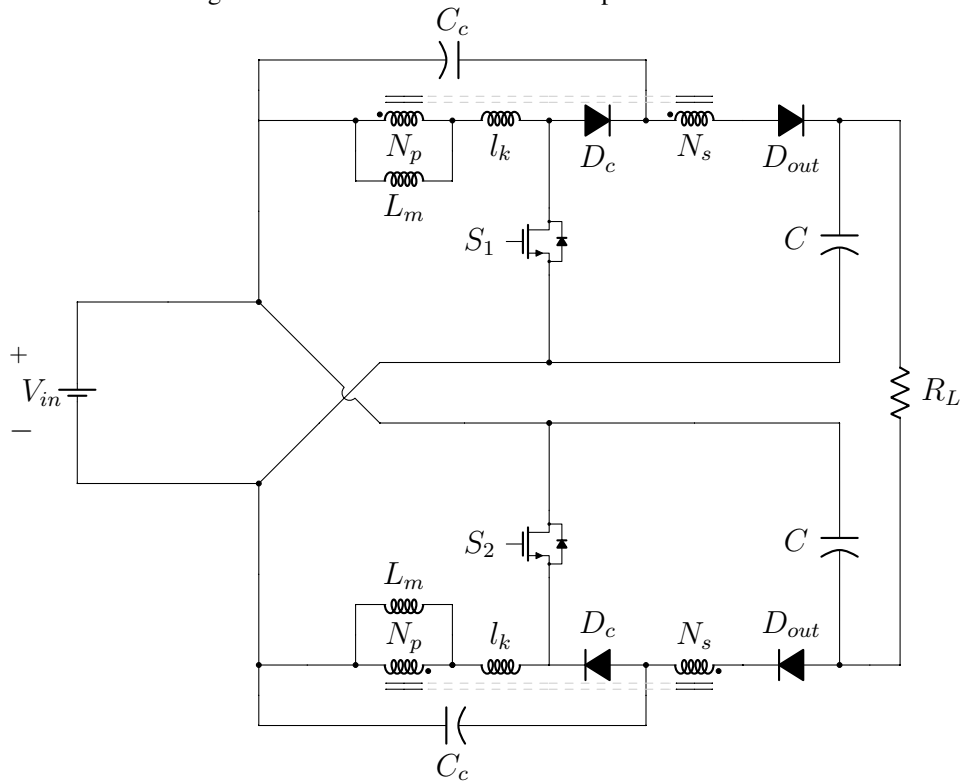
Deve ser notado que, em termos prático, as Equações (2.42) e (2.43) são idênticas, porém, da forma expressa pela Equação (2.43), fica evidente que os dois submódulos foram considerados. Dessa forma, para a condição de operação em que $f_s = 100$ kHz, $\Delta V_{C_{pv}} = 0,035$ V, $I_{L_m} = 6,0$ A e $\Delta i_{L_m} = 0,7$ A, tem-se que $C_{pv} = 100$ μ F.

2.3 RESULTADOS SIMULADOS

O conversor c.c./c.c. apresentado na Figura 22 foi simulado no *software* PSIM com razão cíclica constante (malha aberta) e semicondutores ideais para validação da análise em regime permanente e das etapas de operação descritas neste capítulo. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação estão apresentados na Tabela 4.

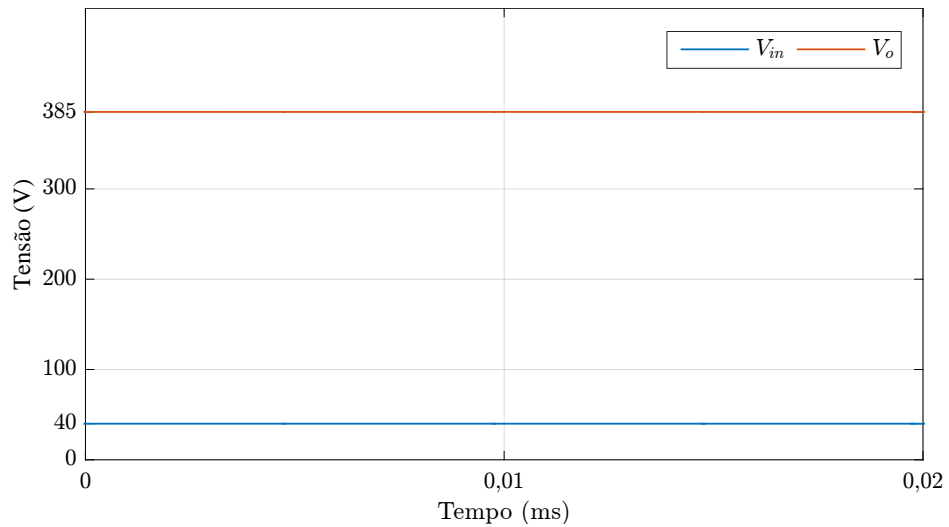
O ganho de tensão e as principais formas de onda do conversor c.c./c.c. operando em malha aberta são apresentadas nas Figuras 23 e 24, respectivamente.

Figura 22 – Circuito simulado - sem capacitor de entrada.



Fonte: Próprio autor.

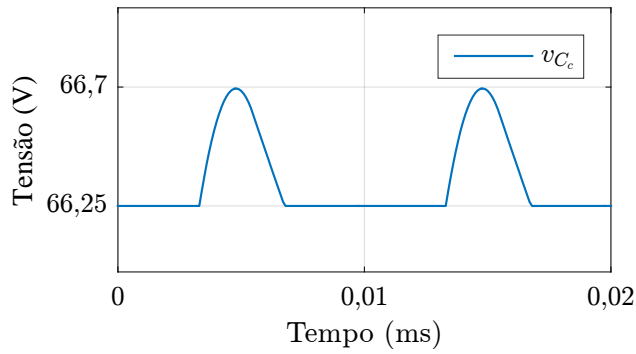
Figura 23 – Ganho de tensão.



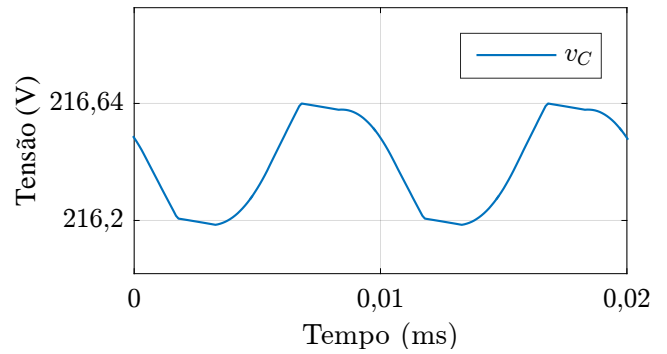
Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

Figura 24 – Principais formas de onda.

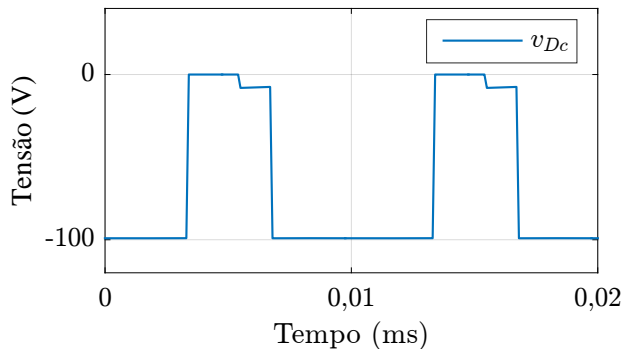
(a) Tensão sobre o capacitor de grameamento.



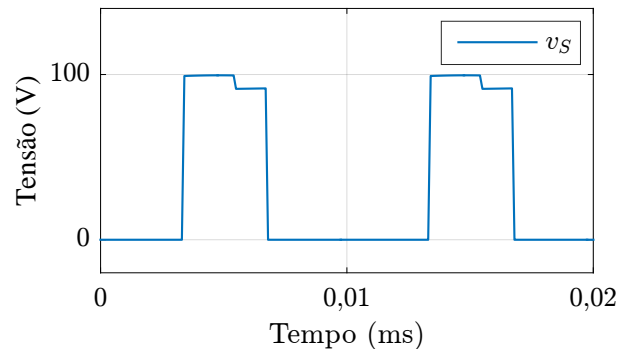
(b) Tensão sobre o capacitor de saída



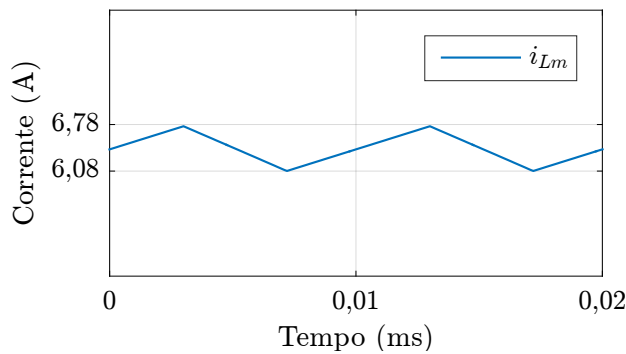
(c) Tensão sobre o diodo de grameamento.



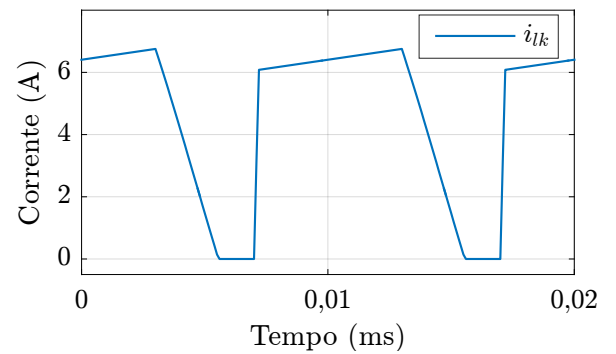
(d) Tensão sobre o interruptor.



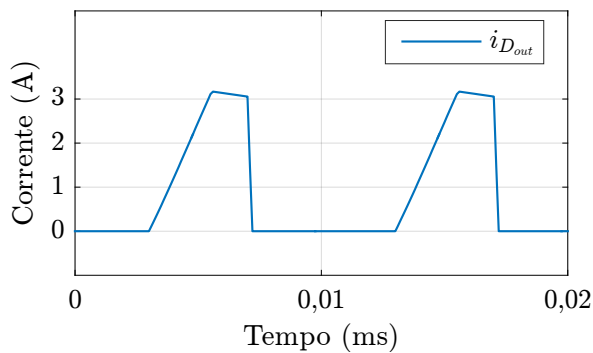
(e) Corrente no indutância de magnetização.



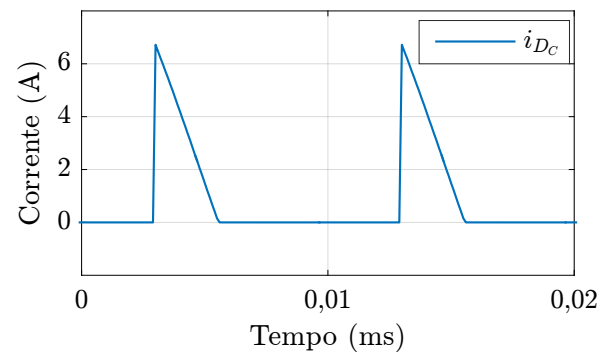
(f) Corrente na indutância de dispersão.



(g) Corrente no diodo de saída.



(h) Corrente no diodo de grameamento.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

Deve ser notado que os valores dos níveis de tensão apresentados nos gráficos validam as equações desenvolvidas anteriormente. Além disso, conforme mostrado na Figura 24e, para as condições de operação apresentadas na Tabela 4, o *ripple* da corrente na indutância de magnetização valida o projeto da mesma ($\Delta i_{L_{m1}} \leq 0,7$ A). Também, conforme apresentado na Figura 24b, tem-se que $\frac{\Delta v}{V_C} \leq 0,2\%$, validando o projeto dos capacitores de saída (representados por C).

Deve ser notado, também, a presença de correntes contínua e descontínua, Figuras 24e e 24f, que são, respectivamente, a corrente nas indutâncias de magnetização e de dispersão, bem como a baixa ondulação de tensão sobre os capacitores. Os comportamentos dessas grandezas são considerados para desenvolver o modelo matemático do conversor c.c./c.c.

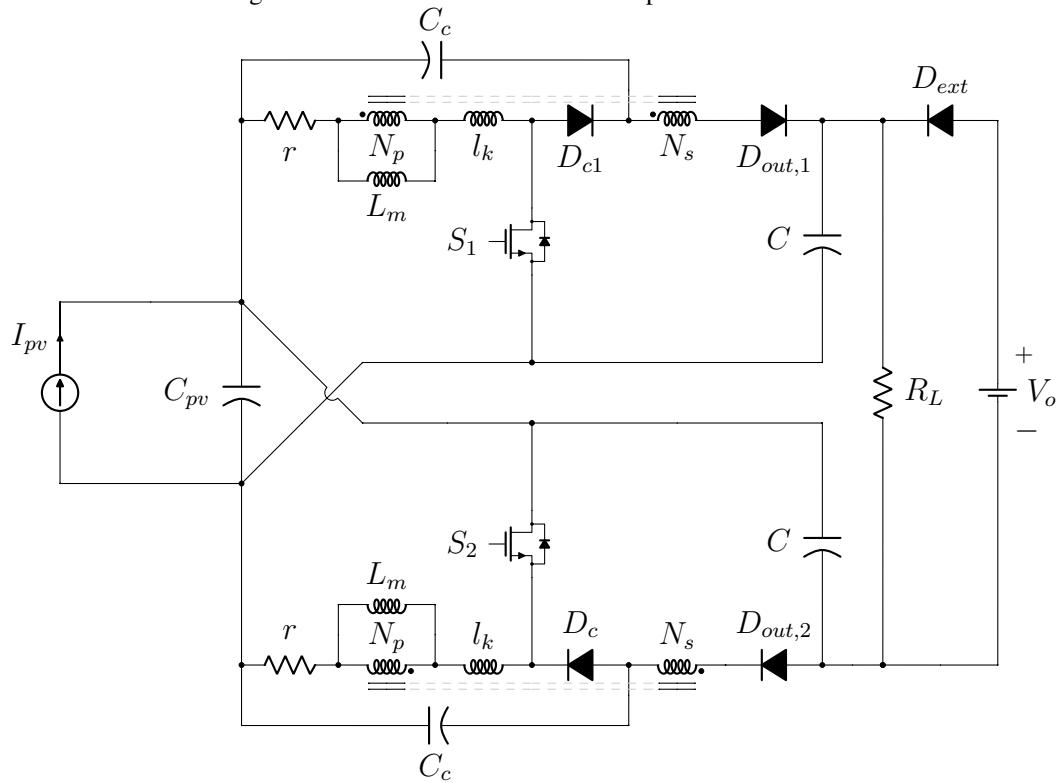
Tabela 4 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados na simulação do conversor.

Parâmetro	Valor
Razão cíclica (D)	0,6
Tensão de entrada (V_{in})	40 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	2
Indutâncias de magnetização (L_m)	350 μ H
Indutâncias de dispersão (l_k)	3 μ H
Capacitor de entrada (C_{pv})	100 μ F
Capacitores de saída (C)	10 μ F
Capacitores do <i>clamp</i> (C_c)	10 μ F
Carga (R_L)	442 Ω

Também, para validar o projeto do capacitor de entrada, foi simulado o circuito apresentado na Figura 25 – vale salientar que, para propósitos de implementação prática (ensaio experimental), é adicionado o diodo externo, D_{ext} , com a finalidade de garantir fluxo unidirecional de potência (do barramento c.c. para a carga, R_L). Além disso, o valor da carga R_L é escolhido de modo que a mesma consuma, simultaneamente, as potências fornecidas pelo conversor c.c./c.c. e pelo barramento c.c. Neste caso, além dos parâmetros apresentados na Tabela 4, utilizou-se $I_{pv} = 8$ A, $C_{pv} = 100$ μ F e $V_o = 400$ V.

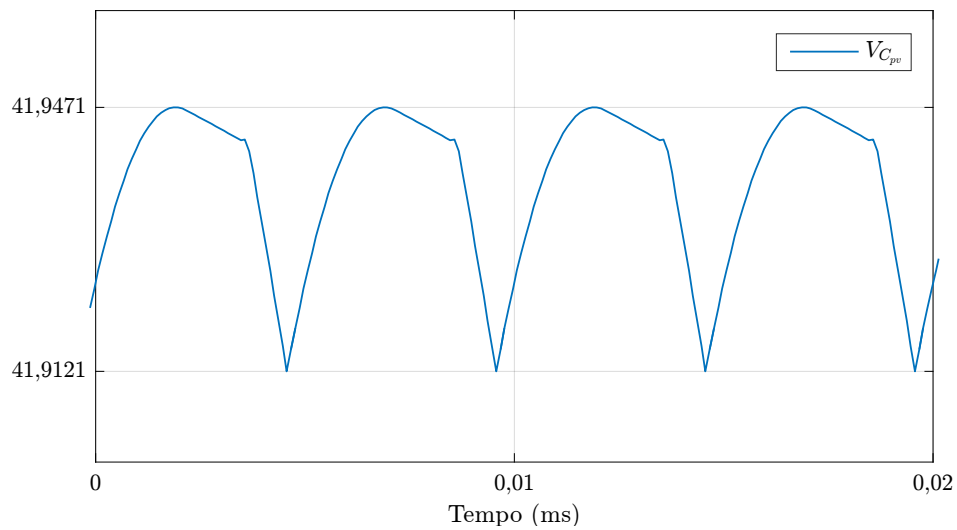
Conforme mostrado na Figura 26, a oscilação da tensão no capacitor de entrada é de 0,035 V, o que valida o projeto do mesmo.

Figura 25 – Circuito simulado - com capacitor de entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 26 – Ondulação de tensão no capacitor de entrada.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

2.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo, é analisado o comportamento do conversor c.c./c.c. de alto ganho com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante em um período de comutação, identificando nove etapas de operação distintas, sendo quatro dessas de curta duração quando comparadas - em relação a um período de comutação.

São apresentadas especificações práticas de projeto para integrar o conversor c.c./c.c. em microinversores conectados à rede. Esses requisitos, juntamente com as expressões da tensão sobre os semicondutores e capacitores e o ganho de tensão desenvolvidas para o conversor operando em regime permanente, são utilizados para escolher a relação de transformação apropriada e para calcular a indutância mínima para que a corrente de magnetização opere sempre em modo contínua e os valores de capacitâncias do circuito de grampeio, de entrada e de saída.

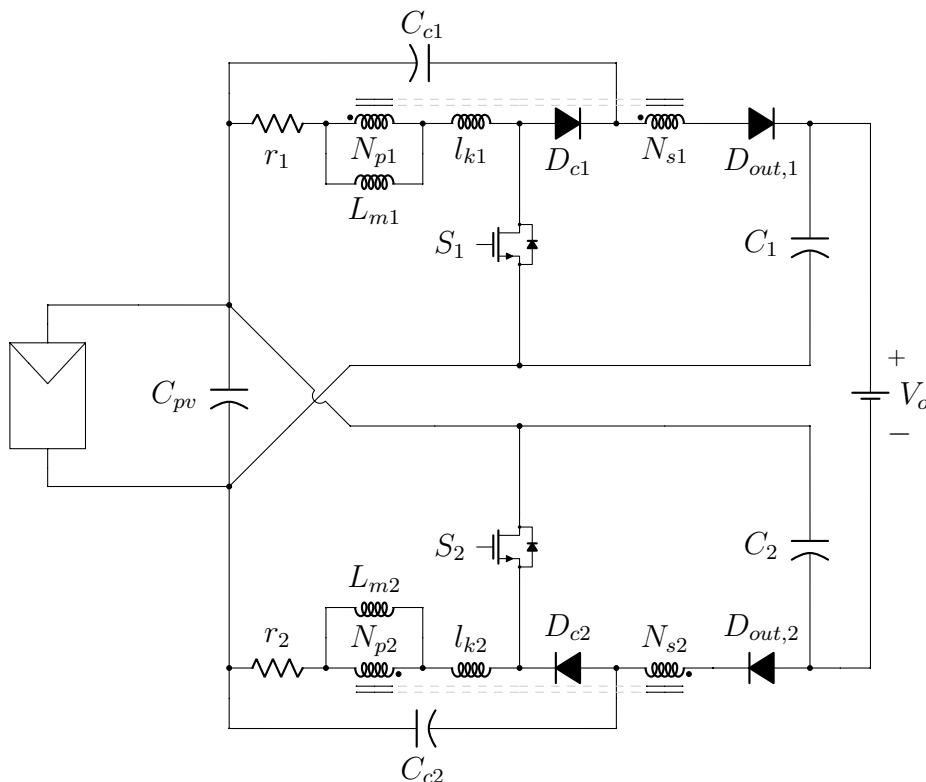
3 MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR

Neste capítulo, dois modelos matemáticos são desenvolvidos em espaço de estado para analisar comportamento dinâmico do conversor: um de oitava ordem, que, devido à presença de correntes descontínuas nas indutâncias de dispersão, é obtido utilizando o modelo médio para modo de condução descontínua; e outro de quarta ordem, desenvolvido utilizando a técnica modelo médio em espaço de estado. Em seguida, o controlador da tensão de entrada do conversor c.c./c.c. é projetado de modo a emular o seguimento do ponto de máxima potência. Resultados simulados são apresentados para validar os modelos médio e o controle da tensão de entrada em malha fechada.

3.1 MODELO DE OITAVA ORDEM

O modelo matemático do conversor com oito variáveis de estado é desenvolvido a partir do circuito apresentado na Figura 27.

Figura 27 – Circuito do modelo de ordem completa.

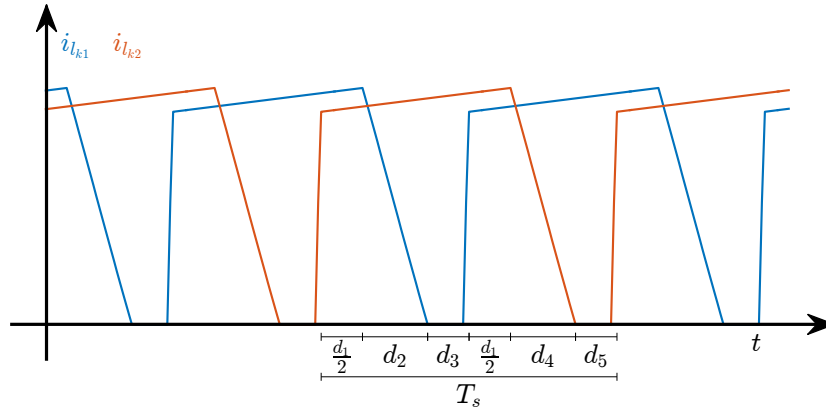


Fonte: Elaborada pelo autor.

Conforme pontuado no Capítulo 2 e apresentado na Figura 28, as correntes nas indutâncias de dispersão, i_{lk1} e i_{lk2} , são descontínuas durante os intervalos de tempo com duração d_3 e

d_5 , respectivamente, o que torna a técnica convencional do modelo médio em espaço de estado (do inglês, *State-Space Averaging Modeling - SSAM*) imprecisa para descrever o comportamento do conversor (SUCU, 2011).

Figura 28 – Correntes nos indutores de dispersão.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

A razão disso é que, devido à descontinuidade das correntes $i_{L_{k1}}$ e $i_{L_{k2}}$ durante as Etapas 2 e 4, a corrente média entregue aos capacitores de grameio não necessariamente têm o mesmo valor que a corrente média desses indutores, e a abordagem modelo médio em espaço de estado é válida quando os valores médios verdadeiros de cada variável de estado são usados, uma vez que, nessa técnica, apenas os parâmetros das matrizes de estado são ponderados - as variáveis de estado não são ponderadas (SUN et al., 2001).

A fim de representar precisamente o comportamento dinâmico de conversores básicos operando em modo de condução descontínua (*discontinuous-conduction mode - DCM*), uma modificação do modelo médio em espaço de estado foi proposta em (SUN et al., 2001) através da inserção de uma matriz de correção, \mathbf{M} , na equação média de estado, ou seja,

$$\langle \dot{x} \rangle = \sum_{k=1}^3 (d_k A_k) \mathbf{M} \langle x \rangle + \sum_{k=1}^3 (d_k B_k) \langle u \rangle, \quad (3.1)$$

em que \mathbf{M} é uma matriz diagonal cujos termos são encontrados comparando a corrente de carga do capacitor através do modelo médio em estado, com a corrente de carga real, obtida aplicando a lei da conservação de carga do capacitor (SUN et al., 2001).

Para conversores com elementos parasitas, como o conversor apresentado na Figura 27, encontrar a matriz \mathbf{M} é uma atividade bastante complexa. Em (SUCU, 2011), em vez de uma matriz diagonal de correção, um vetor coluna de correção para cada variável de estado é inserido na equação média de estado, ou seja,

$$\langle \dot{x} \rangle = \sum_{k=1}^3 (d_k A_k) (M \odot \langle x \rangle) + \sum_{k=1}^3 (d_k B_k) \langle u \rangle. \quad (3.2)$$

em que $(\mathbf{M} \odot \langle x \rangle)$ denota a multiplicação entre vetores elemento a elemento - produto de Hadamard.

Nessa abordagem, as funções $M(d_1, \langle x \rangle)$ e $d_2(d_1, \langle x \rangle)$ (alternativamente $d_3(d_1, \langle x \rangle)$) são obtidas para vários pontos na faixa de operação desejada e então armazenadas para uso futuro em uma *lookup table*.

Em (ARANGO et al., 2013) foi proposto um método melhorado para modelar conversores de alta ordem com a presença de, simultaneamente, correntes contínuas e descontínuas, nomeado *improved averaging method* (IAM). Esse método pondera as equações de estado da forma convencional, mas inclui duas mudanças para melhorar a aproximação do modelo: a definição de novas variáveis para descrever o comportamento das variáveis descontínuas e um procedimento para calcular a duração dos intervalos em que essas discontinuidades ocorrem.

O modelo médio do conversor apresentado na Figura 27 foi desenvolvido através do método IAM utilizando os passos descritos nas próximas subseções.

3.1.1 Passo 1: Obtenção das Equações de Estado e Duração de Cada Etapa

Para simplificar a obtenção das equações de estado, é suposto que os semicondutores são ideais; que ambos os indutores acoplados possuem a mesma relação de transformação, n ; os correspondentes elementos passivos de ambos os módulos que compõem o conversor são idênticos, isto é, $r_1 = r_2 = r$, $l_{k1} = l_{k2} = l_k$, $L_{m1} = L_{m2} = L_m$, $C_1 = C_2 = C$, $C_{c1} = C_{c2} = C_c$; e que a tensão de saída, V_o , é constante.

As variáveis de estado, de entrada e de saída escolhidas são, respectivamente, as tensões sobre capacitores C_{c1} , C_{c2} , C_1 e C_2 e as correntes nos indutores L_{m1} , L_{m2} , l_{k1} e l_{k2} ; a corrente do módulo fotovoltaico, i_{pv} e a tensão de saída do conversor, V_o ; e a tensão de entrada do conversor, v_{in} .

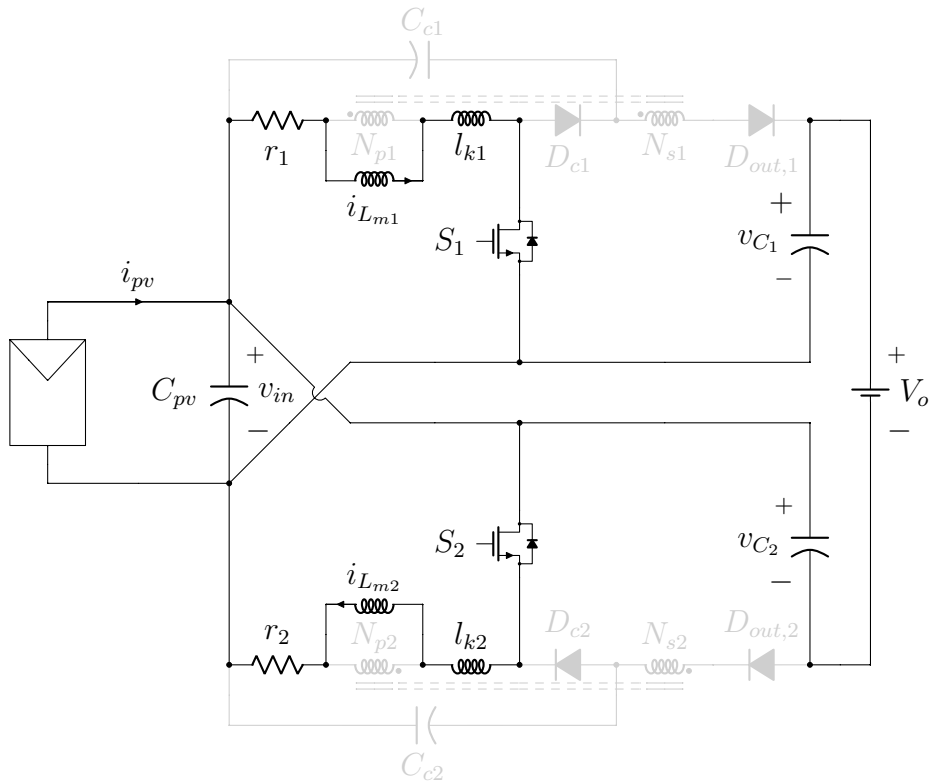
As entradas e a saída foram assim escolhidas para propósitos de aplicações em microinversores FV compostos por dois estágios de conversão (c.c./c.c. e c.a./c.a.), uma vez que, nesses sistemas, V_o é controlada pelo estágio de conversão c.c./c.a., i_{pv} é fornecida pelo módulo FV e v_{in} é a grandeza utilizada para forçar máxima extração de potência do módulo FV.

Além disso, apenas as etapas com intervalo de duração significativo – cinco etapas, caracterizadas pelos estados de condução dos diodos – serão consideradas, já que as equações de estado são ponderadas pelo seu respectivo intervalo de duração.

3.1.1.1 Etapa 1: $D_{out,1} = off$, $D_{out,2} = off$, $D_{c1} = off$ e $D_{c2} = off$

O circuito equivalente do conversor operando na Etapa 1 é mostrado na Figura 29. Aplicando as leis de Kirchhoff a este circuito, obtém-se equações dinâmicas da Etapa 1, agrupadas no sistema de equações (3.3).

Figura 29 – Conversor operando na Etapa 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{pv} - i_{L_{m1}} - i_{L_{m2}} - C_2 \dot{v}_{C_2} - C_{pv} (\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 i_{pv} - i_{L_{m1}} - i_{L_{m2}} - C_1 \dot{v}_{C_1} - C_{pv} (\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + r_1 i_{L_{m1}} + L_{m1} \dot{i}_{L_{m1}} + l_{k1} \dot{i}_{L_{m1}} = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + r_2 i_{L_{m2}} + L_{m2} \dot{i}_{L_{m2}} + l_{k2} \dot{i}_{L_{m2}} = 0 \\
 \dot{v}_{C_{c1}} = 0 \\
 \dot{v}_{C_{c2}} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k1}} - \dot{i}_{L_{m1}} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k2}} - \dot{i}_{L_{m2}} = 0 \\
 -v_{in} + v_{C_2} + v_{C_1} - V_o = 0
 \end{array} \right. \quad (3.3)$$

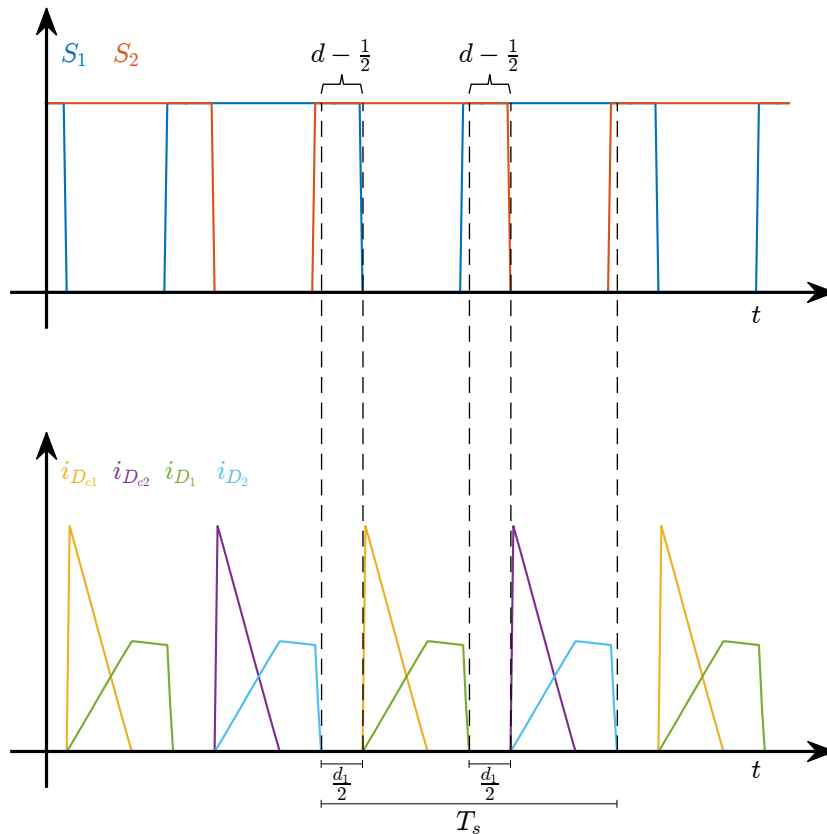
Isolando as derivadas das variáveis de estado do sistema de equações (3.3), obtém-se as

equações de estado da Etapa 1, agrupadas no sistema de equações (3.4).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{L_{m1,1}} = -\frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m1}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{i}_{l_{k1,1}} = -\frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m1}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{v}_{C_{1,1}} = -\frac{1}{C + 2C_{pv}} i_{L_{m1}} - \frac{1}{C + 2C_{pv}} i_{L_{m2}} + \frac{1}{C + 2C_{pv}} i_{pv} \\ \dot{i}_{L_{m2,1}} = \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} - \frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m2}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{i}_{l_{k2,1}} = \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} - \frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m2}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{v}_{C_{2,1}} = -\frac{1}{C + 2C_{pv}} i_{L_{m1}} - \frac{1}{C + 2C_{pv}} i_{L_{m2}} + \frac{1}{C + 2C_{pv}} i_{pv} \end{array} \right. \quad (3.4)$$

A duração desta etapa, d_1 , é, por inspeção da Figura 30, igual a $(2d - 1)T_s$, em que d é a razão de cíclica dos interruptores.

Figura 30 – Duração da Etapa 1.

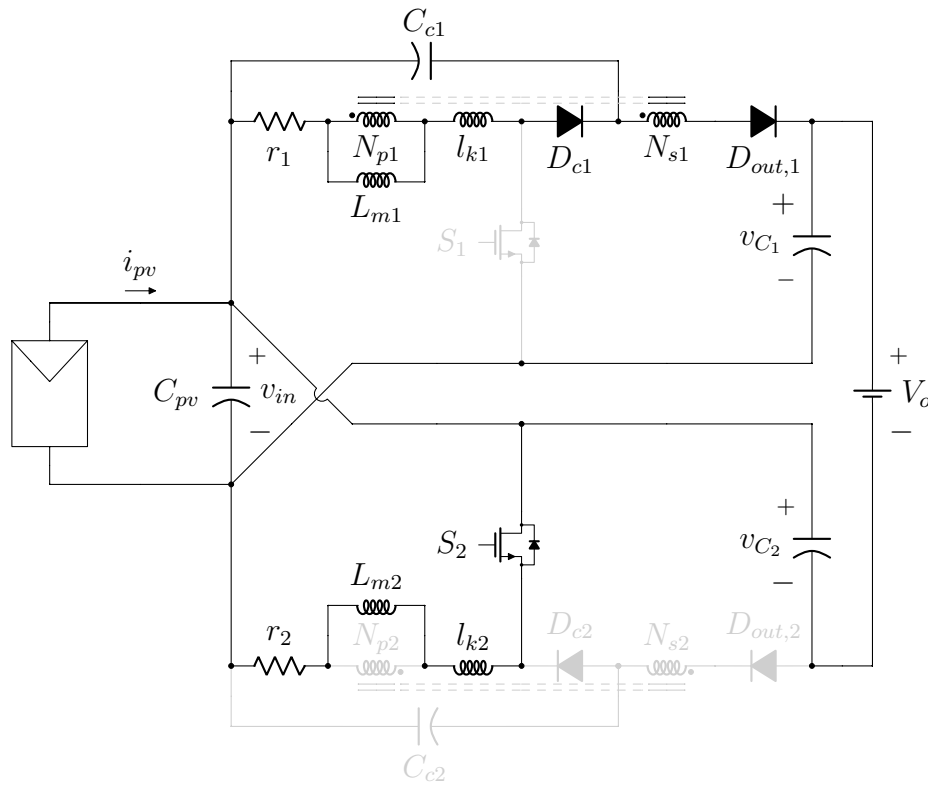


Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

3.1.1.2 Etapa 2: $D_{out,1} = on$, $D_{out,2} = off$, $D_{c1} = on$ e $D_{c2} = off$

O circuito equivalente do conversor operando na Etapa 2 é mostrado na Figura 31. Aplicando as leis de Kirchhoff, obtém-se as equações dinâmicas da Etapa 2, agrupadas no sistema de equações (3.5).

Figura 31 – Conversor operando na Etapa 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{pv} - i_{l_{k1}} + C_{c1}\dot{v}_{C_{c1}} - i_{L_{m2}} - C_2\dot{v}_{C_2} - C_{pv}(\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 i_{pv} - C_1\dot{v}_{C_1} - i_{L_{m2}} - C_{pv}(\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) - v_{C_{c1}} + nL_{m1}\dot{i}_{L_{m1}} + v_{C_1} = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + l_{k2}\dot{i}_{L_{m2}} + L_{m2}\dot{i}_{L_{m2}} + r_2i_{L_{m2}} = 0 \\
 nC_{c1}\dot{v}_{C_{c1}} - ni_{l_{k1}} - i_{l_{k1}} + i_{L_{m1}} = 0 \\
 \dot{v}_{C_{c2}} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k2}} - \dot{i}_{L_{m2}} = 0 \\
 -v_{C_{c1}} - l_{k1}\dot{i}_{l_{k1}} - L_{m1}\dot{i}_{L_{m1}} - r_1i_{l_{k1}} = 0 \\
 -v_{in} + v_{C_2} + v_{C_1} - V_o = 0
 \end{array} \right. \quad (3.5)$$

Isolando as derivadas das variáveis de estado do sistema de equações (3.5), obtém-se as equações de estado da Etapa 2, agrupadas no sistema de equações (3.6).

$$\begin{cases} \dot{i}_{L_{m1,2}} = \frac{1}{L_m n} v_{C_{c1}} + \frac{1}{L_m n} v_{C_2} - \frac{1}{L_m n} V_o \\ \dot{i}_{l_{k1,2}} = -\frac{r}{l_k} i_{l_{k1}} - \frac{1}{l_k n} v_{C_2} - \frac{n+1}{l_k n} v_{C_{c1}} + \frac{1}{l_k n} V_o \\ \dot{v}_{C_{1,2}} = +\frac{C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m1}} - \frac{C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{l_{k1}} - \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv} \\ \dot{i}_{L_{m2,2}} = \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} - \frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m2}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{i}_{l_{k2,2}} = \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} - \frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m2}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{v}_{C_{2,2}} = -\frac{C + C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m1}} + \frac{C + C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{l_{k1}} - \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv} \end{cases} \quad (3.6)$$

A duração do intervalo desta etapa, representada na Figura 32 por d_2 , é obtida resolvendo o sistema de equações formado pelas expressões da tensão sobre o indutor de magnetização L_{m1} durante o intervalo de tempo em que $S_1 = on$, e as expressões para o cálculo do valor médio das correntes nas indutâncias de magnetização e dispersão, $\langle i_{L_{m1}} \rangle$ e $\langle i_{l_{k1}} \rangle$.

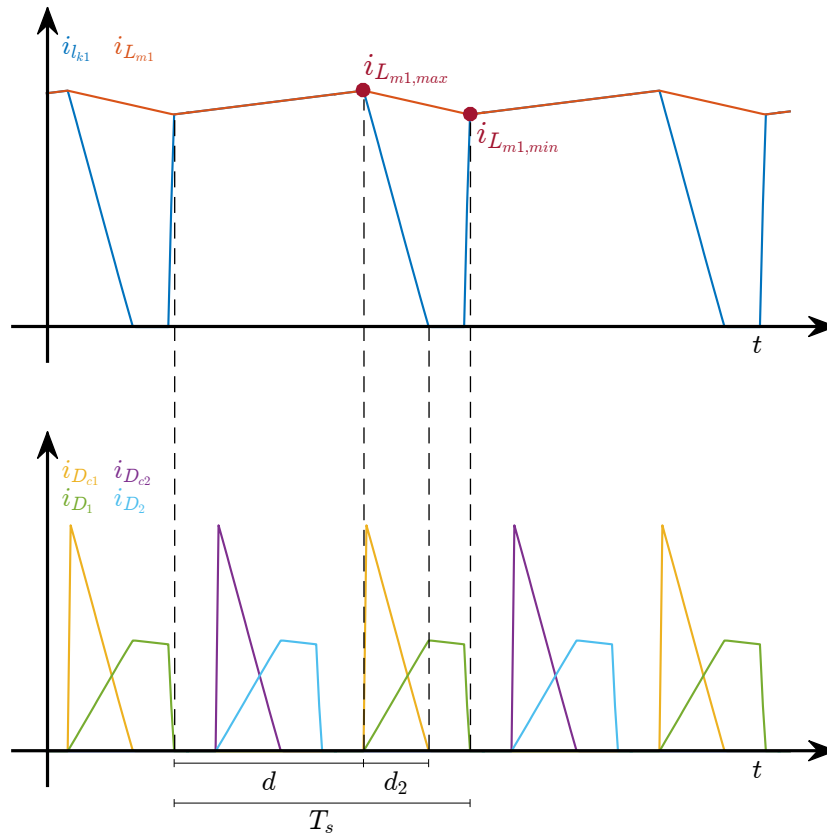
$$\begin{cases} -v_{in} + r\langle i_{L_{m1}} \rangle + (L_m + l_k) \frac{i_{L_{m1,max}} - i_{L_{m1,min}}}{dT_s} = 0 \\ -\langle i_{l_{k1}} \rangle + \frac{i_{L_{m1,min}} d}{2} + \frac{i_{L_{m1,max}} (d + d_2)}{2} = 0 \\ -\langle i_{L_{m1}} \rangle + \frac{i_{L_{m1,max}} + i_{L_{m1,min}}}{2} = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

$$d_2 = \frac{4(l_k + L_m)(\langle i_{l_{k1}} \rangle - d\langle i_{L_{m1}} \rangle)}{2\langle i_{L_{m1}} \rangle l_k + 2\langle i_{L_{m1}} \rangle L_m + dT_s v_{in} - d\langle i_{L_{m1}} \rangle rT_s} \quad (3.8)$$

3.1.1.3 Etapa 3: $D_{out,1} = on$, $D_{out,2} = off$, $D_{c1} = off$ e $D_{c2} = off$

O circuito equivalente do conversor operando na Etapa 3 é mostrado na Figura 33. Aplicando as leis de Kirchhoff, obtém-se as equações dinâmicas da Etapa 3, agrupadas no sistema de equações (3.9).

Figura 32 – Duração da Etapa 2.

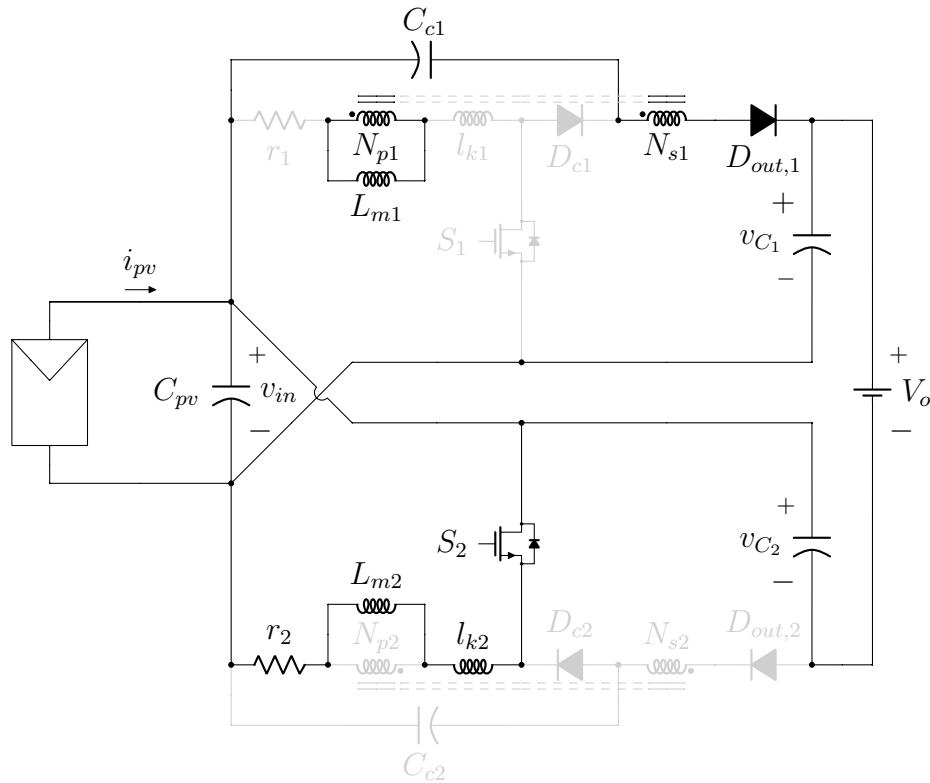


Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{pv} - i_{L_{m2}} - C_2 \dot{v}_{C_2} + C_{c1} \dot{v}_{C_{c1}} - C_{pv} (\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 i_{pv} - i_{L_{m2}} - C_1 \dot{v}_{C_1} - C_{pv} (\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) - v_{C_{c1}} + nL_{m1} \dot{i}_{L_{m1}} + v_{C_1} = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + l_{k2} \dot{i}_{L_{m2}} + L_{m2} \dot{i}_{L_{m2}} + r_2 i_{L_{m2}} = 0 \\
 C_{c1} \dot{v}_{C_{c1}} + \frac{i_{L_{m1}}}{n} = 0 \\
 \dot{v}_{C_{c2}} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k2}} - \dot{i}_{L_{m2}} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k1}} = 0 \\
 -v_{in} + v_{C_2} + v_{C_1} - V_o = 0
 \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Isolando as derivadas das variáveis de estado do sistema de equações (3.9), obtém-se as

Figura 33 – Conversor operando na Etapa 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

equações de estado da Etapa 3, agrupadas no sistema de equações (3.10).

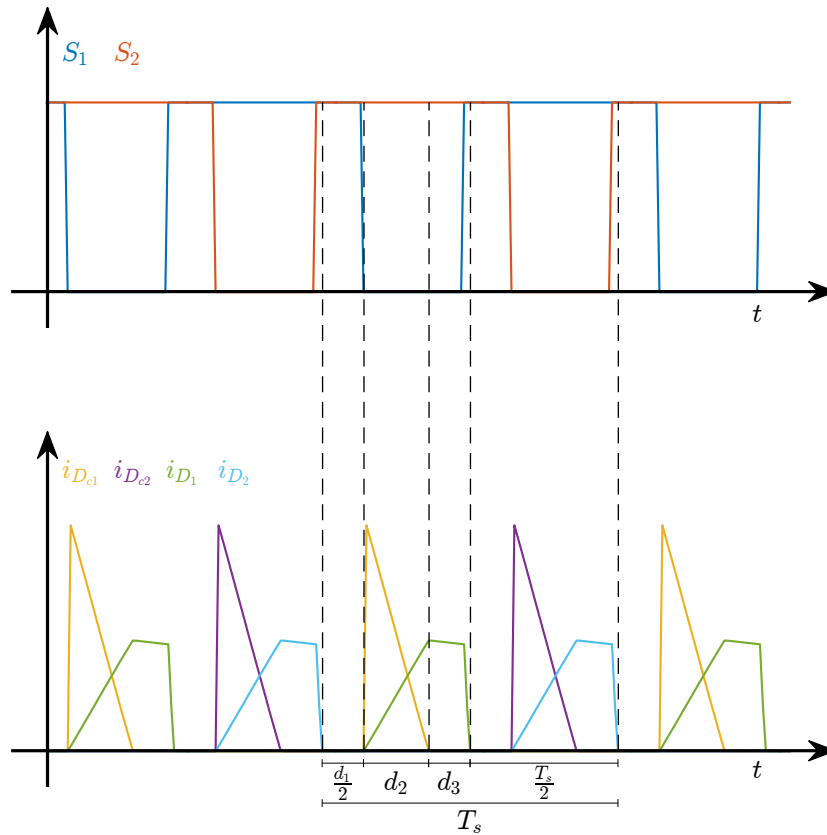
$$\begin{cases}
 \dot{i}_{L_{m1,3}} = \frac{1}{L_m n} v_{C_2} + \frac{1}{L_m n} v_{C_{c1}} - \frac{1}{L_m n} V_o \\
 \dot{i}_{l_{k1,3}} = 0 \\
 \dot{v}_{C_{1,3}} = \frac{C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m1}} - \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv} \\
 \dot{i}_{L_{m2,3}} = \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} - \frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m2}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\
 \dot{i}_{l_{k2,3}} = \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} - \frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m2}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\
 \dot{v}_{C_{2,3}} = -\frac{C + C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m1}} - \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv}
 \end{cases} \quad (3.10)$$

A duração do intervalo desta etapa, d_3 , é, por inspeção da Figura 34, igual a $(1 - d - d_2)T_s$.

3.1.1.4 Etapa 4: $D_{out,1} = off$, $D_{out,2} = on$, $D_{c1} = off$ e $D_{c2} = on$

O circuito equivalente do conversor operando na Etapa 4 é mostrado na Figura 35. Aplicando as leis de Kirchhoff, obtém-se as equações dinâmicas da Etapa 4, agrupadas no

Figura 34 – Duração da Etapa 3.



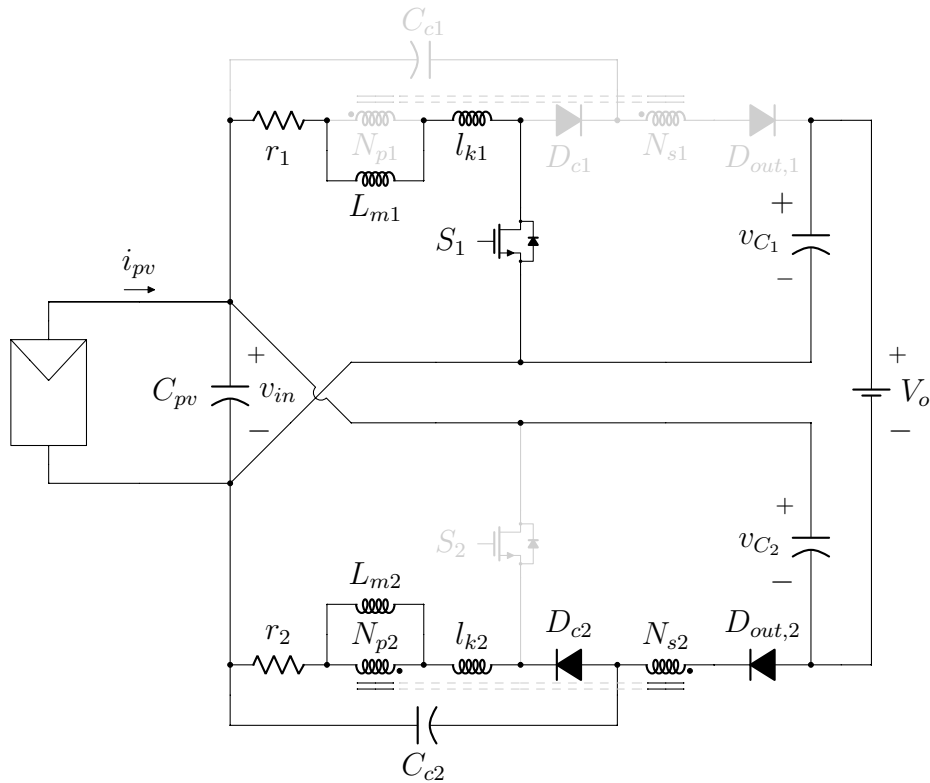
Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

sistema de equações (3.11).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{pv} - i_{L_{m1}} - C_2 \dot{v}_{C_2} - C_{pv}(\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 i_{pv} - i_{L_{m1}} - C_1 \dot{v}_{C_1} - i_{l_{k2}} + C_{c2} \dot{v}_{C_{c2}} - C_{pv}(\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + r_1 i_{L_{m1}} + L_{m1} \dot{i}_{L_{m1}} + l_{k1} \dot{i}_{L_{m1}} = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + v_{C_2} + n L_{m2} \dot{i}_{L_{m2}} - v_{C_{c2}} = 0 \\
 \dot{v}_{C_{c1}} = 0 \\
 C_{c2} \dot{v}_{C_{c2}} + \frac{i_{L_{m2}}}{n} - \frac{(n+1)i_{l_{k2}}}{n} = 0 \\
 v_{C_{c2}} + l_{k2} \dot{i}_{l_{k2}} + L_{m2} \dot{i}_{L_{m2}} + r_2 i_{l_{k2}} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k1}} - \dot{i}_{L_{m1}} = 0 \\
 -v_{in} + v_{C_2} + v_{C_1} - V_o = 0
 \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Isolando as derivadas das variáveis de estado do sistema de equações (3.11), obtém-se as

Figura 35 – Conversor operando na Etapa 4.



Fonte: Elaborada pelo autor.

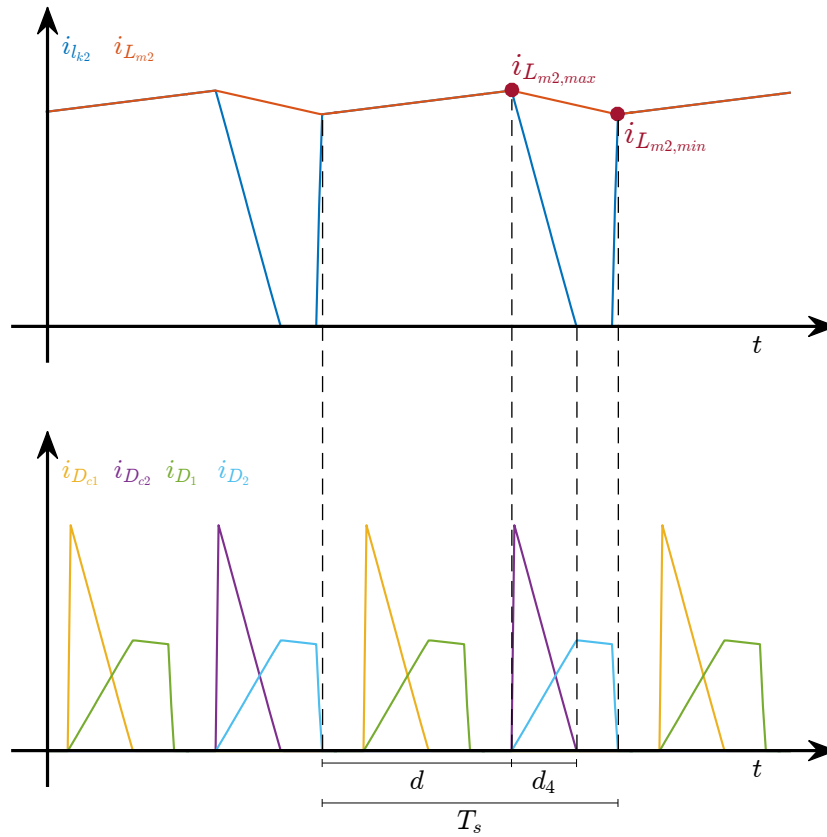
equações de estado da Etapa 4, agrupadas no sistema de equações (3.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{L_{m1,4}} = -\frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m1}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C1} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{i}_{l_{k1,4}} = -\frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m1}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C1} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{v}_{C1,4} = -\frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m1}} - \frac{C + C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m2}} + \frac{C + C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{l_{k2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv} \\ \dot{i}_{L_{m2,4}} = \frac{1}{L_m n} v_{C1} + \frac{1}{L_m n} v_{C2} - \frac{1}{L_m n} V_o \\ \dot{i}_{l_{k2,4}} = -\frac{1}{l_k n} v_{C1} - \frac{r}{l_k} i_{l_{k2}} - \frac{n+1}{l_k n} v_{C2} + \frac{1}{l_k n} V_o \\ \dot{v}_{C2,4} = -\frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m1}} + \frac{C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m2}} - \frac{C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{l_{k2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv} \end{array} \right. \quad (3.12)$$

A duração do intervalo desta etapa, representada na Figura 36 por d_4 , é obtida resolvendo o sistema de equações formado pelas expressões da tensão sobre o indutor de magnetização L_{m2} durante o intervalo de tempo em que $S_2 = on$, e as expressões e para o cálculo do valor médio das correntes nas indutâncias de magnetização e dispersão, $\langle i_{L_{m2}} \rangle$ e $\langle i_{l_{k2}} \rangle$ - similar ao cálculo de

d_2 .

Figura 36 – Duração da Etapa 4.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

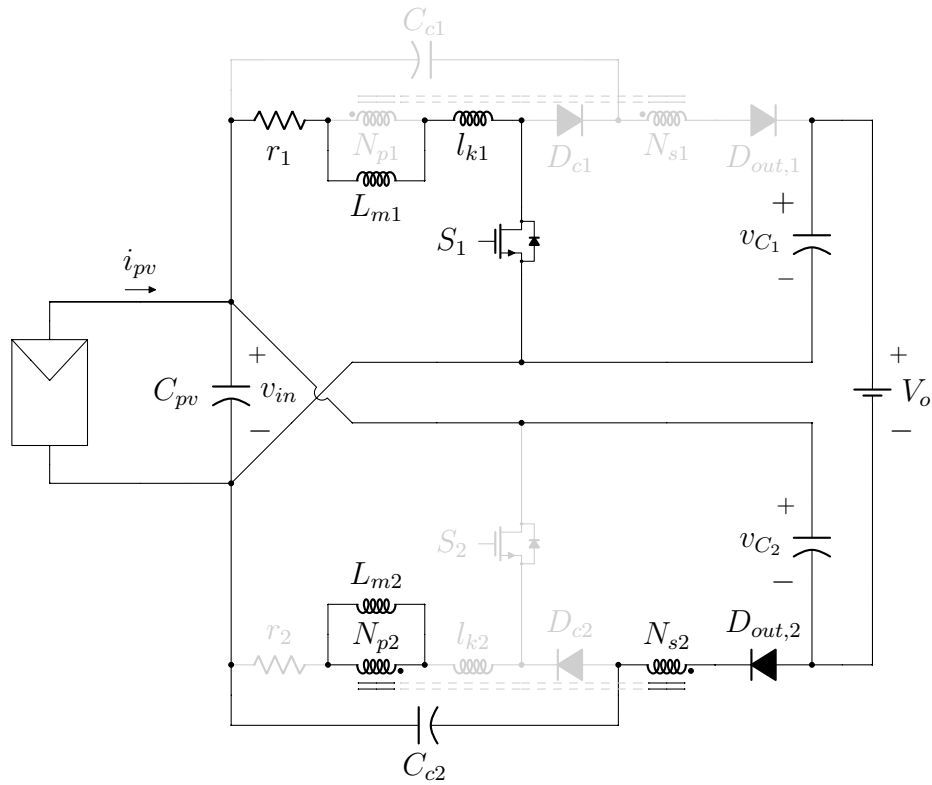
$$\begin{cases} -v_{in} + r\langle i_{L_{m2}} \rangle + (L_m + l_k) \frac{i_{L_{m2,max}} - i_{L_{m2,min}}}{dT_s} = 0 \\ -\langle i_{l_{k2}} \rangle + \frac{i_{L_{m2,min}}d}{2} + \frac{i_{L_{m2,max}}(d + d_4)}{2} = 0 \\ -\langle i_{L_{m2}} \rangle + \frac{i_{L_{m2,max}} + i_{L_{m2,min}}}{2} = 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

$$d_4 = \frac{4(l_k + L_m)(\langle i_{l_{k2}} \rangle - d\langle i_{L_{m2}} \rangle)}{2\langle i_{L_{m2}} \rangle l_k + 2\langle i_{L_{m2}} \rangle L_m + dT_s v_{in} - d\langle i_{L_{m2}} \rangle rT_s} \quad (3.14)$$

3.1.1.5 Etapa 5: $D_{out,1} = off$, $D_{out,2} = on$, $D_{c1} = off$ e $D_{c2} = off$

O circuito equivalente do conversor operando na Etapa 5 é mostrado na Figura 37. Aplicando as leis de Kirchhoff, obtém-se as equações dinâmicas da Etapa 5, agrupadas no sistema de equações (3.15).

Figura 37 – Conversor operando na Etapa 5.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{pv} - i_{L_{m1}} - C_2 \dot{v}_{C_2} - C_{pv}(\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 i_{pv} - i_{L_{m1}} - C_1 \dot{v}_{C_1} - \frac{i_{L_{m2}}}{n} - C_{pv}(\dot{v}_{C_1} + \dot{v}_{C_2} - \dot{V}_o) = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + r_1 i_{L_{m1}} + L_{m1} \dot{i}_{L_{m1}} + l_{k1} \dot{i}_{L_{m1}} = 0 \\
 -(v_{C_1} + v_{C_2} - V_o) + v_{C_2} + n L_{m2} \dot{i}_{L_{m2}} - v_{C_{c2}} = 0 \\
 \dot{v}_{C_{c1}} = 0 \\
 C_{c2} \dot{v}_{C_{c2}} + \frac{i_{L_{m2}}}{n} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k2}} = 0 \\
 \dot{i}_{l_{k1}} - \dot{i}_{L_{m1}} = 0 \\
 -v_{in} + v_{C_2} + v_{C_1} - V_o = 0
 \end{array} \right. \quad (3.15)$$

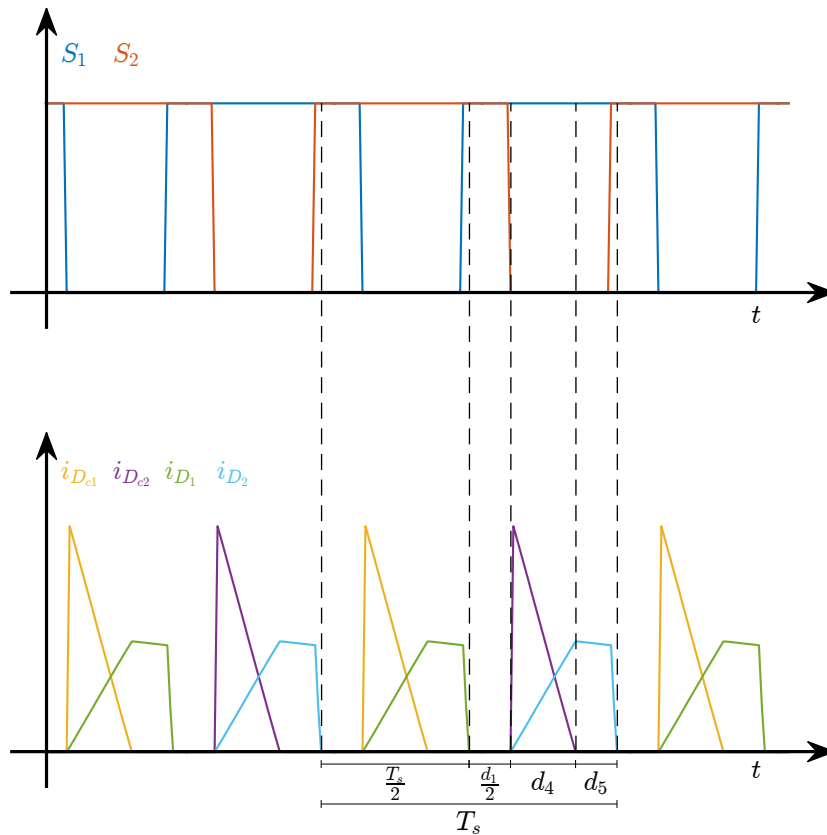
Isolando as derivadas das variáveis de estado do sistema de equações (3.15), obtém-se as

equações de estado, agrupadas no sistema de equações (3.16).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{i}_{L_{m1,5}} = -\frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m1}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{i}_{l_{k1,5}} = -\frac{r}{l_k + L_m} i_{L_{m1}} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_1} + \frac{1}{l_k + L_m} v_{C_2} - \frac{1}{l_k + L_m} V_o \\ \dot{v}_{C_{1,5}} = -\frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m1}} - \frac{C + C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv} \\ \dot{i}_{L_{m2,5}} = \frac{1}{L_m n} v_{C_1} + \frac{1}{L_m n} v_{C_2} - \frac{1}{L_m n} V_o \\ \dot{i}_{l_{k2,5}} = 0 \\ \dot{v}_{C_{2,5}} = -\frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{L_{m1}} + \frac{C_{pv}}{n(C^2 + 2C_{pv}C)} i_{L_{m2}} + \frac{C}{C^2 + 2C_{pv}C} i_{pv} \end{array} \right. \quad (3.16)$$

A duração do intervalo desta etapa, d_5 , é, por inspeção da Figura 38, igual a $(1-d-d_4)T_s$.

Figura 38 – Duração da Etapa 5.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

3.1.2 Cálculo da Média das Equações de Estado

Obtidas as equações de estado e a duração das cinco etapas, computa-se, agora, o valor médio das variáveis de estado em um período de chaveamento, T_s .

$$\begin{cases} \langle \dot{i}_{L_{m1}} \rangle = \dot{i}_{L_{m1,1}} d_1 + \dot{i}_{L_{m1,2}} d_2 + \dot{i}_{L_{m1,3}} d_3 + \dot{i}_{L_{m1,4}} d_4 + \dot{i}_{L_{m1,5}} d_5 \\ \langle \dot{i}_{l_{k1}} \rangle = \dot{i}_{l_{k1,1}} d_1 + \dot{i}_{l_{k1,2}} d_2 + \dot{i}_{l_{k1,3}} d_3 + \dot{i}_{l_{k1,4}} d_4 + \dot{i}_{l_{k1,5}} d_5 \\ \langle \dot{v}_{C_1} \rangle = \dot{v}_{C_{1,1}} d_1 + \dot{v}_{C_{1,2}} d_2 + \dot{v}_{C_{1,3}} d_3 + \dot{v}_{C_{1,4}} d_4 + \dot{v}_{C_{1,5}} d_5 \\ \langle \dot{i}_{L_{m2}} \rangle = \dot{i}_{L_{m2,1}} d_1 + \dot{i}_{L_{m2,2}} d_2 + \dot{i}_{L_{m2,3}} d_3 + \dot{i}_{L_{m2,4}} d_4 + \dot{i}_{L_{m2,5}} d_5 \\ \langle \dot{i}_{l_{k2}} \rangle = \dot{i}_{l_{k2,1}} d_1 + \dot{i}_{l_{k2,2}} d_2 + \dot{i}_{l_{k2,3}} d_3 + \dot{i}_{l_{k2,4}} d_4 + \dot{i}_{l_{k2,5}} d_5 \\ \langle \dot{v}_{C_2} \rangle = \dot{v}_{C_{2,1}} d_1 + \dot{v}_{C_{2,2}} d_2 + \dot{v}_{C_{2,3}} d_3 + \dot{v}_{C_{2,4}} d_4 + \dot{v}_{C_{2,5}} d_5 \end{cases} \quad (3.17)$$

Deve ser notado que, conforme expresso nos sistemas de equações (3.8) e (3.14), d_2 e d_4 são algebricamente dependentes das variáveis de controle, d , e dos valores médios das variáveis de estado – corrente e tensão –, o que possibilita obter um modelo expresso unicamente em termos das variáveis de estado. A função que descreve essa dependência é denominada *constraint duty-ratio*.

3.1.3 Adição de Variáveis Auxiliares

Propositalmente, os valores médios das derivadas da tensão sobre os capacitores de gramepo, $\langle \dot{v}_{C_{c1}} \rangle$ e $\langle \dot{v}_{C_{c2}} \rangle$, não foram apresentados no sistema de equações (3.17), já que, devido à descontinuidade das correntes de carregamento desses capacitores, os mesmos não devem ser computados ponderando as equações de estado pelos seus respectivos intervalos de duração.

Sendo assim, essas correntes serão expressas em função das correntes nos diodos da seguinte forma:

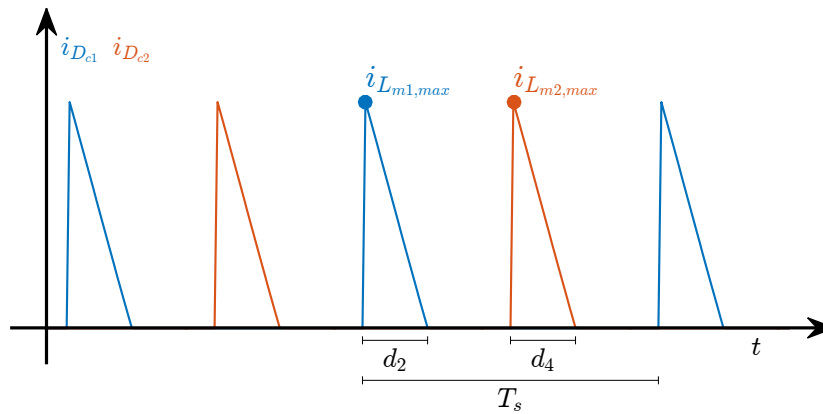
$$\begin{aligned} C_c \langle \dot{v}_{C_{c1}} \rangle &= \langle i_{D_{c1}} \rangle - \langle i_{D_1} \rangle \\ C_c \langle \dot{v}_{C_{c2}} \rangle &= \langle i_{D_{c2}} \rangle - \langle i_{D_2} \rangle \end{aligned} \quad (3.18)$$

em que:

$$\begin{aligned} \langle i_{D_1} \rangle &= \frac{\langle i_{L_{m1}} \rangle - \langle i_{l_{k1}} \rangle}{n} \\ \langle i_{D_2} \rangle &= \frac{\langle i_{L_{m2}} \rangle - \langle i_{l_{k2}} \rangle}{n}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

As expressões que computam os valores médios das correntes nos elementos indutivos já foram apresentadas nos sistemas de equações (3.7) e (3.13) para calcular a duração dos intervalos d_2 e d_4 . Os valores médios das correntes nos diodos do circuito *clamp*, $\langle i_{D_{c1}} \rangle$ e $\langle i_{D_{c2}} \rangle$, podem ser calculados graficamente com o auxílio da Figura 40. Sendo assim, tem-se:

Figura 39 – Correntes nos diodos do circuito de gramepo.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

$$\begin{aligned}\langle i_{D_{c1}} \rangle &= \frac{i_{L_{m1,max}} d_2}{2} \\ \langle i_{D_{c2}} \rangle &= \frac{i_{L_{m2,max}} d_4}{2}\end{aligned}\quad (3.20)$$

em que as correntes $i_{L_{m1,max}}$ e $i_{L_{m2,max}}$ são obtidas resolvendo os sistemas de equações (3.7) e (3.13), respectivamente:

$$\begin{aligned}i_{L_{m1,max}} &= \frac{2(l_k + L_m)\langle i_{L_{m1}} \rangle + d_1 T_s \langle v_{in} \rangle + r d_1 T_s \langle i_{L_{m1}} \rangle}{2(l_k + L_m)} \\ i_{L_{m2,max}} &= \frac{2(l_k + L_m)\langle i_{L_{m2}} \rangle + d_1 T_s \langle v_{in} \rangle + r d_1 T_s \langle i_{L_{m2}} \rangle}{2(l_k + L_m)}.\end{aligned}\quad (3.21)$$

3.1.4 Linearização e Obtenção das Funções de Transferência

Para obter a função de transferência, as equações do sistema (3.17), juntamente com as equações do sistema (3.18), são linearizadas em torno do ponto de operação desejado.

$$\langle x \rangle = X + \hat{x} \quad \langle y \rangle = Y + \hat{y} \quad \langle u \rangle = U + \hat{u} \quad d = D + \hat{d}, \quad (3.22)$$

em que

$$\begin{aligned}x &= [i_{L_{m1}} \ i_{l_{k1}} \ v_{C1} \ i_{L_{m2}} \ i_{l_{k2}} \ v_{C2} \ v_{C_{c1}} \ v_{C_{c2}}]^T \\ y &= [v_{in}] \\ u &= [i_{pv} \ V_o \ d]^T\end{aligned}\quad (3.23)$$

A linearização será feita através da matriz Jacobiana de estado, A , e de entrada, B . Dessa forma, representando o modelo linearizado de oitava ordem no espaço de estado, tem-se :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} \\ \hat{y} = C\hat{x} + E\hat{u} \end{cases}, \quad (3.24)$$

em que

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{\partial f(\langle x \rangle, \langle u \rangle)}{\partial \langle x \rangle} \right|_{\substack{\langle u \rangle = U \\ \langle x \rangle = X}} \\ B &= \left. \frac{\partial f(\langle x \rangle, \langle u \rangle)}{\partial \langle u \rangle} \right|_{\substack{\langle u \rangle = U \\ \langle x \rangle = X}} \\ C &= [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \\ E &= [0 \quad -1 \quad 0] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Os elementos das matrizes de estado e de entrada, quando expressos em termos dos parâmetros do circuito, são muito extensos para serem colocados aqui. Porém, o *script* em Matlab® utilizado para gerar seus elementos está disponível no Apêndice C.

A matriz de transferência, que representa o comportamento dinâmico do vetor de saída, y , em função do vetor de entrada, u , pode ser calculada aplicando a transformada de Laplace ao sistema de equações 3.24 e relacionando o vetor de entrada com o vetor de saída da seguinte forma:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) = [C(sI - A)^{-1}B + E]. \quad (3.26)$$

Finalmente, reescrevendo a Equação (3.26) em termos das funções de transferência, tem-se:

$$v_{in}(s) = \begin{bmatrix} G_{1,8l}(s) & G_{2,8l}(s) & G_{3,8l}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pv}(s) \\ V_o(s) \\ D(s) \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

3.2 MODELO DE PEQUENOS SINAIS DE QUARTA ORDEM

O modelo de pequenos sinais do conversor com quatro variáveis é desenvolvido supondo que os semicondutores são ideais; os correspondentes elementos passivos de ambos os módulos que compõem o conversor são idênticos, isto é, $r_1 = r_2 = r$, $L_{m1} = L_{m2} = L_m$, $C_1 = C_2 = C$; a tensão de saída, V_o , é constante; o acoplamento magnético dos indutores é perfeito, ou seja, não há dispersão, além disso, ambos possuem a mesma razão de espira n ; e as tensões sobre

os capacitores de grameamento são dependentes da tensão de entrada e da tensão sobre os capacitores de saída conforme as Equações (3.28) e (3.29) - já apresentadas no Capítulo 2.

$$v_{C_{e1}} = \frac{v_{C_1} - v_{in}}{1 + n}, \quad (3.28)$$

$$v_{C_{e2}} = \frac{v_{C_2} - v_{in}}{1 + n}. \quad (3.29)$$

Com essas duas últimas considerações, o número de etapas de operação distintas do conversor durante um período de chaveamento é reduzido à três; o número de variáveis à quatro; e não mais há a presença de correntes descontínuas. Dessa forma, é possível descrever o comportamento do conversor através do modelo médio no espaço de estado convencional (MIDDLEBROOK; CUK, 1976).

$$\begin{cases} \langle \dot{x} \rangle = \bar{A}\langle x \rangle + \bar{B}\langle u \rangle \\ \langle y \rangle = \bar{C}\langle x \rangle + \bar{E}\langle u \rangle \end{cases}, \quad (3.30)$$

em que $\langle x \rangle$, $\langle y \rangle$ e $\langle u \rangle$ são os valores médios das variáveis de estado, da saída e das entradas em um período de chaveamento, respectivamente, e \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} e \bar{E} são as médias das matrizes de cada etapa em um período de comutação.

$$\begin{aligned} \langle x \rangle &= [\langle v_{c1} \rangle \langle v_{c2} \rangle \langle i_{L_{m1}} \rangle \langle i_{L_{m2}} \rangle]^T \\ \langle u \rangle &= [\langle v_o \rangle \langle i_{pv} \rangle]^T \\ \langle y \rangle &= [\langle v_{in} \rangle] \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A_1 d_1 + A_2 d_2 + A_3 d_3 \\ \bar{B} &= B_1 d_1 + B_2 d_2 + B_3 d_3 \\ \bar{C} &= C_1 d_1 + C_2 d_2 + C_3 d_3 \\ \bar{E} &= E_1 d_1 + E_2 d_2 + E_3 d_3 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Para obter o modelo equivalente de pequenos sinais, o sistema é linearizado considerando pequenas perturbações em torno do ponto de operação desejado, ou seja:

$$\begin{aligned} \langle x \rangle &= X + \hat{x} & \langle y \rangle &= Y + \hat{y} & \langle u \rangle &= U + \hat{u} \\ d_1 &= D_1 + \hat{d} & d_2 &= D_2 - \hat{d}/2 & d_3 &= D_3 - \hat{d}/2 \end{aligned} \quad (3.33)$$

em que:

$$\begin{aligned} X &\gg \hat{x} & Y &\gg \hat{y} & U &\gg \hat{u} \\ D_1 &\gg \hat{d} & D_2 &\gg \hat{d}/2 & D_3 &\gg \hat{d}/2 \end{aligned} \quad (3.34)$$

Substituindo (3.33) em (3.30), e desconsiderando os termos de segunda ordem, tem-se:

$$\begin{cases} \hat{\dot{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + B_s\hat{d} \\ \hat{y} = C\hat{x} + E\hat{u} + E_s\hat{d} \end{cases} \quad (3.35)$$

e

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases}, \quad (3.36)$$

em que:

$$\begin{aligned} A &= A_1D_1 + A_2D_2 + A_3D_3 \\ B &= B_1D_1 + B_2D_2 + B_3D_3 \\ C &= C_1D_1 + C_2D_2 + C_3D_3 \\ E &= E_1D_1 + E_2D_2 + E_3D_3 \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$B_s = \left(A_1 - \frac{A_2}{2} - \frac{A_3}{2} \right) X + \left(B_1 - \frac{B_2}{2} - \frac{B_3}{2} \right) U$$

$$E_s = \left(C_1 - \frac{C_2}{2} - \frac{C_3}{2} \right) X + \left(E_1 - \frac{E_2}{2} - \frac{E_3}{2} \right) U$$

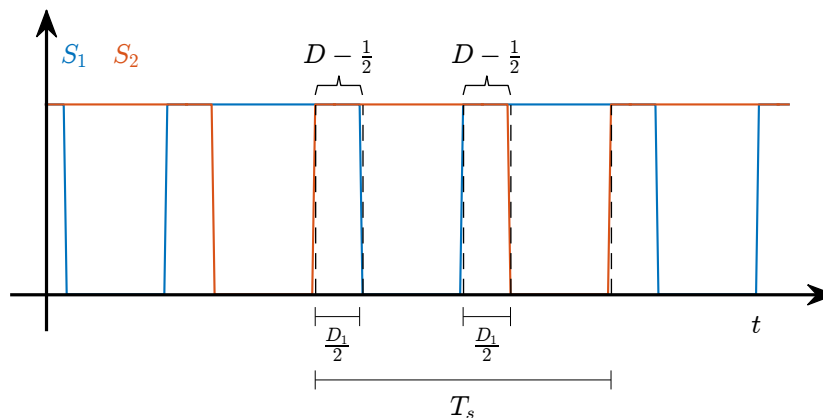
3.2.1 Obtenção das Equações de Estado

Os sistemas de equações (3.35) e (3.36) representam, respectivamente, o modelo c.a. de pequenos sinais em espaço de estado e o valor em regime das variáveis de estado e da saída. Para determiná-los, é necessário obter as equações de estado do conversor para cada etapa, caracterizadas pelas três possíveis combinações das chaves S_1 e S_2 , durante um período de chaveamento.

3.2.1.1 Etapa 1: $S_1 = on$ e $S_2 = on$

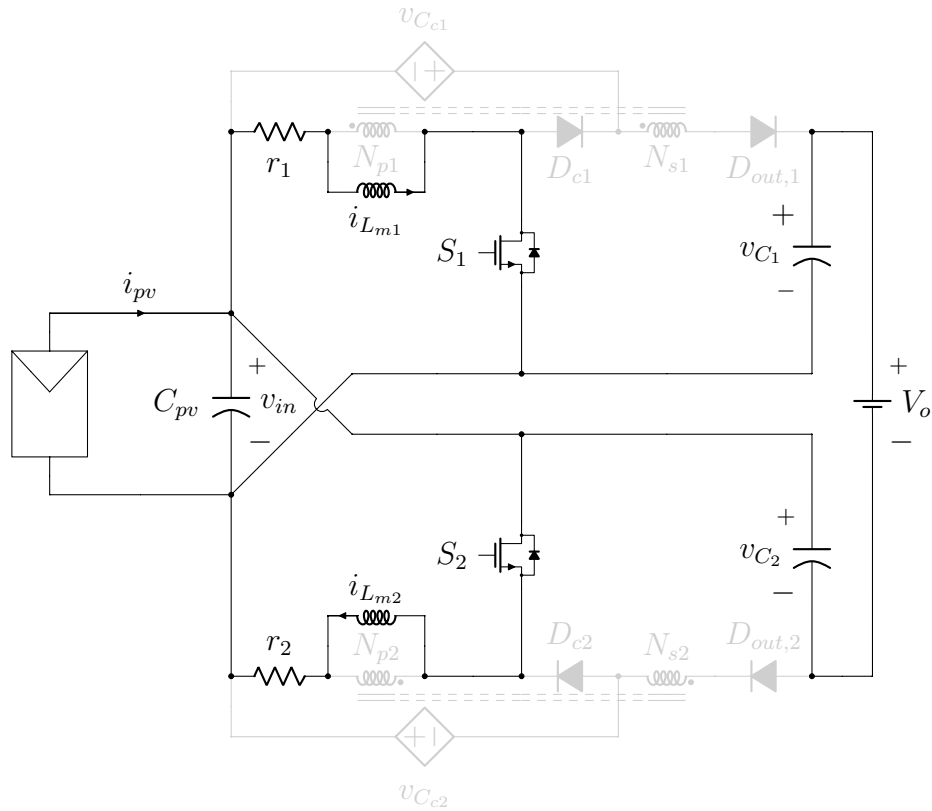
Em um período de chaveamento, os interruptores estão fechados durante $D_1 = 2D - 1$, em que D é a razão de cíclica dos interruptores. O circuito equivalente é mostrado na Figura 41. As equações de estado correspondentes a esta etapa, agrupadas no sistema de equações (3.38), são obtidas aplicando as leis de Kirchhoff.

Figura 40 – Duração da Etapa 1.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

Figura 41 – Conversor operando na Etapa 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{in} = v_{c1} + v_{c2} - V_o \\ v_{c1} = \frac{-C_2 i_{L_{m1}} - C_2 i_{L_{m2}} - C_2 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ v_{c2} = \frac{-C_1 i_{L_{m1}} - C_1 i_{L_{m2}} - C_1 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ \dot{i}_{L_{m1}} = \frac{1}{L_{m1}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m1}} v_{c2} - \frac{R_1}{L_{m1}} i_{L_{m1}} - \frac{1}{L_{m1}} V_o \\ \dot{i}_{L_{m2}} = \frac{1}{L_{m2}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m2}} v_{c2} - \frac{R_2}{L_{m2}} i_{L_{m2}} - \frac{1}{L_{m2}} V_o \end{array} \right. \quad (3.38)$$

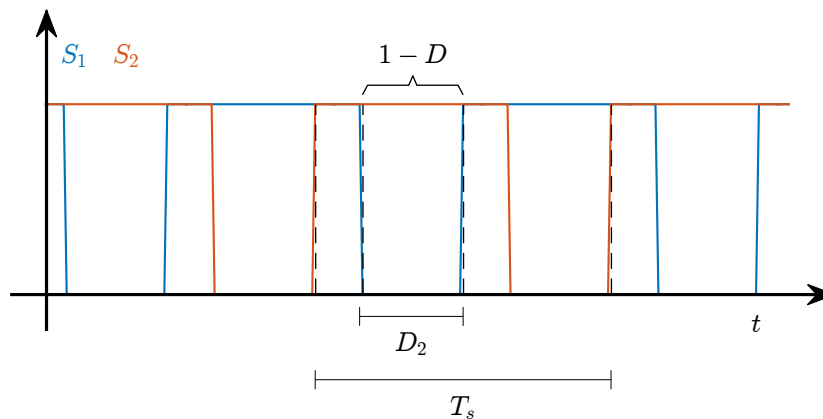
Reescrevendo as equações do sistema (3.38) na forma matricial, tem-se:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-C_2}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} & \frac{-C_2}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ 0 & 0 & \frac{-C_1}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} & \frac{-C_1}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ \frac{1}{L_{m1}} & \frac{1}{L_{m1}} & \frac{-R_1}{L_{m1}} & 0 \\ \frac{1}{L_{m2}} & \frac{1}{L_{m2}} & 0 & \frac{-R_2}{L_{m2}} \end{bmatrix} \\
 B_1 &= \begin{bmatrix} \frac{C_2}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} & 0 \\ \frac{C_1}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_{m1}} \\ 0 & \frac{-1}{L_{m2}} \end{bmatrix} \quad C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

3.2.1.2 Etapa 2: $S_1 = \text{off}$ e $S_2 = \text{on}$

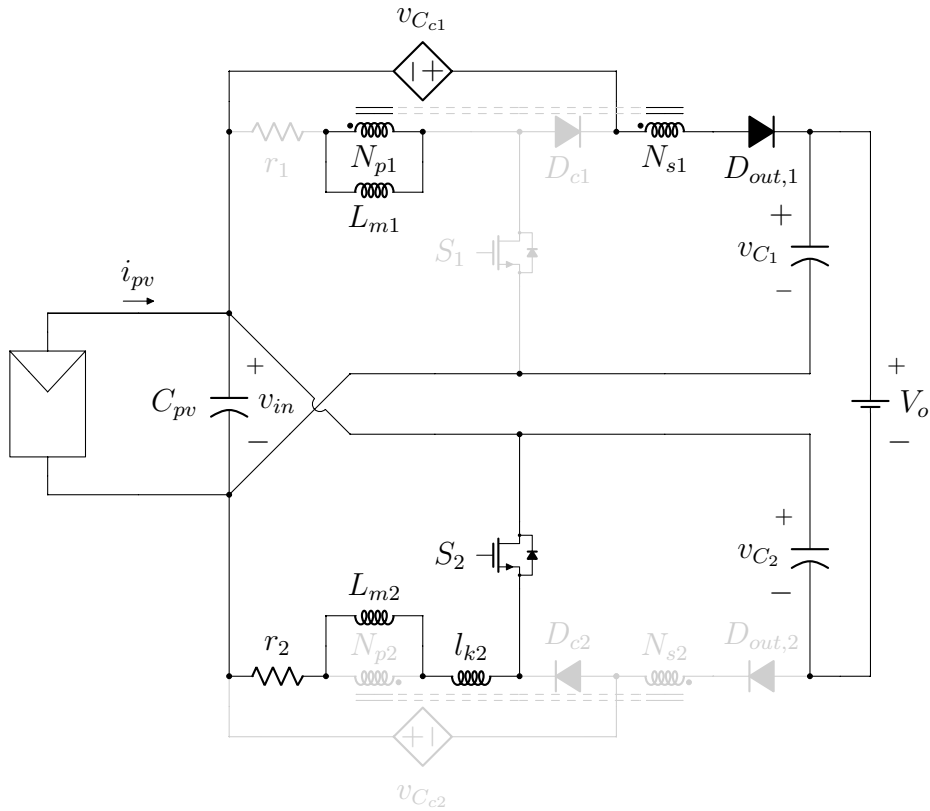
Em um período de chaveamento, os interruptores S_1 e S_2 estão nos estados fechado e aberto, respectivamente, durante $D_2 = 1 - D$. O circuito equivalente é mostrado na Figura 43. As equações de estado correspondentes a esta etapa, agrupadas no sistema de equações (3.40), são obtidas aplicando as leis de Kirchhoff.

Figura 42 – Duração da Etapa 2.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

Figura 43 – Conversor operando na Etapa 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{in} = v_{c1} + v_{c2} - V_o \\ v_{c1} = \frac{C_{pv} i_{L_{m1}} - C_2 i_{L_{m2}} + C_2 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ v_{c2} = \frac{-(C_1 + C_{pv}) i_{L_{m1}} - C_1 i_{L_{m2}} + C_1 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ \dot{i}_{L_{m1}} = \frac{1}{(n+1)L_{m1}} v_{c2} - \frac{1}{(n+1)L_{m1}} V_o \\ \dot{i}_{L_{m2}} = \frac{1}{L_{m2}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m2}} v_{c2} - \frac{R_2}{L_{m2}} i_{L_{m2}} - \frac{1}{L_{m2}} V_o \end{array} \right. \quad (3.40)$$

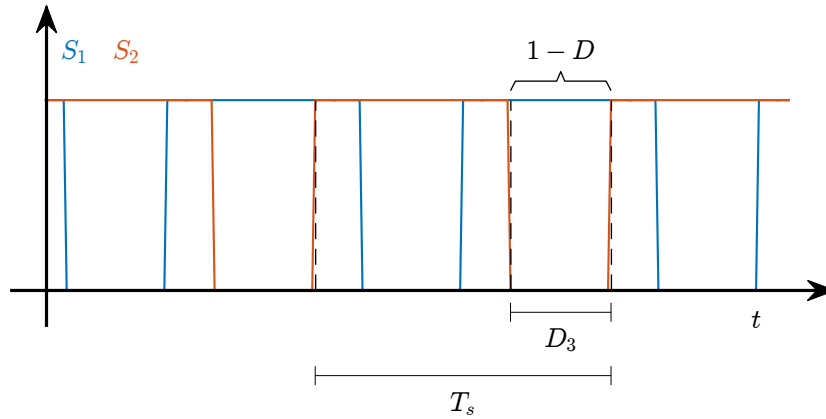
Reescrevendo as equações do sistema (3.40) na forma matricial, tem-se:

$$\begin{aligned}
 A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{C_{pv}}{n(C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv})} & \frac{-C_2}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} \\ 0 & 0 & \frac{-(C_{pv}+C_1)}{n(C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv})} & \frac{-C_1}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} \\ 0 & \frac{1}{(n+1)L_{m1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{m2}} & \frac{1}{L_{m2}} & 0 & \frac{-R_2}{L_{m2}} \end{bmatrix} \\
 B_2 &= \begin{bmatrix} \frac{C_2}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} & 0 \\ \frac{C_1}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{(n+1)L_{m1}} \\ 0 & \frac{-1}{L_{m2}} \end{bmatrix} \quad C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad E_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

3.2.1.3 Etapa 3: $S_1 = on$ e $S_2 = off$

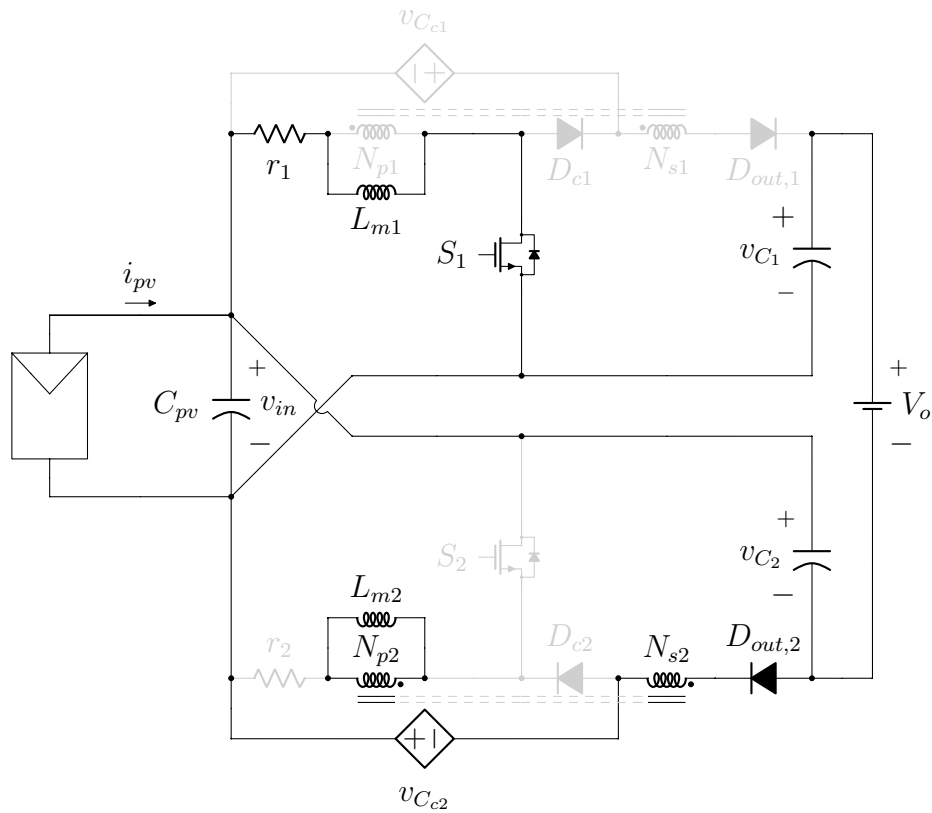
Em um período de chaveamento, os interruptores S_1 e S_2 estão nos estados aberto e fechado, respectivamente, durante $D_3 = 1 - D$. O circuito equivalente é mostrado na Figura 45. As equações de estado correspondentes a esta etapa, agrupadas no sistema de equações (3.42), são obtidas aplicando as leis de Kirchhoff.

Figura 44 – Duração da Etapa 3.



Fonte: Formas de onda obtidas de simulação.

Figura 45 – Conversor operando na Etapa 3.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{in} = v_{c1} + v_{c2} - V_o \\ v_{c1} = \frac{-C_2 i_{L_{m1}} - \frac{(C_{pv} + C_2)}{n} i_{L_{m2}} + C_2 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ v_{c2} = \frac{-C_1 i_{L_{m1}} + \frac{C_{pv}}{n} i_{L_{m2}} + C_1 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\ \dot{i}_{L_{m1}} = \frac{1}{L_{m1}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m1}} v_{c2} - \frac{R_1}{L_{m1}} i_{L_{m1}} - \frac{1}{L_{m1}} V_o \\ \dot{i}_{L_{m2}} = \frac{1}{(n+1)L_{m2}} v_{c1} - \frac{1}{(n+1)L_{m2}} V_o \end{array} \right. \quad (3.42)$$

Reescrevendo as equações do sistema (3.42) na forma matricial, tem-se:

$$\begin{aligned}
 A_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-C_2}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} & \frac{-(C_{pv}+C_2)}{n(C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv})} \\ 0 & 0 & \frac{-C_1}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} & \frac{C_{pv}}{n(C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv})} \\ \frac{1}{L_{m1}} & \frac{1}{L_{m1}} & \frac{-R_1}{L_{m1}} & 0 \\ \frac{1}{(n+1)L_{m2}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 B_3 &= \begin{bmatrix} \frac{C_2}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} & 0 \\ \frac{C_1}{C_1C_2+C_1C_{pv}+C_2C_{pv}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_{m1}} \\ 0 & \frac{-1}{(n+1)L_{m2}} \end{bmatrix} \quad C_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad E_3 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

3.2.2 Obtenção das Funções de Transferência

Substituindo os intervalos de duração D_1 , D_2 e D_3 , e as matrizes de estado, entrada, saída e transição direta (A , B , C e E , respectivamente) obtidas para cada etapa de operação no sistema de equações (3.37), tem-se:

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{C_{pv}D-C_{pv}+CDn}{Cn(C+2C_{pv})} & -\frac{C_{pv}+C(Dn-D+1)-C_{pv}D}{Cn(C+2C_{pv})} \\ 0 & 0 & -\frac{C_{pv}+C(Dn-D+1)-C_{pv}D}{Cn(C+2C_{pv})} & -\frac{C_{pv}D-C_{pv}+CDn}{Cn(C+2C_{pv})} \\ \frac{D}{L_m} & \frac{Dn+1}{L_m(n+1)} & -\frac{DR}{L_m} & 0 \\ \frac{Dn+1}{L_m(n+1)} & \frac{D}{L_m} & 0 & -\frac{DR}{L_m} \end{bmatrix} \\
 B &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C+2C_{pv}} & 0 \\ \frac{1}{C+2C_{pv}} & 0 \\ 0 & -\frac{Dn+1}{L_m(n+1)} \\ 0 & -\frac{Dn+1}{L_m(n+1)} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} 0 & -1 \end{bmatrix} \\
 B_s &= \begin{bmatrix} -\frac{I_{pv}(2n-1)}{2(C+2C_{pv})(2Dn-D+1)} \\ -\frac{I_{pv}(2n-1)}{2(C+2C_{pv})(2Dn-D+1)} \\ -\frac{D(\frac{V_o}{2}-V_on)-\frac{V_o}{2}+\frac{I_{pv}Rn}{2}}{L_m(4D^2n^2-D^2+4Dn+1)} \\ -\frac{D(\frac{V_o}{2}-V_on)-\frac{V_o}{2}+\frac{I_{pv}Rn}{2}}{L_m(4D^2n^2-D^2+4Dn+1)} \end{bmatrix} \quad E_s = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

Reescrevendo o sistema de equações (3.35) de modo a incorporar a razão cíclica às

entradas, tem-se:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_p \hat{x} + B_p \hat{u}' \\ \hat{y} = C_p \hat{x} + E_p \hat{u}' \end{cases}, \quad (3.45)$$

em que $A_p = A$, $B_p = [B \ : \ B_s]$, $C_p = C$, $E_p = [E \ : \ E_s]$ e $\hat{u}' = [\hat{i}_{pv} \ \hat{v}_o \ \hat{d}]^T$.

Aplicando a transformada de Laplace ao modelo c.a. linearizado reescrito no formato padrão – sistema de equações (3.45) –, obtém-se a matriz de transferência, que relaciona o vetor de entrada com o vetor de saída da seguinte forma:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) = [C_p(sI - A_p)^{-1}B_p + E_p]. \quad (3.46)$$

Finalmente, reescrevendo a Equação (3.46) em termos das funções de transferência, tem-se:

$$v_{in}(s) = \begin{bmatrix} G_{1,4^1}(s) & G_{2,4^1}(s) & G_{3,4^1}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{pv}(s) \\ V_o(s) \\ D(s) \end{bmatrix}. \quad (3.47)$$

As funções de transferência $G_{1,4^1}(s)$, $G_{2,4^1}(s)$ e $G_{3,4^1}(s)$, quando expressos em termos dos parâmetros do circuito, são muito extensas para serem colocadas aqui. Porém, o *script* em Matlab® utilizado para gerar as mesmas, está disponível no Apêndice D.

3.3 ANÁLISE DOS MODELOS DE OITAVA E QUARTA ORDEM

Para analisar a resposta dinâmica dos modelos de pequenos sinais de oitava e quarta ordem desenvolvidos, deve-se obter os valores numéricos das funções que relacionam a tensão de entrada do conversor c.c./c.c. com a razão cíclica – $G_{3,8^1}(s)$ e $G_{3,4^1}(s)$ – e com a corrente de entrada – $G_{1,8^1}(s)$ e $G_{1,4^1}(s)$. Utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 5 para computar essas funções de transferência, tem-se:

$$G_{3,8^1}(s) = \frac{-1,214 \cdot 10^5 s^7 - 1,78 \cdot 10^{11} s^6 - 6,903 \cdot 10^{16} s^5 - 5,38 \cdot 10^{21} s^4}{s^8 + 1,753 \cdot 10^6 s^7 + 8,031 \cdot 10^{11} s^6 + 3,043 \cdot 10^{16} s^5 + 3,336 \cdot 10^{20} s^4} \cdots \quad (3.48)$$

$$\frac{-1,36 \cdot 10^{26} s^3 - 1,116 \cdot 10^{30} s^2 - 8,191 \cdot 10^{32} s - 3,018 \cdot 10^{36}}{1,135 \cdot 10^{24} s^3 + 9,173 \cdot 10^{27} s^2 + 5,909 \cdot 10^{30} s + 2,273 \cdot 10^{34}}$$

$$G_{3,4^1}(s) = \frac{-3.881 \cdot 10^4 s^3 - 1.921 \cdot 10^9 s^2 - 6.457 \cdot 10^{11} s - 1,404 \cdot 10^{16}}{s^4 + 377,1 s^3 + 3,678 \cdot 10^7 s^2 + 6,929 \cdot 10^9 s + 2,158 \cdot 10^{14}} \quad (3.49)$$

$$G_{1,8^i}(s) = \frac{9639s^7 + 1,69 \cdot 10^{10}s^6 + 7,739 \cdot 10^{15}s^5 + 2,917 \cdot 10^{20}s^4}{s^8 + 1,753 \cdot 10^6s^7 + 8,031 \cdot 10^{11}s^6 + 3,043 \cdot 10^{16}s^5 + 3,336 \cdot 10^{20}s^4} \cdots \quad (3.50)$$

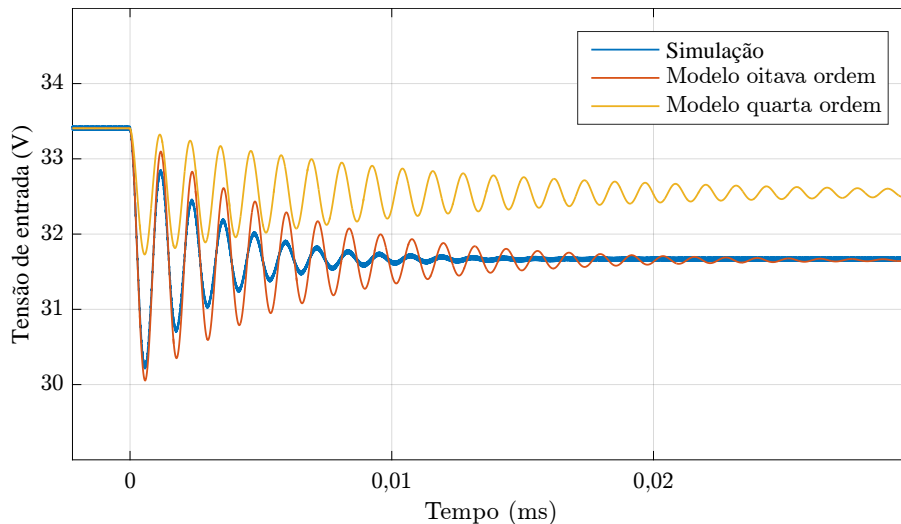
$$\frac{2,967 \cdot 10^{24}s^3 + 2,728 \cdot 10^{27}s^2 + 8,455 \cdot 10^{30}s + 2,089 \cdot 10^{33}}{1,135 \cdot 10^{24}s^3 + 9,173 \cdot 10^{27}s^2 + 5,909 \cdot 10^{30}s + 2,273 \cdot 10^{34}}$$

$$G_{1,4^i}(s) = \frac{9639s^3 + 3,635 \cdot 10^6s^2 + 7,109 \cdot 10^{10}s + 1,334 \cdot 10^{13}}{s^4 + 377,1s^3 + 3,678 \cdot 10^7s^2 + 6,929 \cdot 10^9s + 2,158 \cdot 10^{14}} \quad (3.51)$$

A resposta dinâmica dos modelos matemáticos e do circuito simulado no *software* PSIM, apresentado na Figura 48, à aplicação de degraus na razão cíclica e na corrente de entrada correspondentes à 2% dos respectivos valores de regime está apresentado na Figuras 46 e 47, respectivamente.

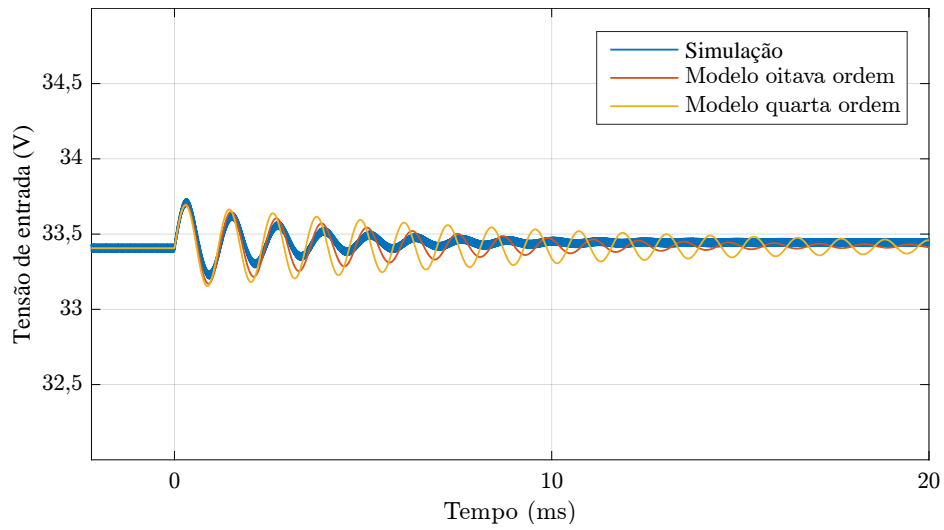
Deve ser observado, da Figura 48, que o barramento cc da saída do conversor c.c./c.c. (ou entrada do conversor c.c./c.a.) foi emulado através de uma fonte de tensão constante. Também, para propósitos de implementação prática (ensaio experimental), é adicionado o diodo externo, D_{ext} , com a finalidade de garantir fluxo unidirecional de potência (do barramento c.c. para a carga, R_L). Além disso, o valor da carga R_L é escolhido de modo que a mesma consuma, simultaneamente, as potências fornecidas pelo conversor c.c./c.c. e pelo barramento c.c.

Figura 46 – Resposta dinâmica à aplicação de degrau na razão cíclica.



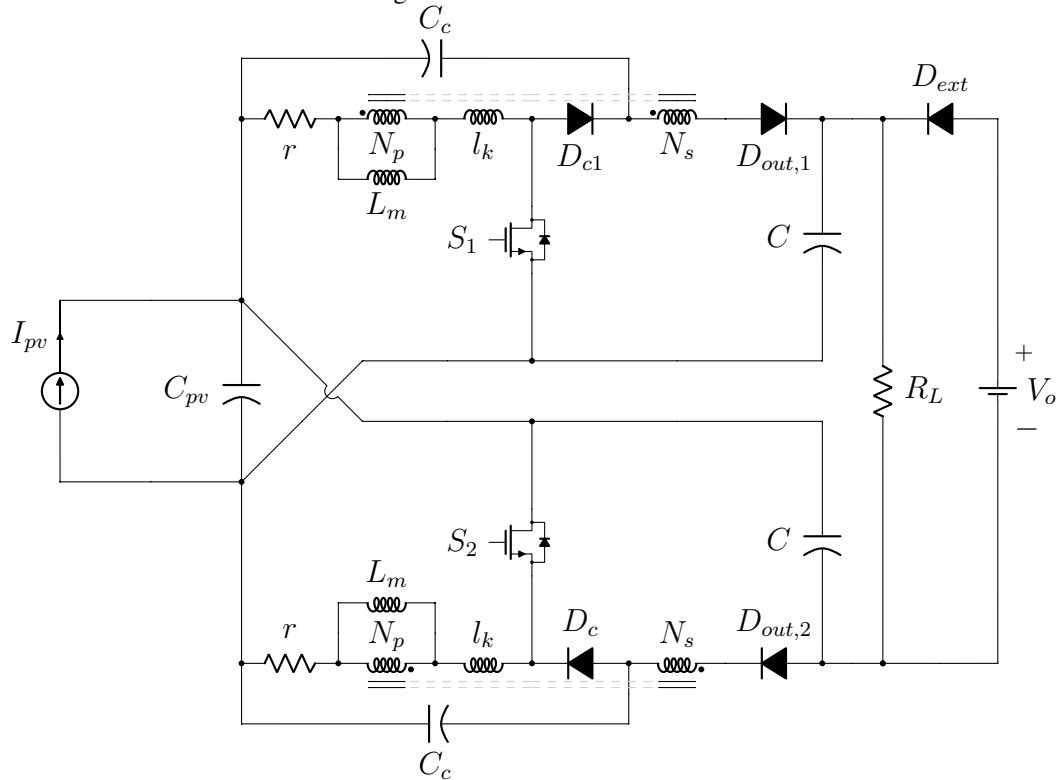
Fonte: Obtida de simulação.

Figura 47 – Resposta dinâmica à aplicação de degrau na corrente de entrada.



Fonte: Obtida de simulação.

Figura 48 – Circuito simulado.

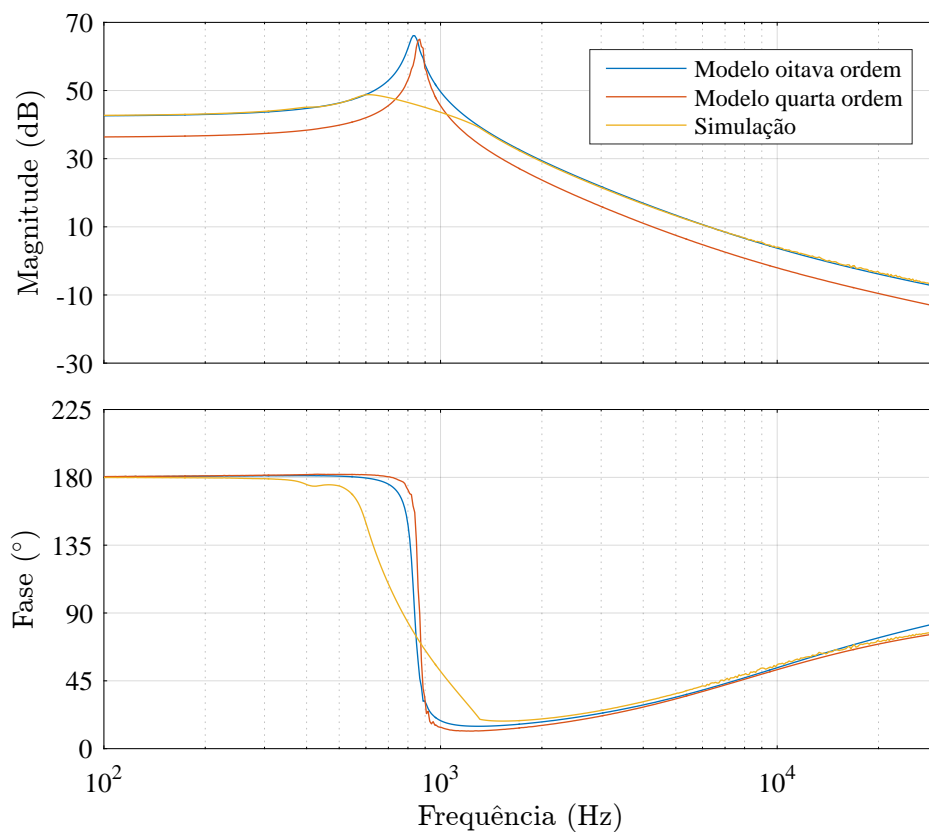


Fonte: Elaborada pelo autor.

A resposta em frequência das funções de transferências dos modelos matemáticos que relacionam a saída do sistema com a razão cíclica, $G_{3,8^1}(s)$ e $G_{3,4^1}(s)$, e com a corrente de entrada $G_{1,8^1}(s)$ e $G_{1,4^1}(s)$, estão apresentadas nas Figuras 49 e 50.

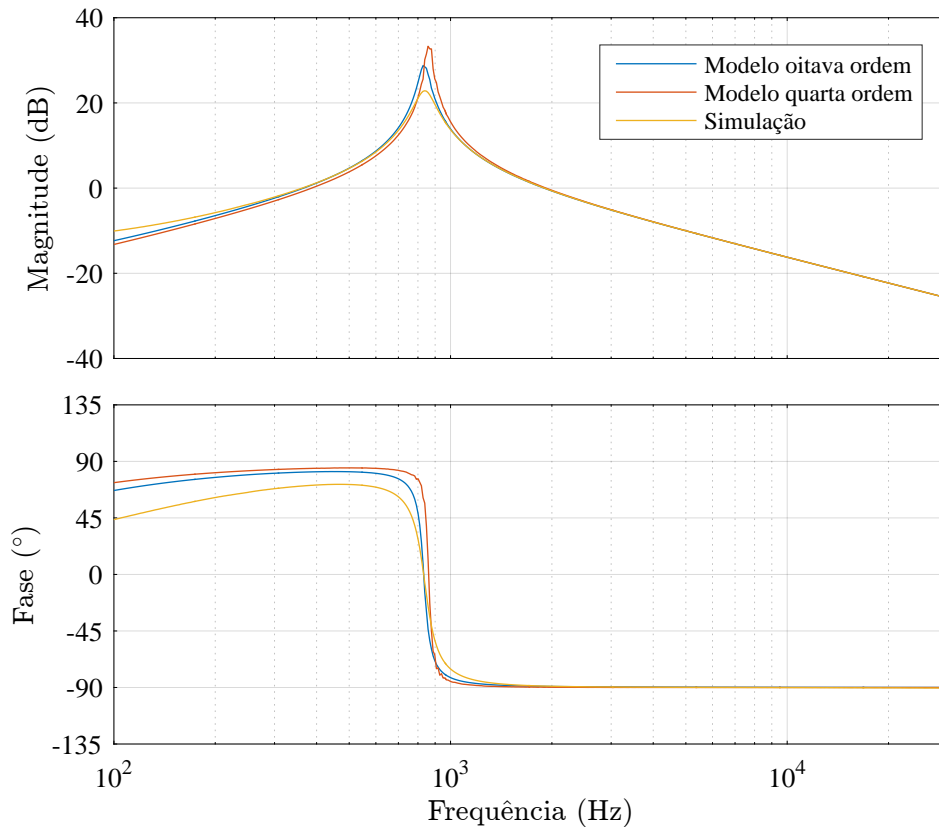
Tabela 5 – Valores dos parâmetros e componentes utilizados para análise dos modelos matemáticos.

Parâmetro	Valor
Razão cíclica (D)	0,66
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	2
Indutância de magnetização (L_m)	350 μH
Indutância de dispersão (l_k)	3 μH
Resistência dos enrolamentos (r)	0,1 Ω
Capacitor de entrada (C_{pv})	100 μF
Capacitores de saída (C)	7,5 μF
Capacitores do <i>clamp</i> (C_c)	10 μF
Carga (R_L)	442 Ω

Figura 49 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{3,8^i}(s)$ e $G_{3,4^i}(s)$.

Fonte: Obtida de simulação.

Figura 50 – Diagrama de Bode das funções de transferência $G_{1,8^1}(s)$ e $G_{1,4^1}(s)$.



Fonte: Obtida de simulação.

Deve ser notado que as respostas à aplicação do degrau na razão cíclica, Figura 46, e a resposta em frequência Figura 49, indicam uma diferença no valor de regime (frequência 0 Hz) da tensão de entrada. Em contrapartida, as frequências de ressonância são similares.

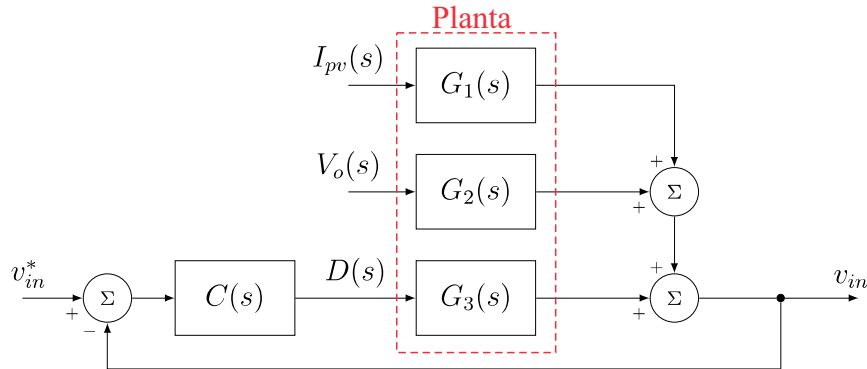
3.4 PROJETO DO CONTROLADOR DA TENSÃO DE ENTRADA

Conforme expresso nas Equações (3.27) e (3.47), a tensão de entrada do conversor c.c./c.c., $v_{in}(s)$, é dependente da corrente de entrada, $I_{pv}(s)$, da tensão de saída, $V_o(s)$, e da razão cíclica. Em MIC de dois estágios conectados à rede, $v_{in}(s)$ e $I_{pv}(s)$ variam lentamente, e $V_o(s)$ é controlada pelo estágio de conversão c.c./c.a. Conseqüentemente, possíveis variações em $I_{pv}(s)$ e $V_o(s)$ são representadas como distúrbios de saída, sendo a tensão de entrada controlada exclusivamente pela razão cíclica, $D(s)$. Dessa forma, a única função de transferência necessária para o projeto do controlador é $G_3(s)$.

O rastreamento da tensão de entrada – referência constante, por variar lentamente – é facilmente obtido ao adicionar um controlador integral na malha direta. Porém, a ação integral, se aplicada isoladamente, tende a diminuir as margens de estabilidade do sistema. Uma alternativa para contrapor esse efeito é adicionar uma ação proporcional em paralelo à ação integral, constituindo, dessa forma, o controlador proporcional-integral (PI) (OGATA, 2011). Também, de acordo com o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), um sistema em

malha fechada segue seu sinal de referência, sem erro em regime permanente, quando o modelo matemático dessa referência está incluído no sistema realimentado. O diagrama de blocos do sistema de controle com essas considerações está representado na Figura 51.

Figura 51 – Diagrama de blocos do sistema de controle.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Conforme (NETO, 2018), o sistema em malha fechada, representado na Figura 51, é capaz de rejeitar distúrbios de saída (de frequência ω) se:

$$|C(j\omega)G_3(j\omega)| \gg 1. \quad (3.52)$$

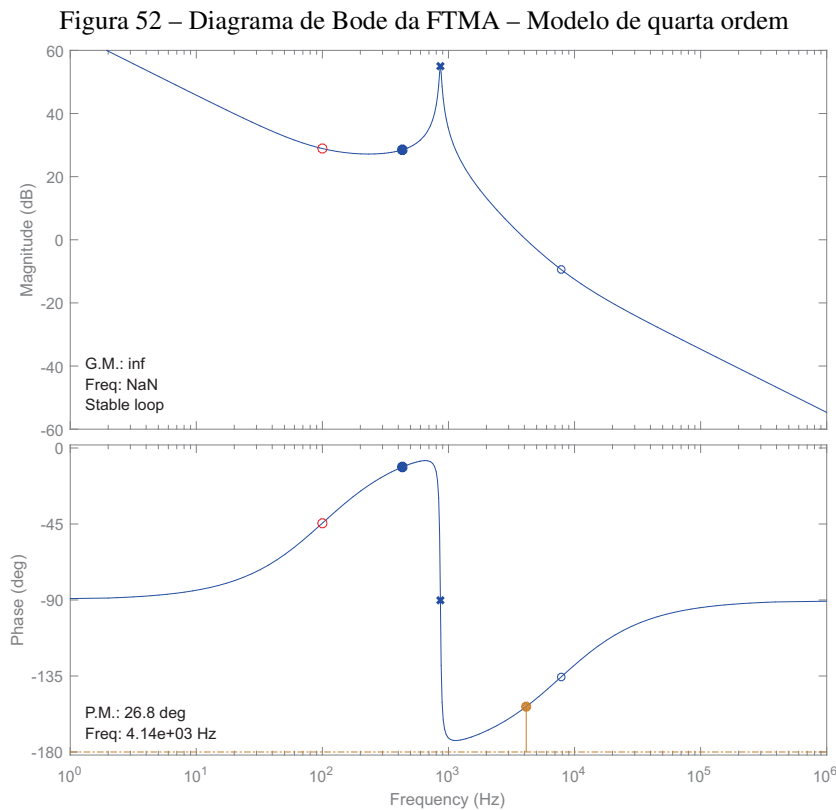
Sendo $C(j\omega)$ um controlador PI, essa condição é satisfeita, visto que as grandezas $I_{pv}(s)$ e $V_o(s)$ variam lentamente – são constantes. Consequentemente, a diferença de magnitude para baixas frequências, isto é, quando $\omega \rightarrow 0$, mostrada na Figura 49, é minimizada. Por essa razão, o modelo de quarta ordem é utilizado para projetar o controle em malha fechada da tensão de entrada.

Deve ser salientado, entretanto, que a diferença entre os ganhos dos dois modelos impacta diretamente na sintonia do ganho do controlador, uma vez que a frequência de cruzamento por 0 dB da FTMA determina a banda de passagem e a margem de fase do sistema. Consequentemente, o projeto do controlador deve ser conservador nestes aspectos.

O controlador PI da tensão de entrada é projetado de modo a obter margem de fase mínima de 20° e frequência de cruzamento por 0 dB de, aproximadamente, 5 kHz, essa última assim escolhida para que o sistema de controle não influencie na dinâmica de algoritmos de MPPT (geralmente de banda passante menor que 100 Hz) e para atenuar ruídos em uma maior faixa espectral quando comparada às frequências de cruzamento típicas (quatro à dez vezes menor que a frequência de chaveamento). A função de transferência do controlador projetado para atender a esses requisitos é apresentada a seguir:

$$C(s) = -0,2984 \times \frac{s + 628}{s}. \quad (3.53)$$

Os diagramas de Bode das funções de transferência de malha aberta (FTMA) para $G_3(s) = G_{3,4i}(s)$ e $G_3(s) = G_{3,8i}(s)$ estão apresentados nas Figuras 52 e 53, respectivamente.



Fonte: Obtida de simulação.

Para propósitos de implementação digital, o controlador da Equação (3.53) é discretizado (neste trabalho pelo método de Tustin) e expandido em frações parciais, resultando em:

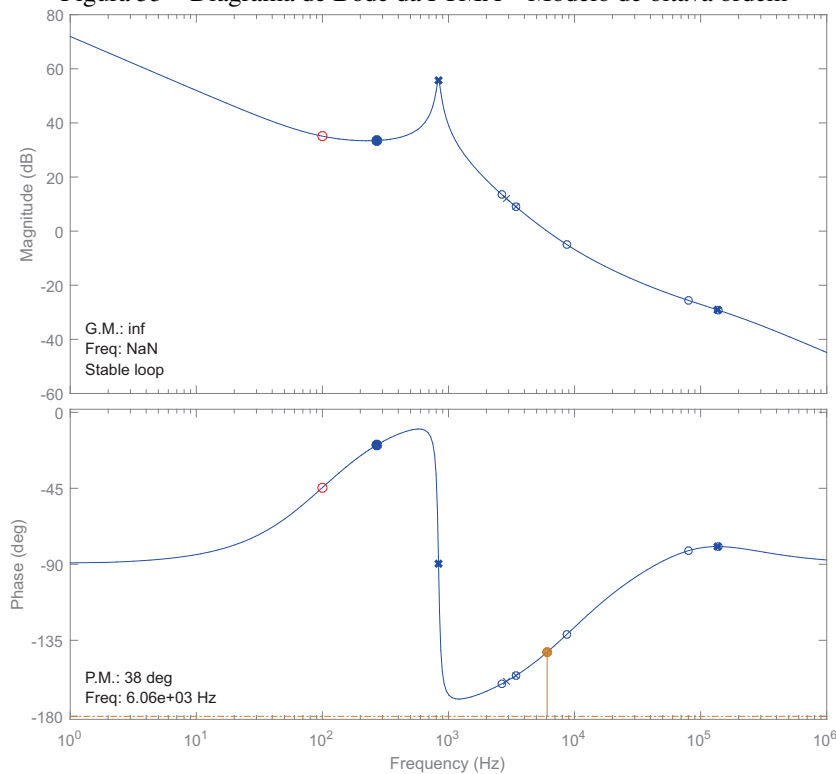
$$C(z) = \left(k_p + \frac{k_i T_s}{z - 1} \right), \quad (3.54)$$

em que $k_p = -0,2984$ e $k_i T_s = -0,0018$, o que implica em $k_i = -180$, já que o período de chaveamento é de 10^{-5} s. Também, para limitar a excursão da tensão de entrada à faixa $20 \text{ V} < v_{in} < 40 \text{ V}$, é adicionado um saturador com limite inferior de $d = 0,6$ e limite superior de $d = 0,76$.

3.4.1 Validação do Controle em Malha Fechada

O controle digital representado na Figura 54 foi implementado com $k_p = -0,2984$ e $k_i = -180$ para rastrear a tensão de entrada do conversor c.c./c.c. apresentado na Figura 48. O resultado da aplicação de um degrau na tensão de referência de 20 V para 34 V é mostrado na Figura 55. Os parâmetros utilizados na simulação estão apresentados na Tabela 5 – exceto a razão cíclica. Na Figura 56, tem-se o comportamento da tensão de entrada perante perturbações na corrente de entrada, em $t = 0$ ms, e na tensão de saída, em $t = 4$ ms (ambas as grandezas

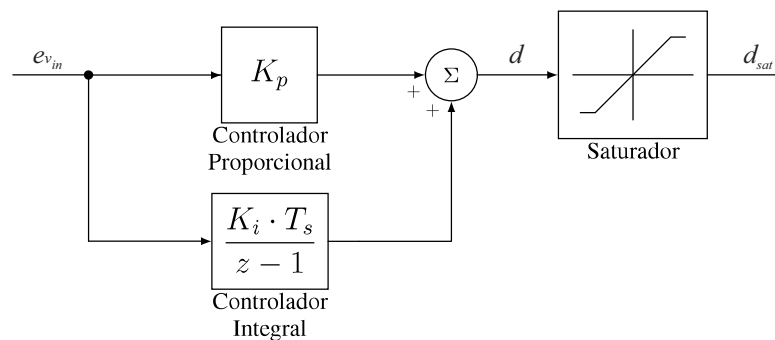
Figura 53 – Diagrama de Bode da FTMA – Modelo de oitava ordem



Fonte: Obtida de simulação.

foram incrementadas através de degrau correspondente à 5 % dos seus valores de regime, 8 A e 400 V, respectivamente).

Figura 54 – Controlador PI com saturador – implementação digital.



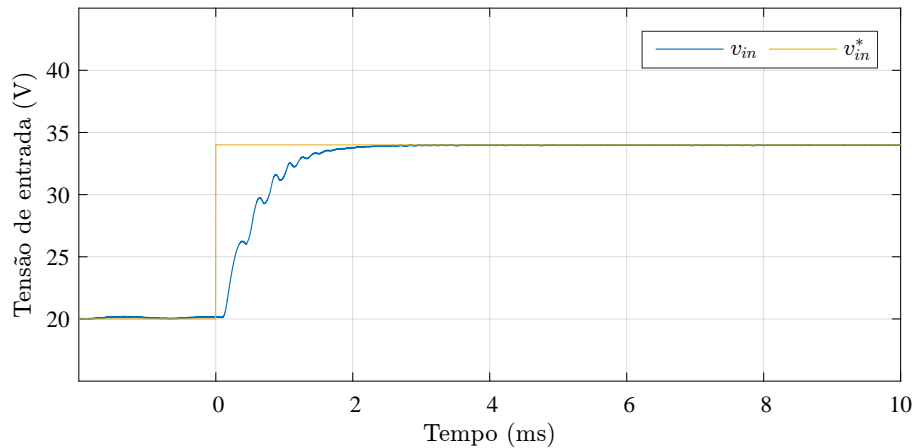
3.5 CONCLUSÕES

Fonte: Elaborada pelo autor.

O modelo de oitava ordem apresenta resposta similar ao comportamento dinâmico do circuito, enquanto o de quarta ordem apresenta uma diferença de ganho e de frequência natural. Contudo, é verificado através da resposta em frequência que ambos os modelos apresentam características semelhantes, sendo o de quarta ordem, portanto, utilizado para projetar o controlador da tensão de entrada em malha fechada.

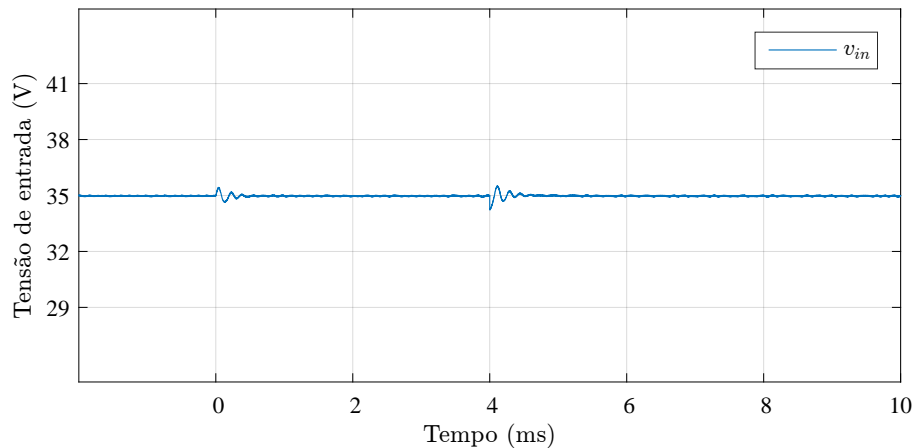
O de oitava ordem, entretanto, é obtido através de operações matemáticas com oito equações de estado para cada uma das cinco etapas de operação distintas – duas das quais

Figura 55 – Controle da tensão de entrada em malha fechada.



Fonte: Obtida de simulação.

Figura 56 – Controle da tensão de entrada em malha fechada perante distúrbios na corrente de entrada e na tensão de saída.



Fonte: Obtida de simulação.

possuem intervalos de duração dependentes das variáveis de estado e de controle –, sendo necessário adicionar variáveis auxiliares para corrigir o valor médio da corrente de carregamento dos capacitores de grampeamento. Por fim, o modelo é linearizado através da matriz Jacobiana.

O de quarta ordem, por desprezar os elementos parasitas, é obtido através de operações matemáticas com quatro equações de estado obtidas para três etapas de operação com durações dependentes unicamente da razão cíclica, D , e linearizado por pequenos sinais.

O controlador PI da tensão de entrada do conversor c.c./c.c. é projetado através da função de transferência do modelo de quarta ordem. Com este controlador, ambos os modelos se mostraram absolutamente estáveis.

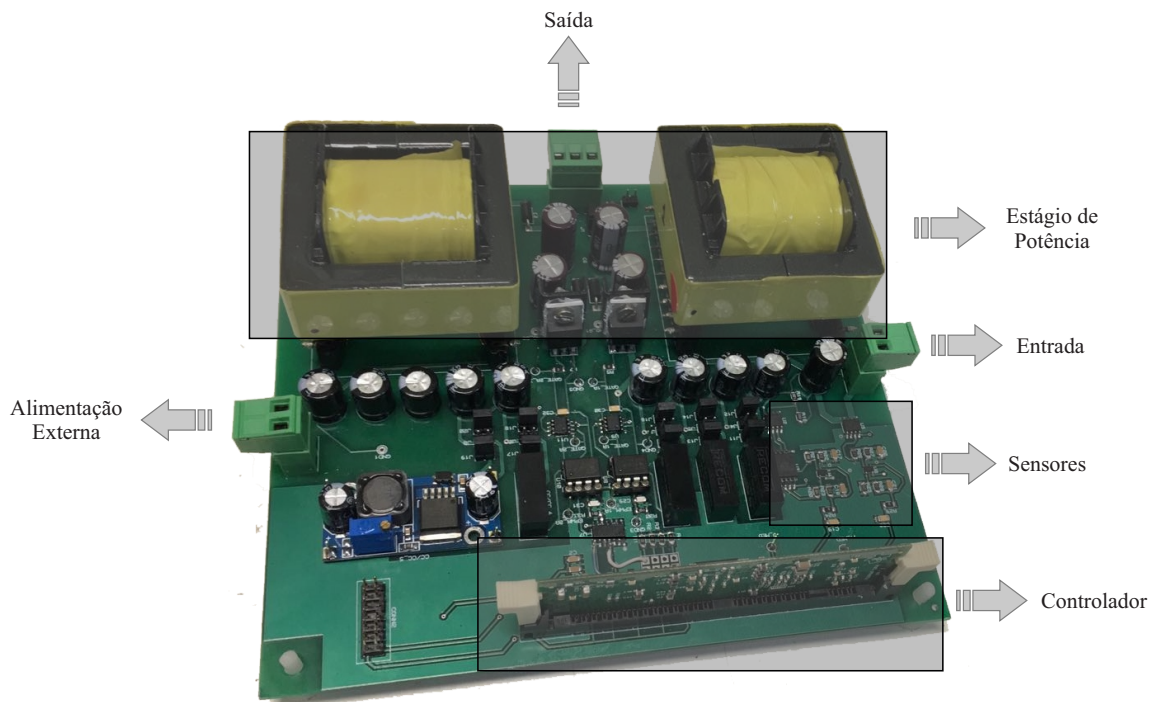
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados o protótipo do conversor c.c./c.c. montado e resultados experimentais necessários para comprovar a análise teórica e o projeto do conversor c.c./c.c., como também para validar os modelos matemáticos e o projeto do controlador da tensão de entrada.

4.1 DESCRIÇÃO DA MONTAGEM

O protótipo do conversor c.c./c.c. montado em laboratório – composto por blocos de potência, de medição, de alimentação e de controle – e suas especificações elétricas estão apresentados na Figura 57 e na Tabela 6, respectivamente.

Figura 57 – Visão geral do protótipo – dimensões: comprimento 17,0 cm; largura 15,5 cm.



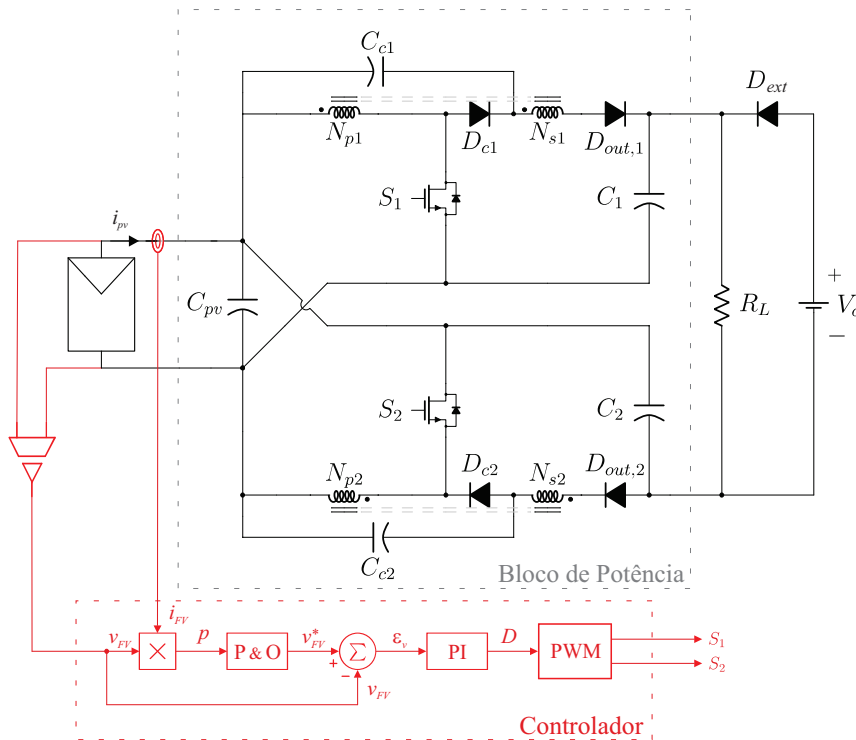
Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 6 – 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 do circuito implementado e os componentes do estágio de potência, sensores de tensão e de correntes, e o controlador utilizados estão apresentados na Figura 58 na Tabela 7, respectivamente.

Figura 58 – Diagrama simplificado da montagem.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 7 – Especificações dos componentes do estágio de potência, controlador e sensores.

Descrição	Modelo
Controlador	Texas Instruments – TMS320F28335
Sensor de tensão	AMC 1301
Sensor de corrente	ACS 722
C_{c1} e C_{c2}	10 μ F, 200 V – eletrolítico
C_1 e C_2	10 μ F, 400 V – eletrolítico
C_{pv}	100 μ F, 50 V – eletrolítico
R_L	442 Ω
S_1 e S_2	IPP320N20N3 (MOSFET) 200 V, 34 A
$D_{out,1}$, $D_{out,2}$, D_{c1} e D_{c2}	STTH3R04 400 V, 3 A
Indutores acoplados	350 μ H- NEE-55/28/21 IP12R Thornton, 27/54

Detalhes sobre o projeto e parâmetros construtivos dos indutores acoplados e o esquema elétrico dos sensores de tensão e de corrente estão disponíveis nos Apêndices A, B.2 e B.3,

respectivamente.

Deve ser salientado que, nos ensaios:

- o comportamento do painel fotovoltaico é emulado pela fonte c.c. da fabricante Chroma, série 62050-H600S e a tensão de saída é mantida em 400 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. Porém, alternativamente, essa energia pode ser fornecida pelo barramento c.c., configurando os *jumpers* para dividir a sua tensão igualmente por nove capacitores – Apêndice B.1;
- 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_L). Além disso, o valor da carga R_L é escolhido de modo que a mesma 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 análise das principais formas de onda – e em malha fechada – para análise do controle da tensão de entrada – com os parâmetros apresentados nas Tabelas 8 e 9, respectivamente.

Tabela 8 – Parâmetros utilizados no ensaio em malha aberta.

Parâmetro	Valor
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Tensão de entrada (V_{in})	35 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Razão Cíclica (D)	0,66

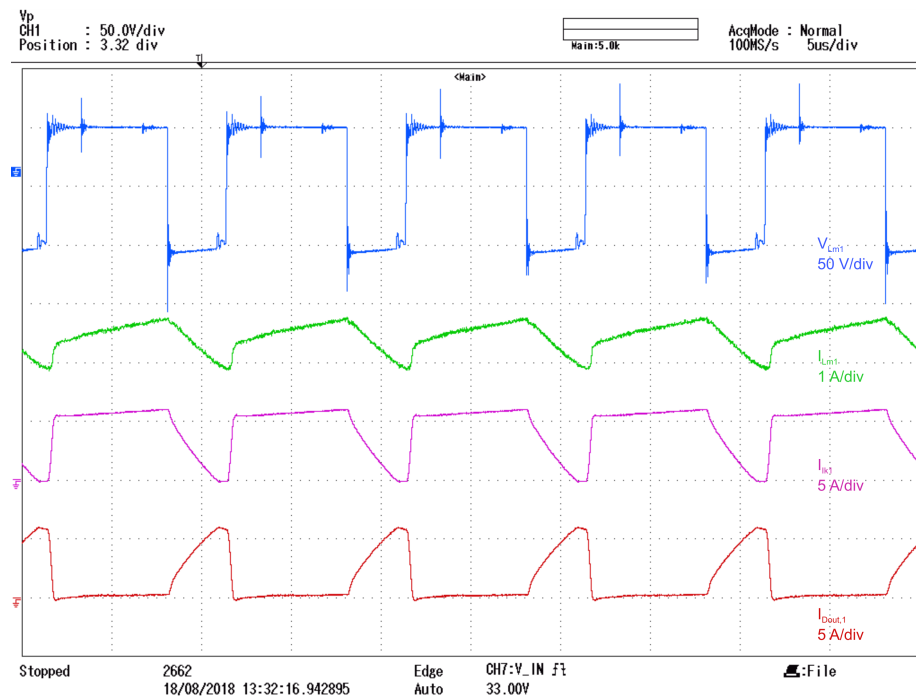
Tabela 9 – Parâmetros utilizados no ensaio em malha fechada.

Parâmetro	Valor
Constante do termo proporcional (K_p)	-0,2984
Constante do termo integral (K_i)	-180
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz

4.2.1 Principais Formas de Onda

A tensão sobre o enrolamento primário do indutor acoplado v_{Lm1} e as correntes de magnetização i_{Lm1} e a corrente nos enrolamentos primário (que é igual a corrente na indutância de dispersão i_{lk1}) e secundário (que é igual a corrente no diodo de saída, i_{Dout1}) estão apresentadas, respectivamente, na Figura 59. Deve ser notado que, assim como enfatizado no Capítulo 2, a corrente na indutância de magnetização é contínua, enquanto que a corrente na indutância de dispersão é descontínua. Além disso, a corrente de magnetização apresentada na Figura 59 é calculada pela soma da corrente no enrolamento primário com a corrente no enrolamento secundário refletida para o primário (multiplicada pela relação de transformação, $n = 2$), ou seja, $i_{Lm} = i_{lk1} + 2i_{D1}$.

Figura 59 – Principais formas de onda do conversor: tensão e corrente na indutância de magnetização; corrente na indutância de dispersão; corrente no diodo de saída.



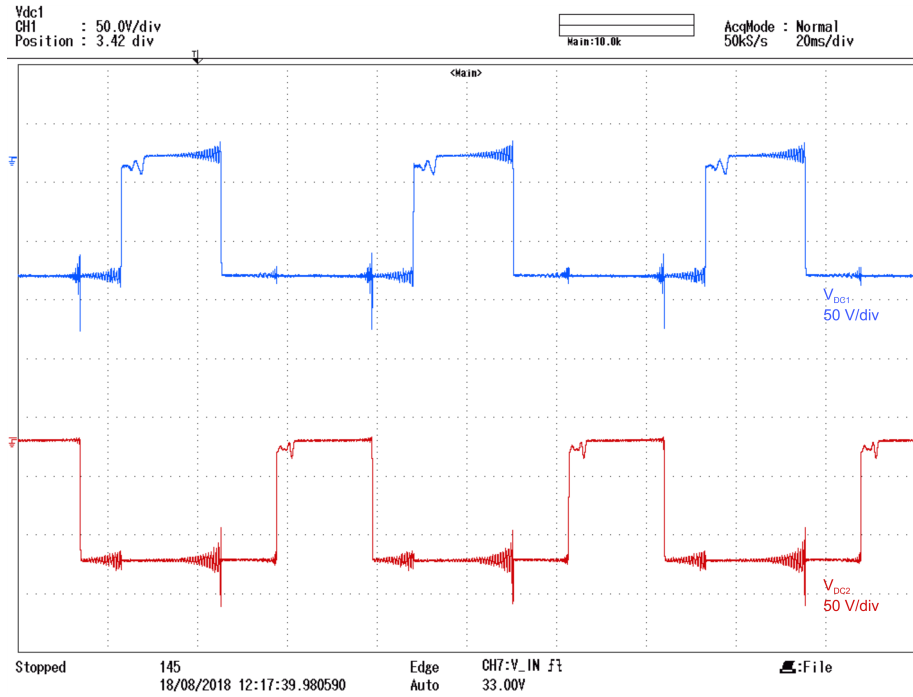
Fonte: Formas de onda obtidas do ensaio com controle em malha aberta.

As tensões sobre os diodos de grampeamento, D_{c1} e D_{c2} , as tensões sobre os diodos de saída, D_{out1} e D_{out2} , e as tensões sobre os interruptores, S_1 e S_2 , estão apresentadas nas Figuras 60, 61 e 62, respectivamente.

4.2.2 Controle da Tensão de Entrada em Malha Fechada

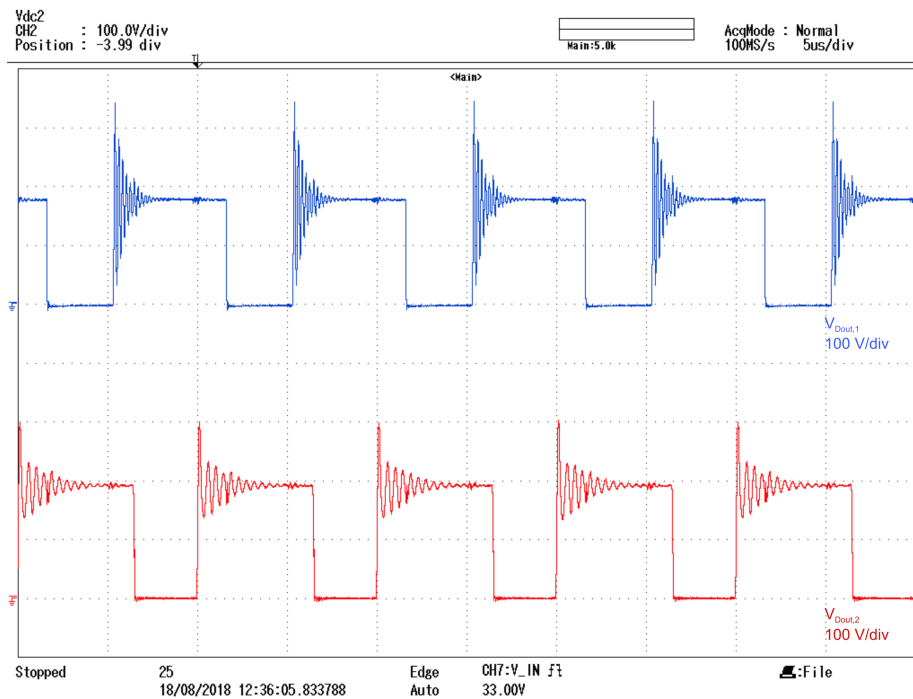
O resultado apresentado na Figura 63 foi obtido com a atuação do sistema de controle em malha fechada aplicando um degrau na tensão de entrada de 20 V para 34 V. Ainda nessa figura, deve ser observado o alto ganho de tensão.

Figura 60 – Tensões sobre os diodos de grampeamento.



Fonte: Formas de onda obtidas do ensaio com controle em malha aberta.

Figura 61 – Tensões sobre os diodos de saída.

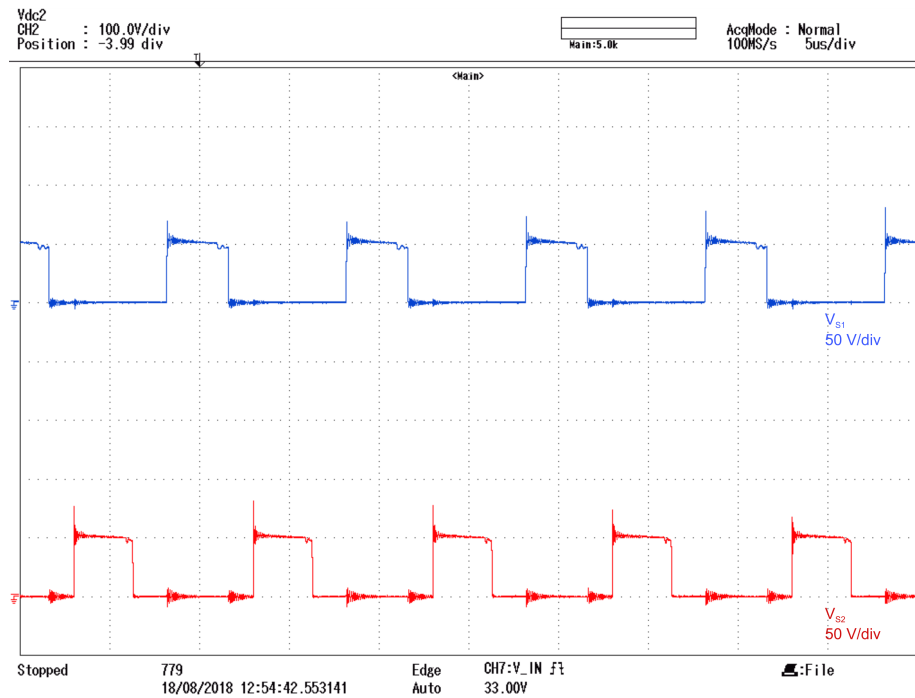


Fonte: Formas de onda obtidas do ensaio com controle em malha aberta.

4.2.3 Eficiência

A fim de verificar a eficiência do conversor c.c./c.c. em aplicações fotovoltaicas, são coletados os pontos de máxima potência da curva característica $P - V$ para seis valores de

Figura 62 – Tensões sobre os interruptores.



Fonte: Formas de onda obtidas do ensaio com controle em malha aberta.

irradiância, S , com a temperatura constante, $T = 25^{\circ}\text{C}$ – pontos destacados na Figura 64.

Os valores dos parâmetros utilizados e medidos para cada caso de irradiância estão apresentados na Tabela 10.

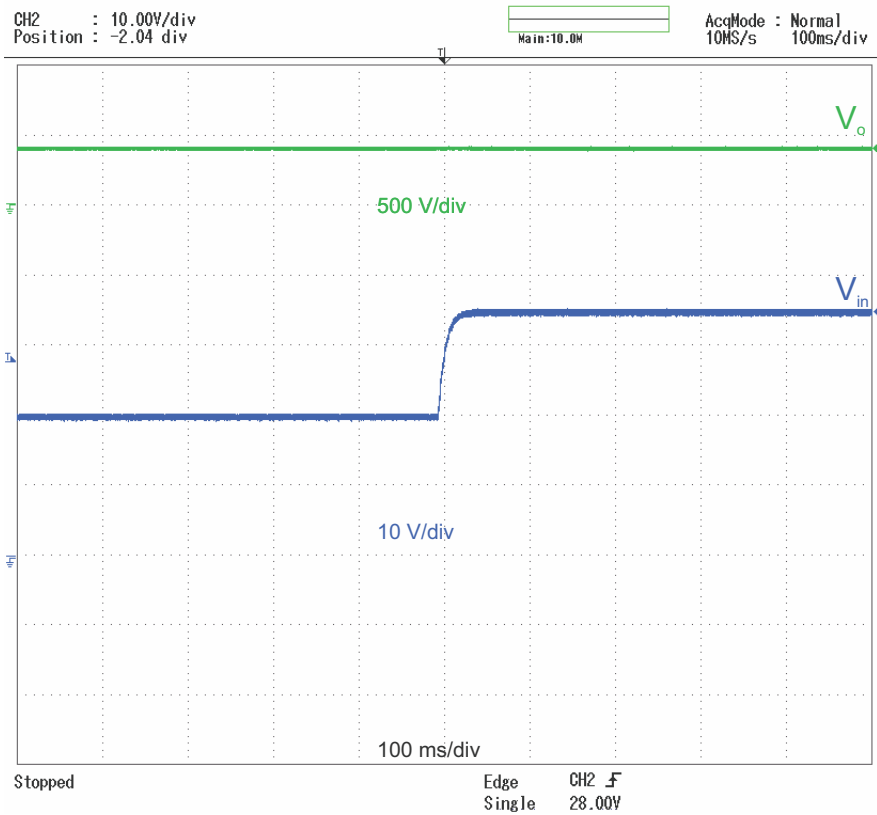
Tabela 10 – Ensaio de eficiência

Parâmetros	Irradiância					
	$1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$	$850 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$	$700 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$	$550 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$	$400 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$	$250 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$
Razão cíclica	0,6246	0,6265	0,6294	0,6345	0,6441	0,6676
Corrente de entrada	8,12 A	6,95 A	5,75 A	4,55 A	3,31 A	2,04 A
Tensão de entrada	39,0 V	38,2 V	37,1 V	35,9 V	33,9 V	30,29 V
Corrente de saída	727,4 mA	602,4 mA	461,1 mA	337,2 mA	228,0 mA	109,9 mA
Tensão de saída	400,7 V	400,6 V	400,6 V	400,6 V	400,6 V	400,5 V
Potência de entrada	317,4 W	266,3 W	213,8 W	163,8 W	112,4 W	61,9 W
Potência de saída	291,5 W	241,3 W	184,7 W	135,1 W	91,3 W	44,0 W
Eficiência	91,8 %	90,6 %	86,3 %	82,4 %	81,2 %	71,0 %

As formas de onda das correntes e tensões de entrada e de saída (I_{in} , V_{in} , I_o , V_o), bem como as potências de entrada e de saída (P_{in} , P_o) para os casos em que $G = 1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$ e $G = 250 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$ estão apresentadas nas Figuras 65 e 66, respectivamente, através das quais é possível constatar a baixa oscilação da corrente de entrada.

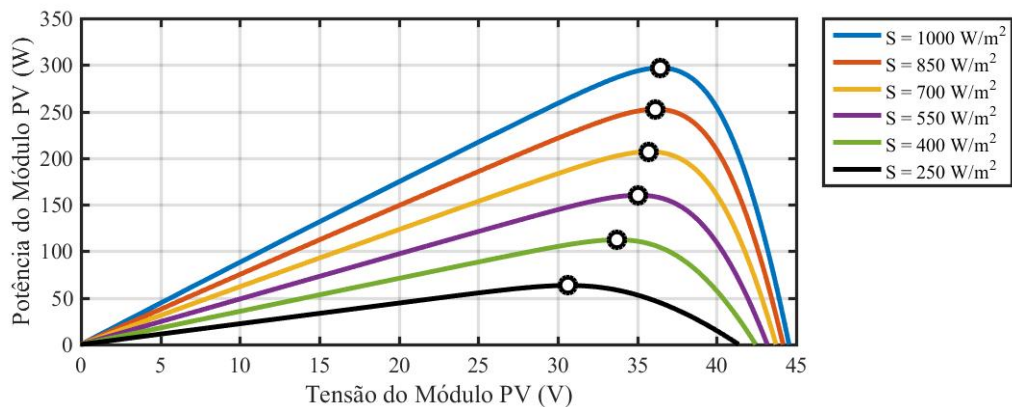
Deve ser lembrado que a potência necessária para o funcionamento dos sensores de

Figura 63 – Resposta ao degrau de 20 V para 34 V na referência da tensão de entrada do conversor: tensão de saída e tensão de entrada do conversor, respectivamente.



Fonte: Formas de onda obtidas do ensaio com controle em malha fechada.

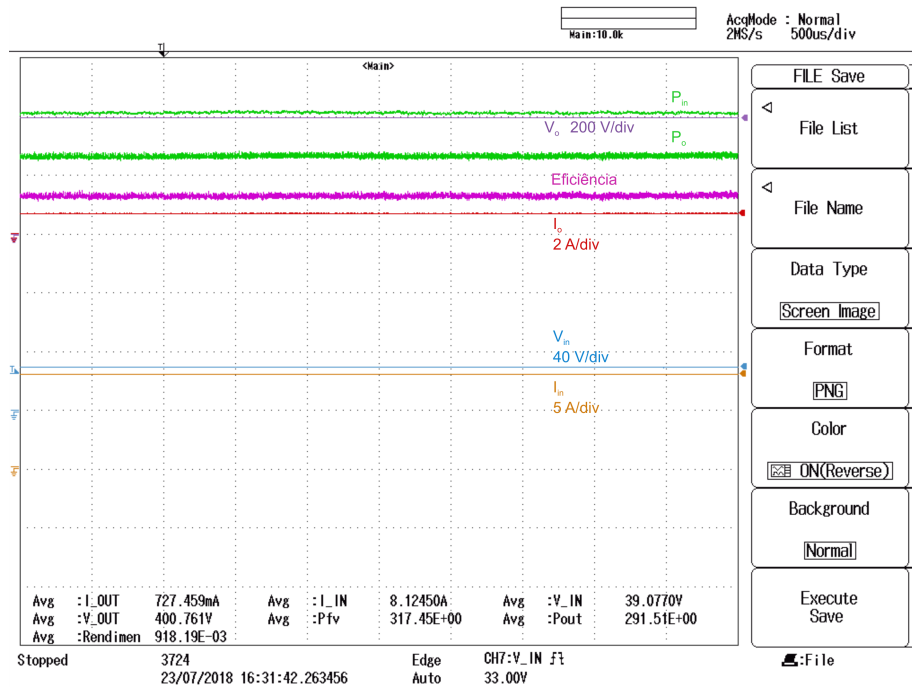
Figura 64 – Pontos para medição da eficiência.



Fonte: Próprio autor.

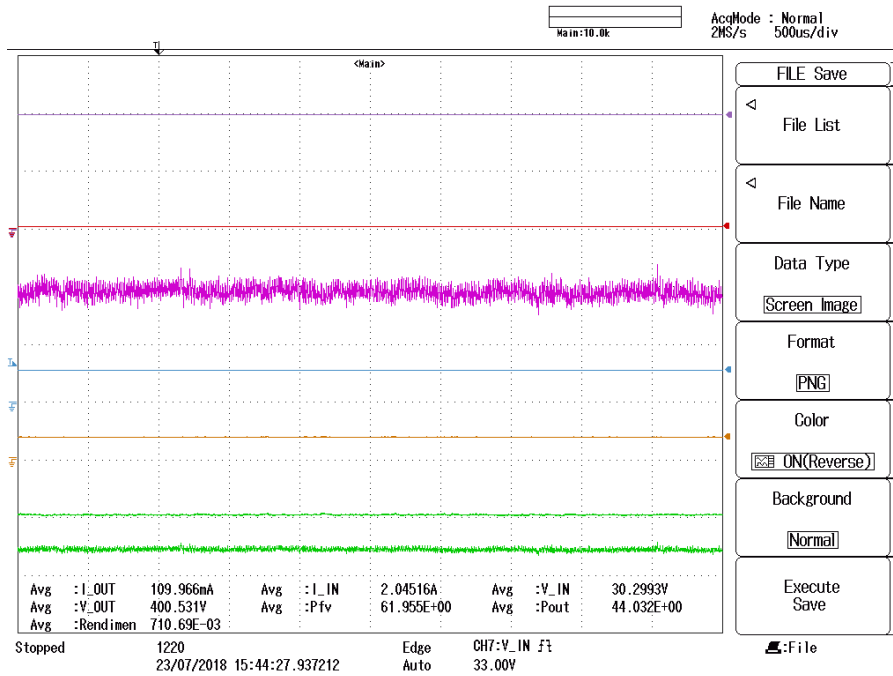
corrente e de tensão, dos optoacopladores e do controlador é fornecida por uma fonte c.c. externa, totalizando 2,63 W para todos os casos da Tabela 10. Os valores da eficiência para os casos seis casos de irradiância da Tabela 10 estão apresentados de forma gráfica na Figura 67 considerando e não a potência necessária para os serviços – curvas vermelho e azul, respectivamente.

Figura 65 – Ensaio de eficiência para o caso em que $1000 \frac{W}{m^2}$.



Fonte: Formas de onda obtidas do ensaio com controle em malha aberta.

Figura 66 – Ensaio de eficiência para o caso em que $250 \frac{W}{m^2}$.

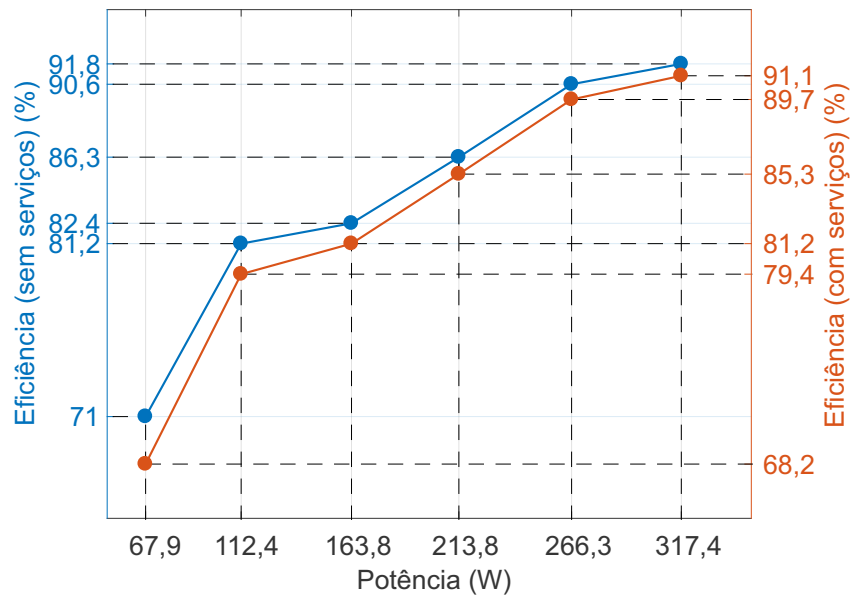


Fonte: Formas de onda obtidas do ensaio com controle em malha aberta.

4.3 CONCLUSÕES

A semelhança entre as formas de onda obtidas das simulações e dos resultados experimentais validam a análise teórica, o desempenho e o projeto do conversor c.c./c.c.

Figura 67 – Eficiência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O projeto do controlador a partir do modelo de quarta ordem é suficiente para rastrear a tensão de entrada do conversor c.c./c.c., e, conseqüentemente, realizar o seguimento do ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos.

O alto ganho de tensão e do conversor c.c./c.c., aliado com a baixa oscilação na corrente de entrada, comprovam a viabilidade em empregar essa topologia de conversor integrada a módulos fotovoltaicos.

5 CONCLUSÃO

O crescimento exponencial de consumidores, sobretudo os residenciais, que produzem sua própria energia elétrica a partir do sol motivam o estudo de técnicas e topologias de conversores c.c./c.c. de alto ganho e alta eficiência para integração em módulos fotovoltaicos, sendo o conversor baseado no *boost* com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante apresentado e explicado minuciosamente neste trabalho.

Os requisitos e os procedimentos de projeto do conversor c.c./c.c. apresentados são essenciais para a escolha e projeto dos componentes capacitivos e magnéticos; a descrição detalhada sobre o princípio de funcionamento apresentado são fundamentais para uma completa compreensão acerca da topologia e para o desenvolvimento dos modelos matemáticos.

Os modelos matemáticos de oitava e quarta ordem são desenvolvidos utilizando técnicas diferentes: *improved averaging method* e modelo médio no espaço de estado, sendo os procedimentos de obtenção do modelo de oitava ordem bem mais complexos quando comparados aos de obtenção do modelo de quarta ordem.

O estudo comparativo entre as funções de transferência dos modelos matemáticos de oitava e quarta ordem revela que ambos apresentam respostas em frequência similares, de modo que, para projetar o controlador PI da tensão de entrada – necessário em aplicações fotovoltaicas –, o modelo de quarta ordem é suficiente.

Os passos apresentados neste trabalho para desenvolver o modelo matemático de oitava ordem do conversor c.c./c.c. baseado no *boost* com indutor acoplado, entrada intercalada e saída flutuante podem ser adaptados e seguidos para modelar conversores complexos, com a presença simultânea de correntes contínuas e descontínuas.

Os ensaios experimentais do protótipo comprovam que: o emprego de indutor acoplado mostra-se adequado para elevar o ganho de tensão dos conversores baseados no *boost*; os circuitos *campller* passivos utilizados reduzem os impactos de tensão sobre os semicondutores eficientemente; a técnica *interleaved* utilizada nesta topologia de conversor é fundamental para se ter baixa ondulação de corrente na entrada do conversor.

Essas características, juntamente com os reduzidos peso e volume, tornam esta topologia de conversor c.c./c.c. viável para serem empregadas em aplicações fotovoltaicas na configuração microinversores.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de continuidade deste trabalho, sugere-se:

- Calcular a eficiência do conversor c.c./c.c. baseado no *boost* com indutor acoplado;
- Observar a simetria do conversor c.c./c.c. para reduzir o número de variáveis de estado do modelo de oitava ordem;
- Analisar o efeito das indutâncias de dispersão no ganho estático do conversor;
- Adicionar o estágio de conversão c.c./c.a. de modo a conectar o sistema, com módulo fotovoltaico, à rede – observando as normas para conexão;
- Calcular os esforços nos componentes do circuito;
- e Projetar/confeccionar os dois indutores acoplados utilizando apenas um núcleo magnético.

5.2 PUBLICAÇÃO

O modelo de quarta ordem apresentado neste trabalho foi aceito para publicação no Congresso Brasileiro de Automática (CBA), em 2018.

- Márcio R. S. de Carvalho; Emerson A. da Silva; Leonardo R. Limongi; Fabrício Bradaschia; Marcelo C. Cavalcanti – Modelagem e Controle de um Conversor c.c./c.c. de Alto Ganho com Indutor Acoplado para Integração em Módulos Fotovoltaicos. CBA 2018.

REFERÊNCIAS

ABU-RUB, H.; MALINOWSKI, M.; AL-HADDAD, K. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. [S.l.]: Wiley, 2014. (Wiley - IEEE). Citado na página 20.

ANEEL. *RESOLUÇÃO NORMATIVA N° 482, DE 17 DE ABRIL DE 2012*. 2012. [Online]. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>>. Acesso em 04-03-2018. Citado na página 17.

ANEEL. *Micro e Minigeração Distribuída - Sistema de Compensação de Energia*. 2016. [Online]. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/documents/656877/14913578/Caderno+tematico+Micro+e+Minigeraç~ao+Distribuida+-+2+edicao/716e8bb2-83b8-48e9-b4c8-a66d7f655161>>. Acesso em 04-10-2017. Citado na página 17.

ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica - PRODIST*. 2018. [Online]. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/Módulo_8-Revis~ao_10/2f7cb862-e9d7-3295-729a-b619ac6baab9>. Acesso em 21-03-2018. Citado na página 38.

ANEEL. *Unidades Consumidoras com Geração distribuída*. 2018. [Online]. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/VerGD.asp>>. Acesso em 06-07-2018. Citado na página 17.

ARANGO, E. et al. 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, 2013. Citado na página 51.

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*, PP, n. 99, p. 1–1, 2018. Citado na página 22.

CHEN, S. et al. Interleaved high step-up dc-dc converter with parallel-input series-output configuration and voltage multiplier module. In: *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 119–124. Citado na página 24.

FENG, M. et al. Non-isolated dc-dc converter with high voltage gain. In: *2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 730–734. Citado na página 21.

FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, v. 2, n. 2, p. 170–194, Jun. 1975. Citado na página 78.

GALDINO, M.; PINHO, J. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*. [S.l.: s.n.], 2014. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.

HARADA, K.; NINOMIYA, T. Optimum design of rc snubbers for switching regulators. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-15, n. 2, p. 209–218, March 1979. Citado na página 22.

HIMMELSTOSS, F. A.; WURM, P. H. Low-loss converters with high step-up conversion ratio working at the border between continuous and discontinuous mode. In: *ICECS 2000. 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Cat. No.00EX445)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 734–737 vol.2. Citado na página 21.

- JALILZADEH, T. et al. Non-isolated topology for high step-up dc-dc converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, p. 1–1, 2018. Citado na página 21.
- KAM, K. et al. Emc guideline for synchronous buck converter design. In: *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 47–52. Citado na página 22.
- KIANPOUR, A.; JABBARI, M.; SHAHGHOLIAN, G. High step-up floating-output interleaved-input coupled-inductor-based boost converter. In: *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1088–1093. Citado na página 24.
- KIANPOUR, A.; SHAHGHOLIAN, G. A floating-output interleaved boost dc–dc converter with high step-up gain. *Automatika*, v. 58, n. 1, p. 18–26, 2017. Citado na página 42.
- KNABBEN, G. C. *Microinversor Fotovoltaico Não Isolado de Dois Estágios*. Dissertação (Mestrado) — UFSC, 2017. Citado na página 19.
- LEE, S. W.; DO, H. L. High step-up coupled-inductor cascade boost dc/dc converter with lossless passive snubber. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 10, p. 7753–7761, Oct 2018. Citado na página 23.
- LI, W.; HE, X. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, April 2011. Citado na página 19.
- LI, W. et al. Application summarization of coupled inductors in dc/dc converters. In: *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1487–1491. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 23.
- 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. 6476–6482, Dec 2015. Citado na página 24.
- LOPEZ, D. et al. Double voltage step-up photovoltaic microinverter. In: *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 406–411. Citado na página 20.
- LUQUE, A.; HEGEDUS, S. *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. [S.l.]: Wiley, 2003. Citado na página 18.
- MA, K.-W.; LEE, Y.-S. An integrated flyback converter for dc uninterruptible power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 2, p. 318–327, Mar 1996. Citado na página 21.
- MAALANDISH, M. et al. A novel multi-phase high step-up dc/dc boost converter with lower losses on semiconductors. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, p. 1–1, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 23.
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1976. p. 18–34. Citado na página 66.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. third. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc, 2003. Citado na página 21.

MULANI, K. A.; SHEWALE, A. J.; PAWAR, S. H. Integrated interleaved fly-back converter for standalone pv application. In: *2017 International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 751–755. Citado na página 22.

NETO, R. *Controle Repetitivo Complexo Baseado em GDSC Aplicado a Filtro Ativo de Potência*. Dissertação (Mestrado) — UFPE, 2018. Citado na página 79.

OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011. Citado na página 78.

RAJA, R. et al. An efficient high-step-up interleaved with a common active clamp dc-dc converter for electric vehicle. In: *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 760–764. Citado na página 24.

REVATHI, B. S.; PRABHAKAR, M. Non isolated high gain dc-dc converter topologies for pv applications ? a comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 66, p. 920 – 933, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 23.

SAHOO, M.; KUMAR, K. S. High gain step up dc-dc converter for dc micro-grid application. In: *7th International Conference on Information and Automation for Sustainability*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. Citado na página 21.

SALVADOR THAMIREZ P. HORN, T. B. L. R. F. C. M. A. 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 na página 25.

SCHMITZ, L. *Conversores CC-CC não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor boost com célula de ganho*. Dissertação (Mestrado) — UFSC, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.

SILVA, F. S. F. et al. High gain dc-dc boost converter with a coupling inductor. In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 486–492. Citado na página 23.

SILVA, R. M. da. *ENERGIA SOLAR NO BRASIL: dos incentivos aos desafios*. 2015. [Online]. Disponível em: <<https://www12.senado.leg.br/publicacoes/estudos-legislativos/tipos-de-estudos/textos-para-discussao/td166>>. Acesso em 04-10-2017. Citado na página 17.

SOLAR, C. *Seleção de Produtos - Catálogo Online de Módulos Fotovoltaicos*. 2017. [Online]. Disponível em: <https://sicessolar.com.br/PDF/CanadianSolar/1ModulosFotovoltaicos/1.Modulo60cells/Standardpoly-Si/canadian_solar-datasheet-CS6K-P-v5.531en.pdf>. Acesso em 24-04-2018. Citado na página 37.

SUCU, M. *PARAMETRIC AVERAGE VALUE MODELING OF FLYBACK CONVERTERS IN CCM AND DCM INCLUDING PARASITICS AND SNUBBERS*. 2011. Citado na página 50.

SUN, J. et al. Averaged modeling of pwm converters operating in discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 16, n. 4, p. 482–492, Jul 2001. Citado na página 50.

VAZ, A. R.; TOFOLI, F. L. Practical design of a dc-dc buck converter using an rcd snubber. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6. Citado na página 23.

VILLALVA, M.; GAZOLI, J. *Energia Solar Fotovoltaica - Conceitos e Aplicações*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 18.

WITULSKI, A. F. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 10, n. 3, p. 349–357, May 1995. Citado na página 22.

WU, T. F. et al. Boost converter with coupled inductors and buck x2013;boost type of active clamp. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 1, p. 154–162, Jan 2008. Citado na página 22.

ZHANG, D. et al. Impact of interleaving on ac passive components of paralleled three-phase voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 3, p. 1042–1054, May 2010. Citado na página 23.

ZHANG, L.; AL-AMOUDI, A.; BAI, Y. Real-time maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems. In: *2000 Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 475)*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 124–129. Citado na página 19.

ZHAO, Q.; TAO, F.; LEE, F. C. A front-end dc/dc converter for network server applications. In: *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1535–1539 vol. 3. Citado na página 23.

APÊNDICE A – PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO

Tabela 11 – Especificações de projeto.

Tensão de entrada (V_{in})	33,40 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Relação de transformação (n)	2
Indutância de magnetização (L_m)	350 μ H
Razão cíclica (d)	0,66
Valor de pico da corrente de magnetização (I_M)	5,93 A
Valor eficaz da corrente no enrolamento primário (I_{1ef})	4,81 A
Valor eficaz da corrente no enrolamento secundário (I_{2ef})	1,22 A
Densidade de corrente máxima (J_{max})	450 A cm ⁻²
Fluxo magnético máximo (B_{max})	0,2 T
Fator de ocupação da janela (k_u)	0,25
Temperatura ambiente (T_{amb})	30 °C
Temperatura máxima de operação (T_{max})	60 °C

- Fator de utilização da janela

Enrolamento primário (k_{1u})

$$k_{1u} = \frac{k_u}{1 + \frac{nI_{2ef}}{I_{1ef}}} = 0,1559 \quad (\text{A.1})$$

Enrolamento secundário (k_{2u})

$$k_{2u} = k_u - k_{1u} = 0,0791 \quad (\text{A.2})$$

- Escolha do núcleo

$$A_e A_w = \frac{L_m I_M I_{1ef}}{B_{max} J_{max} K_{1u}} = 7,1146 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.3})$$

Núcleo escolhido: NEE-55/28/21-496-IP12R, THORTON

- Número de espiras do enrolamento primário (N_1)

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_m}{A_l}} \approx 27 \quad (\text{A.4})$$

Tabela 12 – Especificações do núcleo NEE-55/28/21-496-IP12R, THORTON

Área da secção transversal do núcleo (A_e)	3,51 cm ²
Área da janela (A_w)	2,77 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)	496 nH

- Número de espiras do enrolamento secundário (N_2)

$$N_2 = nN_1 = 54 \quad (\text{A.5})$$

- Comprimento do entreferro (g)

$$g = \frac{N_1^2 \mu_0 A_e}{L_m} = 0,91871 \text{ mm} \quad (\text{A.6})$$

- Escolha do fio de cobre

Profundidade pelicular (δ_{skin})

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

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

$$d_{max} = 2\delta_{skin} = 0,0474 \text{ cm} \quad (\text{A.8})$$

Fio de cobre escolhido: 25AWG

Tabela 13 – Especificações do condutor.

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 Ω cm ⁻¹
Resistividade do cobre à 20 °C (ρ_{20})	0,001062 Ω cm ⁻¹

- Área total da secção transversal do fio de cobre

Enrolamento primário (S_{1cu})

$$S_{1cu} = \frac{I_{1ef}}{J_{max}} = 0,0107 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.9})$$

Enrolamento primário (S_{2cu})

$$S_{2cu} = \frac{I_{2ef}^2}{J_{max}} = 0,0027 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.10})$$

- Número de condutores em paralelo

Enrolamento primário (n_{1cond})

$$n_{1cond} = \frac{S_1}{S_{cobre}} \approx 7 \quad (\text{A.11})$$

Enrolamento primário (n_{2cond})

$$n_{2cond} = \frac{S_2}{S_{cobre}} \approx 2 \quad (\text{A.12})$$

- Possibilidade de execução

$$S_{total} = \frac{S_{fio}(N_1 n_{1cond} + N_2 n_{2cond})}{k_u A_w} = 0,8551 < 1 \quad (\text{A.13})$$

- Perda no cobre

Enrolamento primário (P_{1cu})

$$P_{1cu} = \frac{MLTN_1 \rho_{20} [1 + \alpha_{20}(T_{max} - 20^\circ\text{C})] I_{1ef}^2}{n_{1cond}} = 1,3180 \text{ W} \quad (\text{A.14})$$

Enrolamento secundário (P_{2cu})

$$P_{2cu} = \frac{MLTN_2 \rho_{20} [1 + \alpha_{20}(T_{max} - 20^\circ\text{C})] I_{2ef}^2}{n_{2cond}} = 0,6686 \text{ W} \quad (\text{A.15})$$

- Perda no núcleo (P_{fe})

Para o IP12R, $\alpha = 1,369$, $\beta = 2,661$ e $k_N = 1,3486$

$$\Delta B_{max} = \frac{V_{in} d}{N_1 A_e f_s} = 0,0233 \text{ T} \quad (\text{A.16})$$

$$P_{fe} = k_N (2f_s)^\alpha (\Delta B_{max})^\beta [d^{1-\alpha} + (1-d)^{1-\alpha}] V_c = 0,1268 \text{ W} \quad (\text{A.17})$$

- Variação da temperatura (ΔT)

Perda total (P_t)

$$P_t = P_{1cu} + P_{2cu} + P_{fe} = 2,1134 \text{ W} \quad (\text{A.18})$$

Resistência térmica do núcleo (R_{nucleo})

$$R_{nucleo} = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 9,9139 \quad (\text{A.19})$$

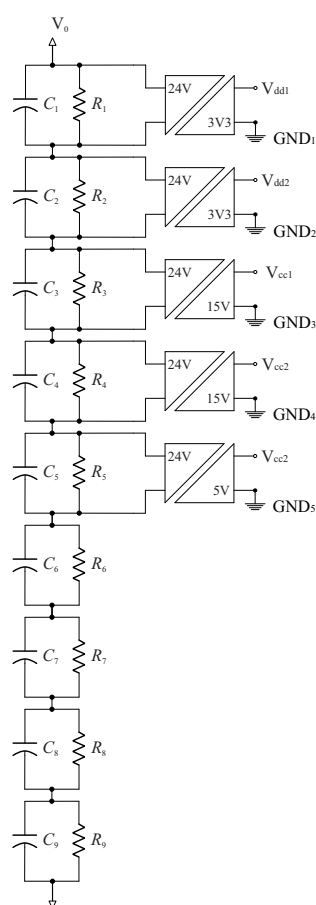
$$\Delta T = P_t R_{nucleo} = 20,9526 \text{ K} \quad (\text{A.20})$$

APÊNDICE B – ESQUEMA ELÉTRICO DO PROTÓTIPO

B.1 ALIMENTAÇÃO INTERNA

A energia necessária para o funcionamento dos sensores, optoacopladores e controlador pode ser fornecida pelo barramento CC da tensão de saída do conversor c.c./c.c. – alimentação interna. O esquema elétrico e as especificações dos componentes utilizados no circuito de alimentação interna estão apresentados na Figura 68 e na Tabela 16.

Figura 68 – Esquemático – alimentação através do barramento CC.



Fonte: Elaborada pelo autor.

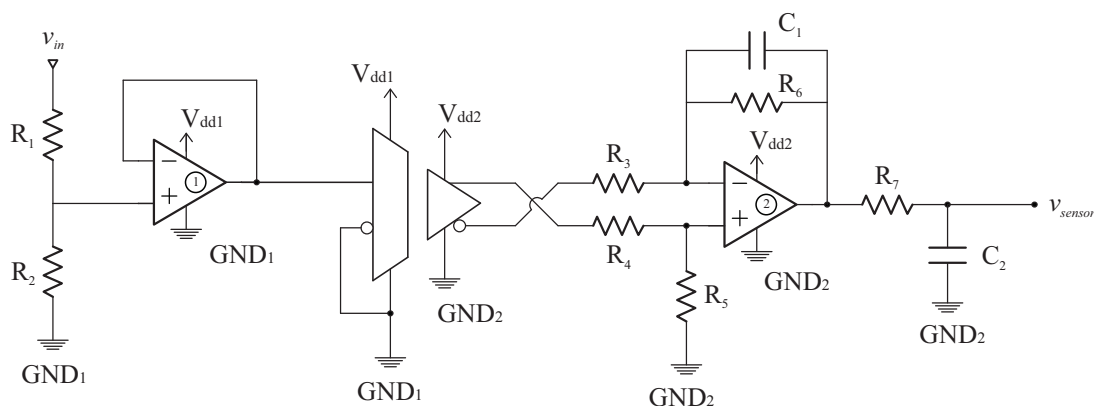
Tabela 14 – Componentes do circuito de alimentação interna.

Descrição	Modelo
Conversor c.c./c.c. 1 W isolado 24 VIN +/-3,3 VOUT	R24P23.3D
Conversor c.c./c.c. 2 W isolado 24 VIN +/-15 VOUT	R24P215D
Conversor c.c./c.c. 2 W não isolado 24 VIN + 5 VOUT	R24P25D
$R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8$ e R_9	22 k Ω
$C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8$ e C_9	100 nF – cerâmico

B.2 SENSOR DE TENSÃO

O esquema elétrico e os componentes do circuito de medição estão apresentados na Figura 69 e na Tabela 15, respectivamente.

Figura 69 – Esquemático – medição da tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor.

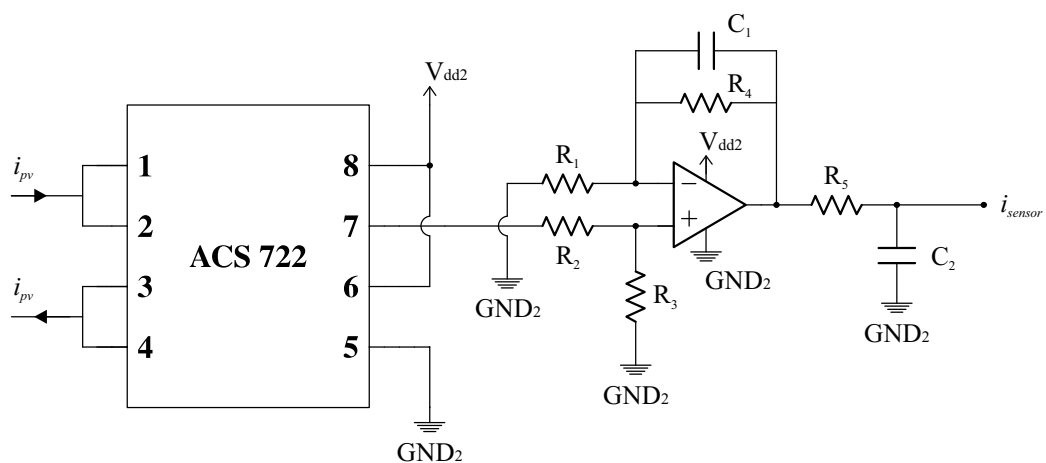
Tabela 15 – Componentes do circuito de medição de tensão.

Descrição	Modelo
Sensor de tensão	AMC 1301
Amplificador operacional 1	OPA 376
Amplificador operacional 2	TLV 6001
R_1	20 k Ω
R_2	120 Ω
R_3 e R_4	7,5 k Ω
R_5 , R_6 e R_7	11 k Ω
C_1 e C_2	1,5 nF – cerâmico

B.3 SENSOR DE CORRENTE

O esquema elétrico e os componentes do circuito de medição estão apresentados na Figura 70 e na Tabela 16, respectivamente.

Figura 70 – Esquemático – medição da corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 16 – Componentes do circuito de medição de corrente.

Descrição	Modelo
Sensor de corrente (Efeito Hall)	ACS 722
Amplificador operacional	TLV 6001
R_1, R_2, R_3, R_4 e R_5	11 k Ω
C_1 e C_2	1,5 nF – cerâmico

APÊNDICE C – Script - Modelo de Oitava Ordem

```

1 clc
2 clear
3 syms ipv cpv ilk1 ilk2 r lm d_im1 d_im2 lk d_ilk1 d_ilk2 im1 im2 ...
   d_vcc1 d_vcc2 d_vcout1 d_vcout2 vin cc cout n vcc1 vcc2 vcout1 ...
   vcout2 vo im1_pk im1_min im2_pk d4 im2_min d1 ts d2
4
5 % Sistema para o calculo de d2
6
7 aux1 = -vin + r*im1 + (lm+lk)*(im1_pk-im1_min)/(d1*ts) == 0;
8 aux2 = -ilk1 + (im1_min*d1/2) + (im1_pk*(d1+d2)/2) == 0;
9 aux3 = -im1 + ((im1_pk+im1_min)/2) == 0;
10 eqs0 = [aux1,aux2,aux3];
11 vars0 = [im1_pk,im1_min,d2];
12 sol0 = solve(eqs0,vars0);
13
14 % Variaveis auxiliares para correcao da corrente do capacitor de ...
   grampeamento
15
16 idc_med1 = sol0.im1_pk(1)*sol0.d2(1)/2;
17 icc_med1 = idc_med1 - (im1-ilk1)/n;
18
19 % Sistema para o calculo de d4
20
21 aux11 = -vin + r*im2 + (lm+lk)*(im2_pk-im2_min)/(d1*ts) == 0;
22 aux22 = -ilk2 + (im2_min*d1/2) + (im2_pk*(d1+d4)/2) == 0;
23 aux33 = -im2 + ((im2_pk+im2_min)/2) == 0;
24 eqs00 = [aux11,aux22,aux33];
25 vars00 = [im2_pk,im2_min,d4];
26 sol00 = solve(eqs00,vars00);
27
28 % Variaveis auxiliares para correcao da corrente do capacitor de ...
   grampeamento
29
30 idc_med2 = sol00.im2_pk(1)*sol00.d4(1)/2;
31 icc_med2 = idc_med2 - (im2-ilk2)/n;
32
33 % Equacoes dinamica da Etapa 1
34 % aux1 = ipv - im1 - im2 - cout*d_vcout2 - cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) ...
   == 0;
35 % aux2 = ipv - im1 - im2 - cout*d_vcout1 - cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) ...
   == 0;
36 % aux3 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + r*im1 + lm*d_im1 + lk*d_im1 == 0;

```

```

37 % aux4 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + r*im2 + lm*d_im2 + lk*d_im2 == 0;
38 % aux5 = d_vcc1 == 0;
39 % aux6 = d_vcc2 == 0;
40 % aux7 = d_ilk1 - d_im1 == 0;
41 % aux8 = d_ilk2 - d_im2 == 0;
42 % eqs1 = [aux1,aux2,aux3,aux4,aux5,aux6,aux7,aux8];
43 % vars1 = [d_im1,d_ilk1,d_vcc1,d_vcout1,d_im2,d_ilk2,d_vcc2,d_vcout2];
44 % sol1 = solve(eqs1,vars1);
45 % collect(sol1.d_ilk2,[im1 ilk1 vcout1 im2 ilk2 vcout2 vcc1 vcc2 ipv ...
    vo]);
46
47 A1 = [(-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0 1/(lk + lm) 0 0;
48 (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0 1/(lk + lm) 0 0;
49 (-1/(cout + 2*cpv)) 0 0 (-1/(cout + 2*cpv)) 0 0 0 0;
50 0 0 1/(lk + lm) (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0;
51 0 0 1/(lk + lm) (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0;
52 (-1/(cout + 2*cpv)) 0 0 (-1/(cout + 2*cpv)) 0 0 0 0];
53
54 B1 = [0 (-1/(lk + lm));
55 0 (-1/(lk + lm));
56 1/(cout + 2*cpv) 0;
57 0 (-1/(lk + lm));
58 0 (-1/(lk + lm));
59 1/(cout + 2*cpv) 0];
60
61 % Equacoes dinamica da Etapa 2
62 % aux1 = ipv - im1 - cout*d_vcout2 - cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) == 0;
63 % aux2 = ipv - im1 - cout*d_vcout1 - ilk2 + cc*d_vcc2 - ...
    cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) == 0;
64 % aux3 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + r*im1 + lm*d_im1 + lk*d_im1 == 0;
65 % aux4 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + vcout2 + n*lm*d_im2 - vcc2 == 0;
66 % aux5 = d_vcc1 == 0;
67 % aux6 = d_vcc2 + im2/(n*cc) - (n+1)*ilk2/(n*cc) == 0;
68 % aux7 = vcc2 + lk*d_ilk2 + lm*d_im2 + r*ilk2 == 0;
69 % aux8 = d_ilk1 - d_im1 == 0;
70 % eqs2 = [aux1,aux2,aux3,aux4,aux5,aux6,aux7,aux8];
71 % vars2 = [d_im1,d_ilk1,d_vcc1,d_vcout1,d_im2,d_ilk2,d_vcc2,d_vcout2];
72 % sol2 = solve(eqs2,vars2);
73 % collect(sol2.d_vcout2,[im1 ilk1 vcout1 im2 ilk2 vcout2 vcc1 vcc2 ...
    ipv vo]);
74 %
75 A2 = [(-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0 1/(lk + lm) 0 0;
76 (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0 1/(lk + lm) 0 0;
77 (-cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0 0 (-(cout + cpv)/(n*(cout^2 + ...
    2*cpv*cout))) ((cout + cpv)/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) 0 0 0;
78 0 0 (1/(lm*n)) 0 0 0 0 (1/(lm*n));
79 0 0 (-1/(lk*n)) 0 (-r/lk) 0 0 (-(n + 1)/(lk*n));

```

```

80 (-cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0 0 (cpv/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) ...
    (-cpv/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) 0 0 0];
81
82 B2 = [0 (-1/(lk + lm));
83 0 (-1/(lk + lm));
84 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0;
85 0 (-1/(lm*n));
86 0 (1/(lk*n));
87 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0];
88
89 % Equacoes dinamica da Etapa 3
90 % aux1 = ipv - im1 - cout*d_vcout2 - cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) == 0;
91 % aux2 = ipv - im1 - cout*d_vcout1 - im2/n - cpv*(d_vcout1 + ...
    d_vcout2) == 0;
92 % aux3 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + r*im1 + lm*d_im1 + lk*d_im1 == 0;
93 % aux4 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + vcout2 + n*lm*d_im2 - vcc2 == 0;
94 % aux5 = d_vcc1 == 0;
95 % aux6 = d_vcc2 + im2/(n*cc) == 0;
96 % aux7 = d_ilk2 == 0;
97 % aux8 = d_ilk1 - d_im1 == 0;
98 % eqs3 = [aux1,aux2,aux3,aux4,aux5,aux6,aux7,aux8];
99 % vars3 = [d_im1,d_ilk1,d_vcc1,d_vcout1,d_im2,d_ilk2,d_vcc2,d_vcout2];
100 % sol3 = solve(eqs3,vars3);
101 % collect(sol3.d_vcout2,[im1 ilk1 vcout1 im2 ilk2 vcout2 vcc1 vcc2 ...
    ipv vo]);
102 %
103 A3 = [(-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0 1/(lk + lm) 0 0;
104 (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0 1/(lk + lm) 0 0;
105 (-cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0 0 (-(cout + cpv)/(n*(cout^2 + ...
    2*cpv*cout))) 0 0 0 0;
106 0 0 (1/(lm*n)) 0 0 0 0 (1/(lm*n));
107 0 0 0 0 0 0 0 0;
108 (-cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0 0 (cpv/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) 0 ...
    0 0 0];
109
110 B3 = [0 (-1/(lk + lm));
111 0 (-1/(lk + lm));
112 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0;
113 0 (-1/(lm*n));
114 0 0;
115 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0];
116
117 % Equacoes dinamica da Etapa 4
118 % aux1 = ipv - ilk1 + cc*d_vcc1 - im2 - cout*d_vcout2 - ...
    cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) == 0;
119 % aux2 = ipv - cout*d_vcout1 - im2 - cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) == 0;
120 % aux3 = - (vcout1 + vcout2 - vo) - vcc1 + n*lm*d_im1 + vcout1 == 0;

```

```

121 % aux4 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + lk*d_im2 + lm*d_im2 + r*im2 == 0;
122 % aux5 = n*cc*d_vcc1 - n*ilk1 - ilk1 + im1 == 0;
123 % aux6 = d_vcc2 == 0;
124 % aux7 = d_ilk2 - d_im2 == 0;
125 % aux8 = - vcc1 - lk*d_ilk1 - lm*d_im1 - r*ilk1 == 0;
126 % eqs4 = [aux1,aux2,aux3,aux4,aux5,aux6,aux7,aux8];
127 % vars4 = [d_im1,d_ilk1,d_vcc1,d_vcout1,d_im2,d_ilk2,d_vcc2,d_vcout2];
128 % sol4 = solve(eqs4,vars4);
129 % collect(sol4.d_vcout2,[im1 ilk1 vcout1 im2 ilk2 vcout2 vcc1 vcc2 ...
    ipv vo]);
130 %
131 A4 = [0 0 0 0 0 (1/(lm*n)) (1/(lm*n)) 0;
132 0 (-r/lk) 0 0 0 (-1/(lk*n)) (-(n + 1)/(lk*n)) 0;
133 (cpv/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) (-cpv/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) 0 ...
    (-cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0 0 0 0;
134 0 0 1/(lk + lm) (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0;
135 0 0 1/(lk + lm) (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0;
136 (-(cout + cpv)/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) ((cout + cpv)/(n*(cout^2 + ...
    2*cpv*cout))) 0 (-cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0 0 0 0];
137
138 B4 = [0 (-1/(lm*n));
139 0 (1/(lk*n));
140 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0;
141 0 (-1/(lk + lm));
142 0 (-1/(lk + lm));
143 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0];
144
145 % Equacoes dinamica da Etapa 5
146 % aux1 = ipv - im2 - cout*d_vcout2 + cc*d_vcc1 - cpv*(d_vcout1 + ...
    d_vcout2) == 0;
147 % aux2 = ipv - im2 - cout*d_vcout1 - cpv*(d_vcout1 + d_vcout2) == 0;
148 % aux3 = - (vcout1 + vcout2 - vo) - vcc1 + n*lm*d_im1 + vcout1 == 0;
149 % aux4 = - (vcout1 + vcout2 - vo) + lk*d_im2 + lm*d_im2 + r*im2 == 0;
150 % aux5 = cc*d_vcc1 + im1/n == 0;
151 % aux6 = d_vcc2 == 0;
152 % aux7 = d_ilk2 - d_im2 == 0;
153 % aux8 = d_ilk1 == 0;
154 % eqs5 = [aux1,aux2,aux3,aux4,aux5,aux6,aux7,aux8];
155 % vars5 = [d_im1,d_ilk1,d_vcc1,d_vcout1,d_im2,d_ilk2,d_vcc2,d_vcout2];
156 % sol5 = solve(eqs5,vars5);
157 % collect(sol5.d_vcout2,[im1 ilk1 vcout1 im2 ilk2 vcout2 vcc1 vcc2 ...
    ipv vo]);
158 %
159 A5 = [0 0 0 0 0 (1/(lm*n)) (1/(lm*n)) 0;
160 0 0 0 0 0 0 0 0;
161 (cpv/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) 0 0 (-cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0 ...
    0 0 0;

```

```

162 0 0 1/(lk + lm) (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0;
163 0 0 1/(lk + lm) (-r/(lk + lm)) 0 1/(lk + lm) 0 0;
164 (-(cout + cpv)/(n*(cout^2 + 2*cpv*cout))) 0 0 (-cout/(cout^2 + ...
      2*cpv*cout)) 0 0 0 0];
165
166 B5 = [0 (-1/(lm*n))];
167 0 0;
168 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0;
169 0 (-1/(lk + lm));
170 0 (-1/(lk + lm));
171 (cout/(cout^2 + 2*cpv*cout)) 0];
172
173
174 im1_d1 = A1(1,1)*im1 + A1(1,2)*ilk1 + A1(1,3)*vcout1 + A1(1,4)*im2 + ...
      A1(1,5)*ilk2 + A1(1,6)*vcout2 + A1(1,7)*vcc1 + A1(1,8)*vcc2 + ...
      B1(1,1)*ipv + B1(1,2)*vo;
175 ilk1_d1 = A1(2,1)*im1 + A1(2,2)*ilk1 + A1(2,3)*vcout1 + A1(2,4)*im2 ...
      + A1(2,5)*ilk2 + A1(2,6)*vcout2 + A1(2,7)*vcc1 + A1(2,8)*vcc2 + ...
      B1(2,1)*ipv + B1(2,2)*vo;
176 vcout1_d1 = A1(3,1)*im1 + A1(3,2)*ilk1 + A1(3,3)*vcout1 + ...
      A1(3,4)*im2 + A1(3,5)*ilk2 + A1(3,6)*vcout2 + A1(3,7)*vcc1 + ...
      A1(3,8)*vcc2 + B1(3,1)*ipv + B1(3,2)*vo;
177 im2_d1 = A1(4,1)*im1 + A1(4,2)*ilk1 + A1(4,3)*vcout1 + A1(4,4)*im2 + ...
      A1(4,5)*ilk2 + A1(4,6)*vcout2 + A1(4,7)*vcc1 + A1(4,8)*vcc2 + ...
      B1(4,1)*ipv + B1(4,2)*vo;
178 ilk2_d1 = A1(5,1)*im1 + A1(5,2)*ilk1 + A1(5,3)*vcout1 + A1(5,4)*im2 ...
      + A1(5,5)*ilk2 + A1(5,6)*vcout2 + A1(5,7)*vcc1 + A1(5,8)*vcc2 + ...
      B1(5,1)*ipv + B1(5,2)*vo;
179 vcout2_d1 = A1(6,1)*im1 + A1(6,2)*ilk1 + A1(6,3)*vcout1 + ...
      A1(6,4)*im2 + A1(6,5)*ilk2 + A1(6,6)*vcout2 + A1(6,7)*vcc1 + ...
      A1(6,8)*vcc2 + B1(6,1)*ipv + B1(6,2)*vo;
180
181 im1_d2 = A2(1,1)*im1 + A2(1,2)*ilk1 + A2(1,3)*vcout1 + A2(1,4)*im2 + ...
      A2(1,5)*ilk2 + A2(1,6)*vcout2 + A2(1,7)*vcc1 + A2(1,8)*vcc2 + ...
      B2(1,1)*ipv + B2(1,2)*vo;
182 ilk1_d2 = A2(2,1)*im1 + A2(2,2)*ilk1 + A2(2,3)*vcout1 + A2(2,4)*im2 ...
      + A2(2,5)*ilk2 + A2(2,6)*vcout2 + A2(2,7)*vcc1 + A2(2,8)*vcc2 + ...
      B2(2,1)*ipv + B2(2,2)*vo;
183 vcout1_d2 = A2(3,1)*im1 + A2(3,2)*ilk1 + A2(3,3)*vcout1 + ...
      A2(3,4)*im2 + A2(3,5)*ilk2 + A2(3,6)*vcout2 + A2(3,7)*vcc1 + ...
      A2(3,8)*vcc2 + B2(3,1)*ipv + B2(3,2)*vo;
184 im2_d2 = A2(4,1)*im1 + A2(4,2)*ilk1 + A2(4,3)*vcout1 + A2(4,4)*im2 + ...
      A2(4,5)*ilk2 + A2(4,6)*vcout2 + A2(4,7)*vcc1 + A2(4,8)*vcc2 + ...
      B2(4,1)*ipv + B2(4,2)*vo;
185 ilk2_d2 = A2(5,1)*im1 + A2(5,2)*ilk1 + A2(5,3)*vcout1 + A2(5,4)*im2 ...
      + A2(5,5)*ilk2 + A2(5,6)*vcout2 + A2(5,7)*vcc1 + A2(5,8)*vcc2 + ...
      B2(5,1)*ipv + B2(5,2)*vo;

```

```

186 vcout2_d2 = A2(6,1)*im1 + A2(6,2)*ilk1 + A2(6,3)*vcout1 + ...
      A2(6,4)*im2 + A2(6,5)*ilk2 + A2(6,6)*vcout2 + A2(6,7)*vcc1 + ...
      A2(6,8)*vcc2 + B2(6,1)*ipv + B2(6,2)*vo;
187
188 im1_d3 = A3(1,1)*im1 + A3(1,2)*ilk1 + A3(1,3)*vcout1 + A3(1,4)*im2 + ...
      A3(1,5)*ilk2 + A3(1,6)*vcout2 + A3(1,7)*vcc1 + A3(1,8)*vcc2 + ...
      B3(1,1)*ipv + B3(1,2)*vo;
189 ilk1_d3 = A3(2,1)*im1 + A3(2,2)*ilk1 + A3(2,3)*vcout1 + A3(2,4)*im2 ...
      + A3(2,5)*ilk2 + A3(2,6)*vcout2 + A3(2,7)*vcc1 + A3(2,8)*vcc2 + ...
      B3(2,1)*ipv + B3(2,2)*vo;
190 vcout1_d3 = A3(3,1)*im1 + A3(3,2)*ilk1 + A3(3,3)*vcout1 + ...
      A3(3,4)*im2 + A3(3,5)*ilk2 + A3(3,6)*vcout2 + A3(3,7)*vcc1 + ...
      A3(3,8)*vcc2 + B3(3,1)*ipv + B3(3,2)*vo;
191 im2_d3 = A3(4,1)*im1 + A3(4,2)*ilk1 + A3(4,3)*vcout1 + A3(4,4)*im2 + ...
      A3(4,5)*ilk2 + A3(4,6)*vcout2 + A3(4,7)*vcc1 + A3(4,8)*vcc2 + ...
      B3(4,1)*ipv + B3(4,2)*vo;
192 ilk2_d3 = A3(5,1)*im1 + A3(5,2)*ilk1 + A3(5,3)*vcout1 + A3(5,4)*im2 ...
      + A3(5,5)*ilk2 + A3(5,6)*vcout2 + A3(5,7)*vcc1 + A3(5,8)*vcc2 + ...
      B3(5,1)*ipv + B3(5,2)*vo;
193 vcout2_d3 = A3(6,1)*im1 + A3(6,2)*ilk1 + A3(6,3)*vcout1 + ...
      A3(6,4)*im2 + A3(6,5)*ilk2 + A3(6,6)*vcout2 + A3(6,7)*vcc1 + ...
      A3(6,8)*vcc2 + B3(6,1)*ipv + B3(6,2)*vo;
194
195 im1_d4 = A4(1,1)*im1 + A4(1,2)*ilk1 + A4(1,3)*vcout1 + A4(1,4)*im2 + ...
      A4(1,5)*ilk2 + A4(1,6)*vcout2 + A4(1,7)*vcc1 + A4(1,8)*vcc2 + ...
      B4(1,1)*ipv + B4(1,2)*vo;
196 ilk1_d4 = A4(2,1)*im1 + A4(2,2)*ilk1 + A4(2,3)*vcout1 + A4(2,4)*im2 ...
      + A4(2,5)*ilk2 + A4(2,6)*vcout2 + A4(2,7)*vcc1 + A4(2,8)*vcc2 + ...
      B4(2,1)*ipv + B4(2,2)*vo;
197 vcout1_d4 = A4(3,1)*im1 + A4(3,2)*ilk1 + A4(3,3)*vcout1 + ...
      A4(3,4)*im2 + A4(3,5)*ilk2 + A4(3,6)*vcout2 + A4(3,7)*vcc1 + ...
      A4(3,8)*vcc2 + B4(3,1)*ipv + B4(3,2)*vo;
198 im2_d4 = A4(4,1)*im1 + A4(4,2)*ilk1 + A4(4,3)*vcout1 + A4(4,4)*im2 + ...
      A4(4,5)*ilk2 + A4(4,6)*vcout2 + A4(4,7)*vcc1 + A4(4,8)*vcc2 + ...
      B4(4,1)*ipv + B4(4,2)*vo;
199 ilk2_d4 = A4(5,1)*im1 + A4(5,2)*ilk1 + A4(5,3)*vcout1 + A4(5,4)*im2 ...
      + A4(5,5)*ilk2 + A4(5,6)*vcout2 + A4(5,7)*vcc1 + A4(5,8)*vcc2 + ...
      B4(5,1)*ipv + B4(5,2)*vo;
200 vcout2_d4 = A4(6,1)*im1 + A4(6,2)*ilk1 + A4(6,3)*vcout1 + ...
      A4(6,4)*im2 + A4(6,5)*ilk2 + A4(6,6)*vcout2 + A4(6,7)*vcc1 + ...
      A4(6,8)*vcc2 + B4(6,1)*ipv + B4(6,2)*vo;
201
202 im1_d5 = A5(1,1)*im1 + A5(1,2)*ilk1 + A5(1,3)*vcout1 + A5(1,4)*im2 + ...
      A5(1,5)*ilk2 + A5(1,6)*vcout2 + A5(1,7)*vcc1 + A5(1,8)*vcc2 + ...
      B5(1,1)*ipv + B5(1,2)*vo;
203 ilk1_d5 = A5(2,1)*im1 + A5(2,2)*ilk1 + A5(2,3)*vcout1 + A5(2,4)*im2 ...
      + A5(2,5)*ilk2 + A5(2,6)*vcout2 + A5(2,7)*vcc1 + A5(2,8)*vcc2 + ...

```

```

    B5(2,1)*ipv + B5(2,2)*vo;
204 vcout1_d5 = A5(3,1)*im1 + A5(3,2)*ilk1 + A5(3,3)*vcout1 + ...
    A5(3,4)*im2 + A5(3,5)*ilk2 + A5(3,6)*vcout2 + A5(3,7)*vcc1 + ...
    A5(3,8)*vcc2 + B5(3,1)*ipv + B5(3,2)*vo;
205 im2_d5 = A5(4,1)*im1 + A5(4,2)*ilk1 + A5(4,3)*vcout1 + A5(4,4)*im2 + ...
    A5(4,5)*ilk2 + A5(4,6)*vcout2 + A5(4,7)*vcc1 + A5(4,8)*vcc2 + ...
    B5(4,1)*ipv + B5(4,2)*vo;
206 ilk2_d5 = A5(5,1)*im1 + A5(5,2)*ilk1 + A5(5,3)*vcout1 + A5(5,4)*im2 ...
    + A5(5,5)*ilk2 + A5(5,6)*vcout2 + A5(5,7)*vcc1 + A5(5,8)*vcc2 + ...
    B5(5,1)*ipv + B5(5,2)*vo;
207 vcout2_d5 = A5(6,1)*im1 + A5(6,2)*ilk1 + A5(6,3)*vcout1 + ...
    A5(6,4)*im2 + A5(6,5)*ilk2 + A5(6,6)*vcout2 + A5(6,7)*vcc1 + ...
    A5(6,8)*vcc2 + B5(6,1)*ipv + B5(6,2)*vo;
208
209 % Calculo da media (a corrente dos capacitores clamper sao ...
    corrigidas ao final)
210
211 eq1 = im1_d1*(2*d1-1) + im1_d4*(sol0.d2(1)) + ...
    im1_d5*(1-d1-sol0.d2(1)) + im1_d2*(sol100.d4(1)) + ...
    im1_d3*(1-d1-sol100.d4(1));
212 eq2 = ilk1_d1*(2*d1-1) + ilk1_d4*(sol0.d2(1)) + ...
    ilk1_d5*(1-d1-sol0.d2(1)) + ilk1_d2*(sol100.d4(1)) + ...
    ilk1_d3*(1-d1-sol100.d4(1));
213 eq3 = vcout1_d1*(2*d1-1) + vcout1_d4*(sol0.d2(1)) + ...
    vcout1_d5*(1-d1-sol0.d2(1)) + vcout1_d2*(sol100.d4(1)) + ...
    vcout1_d3*(1-d1-sol100.d4(1));
214 eq4 = im2_d1*(2*d1-1) + im2_d4*(sol0.d2(1)) + ...
    im2_d5*(1-d1-sol0.d2(1)) + im2_d2*(sol100.d4(1)) + ...
    im2_d3*(1-d1-sol100.d4(1));
215 eq5 = ilk2_d1*(2*d1-1) + ilk2_d4*(sol0.d2(1)) + ...
    ilk2_d5*(1-d1-sol0.d2(1)) + ilk2_d2*(sol100.d4(1)) + ...
    ilk2_d3*(1-d1-sol100.d4(1));
216 eq6 = vcout2_d1*(2*d1-1) + vcout2_d4*(sol0.d2(1)) + ...
    vcout2_d5*(1-d1-sol0.d2(1)) + vcout2_d2*(sol100.d4(1)) + ...
    vcout2_d3*(1-d1-sol100.d4(1));
217 eq7 = icc_med1/cc;
218 eq8 = icc_med2/cc;
219
220 AUX1 = vpa(eq1);
221 AUX2 = vpa(eq2);
222 AUX3 = vpa(eq3);
223 AUX4 = vpa(eq4);
224 AUX5 = vpa(eq5);
225 AUX6 = vpa(eq6);
226 AUX7 = vpa(eq7);
227 AUX8 = vpa(eq8);
228

```



```
229 % Linearizacao - Matriz Jacobiana
230
231 a11 = simplify(diff(AUX1,im1)); %im1
232 a12 = simplify(diff(AUX1,ilk1)); %ilk1
233 a13 = simplify(diff(AUX1,vcout1)); %vcout1
234 a14 = simplify(diff(AUX1,im2)); %im2
235 a15 = simplify(diff(AUX1,ilk2)); %ilk2
236 a16 = simplify(diff(AUX1,vcout2)); %vcout2
237 a17 = simplify(diff(AUX1,vcc1)); %vcc1
238 a18 = simplify(diff(AUX1,vcc2)); %vcc2
239 b11 = simplify(diff(AUX1,ipv)); %ipv
240 b12 = simplify(diff(AUX1,vo)); %vo
241 b13 = simplify(diff(AUX1,d1)); %d1
242
243 a21 = simplify(diff(AUX2,im1)); %im1
244 a22 = simplify(diff(AUX2,ilk1)); %ilk1
245 a23 = simplify(diff(AUX2,vcout1)); %vcout1
246 a24 = simplify(diff(AUX2,im2)); %im2
247 a25 = simplify(diff(AUX2,ilk2)); %ilk2
248 a26 = simplify(diff(AUX2,vcout2)); %vcout2
249 a27 = simplify(diff(AUX2,vcc1)); %vcc1
250 a28 = simplify(diff(AUX2,vcc2)); %vcc2
251 b21 = simplify(diff(AUX2,ipv)); %ipv
252 b22 = simplify(diff(AUX2,vo)); %vo
253 b23 = simplify(diff(AUX2,d1)); %d1
254
255 a31 = simplify(diff(AUX3,im1)); %im1
256 a32 = simplify(diff(AUX3,ilk1)); %ilk1
257 a33 = simplify(diff(AUX3,vcout1)); %vcout1
258 a34 = simplify(diff(AUX3,im2)); %im2
259 a35 = simplify(diff(AUX3,ilk2)); %ilk2
260 a36 = simplify(diff(AUX3,vcout2)); %vcout2
261 a37 = simplify(diff(AUX3,vcc1)); %vcc1
262 a38 = simplify(diff(AUX3,vcc2)); %vcc2
263 b31 = simplify(diff(AUX3,ipv)); %ipv
264 b32 = simplify(diff(AUX3,vo)); %vo
265 b33 = simplify(diff(AUX3,d1)); %d1
266
267 a41 = simplify(diff(AUX4,im1)); %im1
268 a42 = simplify(diff(AUX4,ilk1)); %ilk1
269 a43 = simplify(diff(AUX4,vcout1)); %vcout1
270 a44 = simplify(diff(AUX4,im2)); %im2
271 a45 = simplify(diff(AUX4,ilk2)); %ilk2
272 a46 = simplify(diff(AUX4,vcout2)); %vcout2
273 a47 = simplify(diff(AUX4,vcc1)); %vcc1
274 a48 = simplify(diff(AUX4,vcc2)); %vcc2
275 b41 = simplify(diff(AUX4,ipv)); %ipv
```

```
276 b42 = simplify(diff(AUX4,vo)); %vo
277 b43 = simplify(diff(AUX4,d1)); %d1
278
279 a51 = simplify(diff(AUX5,im1)); %im1
280 a52 = simplify(diff(AUX5,ilk1)); %ilk1
281 a53 = simplify(diff(AUX5,vcout1)); %vcout1
282 a54 = simplify(diff(AUX5,im2)); %im2
283 a55 = simplify(diff(AUX5,ilk2)); %ilk2
284 a56 = simplify(diff(AUX5,vcout2)); %vcout2
285 a57 = simplify(diff(AUX5,vcc1)); %vcc1
286 a58 = simplify(diff(AUX5,vcc2)); %vcc2
287 b51 = simplify(diff(AUX5,ipv)); %ipv
288 b52 = simplify(diff(AUX5,vo)); %vo
289 b53 = simplify(diff(AUX5,d1)); %d1
290
291 a61 = simplify(diff(AUX6,im1)); %im1
292 a62 = simplify(diff(AUX6,ilk1)); %ilk1
293 a63 = simplify(diff(AUX6,vcout1)); %vcout1
294 a64 = simplify(diff(AUX6,im2)); %im2
295 a65 = simplify(diff(AUX6,ilk2)); %ilk2
296 a66 = simplify(diff(AUX6,vcout2)); %vcout2
297 a67 = simplify(diff(AUX6,vcc1)); %vcc1
298 a68 = simplify(diff(AUX6,vcc2)); %vcc2
299 b61 = simplify(diff(AUX6,ipv)); %ipv
300 b62 = simplify(diff(AUX6,vo)); %vo
301 b63 = simplify(diff(AUX6,d1)); %d1
302
303 a71 = simplify(diff(AUX7,im1)); %im1
304 a72 = simplify(diff(AUX7,ilk1)); %ilk1
305 a73 = simplify(diff(AUX7,vcout1)); %vcout1
306 a74 = simplify(diff(AUX7,im2)); %im2
307 a75 = simplify(diff(AUX7,ilk2)); %ilk2
308 a76 = simplify(diff(AUX7,vcout2)); %vcout2
309 a77 = simplify(diff(AUX7,vcc1)); %vcc1
310 a78 = simplify(diff(AUX7,vcc2)); %vcc2
311 b71 = simplify(diff(AUX7,ipv)); %ipv
312 b72 = simplify(diff(AUX7,vo)); %vo
313 b73 = simplify(diff(AUX7,d1)); %d1
314
315 a81 = simplify(diff(AUX8,im1)); %im1
316 a82 = simplify(diff(AUX8,ilk1)); %ilk1
317 a83 = simplify(diff(AUX8,vcout1)); %vcout1
318 a84 = simplify(diff(AUX8,im2)); %im2
319 a85 = simplify(diff(AUX8,ilk2)); %ilk2
320 a86 = simplify(diff(AUX8,vcout2)); %vcout2
321 a87 = simplify(diff(AUX8,vcc1)); %vcc1
322 a88 = simplify(diff(AUX8,vcc2)); %vcc2
```

```
323 b81 = simplify(diff(AUX8,ipv)); %ipv
324 b82 = simplify(diff(AUX8,vo)); %vo
325 b83 = simplify(diff(AUX8,d1)); %d1
326
327 Ap = [a11 a12 a13 a14 a15 a16 a17 a18;
328       a21 a22 a23 a24 a25 a26 a27 a28;
329       a31 a32 a33 a34 a35 a36 a37 a38;
330       a41 a42 a43 a44 a45 a46 a47 a48;
331       a51 a52 a53 a54 a55 a56 a57 a58;
332       a61 a62 a63 a64 a65 a66 a67 a68;
333       a71 a72 a73 a74 a75 a76 a77 a78;
334       a81 a82 a83 a84 a85 a86 a87 a88];
335
336 Bp = [b11 b12 b13;
337       b21 b22 b23;
338       b31 b32 b33;
339       b41 b42 b43;
340       b51 b52 b53;
341       b61 b62 b63;
342       b71 b72 b73;
343       b81 b82 b83];
344
345 Cp = [0 0 1 0 0 1 0 0];
346
347 Ep = [0 -1 0];
```

APÊNDICE D – Script - Modelo de Quarta Ordem

```

1  clc
2  %-----%
3  % â          Parmetros do sistema          %
4  %-----%
5
6  syms D Cpv C R Lm n Vo Ipv d s
7
8  U = [ Vo ; Ipv ];
9  Uaux = [ Vo ; Ipv ; d];
10
11 % Matriz de âIndutncias e âCapacitncias
12
13 K = [ 1 0 0 0 ;
14       0 1 0 0 ;
15       0 0 1 0 ;
16       0 0 0 1 ];
17
18 % Etapa 1
19
20 A1 = [ 0          0          -C/(C*C+2*C*Cpv)  -C/(C*C+2*C*Cpv) ;
21       0          0          -C/(C*C+2*C*Cpv)  -C/(C*C+2*C*Cpv) ;
22       1/Lm      1/Lm      -R/Lm              0              ;
23       1/Lm      1/Lm      0                  -R/Lm          ];
24
25 B1 = [ 0          C/(C*C+2*C*Cpv) ;
26       0          C/(C*C+2*C*Cpv) ;
27       -1/(Lm)    0              ;
28       -1/(Lm)    0              ];
29
30 C1 = [ 1  1  0  0 ];
31
32 E1 = [ -1  0 ];
33
34 % Etapa 2
35
36 A2 = [ 0          0          (-C/(C*C+2*C*Cpv))  ...
37       (- (C+Cpv) / (n* (C*C+2*C*Cpv))) ;
38       0          0          (-C/(C*C+2*C*Cpv))  ...
39       (Cpv/ (n* (C*C+2*C*Cpv)))      ;
40       (1/Lm)      (1/Lm)      (-R/Lm)          0 ...
41       ;

```

```

39         (1/((n+1)*Lm))  0          0          0 ...
                                ];
40
41 B2 = [  0          C/(C*C+2*C*Cpv);
42        0          C/(C*C+2*C*Cpv);
43       -1/(Lm)      0          ;
44       -1/((n+1)*Lm) 0          ];
45
46 C2 = [ 1  1  0  0 ];
47
48 E2 = [ -1  0 ];
49
50 % Etapa 3
51
52 A3 = [ 0          0          Cpv/(n*(C*C+2*C*Cpv))  ...
        -C/(C*C+2*C*Cpv);
53       0          0          -(C+Cpv)/(n*(C*C+2*C*Cpv))  ...
        -C/(C*C+2*C*Cpv);
54       0          1/((n+1)*Lm)  0          0 ...
                                ;
55       1/Lm      1/Lm      0          -R/Lm ...
                                ];
56
57 B3 = [  0          C/(C*C+2*C*Cpv);
58        0          C/(C*C+2*C*Cpv);
59       -1/((n+1)*Lm)  0          ;
60       -1/(Lm)      0          ];
61
62 C3 = [ 1  1  0  0 ];
63
64 E3 = [ -1  0 ];
65
66 %-----%
67 %      Calculo das matrizes do modelo medio      %
68 %-----%
69
70 A = (2*D-1)*A1 + (1-D)*A2 + (1-D)*A3;
71 B = (2*D-1)*B1 + (1-D)*B2 + (1-D)*B3;
72 CG = (2*D-1)*C1 + (1-D)*C2 + (1-D)*C3;
73 E = (2*D-1)*E1 + (1-D)*E2 + (1-D)*E3;
74
75 Acc = inv(K)*A;
76 Bcc = inv(K)*B;
77
78 %-----%
79 %      Calculo das matrizes na forma padrao      %
80 %-----%

```

```

81
82 X = -inv(A)*B*U;
83 Y = CG*X + E*U;
84
85 Ap = inv(K)*A;
86 Bp = [inv(K)*B inv(K)*((A1-A2/2-A3/2)*X+(B1-B2/2-B3/2)*U)];
87 Cp = CG;
88 Ep = [E 0];
89
90 % çãObteno da FT
91
92 aux = inv(s*eye(4)-Ap);
93 aux2 = (Cp*aux*Bp+Ep);
94 Y = aux2*Uaux;
95
96 FT_Vin_d = subs(aux2(1,3),[C, Cpv, n, Lm, Ipv, Vo, R, D],[7.5e-6, ...
    100e-6, 2, 350e-6, 8, 400, 0.1, 0.66]);
97
98 [num,den] = numden(FT_Vin_d);
99 nump = sym2poly(num);
100 denp = sym2poly(den);
101
102 norm = denp(1);
103
104 G_Vin_d = tf(nump/norm ,denp/norm)

```