

Neste trabalho, é estudada uma topologia de conversor c.c-c.c isolado de alto ganho para integração em módulos fotovoltaicos. O estudo realizado é avaliado em dois protótipos idênticos que irão compor uma estrutura conectada a dois módulos fotovoltaicos. Além da análise teórica, simulações e resultados experimentais, o trabalho apresenta análises que permitem avaliar a topologia evidenciando suas vantagens e desvantagens.

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer

Joinville, 2018

ANO
2018

CAROLINA KNAESEL | CONVERSOR C.C-C.C ISOLADO DE ALTO GANHO PARA
INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS



UDESC

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

CONVERSOR C.C-C.C ISOLADO DE ALTO GANHO PARA INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

CAROLINA KNAESEL

JOINVILLE, 2018

CAROLINA KNAESEL

**CONVERTOR C.C-C.C ISOLADO DE ALTO GANHO PARA
INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer

Joinville

2018

Knaesel, Carolina

Conversor c.c-c.c isolado de alto ganho para
integração em módulos fotovoltaicos / Carolina Knaesel. -
Joinville, 2018.

204 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer

Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2018.

1. Micro-conversor. 2. Conversor c.c-c.c isolado. 3.
Integração de conversores em Módulos FV. 4. Conversor de
Alto ganho. 5. Conversor boost meia-ponte. I. Mezaroba,
Marcello . II. Batschauer, Alessandro Luiz . III.
Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título

**Conversor CC-CC Isolado de Alto Ganho para Integração em Módulos
Fotovoltaicos**

por

Carolina Knaesel

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRA EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.



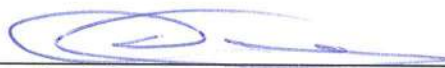
Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC
(Coorientador/Presidente)
Membro da Banca Examinadora

Videoconferência

Prof. Dr. Leandro Michels
UFSC
Membro da Banca Examinadora

Videoconferência

Prof. Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC
(Orientador)



Prof. Dr. Denizar Cruz Martins
UFSC
Membro da Banca Examinadora

Joinville, SC, 05 de setembro de 2018.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Simone e Marco Aurélio e à minha irmã Cecília, pelo apoio e incentivo. Agradeço ao esforço e dedicação que meus pais sempre tiveram em prol da minha educação. Ao meu namorado Ricardo, pelo suporte, ajuda e compreensão.

Ao meu orientador Marcello Mezaroba e coorientador Alessandro Luiz Batschauer, em especial ao meu orientador, que sempre se mostrou presente e compartilhou seus conhecimentos mesmo estando fisicamente longe durante as fases finais do trabalho. Meu muito obrigada por toda ajuda disponibilizada.

A todos os demais professores do nPEE pelas aulas ministradas e conhecimentos repassados. Aos meus colegas bolsistas, mestrandos e doutorandos, em especial aos colegas Felipe Joel Zimann e Marcos Vinícius Bressan, por estarem sempre dispostos a ajudar e repassar suas experiências e conhecimentos. À banca examinadora, Prof. Dr. Leandro Michels e Prof. Dr. Denizar Cruz Martins, por toda contribuição dada e disponibilidade de avaliar o trabalho. Em especial ao Prof. Denizar, com quem muitos anos pude conviver e ser aluna bolsista, foi uma honra pra mim poder tê-lo como professor orientador no final da minha graduação.

À UDESC, por financiar a bolsa de mestrado e aos órgãos financiadores FITEJ e FAPESC por financiarem a compra dos componentes para a montagem dos protótipos.

RESUMO

Tem-se observado uma grande disseminação dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica nos últimos anos. Embora sejam amplamente empregados, sistemas convencionais que fazem o uso de *strings* conectadas ao inversor fotovoltaico podem apresentar grande perda de potência em certas condições. A utilização de uma estrutura que contenha um estágio conversor c.c-c.c integrado a cada um dos módulos fotovoltaicos pode mitigar tal problema. Neste trabalho, é estudada uma topologia de conversor c.c-c.c isolado de alto ganho para integração em módulos fotovoltaicos. É realizado o estudo do princípio de funcionamento do conversor proposto, apresentadas as principais formas de onda, bem como, analisados os esforços nos componentes que compõem esta topologia. Adicionalmente, é proposta uma estratégia de controle de tensão e corrente juntamente com um algoritmo rastreador de máxima potência. O estudo realizado é avaliado em dois protótipos idênticos de 130 W, cada, que irão compor uma estrutura conectada a dois módulos fotovoltaicos. É realizada uma abordagem comparativa entre os principais resultados de simulação com os resultados experimentais obtidos. Além da análise teórica, simulações e resultados experimentais, o trabalho apresenta análises que permitem avaliar a topologia, evidenciando suas vantagens e desvantagens.

Palavras-chave: Conversores c.c-c.c isolados. Conversores c.c-c.c de alto ganho. Conversores integrados a módulos.

ABSTRACT

There has been a great dissemination of grid-connected photovoltaic systems in recent years. Although, widely used, conventional systems that use strings connected to the solar inverter can present great loss of power under certain conditions. Using a structure that contains a d.c-d.c converter stage integrated to each photovoltaic module can mitigate such problem. In this work, a high voltage gain isolated d.c-d.c converter topology is studied with the purpose of photovoltaic module integration. The operating principle study of the proposed converter is performed, the key waveforms are presented, as well as the components stresses are analyzed. In addition, a voltage and current control strategy is proposed herewith with a maximum power point tracking algorithm. The study is performed with two identical prototypes of 130 W each, which will form a structure connected to two photovoltaic panels. A comparative approach among the main simulation results and the experimental results obtained is performed. Besides the theoretical analysis, simulations and experimental results, the work presents analyzes that allows evaluating the topology, showing its advantages and disadvantages.

Keywords: Isolated d.c-d.c Converters. High voltage gain d.c-d.c converters. Module integrated converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conexões e consumidores que recebem os créditos de micro e minigeração distribuída.	34
Figura 2 – Evolução da potência instalada em Megawatts (MW) da micro e mini-geração distribuída desde 2012.	35
Figura 3 – Estrutura completa de um sistema fotovoltaico conectado à rede. . . .	35
Figura 4 – Sistema com módulos fotovoltaicos conectados em série (<i>string</i>) com conversor c.c-c.c e conversor c.c-c.a centralizado conectado à rede. . . .	36
Figura 5 – Módulos fotovoltaicos com conversores c.c-c.c individuais interligados em série e conversor c.c-c.a centralizado.	37
Figura 6 – Módulos fotovoltaicos com conversores c.c-c.c individuais interligados em paralelo e conversor c.c-c.a centralizado.	38
Figura 7 – Módulos fotovoltaicos com conversores c.c-c.c e conversores c.c-c.a individuais.	39
Figura 8 – Estrutura do trabalho proposto: confecção de dois protótipos conversores c.c-c.c e conexão com a rede elétrica através de um inversor central. . . .	40
Figura 9 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica (modelo SDM).	42
Figura 10 – Célula, módulo e painel fotovoltaico.	43
Figura 11 – Curva característica de corrente <i>versus</i> tensão do módulo fotovoltaico para diferentes condições de irradiação.	45
Figura 12 – Curva característica de potência <i>versus</i> tensão do módulo fotovoltaico para diferentes condições de irradiação.	45
Figura 13 – Associação em série de módulos FV.	46
Figura 14 – Curva demonstrativa para associação em série de módulos FV.	47
Figura 15 – Associação em paralelo de painéis FV.	47
Figura 16 – Curva demonstrativa para associação em paralelo de módulos FV. . . .	47
Figura 17 – Associação mista de módulos FV.	48
Figura 18 – Curva demonstrativa para associação mista de painéis FV.	48
Figura 19 – Conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente com grampeamento ativo e comutação suave.	53
Figura 20 – Conversor <i>push-pull</i> ressonante alimentado em corrente.	54
Figura 21 – Conversor de alto ganho com grampeamento ativo.	55
Figura 22 – Conversor isolado c.c-c.c <i>single switch</i> com comutação suave.	55
Figura 23 – Conversor meia-ponte alimentado em corrente com grampeamento ativo. .	56
Figura 24 – Conversor dual meia-ponte ressonante alimentado em corrente.	56
Figura 25 – Conversor multi-ressonante alimentado em corrente (CFMRC) com retificador dobrador de tensão na saída.	57
Figura 26 – Conversor ressonante série-paralelo (SPRC) ou <i>LCLC-type</i>	57
Figura 27 – Conversor c.c-c.c de alto ganho isolado com dois transformadores. . . .	58

Figura 28 – Conversor <i>boost</i> meia-ponte integrado com comutação suave.	58
Figura 29 – Conversor <i>boost</i> meia-ponte integrado com comutação suave.	60
Figura 30 – Conversor <i>boost</i> meia-ponte com comutação suave.	61
Figura 31 – Circuito simplificado do conversor <i>boost</i> meia-ponte com comutação suave.	62
Figura 32 – Primeira etapa de operação.	63
Figura 33 – Segunda etapa de operação.	64
Figura 34 – Terceira etapa de operação.	65
Figura 35 – Quarta etapa de operação.	66
Figura 36 – Quinta etapa de operação.	67
Figura 37 – Sexta etapa de operação.	68
Figura 38 – Sétima etapa de operação.	69
Figura 39 – Oitava etapa de operação.	70
Figura 40 – Principais formas de onda.	71
Figura 41 – Simplificação adotada para cálculo do ganho estático.	75
Figura 42 – Conjunto de curvas para a equação do ganho estático real simplificado variando-se a indutância auxiliar.	76
Figura 43 – Comparação da curva de ganho estático ideal com a curva de ganho estático real simplificado para $L_r = 1 \mu H$ e $V_i = 17,4 V$	76
Figura 44 – Corrente e tensão no capacitor C_1	78
Figura 45 – Corrente e tensão no capacitor C_2	80
Figura 46 – Corrente e tensão no capacitor C_3	81
Figura 47 – Corrente e tensão no capacitor C_4	82
Figura 48 – Sistema de controle proposto.	85
Figura 49 – Circuitos equivalentes resultantes das etapas de operação do conversor <i>boost</i> meia-ponte: (a) interruptor S_2 conduzindo; (b) interruptor S_1 conduzindo.	86
Figura 50 – Circuito equivalente visto pela entrada c.c.	88
Figura 51 – Conversor <i>boost</i> meia-ponte com comutação suave.	91
Figura 52 – Circuito simulado no <i>software</i> PSIM.	94
Figura 53 – Distribuição de perdas no conversor.	104
Figura 54 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC_i}$	107
Figura 55 – Diagrama de Bode para $FTLA_{C_i}$	108
Figura 56 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC_v}$	109
Figura 57 – Diagrama de Bode para $FTLA_{C_v}$	109
Figura 58 – Fluxograma do método de rastreamento P&O.	112
Figura 59 – Circuito de condicionamento do sinal da tensão de entrada.	113
Figura 60 – Circuito de condicionamento do sinal da tensão de saída.	114
Figura 61 – Circuito de condicionamento do sinal da corrente no indutor de entrada.	115
Figura 62 – Protótipo construído. Placa de potência e condicionamento de sinal e <i>kit</i> de processamento digital.	117

Figura 63 – Protótipo construído. Placa de potência e condicionamento de sinal. Dimensões: 14x10x4,6 cm.	118
Figura 64 – Resultado de simulação: Tensão de entrada e corrente no indutor de entrada e tensão e corrente de saída do conversor.	119
Figura 65 – Ensaio com fonte c.c alimentando o conversor.	119
Figura 66 – Resultados experimentais: Tensão de entrada e corrente no indutor de entrada e Tensão e corrente de saída do conversor.	120
Figura 67 – Resultados de simulação: Correntes nos semicondutores S_1 e S_2	121
Figura 68 – Resultados experimentais: Corrente (5 A/div) no interruptor S_1	121
Figura 69 – Resultados de simulação: Tensão e corrente no indutor auxiliar L_r	122
Figura 70 – Resultados experimentais: Tensão (20 V/div) e corrente (5 A/div) no indutor auxiliar L_r	122
Figura 71 – Resultados de simulação: Tensão nos capacitores C_1 e C_2	123
Figura 72 – Resultados experimentais: Tensões nos capacitores C_1 e C_2	123
Figura 73 – Resultados de simulação: Corrente nos diodos de saída D_3 e D_4	124
Figura 74 – Resultados experimentais: Corrente (500 mA/div) no diodo D_3	124
Figura 75 – Resultados de simulação com modelos reais, corrente nos diodos de saída D_3 e D_4	125
Figura 76 – Resultados de simulação: Tensão nos capacitores C_3 e C_4	125
Figura 77 – Resultados de simulação: Comutação suave ZVS nos interruptores e ZCS nos diodos.	126
Figura 78 – Resultados experimentais: Comutação suave ZVS no interruptor S_1 . Corrente (10 A/div) e tensão (20 V/div) em S_1	126
Figura 79 – Resultados de simulação: Dinâmica tensão de entrada para degrau na referência de tensão.	127
Figura 80 – Resultados de simulação: Dinâmica da corrente no indutor de entrada para degrau na referência de tensão.	128
Figura 81 – Ensaio com fonte c.c alimentando o conversor operando com controle.	128
Figura 82 – Resultados experimentais: Dinâmica do controle conversor para degrau de tensão.	129
Figura 83 – Ensaio com fonte c.c emulando painel FV alimentando o conversor.	130
Figura 84 – Interface do <i>software</i> em LabView® para ensaio do MPPT.	130
Figura 85 – Resultados experimentais: Ensaio de rastreamento de máxima potência.	131
Figura 86 – Potência <i>versus</i> tempo durante a operação de MPPT pelas três curvas características do painel FV.	132
Figura 87 – Resultados de simulação: Tensão de entrada e corrente no indutor de entrada e tensão e corrente de saída do conversor com barramento c.c fixo na saída.	133
Figura 88 – Ensaio com fonte c.c emulando painel FV alimentando o conversor e barramento controlado por fonte na saída.	133

Figura 89 – Resultados experimentais: Tensão de entrada (5 V/div) e corrente no indutor de entrada (5 A/div) e tensão (200 V/div) e corrente (500 mA/div) de saída do conversor com barramento c.c fixo na saída.	134
Figura 90 – Resultados experimentais: Medidas com analisador de energia.	134
Figura 91 – Resultados de simulação: Tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 . . .	135
Figura 92 – Resultados experimentais: Tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 . .	136
Figura 93 – Resultados de simulação e experimentais: Tensão e corrente no indutor auxiliar.	136
Figura 94 – Resultados de simulação e experimentais: Tensões nos capacitores C_1 e C_2	137
Figura 95 – Resultados de simulação: Tensões e correntes nos diodos D_3 e D_4	137
Figura 96 – Resultados experimentais: Tensões e correntes nos diodos D_3 e D_4 . . .	137
Figura 97 – Resultados experimentais: Comutação suave nos semicondutores. . . .	138
Figura 98 – Resultados de simulação e experimentais: Tensões nos capacitores C_3 e C_4	138
Figura 99 – Ensaio com 2 conversores integrados aos módulos FV conectados ao barramento controlado por fonte.	139
Figura 100 – Resultados experimentais: Ensaio com 2 conversores.	140
Figura 101 – Resultados experimentais: Tensão no barramento de saída (200 V/div) e tensões de entrada nos conversores 1 e 2 (10 V/div).	141
Figura 102 – Corrente na carga (500 mA/div), corrente fornecida pela fonte c.c da saída (500 mA/div), correntes fornecidas pelos conversores 1 e 2 (100 mA/div).	141
Figura 103 – Correntes nos indutores auxiliares dos conversores 1 e 2 (5 A/div). . . .	141
Figura 104 – Resultados experimentais: Curva de rendimento em diversos pontos de potência.	142
Figura 105 – Fator de sobre diâmetro em função da quantidade de condutores em paralelo.	158
Figura 106 – Esquemático 1.	171
Figura 107 – Esquemático 2.	172
Figura 108 – Esquemático 3.	173
Figura 109 – <i>Layout</i> da placa de circuito impresso.	174
Figura 110 – <i>Layout</i> da placa de circuito impresso em 3D.	175

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros fornecidos pelo fabricante do módulo fotovoltaico.	43
Tabela 2 – Parâmetros do módulo fotovoltaico SW 130 obtidos a partir de (VIL-LALVA; GAZOLI; FILHO, 2009)	44
Tabela 3 – Resumo das principais características e parâmetros dos conversores revisados.	59
Tabela 4 – Especificações de projeto do conversor.	92
Tabela 5 – Parâmetros do conversor.	92
Tabela 6 – Comparação dos esforços teóricos e simulados para o ponto de máxima potência.	93
Tabela 7 – Critérios de escolha e características elétricas do interruptor escolhido.	94
Tabela 8 – Critérios de escolha e características elétricas do diodo escolhido.	96
Tabela 9 – Especificações do condutor.	98
Tabela 10 – Especificações do núcleo.	98
Tabela 11 – Especificações para projeto do transformador.	99
Tabela 12 – Resumo dos aspectos construtivos do transformador.	99
Tabela 13 – Medições obtidas com o analisador de impedância.	100
Tabela 14 – Especificações para projeto do indutor de entrada.	101
Tabela 15 – Resumo dos aspectos construtivos do indutor de entrada.	101
Tabela 16 – Especificações para projeto do indutor auxiliar.	102
Tabela 17 – Resumo dos aspectos construtivos do indutor auxiliar.	102
Tabela 18 – Parâmetros dos controladores.	110
Tabela 19 – Principais parâmetros do sensor para o kit-5.	113
Tabela 20 – Ganhos dos divisores resistivos.	113
Tabela 21 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.	120
Tabela 22 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.	121
Tabela 23 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.	123
Tabela 24 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.	124
Tabela 25 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.	135
Tabela 26 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.	139

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
c.a	Corrente Alternada
c.c	Corrente Contínua
CEC	<i>California Energy Commission</i>
CI	Circuito Integrado
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMC	Compatibilidade Eletromagnética
IncCond	Condutância Incremental
MIC	<i>Module-Integrated Converter</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
NOCT	<i>Nominal Operation Condition Test</i>
PI	Proporcional-Integral
P&O	Perturba e Observa
RCC	Controle de Correlação de <i>Ripple</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
FV	Fotovoltaico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SDM	<i>Single Diode Model</i>
SMD	<i>Surface Mounting Device</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i>
ZOH	<i>Zero-Order Holder</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Fator de idealidade do diodo
a_o	Termo da série de Fourier
A_e	Área efetiva da secção transversal do núcleo
a_h	Termo da série de Fourier
A_{nec}	Área de ocupação dos enrolamentos necessária
A_w	Área da janela do núcleo
b_h	Termo da série de Fourier
b_j	Largura da janela do carretel
$B_{máx}$	Máxima densidade de fluxo magnético
B_{sat}	Densidade de fluxo de saturação
C	Capacitância resultante da soma dos capacitores C_1 e C_2
C_i	Capacitor de entrada do conversor <i>boost</i> meia-ponte
C_{PI_i}	Controlador de corrente
C_v	Controlador de tensão
C_1	Capacitor superior do barramento de baixa tensão do conversor <i>boost</i> meia-ponte
C_2	Capacitor inferior do barramento de baixa tensão do conversor <i>boost</i> meia-ponte
C_3	Capacitor superior do barramento de saída do conversor <i>boost</i> meia-ponte
C_4	Capacitor inferior do barramento de saída do conversor <i>boost</i> meia-ponte
C_{S_1}	Capacitância intrínseca ao interruptor superior do conversor <i>boost</i> meia-ponte
C_{S_2}	Capacitância intrínseca ao interruptor inferior do conversor <i>boost</i> meia-ponte
D	Razão cíclica
d_{cu}	Diâmetro do fio de cobre

d_f	Diâmetro do fio de cobre com isolamento
d_{sq}	Tamanho de lado de um condutor de seção quadrada
D_1	Diodo intrínseco ao interruptor superior do conversor <i>boost</i> meia-ponte
D_2	Diodo intrínseco ao interruptor inferior do conversor <i>boost</i> meia-ponte
D_3	Diodo superior de saída do conversor <i>boost</i> meia-ponte
D_4	Diodo inferior de saída do conversor <i>boost</i> meia-ponte
e_v	Erro de tensão
f	Frequência de excitação senoidal
f_a	Frequência de amostragem
f_{ci}	Frequência de cruzamento da malha de corrente
f_{cv}	Frequência de cruzamento da malha de tensão
F_{SD}	Fator de sobre diâmetro
f_{sw}	Frequência de comutação
$FTLA_{C_i}$	Função de transferência de laço aberto compensada da malha de corrente
$FTLA_{NC_i}$	Função de transferência de laço aberto não compensada da malha de corrente
$FTLA_{C_v}$	Função de transferência de laço aberto compensada da malha de tensão
$FTLA_{NC_v}$	Função de transferência de laço aberto não compensada da malha de tensão
$FTLF_i$	Função de transferência de laço fechado da malha de corrente
G	Ganho estático do conversor
G_i	Modelo da planta para controle de corrente
G_v	Modelo da planta para controle de tensão
h	Ordem do harmônico de corrente
i_{C_i}	Corrente no capacitor de entrada C_i
I_{cc}	Valor médio da corrente
I_{conv_1}	Corrente fornecida pelo conversor 1 no ensaio experimental

I_{conv_2}	Corrente fornecida pelo conversor 2 no ensaio experimental
$i_{C_{S1}}$	Corrente no capacitor C_{S1}
$i_{C_{S2}}$	Corrente no capacitor C_{S2}
i_{C_1}	Corrente no capacitor C_1
$i_{C_1(ef)}$	Valor eficaz da corrente no capacitor C_1
i_{C_2}	Corrente no capacitor C_2
$i_{C_2(ef)}$	Valor eficaz da corrente no capacitor C_2
i_{C_3}	Corrente no capacitor C_3
$i_{C_3(ef)}$	Valor eficaz da corrente no capacitor C_3
i_{C_4}	Corrente no capacitor C_4
$i_{C_4(ef)}$	Valor eficaz da corrente no capacitor C_4
I_D	Corrente contínua máxima no dreno do interruptor
i_{D_1}	Corrente no diodo D_1
i_{D_2}	Corrente no diodo D_2
i_{D_3}	Corrente no diodo D_3
I_{D3}	Valor médio da corrente no diodo D_3
I_{D3ef}	Valor eficaz da corrente no diodo D_3
$i_{D_3(max)}$	Valor de pico da corrente no diodo D_3
i_{D_4}	Corrente no diodo D_4
I_{D4}	Valor médio da corrente no diodo D_4
I_{D4ef}	Valor eficaz da corrente no diodo D_4
$i_{D_4(max)}$	Valor de pico da corrente no diodo D_4
I_{efpri}	Valor eficaz da corrente do enrolamento primário
I_{efsec}	Valor eficaz da corrente do enrolamento secundário
$I_{F(AV)}$	Valor médio da corrente direta do diodo
I_{fonte}	Corrente fornecida pela fonte conectada ao barramento de saída no ensaio experimental

$I_{h_{rms}}$	Valor eficaz da corrente de cada harmônico
i_i	Corrente na indutância de entrada
i_i^*	Corrente de referência fornecida pelo controlador de tensão
I_{ief}	Valor eficaz da corrente na indutância de entrada
$i_{i(m\acute{a}x)}$	Valor máximo da corrente na indutância de entrada
$I_{i(med)}$	Valor médio da corrente na indutância de entrada
i_{i_med}	Corrente medida no indutor de entrada
$i_{i(mín)}$	Valor mínimo da corrente na indutância de entrada
I_{ip}	Valor de pico da corrente na indutância de entrada
i_{Lr}	Corrente na indutância auxiliar
$i_{Lr(ef)}$	Valor eficaz da corrente na indutância auxiliar
I_{Lr_conv1}	Corrente no indutor auxiliar no conversor 1 para o ensaio experimental com dois conversores
I_{Lr_conv2}	Corrente no indutor auxiliar no conversor 2 para o ensaio experimental com dois conversores
$i_{Lr(+pk)}$	Valor de pico positivo da corrente na indutância auxiliar
$i_{Lr(-pk)}$	Valor de pico negativo da corrente na indutância auxiliar
$I_{m\acute{a}x}$	Valor máximo de corrente
I_{med}	Valor médio de corrente
I_{MPP}	Corrente no ponto de máxima potência
I_o	Corrente de saída do conversor
I_{oD}	Corrente de saturação reversa do diodo
I_{pv}	Corrente fornecida pelo módulo FV
I_{rms}	Valor eficaz de corrente
I_{SC}	Corrente de curto circuito do módulo FV
i_{S_1}	Corrente no interruptor S_1
$i_{S1_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no interruptor S_1

I_{S1p}	Valor de pico da corrente no interruptor S_1
i_{S_2}	Corrente no interruptor S_2
$i_{S2_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no interruptor S_2
I_{S2p}	Valor de pico da corrente no interruptor S_2
$i_{V_{C_1}}$	Corrente no capacitor C_1
$i_{V_{C_2}}$	Corrente no capacitor C_2
$i_{V'_{C_3}}$	Corrente no capacitor C_3 refletida para o primário do transformador
$i_{V'_{C_4}}$	Corrente no capacitor C_4 refletida para o primário do transformador
$i_{ZV_{S_{S1}}}$	Corrente responsável pela comutação ZVS de S_1
$i_{ZV_{S_{S2}}}$	Corrente responsável pela comutação ZVS de S_2
J_{max}	Densidade máxima de corrente
k_c	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
k_{Ci}	Ganho do controlador de corrente
k_{Cv}	Ganho do controlador de tensão
k_f	Fator de forma de onda
K_i	Ganho do sensor de corrente
K_{Im}	Coefficiente de temperatura de corrente de curto circuito
k_{pn}	Razão entre a resistência c.a para um harmônico h e a resistência c.c do condutor
K_{PWM}	Ganho do módulo PWM
k_u	Fator de utilização da janela do núcleo
K_v	Ganho do sensor de tensão
K_{v_i}	Ganho do divisor resistivo para medição da tensão de entrada
K_{v_o}	Ganho do divisor resistivo para medição da tensão de saída
K_{V_m}	Coefficiente de temperatura de tensão de circuito aberto
L_d	Indutância de dispersão do transformador
l_e	Comprimento efetivo do percurso do núcleo

l_{fio}	Comprimento médio da espira corrigido
l_g	Comprimento do entreferro do indutor
L_i	Indutância de entrada do conversor
L_m	Indutância magnetizante do transformador
L_r	Indutância auxiliar do conversor
l_t	Comprimento médio de uma espira
MF_i	Margem de fase da malha de corrente
n	Relação de transformação do conversor
N_C	Número de camadas de um enrolamento
$N_{cond_{Li}}$	Número de condutores em paralelo no indutor de entrada
$N_{cond_{Lr}}$	Número de condutores em paralelo no indutor auxiliar
$N_{cond_{pri}}$	Número de condutores em paralelo do enrolamento primário do transformador
$N_{cond_{sec}}$	Número de condutores em paralelo do enrolamento secundário do transformador
N_l	Número de espiras de uma camada do enrolamento
N_{Li}	Número de espiras do indutor de entrada
N_{Lr}	Número de espiras do indutor auxiliar
N_{pri}	Número de espiras do primário do transformador
n_s	Número de células em série
N_{sec}	Número de espiras do secundário do transformador
P_{C_i}	Frequência do polo do compensador de corrente
$P_{cobre_{Li}}$	Perdas do cobre do indutor de entrada
$P_{cobre_{Lr}}$	Perdas do cobre do indutor auxiliar
$P_{cond_{S1}}$	Perdas de condução interruptor S_1
$P_{cond_{S2}}$	Perdas de condução interruptor S_2
$P_{com_{S1}}$	Perdas de comutação interruptor S_1

$P_{com_{S2}}$	Perdas de comutação interruptor S_2
P_{C_v}	Frequência do polo do compensador de tensão
P_{C_1}	Perdas no capacitor C_1
P_{C_2}	Perdas no capacitor C_2
P_{C_3}	Perdas no capacitor C_3
P_{C_4}	Perdas no capacitor C_4
P_{D3}	Perdas totais no diodo D_3
P_{D4}	Perdas totais no diodo D_4
P_{enr}	Perdas nos enrolamentos do transformador
P_{max}	Potência máxima do conversor
$P_{máxm}$	Potência máxima fornecida pelo módulo FV
$P_{núcleo}$	Perdas no núcleo
$P_{núcleo_{Li}}$	Perdas no núcleo do indutor de entrada
$P_{núcleo_{Lr}}$	Perdas no núcleo do indutor auxiliar
P_o	Potência de saída do conversor
P_{pri}	Perdas no enrolamento primário do transformador
P_{sec}	Perdas no enrolamento secundário do transformador
P_{S1}	Perdas totais no interruptor S_1
P_{S2}	Perdas totais no interruptor S_2
P_{total}	Perdas totais no conversor
$P_{t_{Li}}$	Perdas totais no indutor de entrada
$P_{t_{Lr}}$	Perdas totais no indutor auxiliar
$P_{t_{total}}$	Potência total transferida pelo transformador
P_{trafo}	Perdas totais no transformador
R_{ca}	Resistência c.a do condutor
R_{cc}	Resistência c.c do condutor

$R_{cobre_{Li}}$	Resistência do enrolamento de cobre do indutor
$R_{DS(on)}$	Resistência máxima em condução do interruptor
r_{ESRC1}	Resistência série equivalente do capacitor C_1
r_{ESRC2}	Resistência série equivalente do capacitor C_2
r_{ESRC3}	Resistência série equivalente do capacitor C_3
r_{ESRC4}	Resistência série equivalente do capacitor C_4
R_o	Resistência de saída do conversor
R_p	Resistência paralelo do módulo FV
R_s	Resistência série do módulo FV
r_T	Resistência do diodo em condução
S_{cu}	Área da secção transversal do fio de cobre
S_f	Área da secção transversal do fio de cobre com isolamento
S_1	Interruptor superior do conversor <i>boost</i> meia-ponte
S_2	Interruptor inferior do conversor <i>boost</i> meia-ponte
t	Tempo
T	Período de comutação
T_{amb}	Temperatura ambiente
t_{off}	Tempo de comutação para o bloqueio do interruptor
V_{bar}	Tensão no barramento de saída no ensaio experimental
V_C	Tensão total do barramento c.c de baixa tensão do conversor <i>boost</i> meia-ponte
V_{conv1}	Tensão de entrada no conversor 1 no ensaio experimental
V_{conv2}	Tensão de entrada no conversor 2 no ensaio experimental
V_{C1}	Tensão sobre o capacitor C_1 do conversor <i>boost</i> meia-ponte
V_{C2}	Tensão sobre o capacitor C_2 do conversor <i>boost</i> meia-ponte
V_{C3}'	Tensão sobre o capacitor C_3 refletida para o primário do transformador
V_{C4}'	Tensão sobre o capacitor C_4 refletida para o primário do transformador

$V_{C_{S1}}$	Tensão no capacitor C_{S1}
$V_{C_{S2}}$	Tensão no capacitor C_{S2}
V_{D3}	Tensão sobre o diodo D_3
$V_{D3(max)}$	Tensão máxima sobre o diodo D_3
V_{D4}	Tensão sobre o diodo D_4
$V_{D4(max)}$	Tensão máxima sobre o diodo D_4
V_{DS}	Valor máximo de tensão sobre o dreno e a fonte do interruptor
V_e	Volume efetivo do núcleo
V_F	Tensão em condução do diodo
V_i	Tensão de entrada do conversor
V_{Li}	Tensão sobre o indutor de entrada do conversor
V_{Lr}	Tensão sobre o indutor auxiliar do conversor
$V_{m\acute{a}x}$	Valor máximo de tensão
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima potência
V_o	Tensão de saída do conversor
V_o'	Tensão de saída do conversor refletida para o primário do transformador
V_{oc}	Tensão de circuito aberto de um módulo FV
V_{pri}	Tensão sobre o enrolamento primário do transformador
V_{pv}	Tensão fornecida pelo módulo FV
v_{pv}^*	Tensão de referência fornecida pelo MPPT
v_{pv_med}	Tensão medida na saída do módulo FV
V_{RRM}	Valor máximo da tensão reversa sobre o diodo
V_{sec}	Tensão sobre o enrolamento secundário do transformador
V_{S1}	Tensão sobre o interruptor S_1 do conversor <i>boost</i> meia-ponte
V_{S1p}	Valor de pico da tensão sobre o interruptor S_1
V_{S2}	Tensão sobre o interruptor S_2 do conversor <i>boost</i> meia-ponte

V_{S2p}	Valor de pico da tensão sobre o interruptor S_2
Z_{C_i}	Frequência do zero do compensador de corrente
Z_{C_v}	Frequência do zero do compensador de tensão
α	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
α_{20}	Coefficiente de temperatura do cobre a $20^\circ C$
β	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
δ	Profundidade de penetração da corrente
δ_η	Profundidade de penetração cuja camada tenha fator porosidade
ΔB_{max}	Variação máxima da densidade de fluxo magnético
ΔB_{acLi}	Variação da densidade de fluxo magnético do indutor de entrada
ΔB_{acLr}	Variação da densidade de fluxo magnético do indutor auxiliar
Δi_i	Ondulação da corrente no indutor de entrada
ΔV_{C_2}	Variação de tensão no capacitor C_2
ΔV_i	Ondulação da tensão de entrada
ΔV_p	Ondulação da tensão desejada para os capacitores do barramento do lado primário
ΔV_s	Ondulação da tensão desejada para os capacitores de saída
Δ_t	Variação de tempo
Δ_η	Relação entre a espessura da camada do enrolamento e a profundidade de penetração
Δ_h	Relação entre a espessura da camada do enrolamento e a profundidade de penetração para cada harmônico
ω_{c_i}	Frequência de cruzamento da $FTLA_{C_i}$
η	Rendimento do conversor
η_{CEC}	Eficiência ponderada CEC
η_{EU}	Eficiência ponderada europeia
η_{max}	Rendimento máximo do conversor

η_p	Fator porosidade
ρ	Resistividade do cobre
ρ_{20}	Resistividade do cobre a $20^\circ C$
ρ_{fio}	Resistência elétrica do fio por cm
σ	Condutibilidade do condutor
σ_w	Condutibilidade do condutor corrigida pelo fator porosidade
μ	Permeabilidade magnética do cobre
μ_n	Permeabilidade relativa do núcleo
μ_0	Permeabilidade magnética do ar

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	ESTRUTURA DE SISTEMAS FV CONECTADOS À REDE	35
1.2	OBJETIVOS	39
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	40
2	MÓDULOS FOTOVOLTAICOS	41
2.1	EFEITO FOTOVOLTAICO	41
2.2	MÓDULO FOTOVOLTAICO	42
2.3	ASSOCIAÇÕES DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS	45
2.3.1	Associação de módulos em série	46
2.3.2	Associação de módulos em paralelo	46
2.3.3	Associação de módulos mista	48
2.4	SUMÁRIO	49
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE CONVERSORES C.C-C.C ISOLADOS DE ALTO GANHO E ALTO RENDIMENTO PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS	51
3.1	REVISÃO DAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES C.C-C.C DE ALTO GANHO	51
3.1.1	Conversores isolados de alto ganho com comutação dissipativa	52
3.1.2	Topologias de conversores isolados de alto ganho com comuta- ção suave	52
3.1.3	Resumo	59
3.1.4	Escolha da topologia	60
3.2	SUMÁRIO	60
4	ANÁLISE DO CONVERSOR <i>BOOST</i> MEIA-PONTE COM COMUTAÇÃO SUAVE	61
4.1	INTRODUÇÃO	61
4.2	DESCRIÇÃO DO CONVERSOR	61
4.3	ANÁLISE QUALITATIVA	62
4.3.1	Etapas de operação	62
4.3.2	Principais formas de onda	70
4.4	ANÁLISE QUANTITATIVA	71
4.4.1	Análise em regime permanente	71
4.4.2	Ganho estático do conversor <i>boost</i> meia-ponte	72
4.4.3	Corrente no indutor de entrada	77
4.4.4	Estudo das comutações	77

4.4.5	Cálculo dos capacitores C_1 e C_2 do barramento primário . . .	78
4.4.6	Cálculo dos capacitores C_3 e C_4 do barramento de saída . . .	80
4.4.7	Esforços nos interruptores S_1 e S_2	82
4.4.8	Esforços nos diodos D_3 e D_4	83
4.4.9	Valores eficazes de corrente	83
4.5	MODELAGEM E ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR	84
4.5.1	Obtenção do modelo da planta para controle da corrente do indutor de entrada	85
4.5.2	Obtenção do modelo da planta para controle da tensão de entrada	88
4.6	SUMÁRIO	89
5	PROJETO DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E CONTROLE	91
5.1	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	91
5.1.1	Interruptores S_1 e S_2	92
5.1.1.1	<i>Perdas nos interruptores S_1 e S_2</i>	<i>94</i>
5.1.1.1.1	Perdas de condução	95
5.1.1.1.2	Perdas de comutação	95
5.1.1.2	<i>Perdas teóricas</i>	<i>95</i>
5.1.2	Diodos D_3 e D_4	96
5.1.2.1	<i>Perdas nos diodos D_3 e D_4</i>	<i>97</i>
5.1.2.2	<i>Perdas teóricas</i>	<i>97</i>
5.1.3	Projeto do transformador de alta frequência	97
5.1.3.1	<i>Projeto físico</i>	<i>99</i>
5.1.4	Projeto do indutor de entrada	100
5.1.4.1	<i>Projeto físico</i>	<i>100</i>
5.1.5	Projeto do indutor auxiliar	101
5.1.5.1	<i>Projeto físico</i>	<i>101</i>
5.1.6	Análise de perdas e rendimento teórico	102
5.1.7	Metodologia do projeto de controle adotada	105
5.1.8	Projeto do controlador de corrente	105
5.1.9	Projeto do controlador de tensão	107
5.1.10	Controladores	110
5.1.11	Método de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT)	111
5.1.12	Projeto de Circuitos Auxiliares e de Condicionamento	112
5.1.12.1	<i>Sensoriamento dos sinais de tensão e corrente do conversor</i>	<i>112</i>
5.1.12.2	<i>Circuito de condicionamento do sinal de tensão de entrada</i>	<i>113</i>
5.1.12.3	<i>Circuito de condicionamento do sinal de tensão de saída</i>	<i>114</i>
5.1.12.4	<i>Circuito de condicionamento do sinal de corrente de entrada</i>	<i>114</i>
5.1.12.5	<i>Circuito de Driver de acionamento dos interruptores</i>	<i>114</i>

5.1.12.6	<i>Fonte auxiliar</i>	115
5.2	SUMÁRIO	115
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS . .	117
6.1	PROTÓTIPO CONSTRUÍDO	117
6.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E ENSAIOS COM CARGA RESIS- TIVA NA SAÍDA	118
6.3	DINÂMICA DO CONTROLE DO CONVERSOR	127
6.4	ENSAIO DE MPPT COM FONTE EMULANDO PAINEL FOTOVOL- TAICO	129
6.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E ENSAIOS COM BARRAMENTO CONTROLADO NA SAÍDA DO CONVERSOR	132
6.6	ENSAIO COM DOIS CONVERSORES INTEGRADOS A MÓDULOS FV, CONECTADOS EM PARALELO A UM BARRAMENTO CONTRO- LADO	139
6.7	RENDIMENTO	142
6.8	SUMÁRIO	143
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	145
7.1	TRABALHOS FUTUROS	147
	REFERÊNCIAS	149
	APÊNDICES	155
	APÊNDICE A – PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	157
A.1	NÚMERO DE ESPIRAS DOS ENROLAMENTOS	157
A.2	ESCOLHA DO NÚCLEO	157
A.3	CÁLCULO DA BITOLA DO CONDUTOR E NÚMERO DE CONDU- TORES EM PARALELO	157
A.4	CÁLCULO DE PERDAS NO TRANSFORMADOR	159
A.4.1	Perdas no núcleo	159
A.4.2	Perdas no cobre	159
A.5	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO	162
	APÊNDICE B – PROJETO DO INDUTOR DE ENTRADA	163
B.1	ESCOLHA DO NÚCLEO	163
B.2	NÚMERO DE ESPIRAS	163

B.3	ENTREFERRO	163
B.4	CÁLCULO DA BITOLA DO CONDUTOR E NÚMERO DE CONDU- TORES EM PARALELO	163
B.5	CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR	164
B.5.1	Perdas no núcleo	164
B.5.2	Perdas no cobre	164
B.6	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO	165
	APÊNDICE C – PROJETO DO INDUTOR AUXILIAR . .	167
C.1	ESCOLHA DO NÚCLEO	167
C.2	NÚMERO DE ESPIRAS	167
C.3	ENTREFERRO	167
C.4	CÁLCULO DA BITOLA DO CONDUTOR E NÚMERO DE CONDU- TORES EM PARALELO	167
C.5	CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR	168
C.5.1	Perdas no núcleo	168
C.5.2	Perdas no cobre	168
C.6	POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO	169
	APÊNDICE D – ESQUEMÁTICOS E LAYOUT	171
	APÊNDICE E – PLANILHA DE CÁLCULO DAS TENSÕES, VALORES EFICAZES E PERDAS NO CON- VERSOR	177
	APÊNDICE F – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO DSP . .	189

1 INTRODUÇÃO

A capacidade instalada de energia fotovoltaica (FV) tem crescido a uma taxa média anual de 60% nos últimos anos e está rapidamente se tornando uma parte importante da matriz energética em algumas regiões e sistemas de energia. Isso tem sido impulsionado por uma redução no custo dos módulos fotovoltaicos em geral. Este crescimento também desencadeou uma evolução nos conversores fotovoltaicos clássicos, dos convencionais inversores monofásicos conectados à rede, a topologias mais complexas que aumentam o rendimento, a potência de extração dos módulos e possuem maior confiabilidade, sem impactar no custo (KOURO et al., 2015).

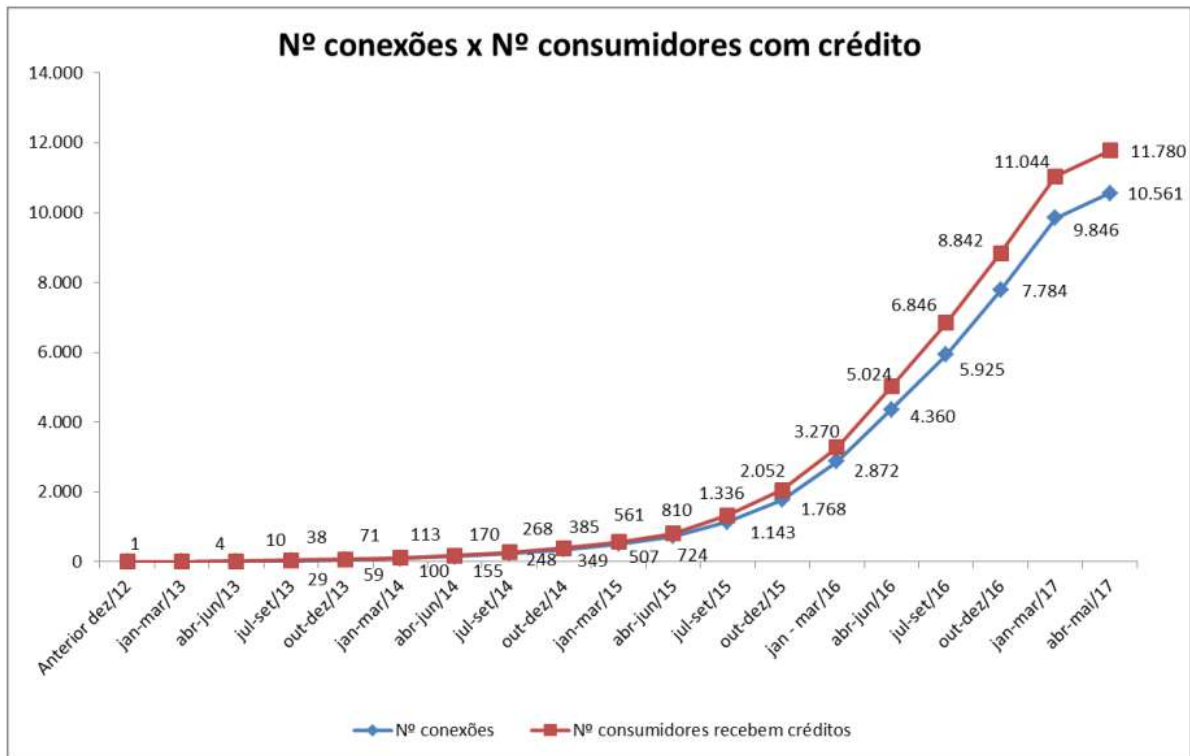
Em sistemas conectados à rede, baterias não são necessárias, já que toda a energia gerada pela planta fotovoltaica é entregue diretamente à rede de transmissão e distribuição de energia. Desse modo, sistemas conectados à rede são mais rentáveis e requerem menos manutenção e reinvestimento do que sistemas autônomos. Este fator, juntamente com a redução do custo dos módulos fotovoltaicos, o desenvolvimento tecnológico, a consciência ambiental, e certos incentivos e regulamentações de alguns países, fez com que a energia fotovoltaica obtivesse uma disseminação ainda maior (KOURO et al., 2015).

A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica teve seu início no mercado de energias renováveis com países como Alemanha, Japão e Estados Unidos (LI; HE, 2011). No entanto, a China sofreu um grande salto na sua capacidade de geração de energia solar no fim de 2011 e vem liderando esse *ranking* nos últimos anos, principalmente por ter se tornado a maior produtora de células e módulos fotovoltaicos do mundo (WALDAU, 2017). No Brasil, a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica foi regulamentada através da aprovação da Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012. Foi a partir daí que se iniciou no país um processo de difusão de micro e minigeração distribuída, o qual teve uma aceleração considerável a partir de 2016. Atualmente, a capacidade instalada da energia solar representa 0,83% da matriz energética brasileira, cerca de 1,4 GW.

Os dados obtidos pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) apresentados na Fig. 1 são os valores acumulados de conexões e consumidores que recebem os créditos de micro e minigeração distribuída, coletados até maio de 2017. Segundo a ANEEL, a microgeração distribuída refere-se a uma central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW, enquanto que a minigeração distribuída se refere às centrais geradoras com potência superior a 75 kW e menor ou igual a 3 MW para fonte hídrica, ou 5 MW para as demais fontes (ANEEL, 2017).

Na Fig. 2 é apresentada a evolução da potência instalada de micro e minigeração distribuída no Brasil desde 2012, mostrando o evidente aumento em 2016. Desses consumidores 79,5% representam a classe residencial e 15% a classe comercial (ANEEL, 2017).

Figura 1 – Conexões e consumidores que recebem os créditos de micro e minigeração distribuída.



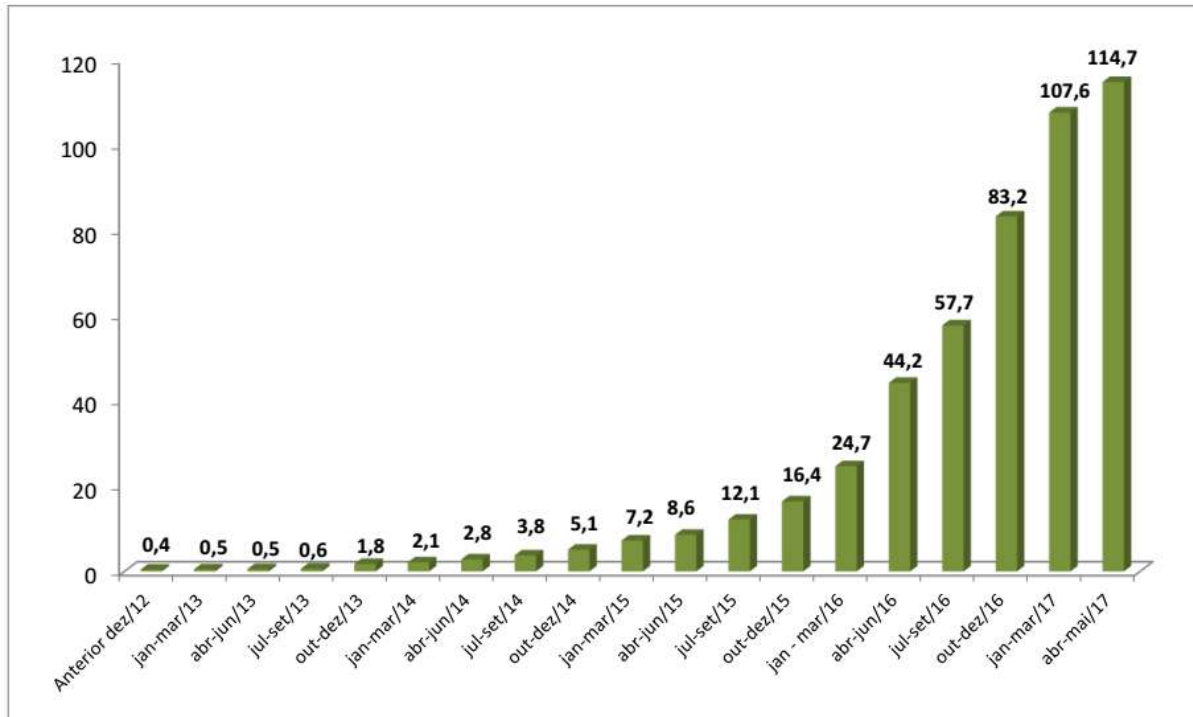
Fonte: (ANEEL, 2017).

O aumento da capacidade instalada também influenciou a evolução do estágio de conversão de potência fotovoltaica. Gradualmente, os conversores de potência para aplicações fotovoltaicas se tornaram mais eficientes, compactos e confiáveis, permitindo se obter a máxima potência em aplicações domésticas, comerciais e industriais.

A indústria de conversores fotovoltaicos evoluiu rapidamente nas últimas duas décadas e se tornou uma categoria distinta dentre os conversores de potência. Um dos responsáveis deste progresso foi o mercado de conversores para aplicações fotovoltaicas, que exigiu especificações bastante rígidas e difíceis de serem cumpridas, incluindo alto rendimento (acima de 98%), longo período de garantia (em torno de 10 anos), alta qualidade de energia, especialmente exigências de controle, como rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT - Maximum Power Point Tracking*).

O desenvolvimento de novas topologias de conversores fotovoltaicos também foi motivado pela busca de tecnologia pelos fabricantes para se diferenciar de seus concorrentes e obter uma vantagem competitiva no crescente mercado de conversores fotovoltaicos. Isto levou a uma ampla gama de novas e diferentes topologias de conversores de potência especialmente concebidas para aplicações fotovoltaicas conectadas à rede (KOURO et al., 2015).

Figura 2 – Evolução da potência instalada em Megawatts (MW) da micro e minigeração distribuída desde 2012.

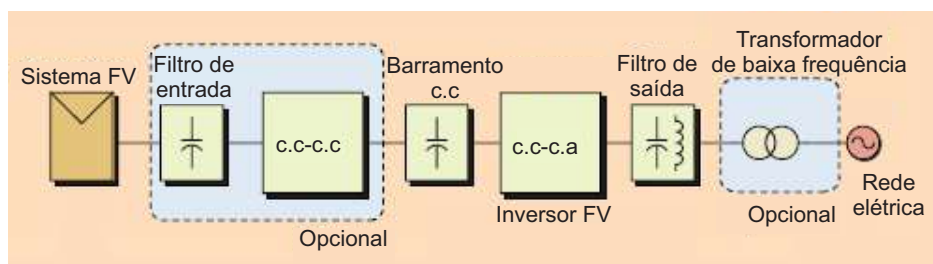


Fonte: (ANEEL, 2017).

1.1 ESTRUTURA DE SISTEMAS FV CONECTADOS À REDE

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede convencionais, as células fotovoltaicas geram uma corrente contínua que depende da irradiância solar, temperatura, e tensão nos terminais do módulo fotovoltaico. Essa potência contínua é transformada em alternada e interligada à rede elétrica através de um inversor fotovoltaico. É possível intercalar um estágio de potência c.c-c.c entre os módulos fotovoltaicos e o inversor (conversor c.c-c.a), desacoplando o ponto de operação do sistema fotovoltaico do inversor conectado à rede, como pode ser visto na Fig. 3. Além disso, este estágio c.c-c.c pode elevar a tensão de saída do sistema fotovoltaico, fornecer segurança, caso possua isolamento galvânica, e executar o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

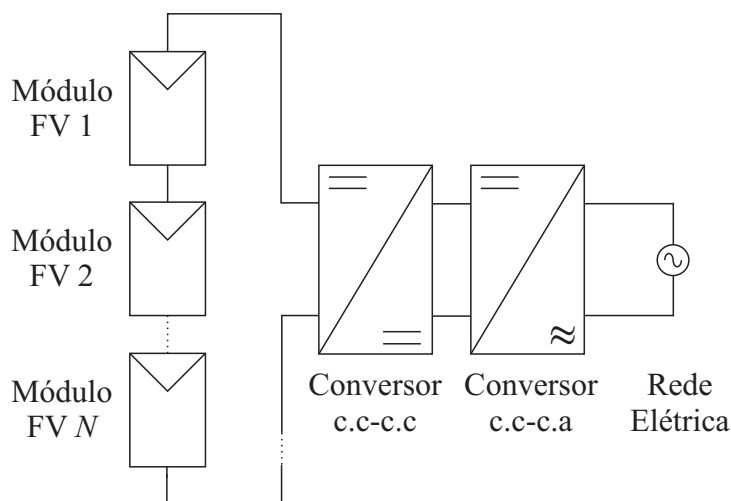
Figura 3 – Estrutura completa de um sistema fotovoltaico conectado à rede.



Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2015).

A ligação de módulos em série, apresentada na Fig. 4, é amplamente adotada em sistemas convencionais de interligação com a rede elétrica, principalmente em aplicações residenciais. A tensão e corrente de saída de um módulo fotovoltaico são baixas. A maioria dos inversores de tensão são topologias abaixadoras de tensão, portanto, na sua entrada deve ser disponibilizada uma tensão maior que o valor de pico da tensão da rede (311 V para uma rede de 220 V) no qual o inversor é conectado. Geralmente usam-se saídas de conversores c.c-c.c de (380 V - 400 V) para atender esses requisitos, e para isso, os módulos são comumente conectados em série, formando uma ligação denominada *string*. Várias *strings* também podem ser conectadas em paralelo para garantir os níveis de potência desejados (LIU; DUAN; CAI, 2011).

Figura 4 – Sistema com módulos fotovoltaicos conectados em série (*string*) com conversor c.c-c.c e conversor c.c-c.a centralizado conectado à rede.



Fonte: Elaborado pela autora.

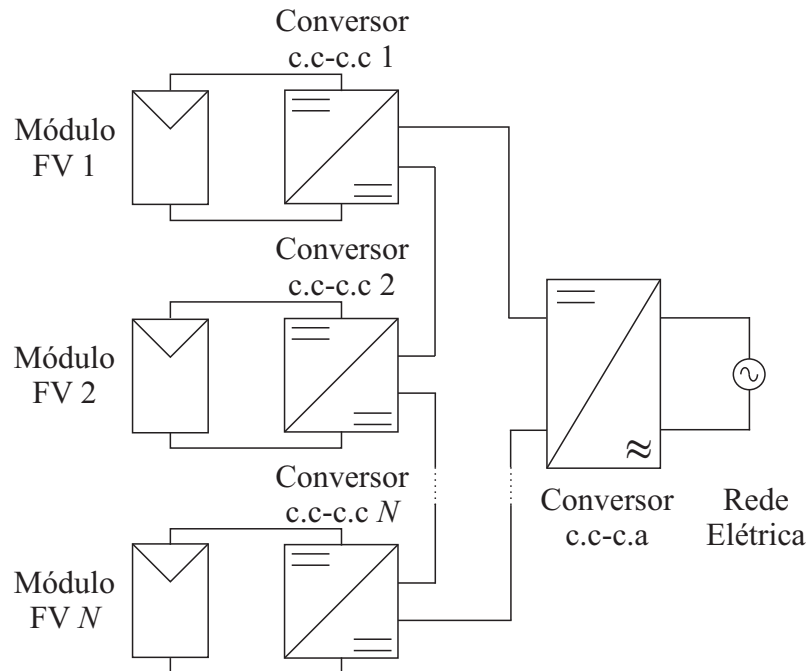
Embora o sistema apresentado na Fig. 4 seja amplamente empregado, principalmente em aplicações residenciais, este sistema pode ser afetado por certos fatores, resultando em uma perda de potência da *string* (LI; HE, 2011), (HASSAN; DASH; DE, 2018). Os fatores que afetam esse tipo de sistema vão desde sombreamentos parciais, comumente gerados pelos prédios vizinhos, nuvens, árvores, entre outros fatores que influenciam na irradiação sobre o módulo FV (LIU; DUAN; CAI, 2011), até incompatibilidades entre os módulos da *string*. Essas incompatibilidades podem ser ocasionadas por utilização de módulos de diferentes fabricantes, de diferentes características, ou por haver uma orientação diferente entre os módulos, ou acúmulo de sujeira sobre os módulos, afetando na potência gerada por cada módulo.

Em sistemas que possuem o estágio de potência c.c-c.c, como o apresentado na Fig. 3, o rastreamento do ponto de máxima potência é realizado pelo conversor c.c-c.c. A adição desse estágio ao sistema faz com que ao invés de *strings*, cada módulo fosse integrado a um micro conversor c.c-c.c. Assim, o sistema não apresentaria perda de

potência por influência de algum módulo comprometido, dependendo da sua estrutura de conexão. Isso aconteceria pois cada conversor c.c-c.c integrado ao módulo iria operar no seu ponto de máxima potência, porque cada MPPT seria realizado de maneira independente. Estes conversores integrados aos módulos são comumente denominados na literatura como *Module-Integrated Converters (MICs)* (ZHOU; ZHAO; HAN, 2015) e podem ser empregados em diferentes estruturas de conexão conectadas à rede (ZHOU; ZHAO; HAN, 2015), (PILAWA-PODGURSKI; PERREAULT, 2012), sendo que em todas elas cada módulo possui seu próprio MPPT.

Na Fig. 5 o sistema apresentado possui os módulos fotovoltaicos integrados com conversores c.c-c.c individuais interligados em série e o conversor c.c-c.a centralizado (KASHANI; MOBARREZ; BHATTACHARYA, 2014), (BRATCU et al., 2011). Como as tensões de saída dos conversores c.c-c.c se somam, a relação entre a tensão de entrada do inversor e a soma das tensões de saída dos conversores c.c-c.c se torna bem menor, diminuindo ou até mesmo excluindo a necessidade de uma amplificação de tensão muito elevada. No entanto, em casos de sombreamento parcial ou incompatibilidades nos módulos, os conversores c.c-c.c podem ser incapazes de manter a tensão mínima de entrada do inversor (HASSAN; DASH; DE, 2018) (ZHOU; ZHAO; HAN, 2015).

Figura 5 – Módulos fotovoltaicos com conversores c.c-c.c individuais interligados em série e conversor c.c-c.a centralizado.

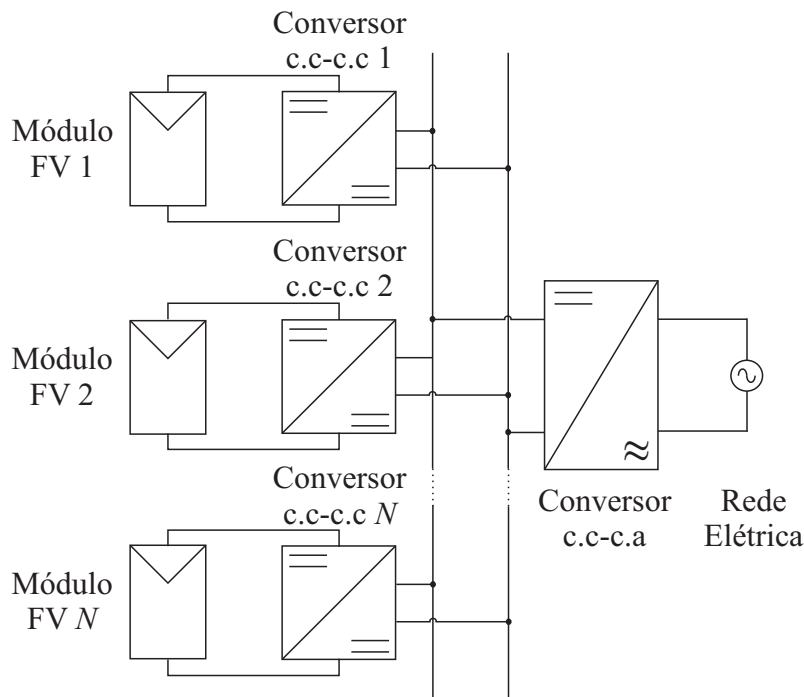


Fonte: Elaborado pela autora.

Na Fig. 6 o sistema apresentado possui módulos fotovoltaicos integrados com conversores c.c-c.c individuais interligados em paralelo por um barramento em comum e conversor c.c-c.a centralizado. Já o sistema apresentado na Fig. 7 possui módulos fotovoltaicos com conversores c.c-c.c e conversores c.c-c.a individuais (ANURAG et al.,

2018), (YANG et al., 2012). Esses dois conversores integrados aos módulos são também chamados de microinversores. Essas duas estruturas apresentam a vantagem de não necessitar de um número mínimo de módulos FV para garantir a operação do inversor, justamente pelo fato de a ligação dos conversores ser realizada em paralelo. Por conta disso, se ocorre alguma falta em qualquer um dos módulos, o sistema não é afetado. Em relação ao sistema convencional (apresentado na Fig. 4) o rendimento dessas estruturas é inferior e possui maior número de componentes para a mesma potência, mas sua capacidade de operar cada módulo em seu ponto ótimo o torna ideal para aplicações de menor escala, como a geração distribuída, principalmente na classe residencial. Demais vantagens desse sistema incluem: a modularidade e flexibilidade, o que facilita a expansão do sistema e aumenta as opções de potência instalada; e a instalação facilitada, pois o conversor é embutido atrás no módulo FV (HARB et al., 2013). No entanto, é necessário que a baixa tensão fornecida pelos módulos FV seja elevada ao nível mínimo de tensão necessária para operar os inversores comumente empregados. Ou seja, é necessário que sejam aplicados conversores de alto ganho estático, além de alto rendimento.

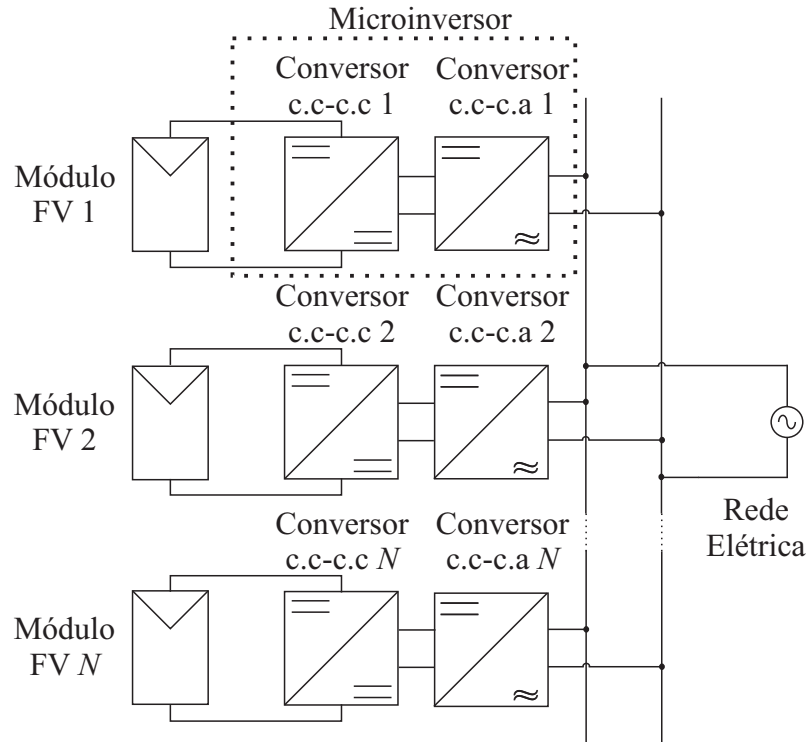
Figura 6 – Módulos fotovoltaicos com conversores c.c-c.c individuais interligados em paralelo e conversor c.c-c.a centralizado.



Fonte: Elaborado pela autora.

O esquema de conexão que utiliza-se de microinversores (Fig. 7) possui um alto custo de implementação. Isto se deve à necessidade de regularização perante as normas de conexão de sistemas conectados à rede para microinversor. Assim, o esquema que emprega conversores c.c-c.c em paralelo (Fig. 6), apresenta-se como uma alternativa vantajosa no âmbito de redução de custos. Este fato serve de motivação para este trabalho, cujo objetivo

Figura 7 – Módulos fotovoltaicos com conversores c.c-c.c e conversores c.c-c.a individuais.



Fonte: Elaborado pela autora.

é apresentar uma possível topologia de conversor c.c-c.c para a estrutura da Fig. 6.

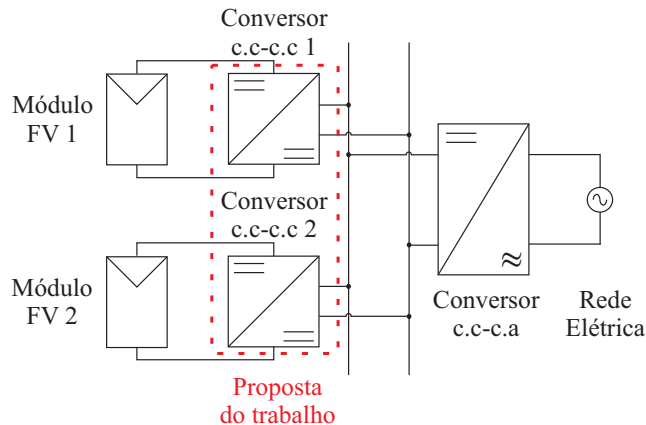
O estudo e análise de conversores c.c-c.c capazes de proporcionar elevado ganho estático e alto rendimento são apresentados no Capítulo 3, através de uma revisão bibliográfica. Entre as topologias estudadas, foi escolhida uma, que foi estudada e projetada para fins de validação experimental.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo desenvolver um micro conversor c.c-c.c para integração em módulos fotovoltaicos. Nesta abordagem foi selecionada uma topologia de conversor isolada de alto ganho conhecida como *boost* meia-ponte (ou em inglês *boost half-bridge*). O principal objetivo com relação ao estudo do conversor é realizar as análises, tanto qualitativa, quanto quantitativa, de forma melhorada, fazendo considerações que não foram feitas em trabalhos que foram encontrados na literatura.

Com relação à implementação prática, também tem-se como objetivo a validação experimental feita mediante ensaios e testes com um e com dois protótipos. O conversor deve ser capaz de processar uma potência de 130 W, garantindo sua operação no ponto de máxima potência em diversas condições climáticas. A Fig. 8 apresenta a estrutura de conexão dos módulos integrados a dois conversores, que serão conectados ao mesmo barramento de tensão controlado.

Figura 8 – Estrutura do trabalho proposto: confecção de dois protótipos conversores c.c-c.c e conexão com a rede elétrica através de um inversor central.



Fonte: Elaborado pela autora.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho está dividido em 6 capítulos, iniciando pelo capítulo 2, o qual apresenta um apanhado geral sobre módulos fotovoltaicos. Uma breve introdução sobre como ocorre o efeito fotovoltaico é descrita, seguida da apresentação do modelo elétrico e características do modelo físico do módulo, como parâmetros e curvas características. Uma seção sobre associações de módulos e painéis também é realizada para mostrar ao leitor a motivação da escolha da estrutura proposta neste trabalho.

No capítulo 3 é apresentada uma análise da revisão bibliográfica de alguns conversores c.c-c.c isolados de alto ganho. Uma das topologias apresentadas é escolhida para aprofundamento do estudo e projeto neste trabalho.

No capítulo 4 é realizado o estudo da topologia proposta neste trabalho. Inicialmente é realizada a análise qualitativa do conversor, onde são apresentadas as etapas de operação e as principais formas de onda dos parâmetros do conversor. Em seguida, as grandezas envolvidas na análise qualitativa são quantificadas fornecendo equações para o dimensionamento do conversor. A modelagem para o controle do conversor também é apresentada neste capítulo, juntamente com a descrição da estratégia de controle.

No capítulo 5 são realizados o dimensionamento dos elementos de potência, os projetos dos elementos magnéticos, os projetos dos controladores, bem como, apresentado o fluxograma do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência. Também são apresentados os circuitos auxiliares de processamento e condicionamento de sinais que fazem parte do projeto de implementação do conversor.

No capítulo 6 são apresentados os resultados de simulações em comparação com os resultados obtidos experimentalmente do protótipo implementado em laboratório.

Por fim, são apresentadas as conclusões e visões gerais do trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros.

2 MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Neste capítulo é apresentada uma visão geral sobre os módulos fotovoltaicos, sua operação e suas principais características. De modo que, para este trabalho, é importante avaliar as curvas características e a motivação pela qual está se propondo um conversor que opere integrado a um módulo fotovoltaico individualmente.

2.1 EFEITO FOTOVOLTAICO

A célula fotovoltaica é o elemento base do módulo fotovoltaico. É na célula que acontece a conversão da energia contida na luz solar, na forma de fótons de energia, em energia elétrica. Esta conversão é realizada pois as células são compostas por certos materiais presentes na natureza, denominados semicondutores, que possuem uma banda de valência totalmente preenchida por elétrons e uma banda de condução totalmente vazia a temperaturas muito baixas. Quando os fótons de energia solar, na faixa do espectro de radiação visível, incidem sobre as células, excitam os elétrons da banda de valência, enviando-os para a banda de condução. A energia presente nos fótons é transferida para os átomos, liberando estes elétrons com alta quantidade de energia e direcionando-os para um circuito elétrico, gerando tensão e corrente contínuas.

Existem diversas pesquisas em desenvolvimento objetivando conseguir células fotovoltaicas que apresentem custos mais baixos de fabricação, maior durabilidade e maior eficiência na conversão de energia solar em elétrica (ISLAM et al., 2014), (GALBIATI et al., 2013). Atualmente, dentre as tecnologias de semicondutores mais utilizadas, a do silício cristalino corresponde à maior parte do mercado de módulos fotovoltaicos, cerca de 80% (PAIVA, 2013). As principais células de silício são apresentadas a seguir:

Silício-monocristalino: são as células mais utilizadas atualmente devido à sua alta confiabilidade, alta eficiência e tecnologia de fabricação consolidada. Um módulo FV com células de silício-monocristalino possui um rendimento de conversão em torno de 16% (PAIVA, 2013), em alguns casos chegando a uma eficiência de laboratório de 25,6% (LI et al., 2016). A grande limitação desse tipo de tecnologia são os custos de fabricação, que são muito elevados, por ser uma tecnologia de difícil produção, com processos complexos, alto consumo de energia e uso de matéria prima-cara.

Silício-multicristalino: são células fabricadas com o mesmo material das células de silício-monocristalino, com a diferença de ser produzido com cristais de silício cristalino derretido e não uma única pastilha de cristal, como é o caso das células de monocristalino. Esse fato acarreta em uma pequena redução na eficiência das células, porém o custo de produção se reduz pelo fato do processo de fabricação ser facilitado e a energia despendida para a produção ser reduzida. A tecnologia de silício multicristalino apresenta um rendimento em torno de 15%.

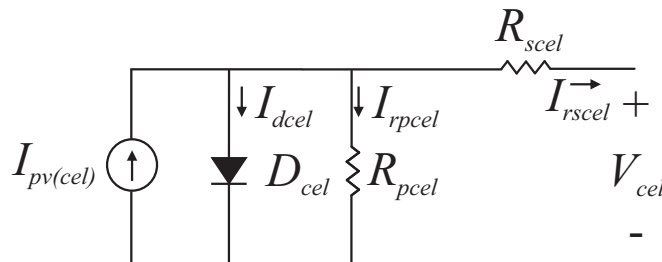
Silício amorfo: esta tecnologia faz parte das tecnologias de filmes finos e possui um rendimento menor do que as células de cristalinos, cerca de 7%, chegando no máximo a 10% em laboratório (SARKAR; GHOSH, 2017).

Existem outros materiais semicondutores que são adequados para a tecnologia de filme finos, são eles: Telureto de Cádmio ($CdTe$) e Seleneto de Cobre-Índio-Gálio ($CiGS$), além de outras células solares fotovoltaicas orgânicas. A tecnologia de filmes finos possui custos de fabricação menores do que as tecnologias anteriores, fazendo com que muitas pesquisas invistam no desenvolvimento de módulos com rendimentos maiores, tentando alcançar o rendimento das tecnologias de módulos cristalinos.

2.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO

Um dos circuitos elétricos equivalente de uma célula fotovoltaica mais utilizados é conhecido como modelo SDM (*Single Diode Model*), que é composto por uma fonte de corrente, resistências equivalentes série e paralela, as quais representam as não idealidades da célula, e um diodo referente à junção semicondutora da célula. A fonte de corrente é dependente da irradiação solar incidente sobre a célula fotovoltaica. A resistência série corresponde à resistência interna do semicondutor, às resistências de junção e de contato elétrico. A resistência paralela é referente às não idealidades devido às perdas causadas por imperfeições na estrutura, e impurezas que com o tempo são depositadas sobre a célula fotovoltaica, ocasionando caminhos de corrente indesejados (XAVIER, 2016). Na Fig. 9 é apresentado o circuito equivalente da célula fotovoltaica descrito acima.

Figura 9 – Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica (modelo SDM).

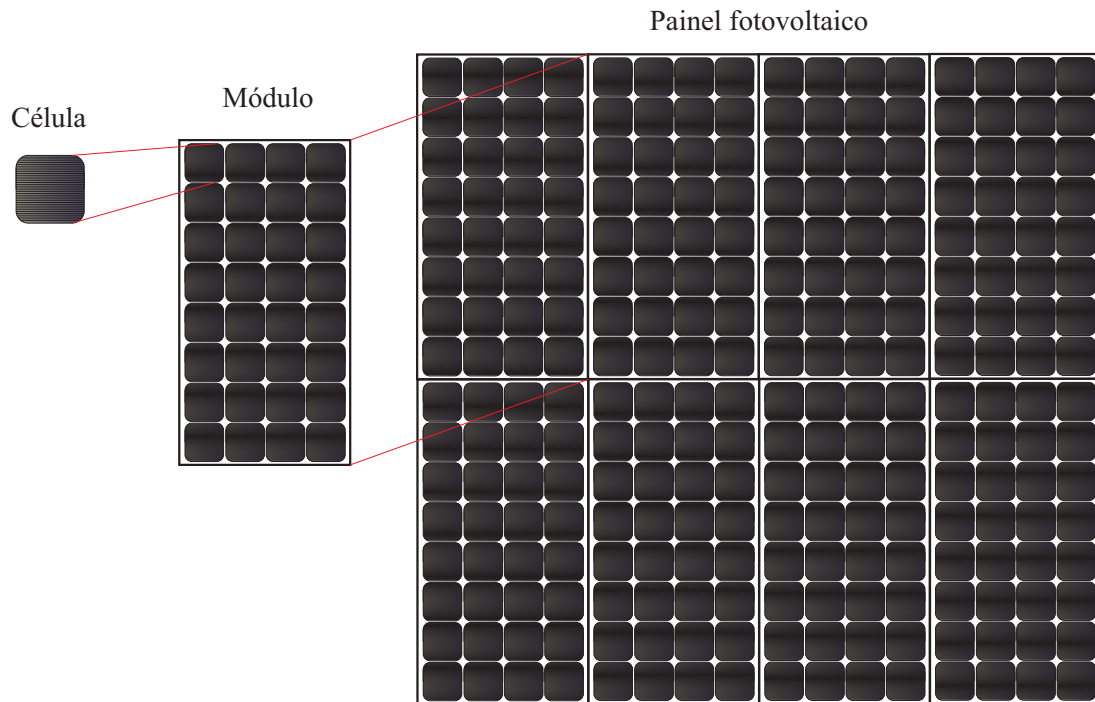


Fonte: Elaborado pela autora.

Módulos fotovoltaicos são constituídos por um conjunto de células fotovoltaicas associadas entre si. Existe também a associação de módulos fotovoltaicos, formando o painel fotovoltaico, como apresentado na Fig. 10. Em ambos os casos, são mantidas as características elétricas de uma célula fotovoltaica, diferindo-se tensão, corrente e potência, que podem aumentar dependendo da associação realizada. Por exemplo, as associações de módulos em série geram um incremento na tensão resultante, já a associação de módulos em paralelo aumentam a corrente de geração.

Na Tabela 1 são apresentadas as principais características elétricas do módulo fotovoltaico considerado em laboratório que foi utilizado neste trabalho. O modelo deste

Figura 10 – Célula, módulo e painel fotovoltaico.



Fonte: Elaborado pela autora.

módulo é o SW 130, fabricado pela *SolarWorld*.

Tabela 1 – Parâmetros fornecidos pelo fabricante do módulo fotovoltaico.

Descrição	Parâmetro	Condições STC ¹	Condições NOCT ²
Potência máxima fornecida pelo módulo FV	$P_{máx_m}$	130 Wp	94,6 Wp
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	21,5 V	19,8 V
Tensão no ponto de máxima potência	V_{MPP}	17,4 V	15,8 V
Corrente de curto circuito	I_{SC}	7,99 V	6,44 V
Corrente no ponto de máxima potência	I_{MPP}	7,49 V	5,99 V
Número de células em série	n_s	36	36
Coefficiente de temperatura de corrente de curto circuito	K_{I_m}	0,034%/K	0,034%/K
Coefficiente de temperatura de tensão de circuito aberto	K_{V_m}	-0,34%/K	-0,34%/K

¹ *Standard Test Conditions*, onde a temperatura na célula é 25°C, irradiância 1000 W/m² e AM 1,5;

² *Nominal Operation Condition Test*, onde a temperatura na célula é 26°C, irradiância 800 W/m² e AM 1,5.

Fonte: Catálogo do fabricante (SOLARWORLD,).

Tabela 2 – Parâmetros do módulo fotovoltaico SW 130 obtidos a partir de (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009)

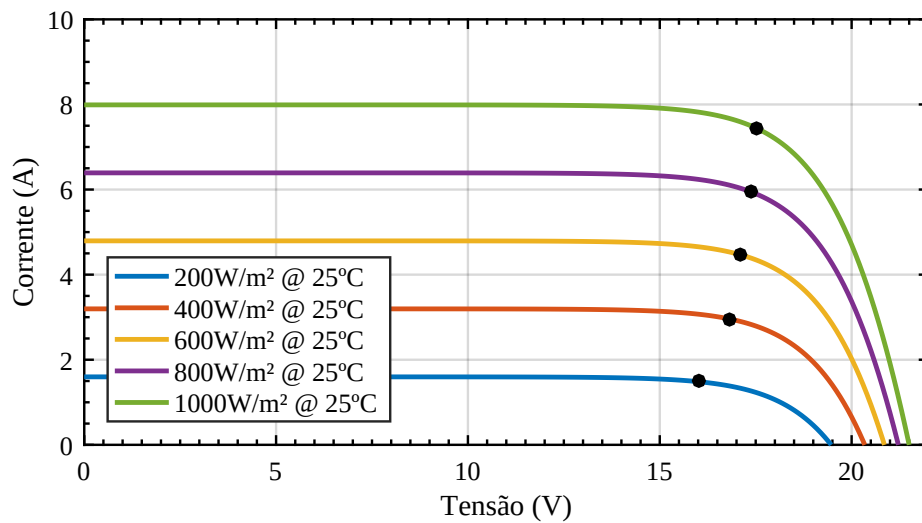
Parâmetro	Valor
R_s	80,3 m Ω
R_p	89,6 k Ω
a	1,365
I_{oD}	3,212 x 10 ⁻⁷ A
I_{pv}	7,99 A

Fonte: Elaborado pela autora.

Os parâmetros elétricos do circuito equivalente mostrado na Fig. 9 não são fornecidos pelo fabricante, no entanto, podem ser encontrados por meio de um sistema de equações lineares. Há diversos trabalhos na literatura que fazem a modelagem da célula fotovoltaica para obtenção das curvas. Para a aplicação neste trabalho, utilizou-se do método apresentado em (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) e mais tarde visto em (BRIGHENTI, 2014) para obtenção dos parâmetros elétricos, que estão apresentados na Tabela 2.

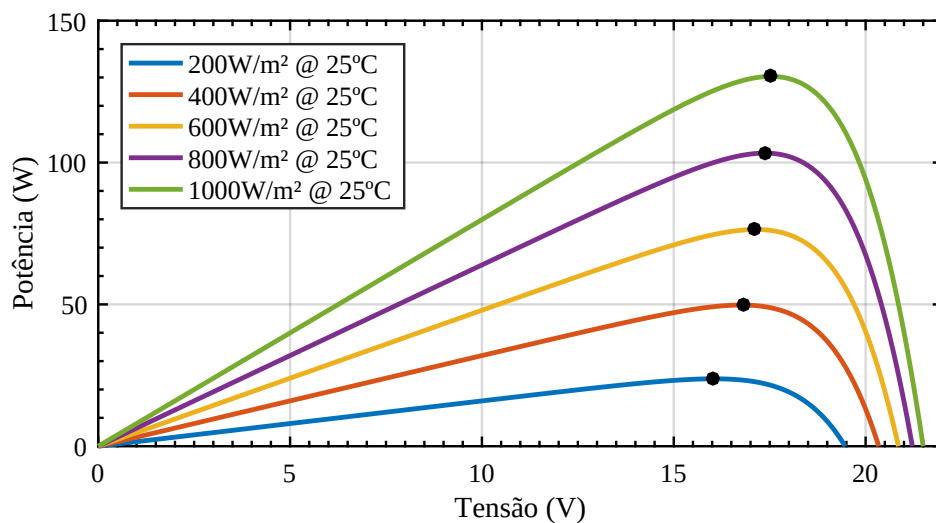
Nas Fig. 11 e Fig. 12 são apresentadas as curvas características de corrente por tensão e potência por tensão, respectivamente, do módulo fotovoltaico SW 130. Pode-se notar que, a irradiação solar tem grande influência principalmente sobre a corrente fornecida pelo módulo. O ponto de máxima potência (MPP) é representado nos joelhos das curvas $I \times V$ e $P \times V$, onde pode-se visualizar que os pontos de diferentes curvas ficam próximos a um mesmo valor de tensão, já que a variação de irradiação não influencia tanto a variação de tensão do módulo.

Figura 11 – Curva característica de corrente *versus* tensão do módulo fotovoltaico para diferentes condições de irradiação.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 12 – Curva característica de potência *versus* tensão do módulo fotovoltaico para diferentes condições de irradiação.



Fonte: Elaborado pela autora.

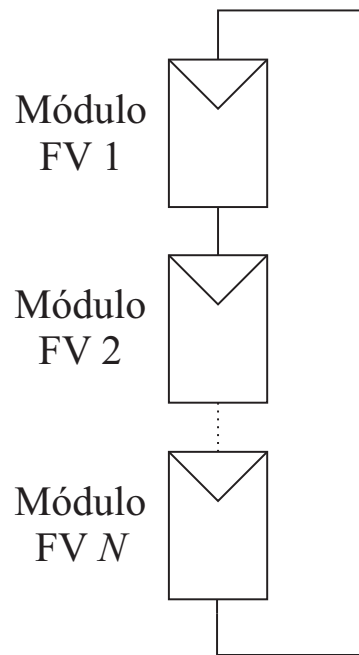
2.3 ASSOCIAÇÕES DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Como já apresentado neste trabalho, as células fotovoltaicas podem ser associadas em série ou paralelo, dando origem aos módulos fotovoltaicos. Os módulos são comumente associados na prática, para obtenção de níveis de tensão e corrente maiores. Existem diversos tipos de associação de módulos, são apresentados alguns tipos mais comuns a seguir.

2.3.1 Associação de módulos em série

A associação de módulos em série é utilizada quando se deseja um nível de tensão maior na saída do painel. A alta tensão de saída é resultante da soma de todas as tensões de cada módulo conectado em série. Já a corrente é a mesma para todos os módulos, que no caso será limitada pelo módulo de menor corrente. Na Fig. 13 é mostrada a associação de módulos em série.

Figura 13 – Associação em série de módulos FV.



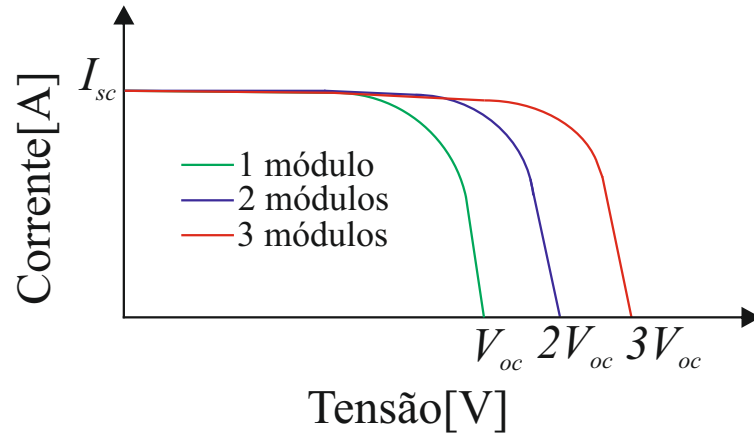
Fonte: Elaborado pela autora.

Na Fig. 14 são apresentadas as curvas características de $I \times V$ para associações em série de módulos fotovoltaicos. Como no caso da associação em série a corrente é limitada pelo módulo com menor valor de corrente, no caso de um sombreamento parcial, onde ao menos um módulo esteja comprometido, toda a associação irá sofrer a influência. Para minimizar esse efeito, muitas vezes são utilizados diodos *by-pass* em paralelo com cada módulo, no entanto, a utilização de diodos *by-pass* também pode originar a presença de falsos pontos de máxima potência na presença de sombreamento parcial. A presença de falsos pontos locais de máxima potência pode prejudicar o rastreamento do ponto de máxima potência, pois o rastreador acaba rastreando os pontos locais de máxima potência e não rastreia o ponto de máxima potência global (BRIGHENTI, 2014).

2.3.2 Associação de módulos em paralelo

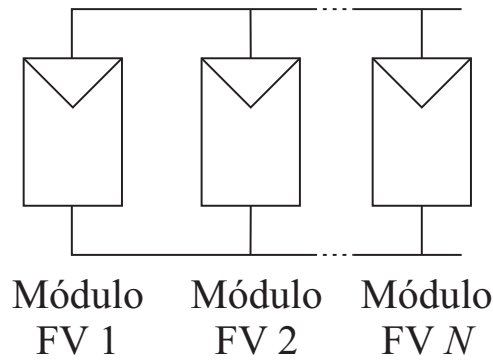
A associação de módulos em paralelo é utilizada quando se deseja um nível de corrente maior na saída do painel. A alta corrente de saída é resultante da soma de todas as correntes fornecidas por cada módulo conectado em paralelo. A tensão é a mesma para todos os módulos. Na Fig. 15 é mostrada a associação de módulos em paralelo.

Figura 14 – Curva demonstrativa para associação em série de módulos FV.



Fonte: Elaborado pela autora.

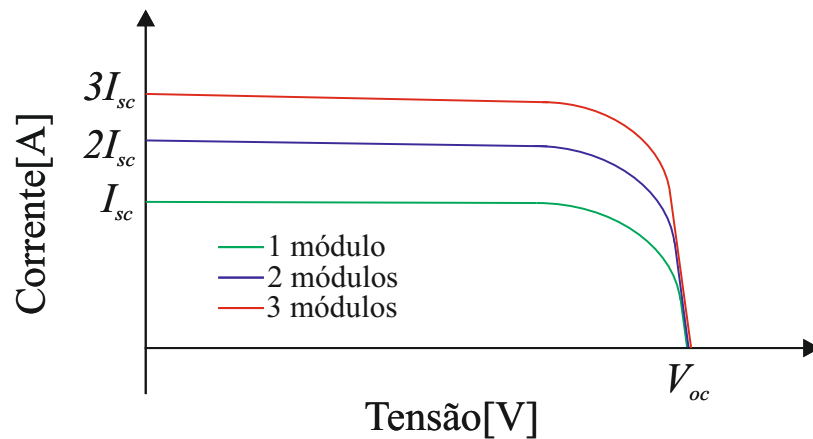
Figura 15 – Associação em paralelo de painéis FV.



Fonte: Elaborado pela autora.

Na Fig. 16 são apresentadas as curvas características de $I \times V$ para associações em paralelo de módulos fotovoltaicos. Para evitar com que correntes de um módulo de maior tensão circule para outro módulo de menor tensão geralmente é utilizado um diodo de bloqueio em série com cada módulo. Sem o uso do diodo o módulo pode estar sujeito a aquecimento e perdas por incompatibilidade.

Figura 16 – Curva demonstrativa para associação em paralelo de módulos FV.

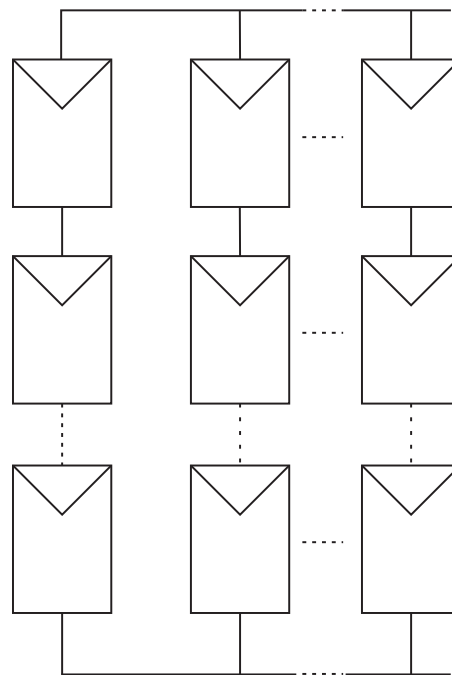


Fonte: Elaborado pela autora.

2.3.3 Associação de módulos mista

A associação mista de módulos fotovoltaicos pode ser obtida da junção de associações em série com associações em paralelo. Esse tipo de associação é utilizada quando se deseja um nível de tensão e corrente maior na saída do painel. Por esse motivo, a associação mista é utilizada em sistemas de maior potência. Na Fig. 17 é mostrada um exemplo de associação mista de módulos FV.

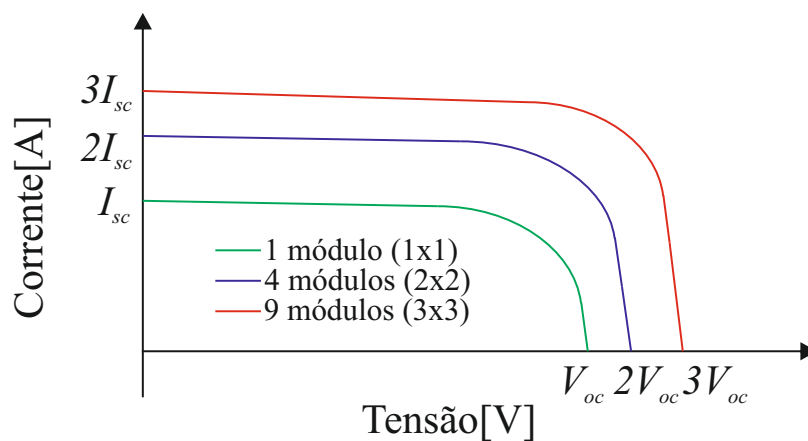
Figura 17 – Associação mista de módulos FV.



Fonte: Elaborado pela autora.

Na Fig. 18 são apresentadas as curvas características de $I \times V$ para associações mistas de módulos fotovoltaicos. Esse tipo de associação diminui as perdas por incompatibilidade entre os módulos.

Figura 18 – Curva demonstrativa para associação mista de painéis FV.



Fonte: Elaborado pela autora.

2.4 SUMÁRIO

Os principais tipos de associações de módulos mostrados aqui são os que mais são utilizados em aplicações fotovoltaicas, principalmente aplicações residenciais. No entanto, como foi visto, todos os tipos de associação estão sujeitos a sofrer perdas de potência, seja por condições de sombreamento parcial, ou por incompatibilidade entre os módulos.

A proposta deste trabalho é justamente uma alternativa para mitigar estes problemas supracitados. A ideia de que cada módulo seja integrado a um conversor elevador isolado com rastreamento de potência próprio pode talvez ser visto como perda de rendimento, e uma necessidade de custo maior para a mesma quantidade de potência fornecida sem a integração individual de cada módulo. No entanto, possuir um rastreamento de máxima potência individual para cada módulo torna este sistema adequado para esse tipo de aplicação comentada, de menor escala, como a geração distribuída residencial. A estrutura proposta faz com que condições de sombreamento ou incompatibilidade não afetem o sistema total, contribuindo para o sistema total possuir um rendimento maior.

3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE CONVERSORES C.C-C.C ISOLADOS DE ALTO GANHO E ALTO RENDIMENTO PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS

Como visto, em aplicações fotovoltaicas conectadas à rede onde não são utilizadas associações de módulos em série, o alto ganho de tensão em conversores de potência c.c-c.c é necessário para se obter o nível de tensão desejado no barramento c.c. Os conversores também devem operar em uma ampla faixa de temperatura e possuir boa compatibilidade eletromagnética (EMC), ou seja, serem capazes de funcionar num determinado ambiente sem interferir ou perturbar os equipamentos próximos a ele, nem a si próprios, via interferência eletromagnética (EMI).

A maioria dos módulos fotovoltaicos comumente utilizados como fonte de energia fotovoltaica fornecem uma tensão de saída na faixa de 15 V a 70 V. Para ajustar essa tensão ao nível desejado, possibilitando a ligação com o inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica, é necessário que a tensão de saída do módulo seja elevada. Normalmente, para uma rede convencional de energia elétrica (220 V), o barramento c.c de entrada do inversor possui um nível de tensão em torno de 380 V a 400 V. Desse modo, o condicionamento da potência poderá ser realizado por conversores c.c-c.c de alto ganho e alto rendimento. Neste capítulo, diversos tipos de topologias de conversores c.c-c.c de alto ganho são apresentadas.

3.1 REVISÃO DAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES C.C-C.C DE ALTO GANHO

Na literatura, diversas topologias de conversores com elevado ganho de tensão e alto rendimento têm sido propostas. Essas topologias podem ser classificadas em duas principais categorias: topologias isoladas e não-isoladas. No entanto, o critério para a seleção da topologia mais adequada para a integração com módulos fotovoltaicos é comum nas duas categorias: alto ganho de tensão, alto rendimento na conversão de potência, tanto em baixa carga, quanto em carga nominal, fácil controlabilidade, alta densidade de potência, custo reduzido e longa vida útil (KASPER et al., 2013).

As topologias não-isoladas geralmente possuem custo baixo e alto rendimento, no entanto, nem todas as topologias não-isoladas possuem ganho de tensão suficiente para elevar a tensão de entrada em níveis tão altos. Desse modo, conversores isolados são mais adequados para aplicações que exigem alta conversão de tensão, já que a relação de ganho de tensão pode ser obtida pelo número de espiras do transformador.

Neste trabalho optou-se por trabalhar com uma topologia de conversor isolado. Os conversores isolados possuem maior custo e menor rendimento, quando comparados aos conversores não-isolados. No entanto, possuem uma série de vantagens relevantes neste tipo de aplicação. Além da relação de transformação, que permite obter altos ganhos de tensão, o uso dos conversores isolados possibilita a utilização de módulos FV com

diferentes características, facilitando troca e manutenção no sistema. Conversores isolados também eliminam a circulação de correntes parasitas, devido às tensões de modo comum que podem ocorrer em inversores conectados à rede. Além disso, dependendo do país onde o sistema fotovoltaico é instalado, pode ser necessário que se tenha uma isolamento galvânica no estágio do conversor c.c-c.c integrado ao módulo fotovoltaico, principalmente por questões de segurança de usuários e operadores do sistema.

As topologias de conversores isolados também podem ser divididas em dois principais grupos: conversores de comutação dissipativa e conversores de comutação suave, descritos a seguir.

3.1.1 Conversores isolados de alto ganho com comutação dissipativa

Entre os conversores de potência com isolamento galvânica há diversas topologias com comutação dissipativa, que são o ponto de partida para novas investigações e concepção de sistemas mais avançados.

Topologias como *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull* e suas variações têm sido detalhadas na literatura (LI; WOLFS, 2008). O ganho de tensão obtido nesses sistemas é alto, no entanto, seu rendimento é baixo devido à comutação dissipativa. Apenas aplicando-se técnicas de comutação suave, estes sistemas podem atingir uma eficiência elevada.

Os conversores com comutação dissipativa possuem elevadas perdas de comutação, consequentemente o rendimento desses conversores é baixo, não se caracterizando dentro dos requisitos necessários para a escolha de uma topologia de conversor adequada para a integração com os módulos fotovoltaicos.

3.1.2 Topologias de conversores isolados de alto ganho com comutação suave

Nesta seção, são apresentadas algumas das principais topologias encontradas na literatura de conversores de alto ganho isolados com comutação suave.

- a) Conversor *push-pull* alimentado em corrente com grampeamento ativo e comutação suave

As topologias podem ser alimentadas em corrente ou alimentadas em tensão. As topologias que são alimentadas em tensão possuem certas desvantagens em relação às topologias alimentadas em corrente. Os conversores isolados alimentados em tensão normalmente possuem alta ondulação da corrente de entrada, o que força o conversor a possuir altas capacitâncias de entrada como filtro. Isso gera um aumento de custo e de tamanho, o que não é desejável para esse tipo de aplicação. Já nas topologias alimentadas em corrente, a ondulação de corrente é bem menor, não sendo necessário o uso de grandes capacitâncias na entrada. No entanto, muitas topologias

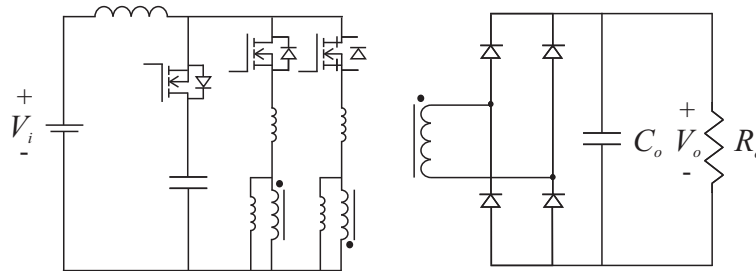
podem apresentar picos de alta tensão durante a comutação, sendo necessários alguns circuitos adicionais para solucionar esses problemas (MAYURI; SWATI, 2017).

Geralmente os conversores c.c-c.c isolados alimentados em corrente possuem topologias baseadas em conversores ponte completa, meia-ponte, *flyback* e *push-pull*. O primeiro conversor apresentado é uma variante do conversor *push-pull*, já que conversores *push-pull* convencionais sofrem com altos picos de tensão durante o bloqueio, ocasionados pela indutância de dispersão do transformador. Também possuem grandes esforços de tensão nos interruptores, problemas com EMI e principalmente, possuem altas perdas de comutação, ocasionando perda de rendimento (WU et al., 2017). Por isso, muitos trabalhos se preocuparam em melhorar essas desvantagens utilizando técnicas de comutação suave e grampeamento ativo.

O conversor apresentado em (KIM et al., 2014) utiliza a técnica de comutação suave através da ressonância *LC*. As perdas de comutação são reduzidas pois os interruptores do primário conduzem e bloqueiam sob tensão nula. No entanto, é utilizada uma modulação de frequência variável, o que implica uma implementação de circuitos magnéticos e estratégias de controle mais complexa.

O conversor apresentado na Fig. 19 também é uma variante do conversor *push-pull* convencional. No entanto, é proposta uma mudança de posição dos dois interruptores e um circuito de grampeamento ativo, como pode ser visto em (WU et al., 2018).

Figura 19 – Conversor *push-pull* alimentado em corrente com grampeamento ativo e comutação suave.



Fonte: Elaborado pela autora.

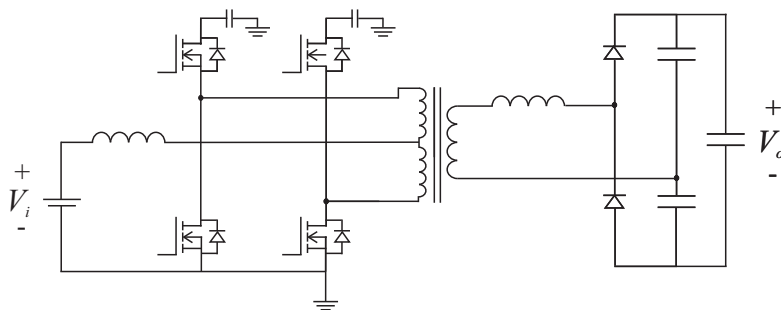
O circuito adicional de grampeamento ativo além de eliminar os picos dos interruptores do lado primário, também promovem a comutação suave sob tensão nula nos três interruptores e comutação suave sob corrente nula nos diodos retificadores.

Todos os conversores apresentados neste trabalho apresentam em seus circuitos uma aproximação da entrada por uma fonte ideal de tensão. Esta aproximação ocorre, pois, em aplicações fotovoltaicas existirá um capacitor de filtragem em paralelo com o módulo FV para impedir a circulação de alta frequência pelos módulos. Mesmo que seja de baixa capacitância, este capacitor se comporta como uma fonte de tensão dentro de um ciclo de chaveamento.

b) Conversor *push-pull* ressonante alimentado em corrente

O conversor *push-pull* ressonante de alto ganho alimentado em corrente (KIM; KWON, 2009), (KWON et al., 2009), apresentado na Fig. 20 , possui as vantagens do conversor *push-pull* alimentado em corrente convencional como os baixos esforços de corrente na entrada, alta relação de transformação da tensão e baixas perdas de comutação nos interruptores. A alta relação de transformação se dá com uma relação do número de espiras reduzida, já que o conversor possui um retificador dobrador de tensão na saída. O retificador dobrador de tensão dobra a relação de conversão do conversor, diminuindo as perdas no transformador. Os diodos de saída comutam suavemente, sem perdas de recuperação reversa, devido à ressonância *LC*.

Figura 20 – Conversor *push-pull* ressonante alimentado em corrente.



Fonte: Elaborado pela autora.

Os fatores mencionados, juntamente com o alto rendimento e baixa ondulação de corrente no indutor fazem com que esta topologia seja apropriada para o uso em sistemas fotovoltaicos.

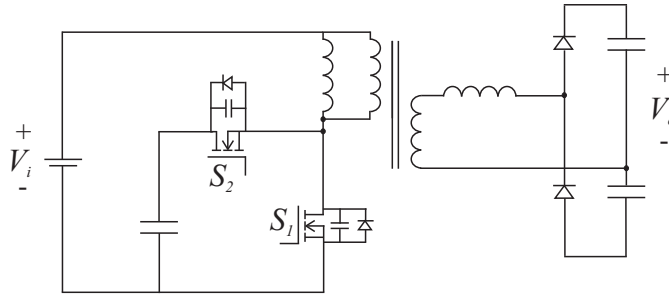
c) Conversor de alto ganho com grampeamento ativo

A Fig. 21 apresenta o conversor c.c-c.c de alto ganho com grampeamento ativo (KWON; KWON; NAM, 2009). Este conversor consiste de um circuito retificador dual série-ressonante com grampeamento ativo. Esta topologia possui as características de ambos os conversores *Forward* e *Flyback*, com a vantagem de transferir a potência da entrada para a saída nos dois estágios de condução, ou seja, enquanto o interruptor principal estiver conduzindo e enquanto estiver bloqueado, característica que não acontece nos conversores convencionais *Forward* e *Flyback* com grampeamento ativo que só atua no estado de condução.

Pelo fato de haver um retificador dobrador de tensão na saída, a relação de espiras do transformador pode ser reduzida pela metade, contribuindo para diminuição de perdas nos enrolamentos.

É através da ressonância que existe entre a indutância de dispersão do transformador e os capacitores paralelos com os diodos retificadores que as perdas de recuperação reversa desses diodos podem ser eliminadas, a qual, combinada com o circuito de

Figura 21 – Conversor de alto ganho com grampeamento ativo.

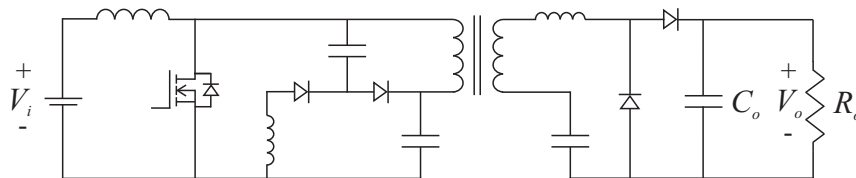


Fonte: Elaborado pela autora.

grampeamento ativo para a comutação suave dos MOSFETs, garantem um sistema de pequenas perdas de comutação.

d) Conversor isolado c.c-c.c *single switch* com comutação suave

Outra interessante opção de conversor para esse tipo de aplicação é o conversor apresentado na Fig. 22, de (KIM; CHOI, 2015). O conversor possui um circuito adicional de *snubber* sem perdas que além de tornar possível a comutação suave sob tensão nula em bloqueio dos interruptor, permite grampear os picos de tensão no interruptor causados pela influência da indutância de dispersão do transformador. O conversor consegue então obter comutação suave tanto na entrada em condução (ZCS), quanto no bloqueio (ZVS) do interruptor e comutação suave (ZCS) no bloqueio nos diodos.

Figura 22 – Conversor isolado c.c-c.c *single switch* com comutação suave.

Fonte: Elaborado pela autora.

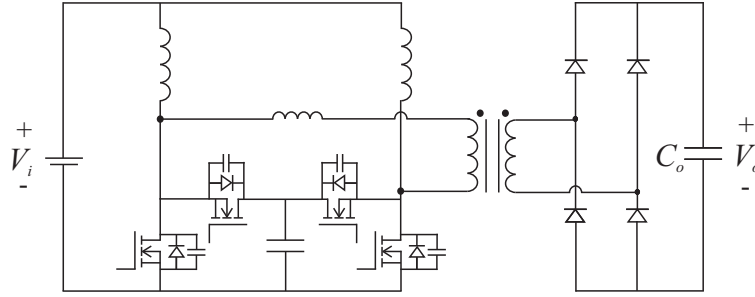
e) Conversor meia-ponte alimentado em corrente com grampeamento ativo

O conversor meia-ponte alimentado em corrente (JANG et al., 2007), apresentado na Fig. 23 consiste de um capacitor grampeador com dois interruptores auxiliares baseado no circuito convencional. As principais vantagens dessa topologia é a operação com comutação sob tensão nula de todos os interruptores e o grampeamento da tensão dos mesmos. O circuito também possui fácil implementação dos *gate drivers*, sendo adequado para aplicações de baixo custo e alta performance.

f) Conversor dual meia-ponte ressonante alimentado em corrente

O conversor dual meia ponte pode ser obtido através do conversor convencional meia ponte aplicando a teoria da dualidade. É adequado para aplicações com baixa tensão

Figura 23 – Conversor meia-ponte alimentado em corrente com grampeamento ativo.

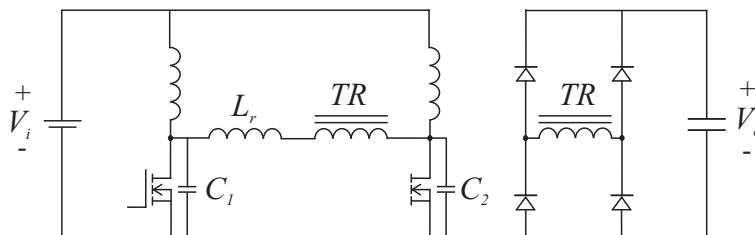


Fonte: Elaborado pela autora.

e alta corrente de entrada, como encontradas em aplicações fotovoltaicas. Na Fig. 24 é apresentado o conversor dual meia-ponte ressonante (WOLFS; LI, 2002), (LI; WOLFS, 2006). Para obter a operação ressonante três componentes são adicionados ao conversor dual meia-ponte convencional, o indutor L_r e os capacitores C_1 e C_2 . Eles juntos formam a célula auxiliar na comutação ZVS. Durante o bloqueio do interruptor, os capacitores C_1 e C_2 entram em ressonância com o indutor L_r , assim o transistor é ligado quando a tensão do capacitor é igual a zero. A indutância de ressonância L_r e os capacitores C_1 e C_2 podem ser físicos ou podem ser substituídos pela indutância de dispersão do transformador e as capacitâncias intrínsecas dos interruptores MOSFETs.

A topologia consegue fornecer bom rendimento, no entanto, pode ser melhorada. Uma variante desta estrutura composta por múltiplas ressonâncias juntamente com um dobrador de tensão também foi estudada, a qual é vista a seguir.

Figura 24 – Conversor dual meia-ponte ressonante alimentado em corrente.



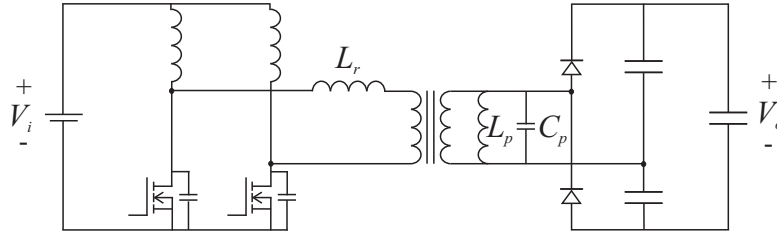
Fonte: Elaborado pela autora.

g) Conversor multi-ressonante alimentado em corrente (CFMRC)

Na Fig. 25 é apresentada a estrutura meia-ponte com dois indutores, alimentado em corrente, transformador com tanque multi-ressonante e um retificador dobrador de tensão na saída (LI et al., 2011), (CARACAS et al., 2014), (NAYANASIRI et al., 2014). A topologia apresenta diversas vantagens como alto ganho de tensão, baixa ondulação na corrente de entrada e comutação sob corrente nula dos diodos de saída, além de um alto rendimento. O dobrador de tensão foi implementado para

reduzir a relação de espiras do transformador, em consequência disso, o custo do transformador pode ser reduzido.

Figura 25 – Conversor multi-ressonante alimentado em corrente (CFMRC) com retificador dobrador de tensão na saída.



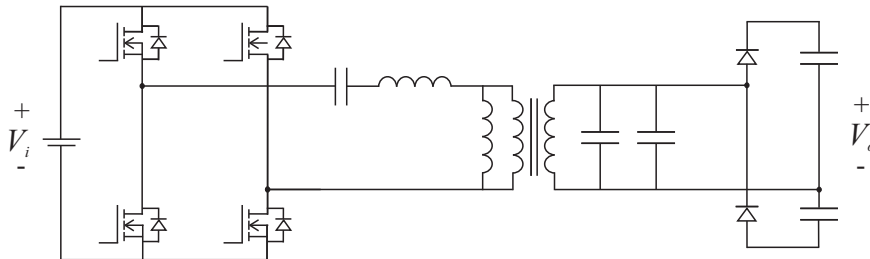
Fonte: Elaborado pela autora.

A ressonância entre a indutância de dispersão do transformador e o capacitor ressonante C_p permite que os interruptores da meia ponte comutem sob tensão nula. Além disso, faz com que os picos de tensão sejam reduzidos. Os diodos do retificador também são bloqueados em ZCS, fazendo com que as perdas totais nos componentes semicondutores sejam reduzidas.

h) Conversor ressonante série-paralelo (SPRC) ou *LCLC-type*

Este conversor, visto em (DICK; TITIZ; DONCKER, 2010), é apresentado na Fig. 26. Nesta topologia, a ponte completa de interruptores é conectada com um retificador dobrador de tensão através de um transformador elevador de alta frequência. Devido à ressonância, os MOSFETs comutam sob tensão nula e os diodos do retificador bloqueiam sob corrente nula. Essas características mencionadas, bem como os diodos *snubbers* da meia ponte contribuem para alta eficiência do sistema. No entanto, o controle do conversor é feito a partir da variação da frequência de ressonância, o que torna a implementação do projeto complexa e trabalhosa.

Figura 26 – Conversor ressonante série-paralelo (SPRC) ou *LCLC-type*.



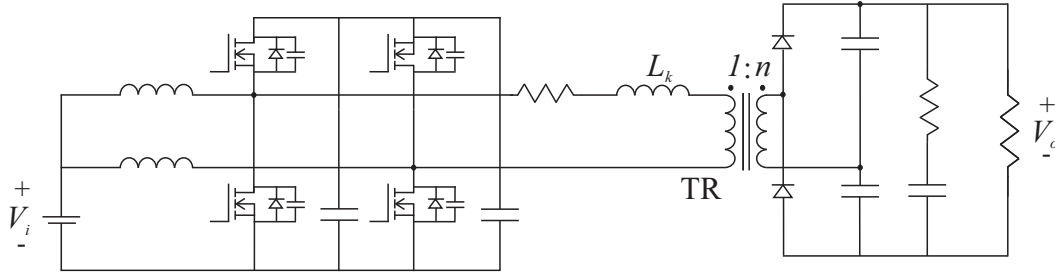
Fonte: Elaborado pela autora.

i) Conversor *boost interleaved* série-ressonante (IBSRC)

O conversor *boost interleaved* série-ressonante (GARCIA-RODRIGUEZ et al., 2016), apresentado na Fig. 27 consiste de dois conversores *boost* síncronos operando com

defasagem entre fases de 180° conectados a um transformador de alta frequência e na saída um retificador dobrador de tensão. A indutância de dispersão e os capacitores do retificador dobrador de tensão formam um tanque ressonante que permite obter comutação sob tensão nula nos principais semicondutores, e comutação sob corrente nula nos diodos do retificador.

Figura 27 – Conversor c.c.-c. de alto ganho isolado com dois transformadores.

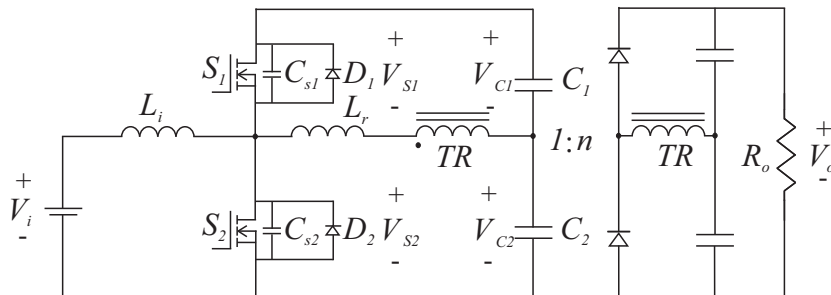


Fonte: Elaborado pela autora.

j) Conversor *boost* meia-ponte integrado com comutação suave

Na Fig. 28 é apresentado o conversor *boost* meia-ponte integrado com comutação suave (JIANG et al., 2012), (CAO et al., 2012). Esta topologia é uma combinação dos conversores *boost* e meia-ponte. O resultado da combinação é o circuito composto pelo indutor *boost*, dois interruptores ativos, S_1 e S_2 , os capacitores do barramento c.c de baixa tensão C_1 e C_2 , um transformador elevador de alta frequência e um retificador dobrador de tensão na saída. Através das capacitâncias intrínsecas aos interruptores e da indutância de dispersão do transformador, é possível se obter comutação sob tensão nula nos dois interruptores e comutação sob corrente nula nos diodos retificadores. Este conversor possui vantagens como alto ganho de tensão e alto rendimento, usando um número relativamente pequeno de componentes semicondutores, favorecendo seu custo.

Figura 28 – Conversor *boost* meia-ponte integrado com comutação suave.



Fonte: Elaborado pela autora.

A Tabela 3 apresenta um resumo dos parâmetros de cada conversor apresentado

anteriormente em cada item, baseados na literatura. Todos os elementos da tabela apresentados são especificações e parâmetros obtidos pelos autores de cada referência bibliográfica.

Tabela 3 – Resumo das principais características e parâmetros dos conversores revisados.

Con-ver-sor	Refe-rência	η_{max} (%)	P_{max} (W)	f_{sw} (kHz)	V_i (V)	V_o (V)	Nr. de inter-ruptores	Nr. de di-odos
a	Fig. 19	94,72	520	130	26-40	200	3	4
b	Fig. 20	97	1500	70	35-60	350	4	2
c	Fig. 21	96,1	1000	50	30-60	350	2	2
d	Fig. 22	97	250	100	28-38	380	1	2
e	Fig. 23	94	500	50	28-43	380	4	4
f	Fig. 24	90	85	1000	20	360	2	4
g	Fig. 25	96	150	255	23	350	2	2
h	Fig. 26	97	190	215	20-35	700	4	2
i	Fig. 27	–	350	100-200	19-70	400	4	2
j	Fig. 28	98,2	210	21,6	30-50	380	2	2

Fonte: Elaborado pela autora.

3.1.3 Resumo

Nesta seção, diversas topologias de conversores c.c-c.c isolados, de alto ganho e alto rendimento foram apresentadas com o objetivo de selecionar a topologia mais adequada para a aplicação do proposto trabalho.

A topologia selecionada depende de restrições de projeto específicas, que são essenciais para determinar a topologia com melhor desempenho. O alto rendimento dos conversores de alto ganho é primordial na escolha e pode ser obtido quando as perdas de condução e comutação do conversor forem diminuídas.

As perdas de condução podem ser reduzidas com a diminuição da razão cíclica. Se os esforços de tensão sobre os interruptores forem pequenos, conseqüentemente, o preço desses semicondutores cai, juntamente com o valor da resistência de condução, a qual influencia diretamente no valor da perda de condução do semicondutor. Já as perdas de comutação, podem ser diminuídas com a aplicação da técnica de comutação suave ou utilização de circuitos de grampeamento ativo.

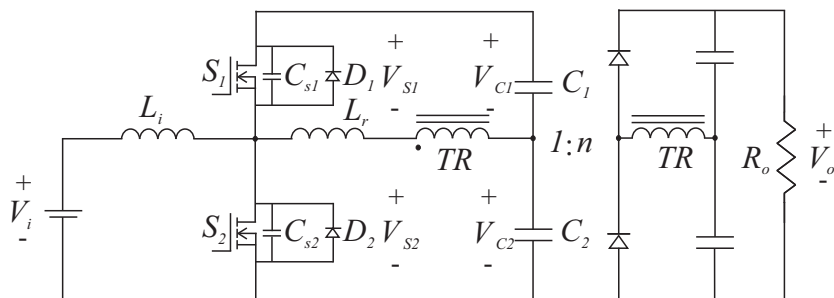
A partir da Tabela 3 apresentada, as topologias que apresentaram os maiores rendimentos foram as topologias do tipo meia-ponte e ponte-completa que aplicam comutação suave e utilizam interruptores MOSFETs que possuem baixa resistência de condução. O

conversor série-paralelo ressonante (LLCC) é um conversor muito bom em obter ambos requisitos de alta eficiência e alto ganho. No entanto seu controle é realizado variando-se a frequência de comutação do conversor. O conversor CFMRC é outra topologia distinta que apresenta um bom desempenho, onde um circuito multi-ressonante elimina os parâmetros parasitas do transformador garantindo um alto ganho de tensão. O retificador dobrador de tensão na saída que aparece em algumas topologias faz com que a relação de espiras do transformador seja diminuída, reduzindo os custos e perdas dos conversores. Pode-se concluir que o retificador dobrador de tensão na saída do conversor apresenta uma vantagem muito grande, tanto em custo, quanto rendimento, sendo um circuito indispensável. O conversor *single switch* com circuito de *snubber* apresenta-se como uma topologia bastante competitiva entre as apresentadas, no entanto, possui uma quantidade de componentes ligeiramente maior, devido ao circuito de *snubber*.

3.1.4 Escolha da topologia

Levou-se em conta todas as considerações apresentadas na seção anterior e a topologia selecionada mais adequada para a proposta é apresentada na Fig. 29. A escolha se baseou no rendimento máximo encontrado, número mínimo de semicondutores, simplicidade da configuração e do controle. O conversor *boost* meia-ponte isolado possui alta relação de conversão de tensão, baixa ondulação de corrente na entrada por ser um conversor alimentado em corrente, baixas perdas de comutação nos interruptores por apresentar comutação suave em todos os semicondutores.

Figura 29 – Conversor *boost* meia-ponte integrado com comutação suave.



Fonte: Elaborado pela autora.

3.2 SUMÁRIO

Neste capítulo foi apresentada a delimitação do problema, a revisão bibliográfica das principais topologias isoladas, de alto ganho e alto rendimento encontradas na literatura. Foi selecionada a topologia mais adequada para este estudo e a justificativa da escolha. No próximo capítulo o conversor *boost* meia-ponte é analisado e então são apresentadas suas etapas de operação, principais formas de onda e seu estudo quantitativo.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR *BOOST* MEIA-PONTE COM COMUTAÇÃO SUAVE

Neste capítulo são realizadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor c.c-c.c isolado de alto ganho com comutação suave para integração em módulo fotovoltaico.

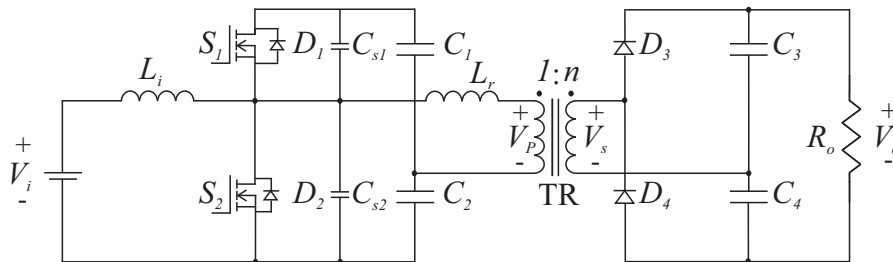
4.1 INTRODUÇÃO

O conversor elevador obtido da combinação de um conversor boost com um conversor c.c-c.c isolado meia-ponte foi realizado em (JIANG et al., 2012),(ZENG; YING; ZHANG, 2002),(FATHY et al., 2006) para aplicações de integração com módulos fotovoltaicos, no entanto a operação detalhada, a análise sistemática e equações de projeto não são facilmente encontradas na literatura. Portanto, este capítulo é iniciado com a apresentação das etapas de operação do referido conversor, juntamente com as principais formas de onda das figuras de mérito. Após isso, são realizadas as análises qualitativas e quantitativas do conversor. Em seguida é iniciada a seção de modelagem e controle, onde são apresentadas os modelos de plantas obtidos, a metodologia de controle escolhida e a estratégia de controle utilizada.

4.2 DESCRIÇÃO DO CONVERSOR

Na Fig. 30 apresenta o circuito do Conversor *Boost* Meia-Ponte com Comutação Suave. Como pode ser visto, o conversor é uma integração de um conversor *boost* com um conversor meia-ponte conectados a um transformador de alta frequência com saída em retificador dobrador de tensão.

Figura 30 – Conversor *boost* meia-ponte com comutação suave.



Fonte: Elaborado pela autora.

O circuito consiste de um indutor de entrada L_i , dois interruptores no lado primário S_1 e S_2 com diodos antiparalelos D_1 e D_2 , dois capacitores do barramento de baixa tensão C_1 e C_2 , um transformador de alta frequência com relação de transformação $1 : n$ e na saída um retificador dobrador de tensão composto pelos diodos D_3 e D_4 e pelos capacitores do barramento de alta tensão C_3 e C_4 . A indutância L_r é usada para a realização da comutação suave. Esta indutância geralmente representa a soma da indutância de dispersão

do transformador com uma indutância adicional externa. Neste trabalho a indutância total L_r é referida como indutância auxiliar de comutação suave.

4.3 ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa do conversor consiste em apresentar a topologia selecionada para o estudo deste trabalho e avaliar o funcionamento de forma analítica e gráfica através da apresentação das etapas de operação e equações básicas das grandezas analisadas.

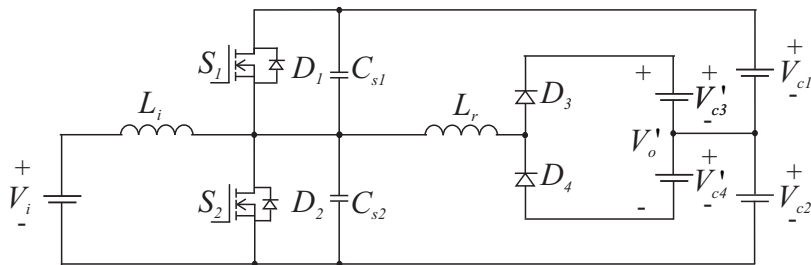
4.3.1 Etapas de operação

Nesta seção serão descritas as possíveis etapas de operação do conversor. Estas etapas descrevem os caminhos que a corrente percorre quando os interruptores estão em condução e o comportamento das tensões e correntes nestas condições. Como já apresentado, a topologia é composta de dois interruptores, os quais são comandados complementarmente. É necessário que seja aplicado um tempo morto entre os pulsos de comando desses interruptores para que não ocorra um curto de braço.

Para que ocorra comutação sob tensão nula (ZVS) dos interruptores S_1 e S_2 , a energia acumulada na indutância auxiliar L_r deve ser suficiente para garantir que os capacitores intrínsecos dos interruptores C_{S1} e C_{S2} sejam carregados e descarregados.

Para simplificar a análise de circuito, o lado secundário do conversor foi referido para o lado primário, como se pode visualizar na Fig. 31. Além disso, todos os interruptores, diodos e componentes passivos são considerados ideais. A indutância de magnetização do transformador de alta frequência foi desprezada e sua indutância de dispersão já é considerada em L_r . Pelo fato dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 possuírem ondulações de tensão muito pequenas, estes podem ser simplificados para fontes de tensão contínua.

Figura 31 – Circuito simplificado do conversor *boost* meia-ponte com comutação suave.



Fonte: Elaborado pela autora.

A seguir são apresentadas as etapas de operação para um ciclo de comutação.

1ª etapa ($t_0 < t < t_1$): No instante anterior a $t = t_0$ o interruptor S_1 e o diodo D_3 se encontram conduzindo e S_2 e D_4 se encontram bloqueados. A corrente que passa por S_1 é a diferença entre a corrente da indutância auxiliar i_{L_r} e a corrente de entrada i_i . Esta

etapa inicia quando S_1 é bloqueado em $t = t_0$. A indutância auxiliar L_r começa a entrar em ressonância com os capacitores de saída dos interruptores, C_{S_1} e C_{S_2} . O capacitor C_{S_2} começa a descarregar até que sua tensão seja nula. No final desta etapa, C_{S_1} torna-se carregado com $V_{C_1} + V_{C_2}$ e V_{S_2} será 0. Durante este intervalo, D_3 está conduzindo.

Por este intervalo de tempo ser muito curto, a corrente de entrada i_i e a corrente i_{L_r} são assumidas constantes durante essa etapa de operação, ou seja, i_i é constante em seu valor mínimo $i_{i(min)}$ e i_{L_r} é constante em seu valor máximo $i_{L_r(+pk)}$, como pode-se observar nas equações a seguir.

$$i_i(t_0) = i_i(t_1) = i_{i(min)} \quad (4.1)$$

$$i_{L_r}(t_0) = i_{L_r}(t_1) = i_{L_r(+pk)} \quad (4.2)$$

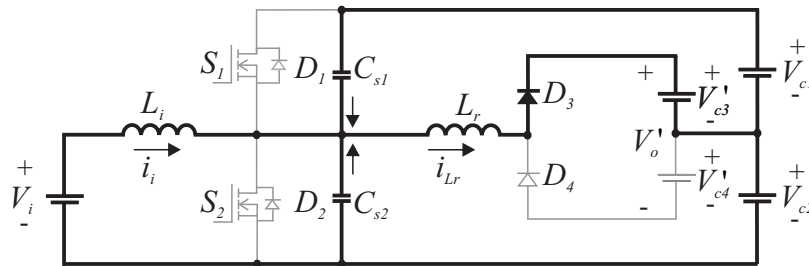
$$i_{D_3}(t) = \frac{i_{L_r(+pk)}}{n} \quad (4.3)$$

A corrente que passava em S_1 no instante anterior a t_0 se divide igualmente entre os capacitores C_{S_1} e C_{S_2} , como mostra a equação a seguir.

$$i_{C_{S_1}}(t) = i_{C_{S_2}}(t) = \frac{i_{L_r(+pk)} - i_{i(min)}}{2} \quad (4.4)$$

$$i_{D_3}(t) = i_{V'_{C_3}}(t) = i_{V_{C_1}}(t) \quad (4.5)$$

Figura 32 – Primeira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pela autora.

2ª etapa ($t_1 < t < t_2$): Em $t = t_2$ a tensão do capacitor $V_{C_{S_2}}$ vai a zero e o diodo D_2 do interruptor S_2 começa a conduzir, assim o sinal de *gate* é aplicado ao S_2 para fazer com que o mesmo entre em condução sob tensão nula (ZVS) quando a corrente do diodo D_2 chegar a zero.

A corrente i_{L_r} começa a decrescer linearmente devido à aplicação da tensão $-(V_{C_3}' + V_{C_2})$ sobre L_r , consequentemente a corrente do diodo D_3 também decresce linearmente.

Quando D_2 conduz, a tensão de entrada V_i é imposta ao indutor de entrada L_i e a corrente i_i passa a crescer linearmente. Portanto, pode-se escrever:

$$i_i(t_1) = i_{i(min)} \quad (4.6)$$

$$i_i(t) = i_{i(min)} + \frac{V_i}{L_i}(t - t_1) \quad (4.7)$$

$$V_i(t) = V_{L_i}(t) = L_i \frac{di_i(t)}{dt} \quad (4.8)$$

$$i_{Lr}(t_1) = i_{Lr(+pk)} \quad (4.9)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr(+pk)} - \frac{1}{L_r}(V_{C_3}' + V_{C_2})(t - t_1) \quad (4.10)$$

$$V_{Lr}(t) = -(V_{C_3}' + V_{C_2}) = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (4.11)$$

$$i_{D_3}(t) = i_{V_{C_3}'}(t) = i_{V_{C_2}}(t) \quad (4.12)$$

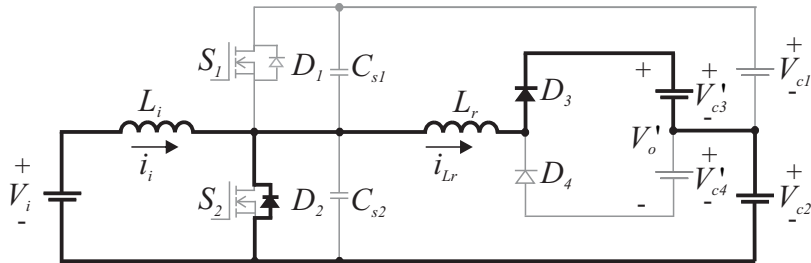
A corrente no diodo D_2 é dada por:

$$i_{D_2}(t) = i_{Lr}(t) - i_i(t) \quad (4.13)$$

No final desta etapa, a corrente no diodo D_2 chega a zero.

$$i_{D_2}(t_2) = 0 \quad (4.14)$$

Figura 33 – Segunda etapa de operação.



Fonte: Elaborado pela autora.

3ª etapa ($t_2 < t < t_3$): No instante $t = t_2$, o interruptor S_2 começa a conduzir, enquanto D_3 ainda está conduzindo. As equações da etapa anterior são válidas para esta etapa, com exceção da equação de i_{D_2} que é nula.

$$i_i(t) = i_{i(min)} + \frac{V_i}{L_i}(t - t_1) \quad (4.15)$$

$$V_i(t) = V_{L_i}(t) = L_i \frac{di_i(t)}{dt} \quad (4.16)$$

$$V_{L_r}(t) = -(V_{C_3}' + V_{C_2}) = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (4.17)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r(+pk)} - \frac{1}{L_r} (V_{C_3}' + V_{C_2})(t - t_1) \quad (4.18)$$

$$i_{D_3}(t) = i_{V_{C_3}'}(t) = i_{V_{C_2}}(t) \quad (4.19)$$

Em $t = t_3$, i_{L_r} e i_{D_3} chegam a zero.

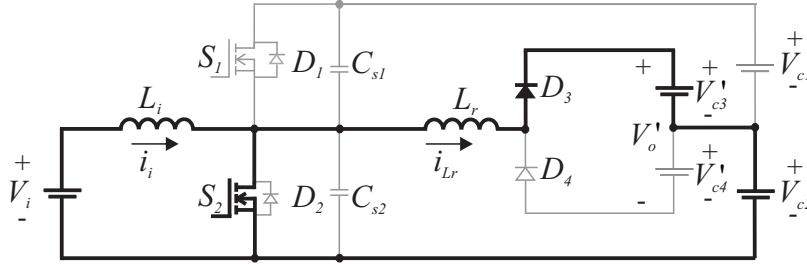
$$i_{L_r}(t_3) = 0 \quad (4.20)$$

$$i_{D_3}(t_3) = 0 \quad (4.21)$$

Como quem passa a conduzir é S_2 , pode-se escrever:

$$i_{S_2}(t) = i_i(t) - i_{L_r}(t) \quad (4.22)$$

Figura 34 – Terceira etapa de operação.



Fonte: Elaborado pela autora.

4ª etapa ($t_3 < t < t_4$): Esta etapa de operação começa quando i_{L_r} chega a zero. Neste intervalo S_2 está conduzindo e o diodo D_4 é polarizado aplicando $(V_{C_2} - V_{C_4}')$ sobre a indutância L_r . Ao mesmo tempo, a tensão de entrada é aplicada a L_i e sua corrente continua a crescer até atingir seu valor máximo em $t = t_4$. Nesta etapa, i_{L_r} parte de zero em $t = t_3$ e decresce linearmente até seu valor mínimo $i_{L_r(-pk)}$ em $t = t_4$. Desse modo, pode-se escrever as seguintes equações:

$$i_{L_r}(t_3) = 0 \quad (4.23)$$

$$V_{L_r}(t) = (V_{C_4}' - V_{C_2}) = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (4.24)$$

$$V_i(t) = V_{L_i}(t) = L_i \frac{di_i(t)}{dt} \quad (4.25)$$

$$i_i(t) = i_{i(\text{mín})} + \frac{V_i}{L_i}(t - t_1) \quad (4.26)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{1}{Lr}(V_{C_4}' - V_{C_2})(t - t_3) \quad (4.27)$$

$$i_{Lr}(t_4) = i_{Lr(-pk)} \quad (4.28)$$

$$i_{D_4}(t) = i_{V_{C_4}'}(t) = i_{V_{C_2}}(t) \quad (4.29)$$

Em $t = t_4$, i_i atinge seu valor máximo $i_{i(\text{máx})}$.

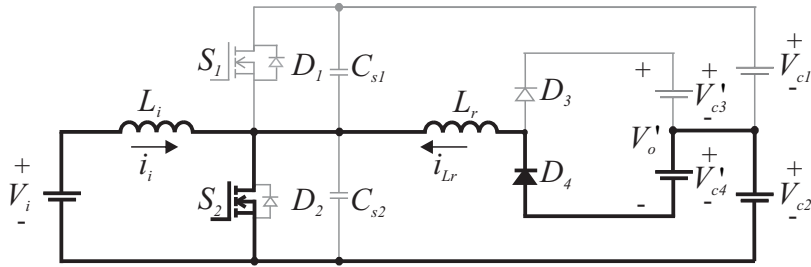
$$i_i(t_4) = i_{i(\text{máx})} \quad (4.30)$$

A equação da corrente de S_2 é a mesma que a apresentada na equação (4.22), na etapa anterior.

$$i_{S_2}(t) = i_i(t) - i_{Lr}(t) \quad (4.31)$$

No final desta etapa o interruptor é bloqueado.

Figura 35 – Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pela autora.

5ª etapa ($t_4 < t < t_5$): No instante $t = t_4$, S_2 é bloqueado e C_{S_2} começa a ser carregado com $V_{C_1} + V_{C_2}$ e C_{S_1} começa a descarregar até zero. Assume-se que durante este intervalo as correntes de entrada e da indutância auxiliar são constantes em $i_{i(\text{máx})}$ e $i_{Lr(-pk)}$, respectivamente. O diodo D_4 continua a conduzir.

$$i_{Lr}(t_4) = i_{Lr}(t_5) = i_{Lr(-pk)} \quad (4.32)$$

$$i_i(t_4) = i_i(t_5) = i_{i(\text{máx})} \quad (4.33)$$

$$i_{D_4}(t) = \frac{i_{Lr(-pk)}}{n} \quad (4.34)$$

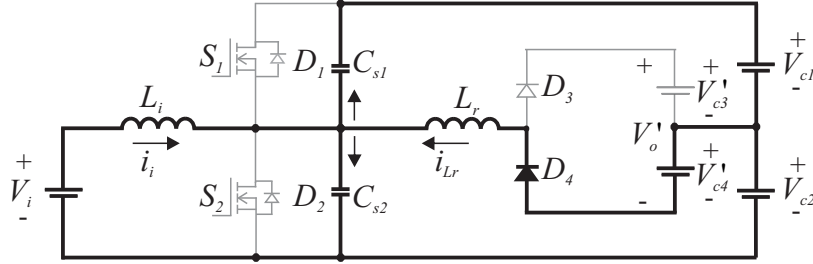
A corrente que passava em S_2 no instante anterior a $t = t_4$ se divide igualmente entre os capacitores C_{S_1} e C_{S_2} , como mostra a equação a seguir.

$$i_{C_{S_1}}(t) = i_{C_{S_2}}(t) = \frac{i_{i(\min)} - i_{Lr(+pk)}}{2} \quad (4.35)$$

$$i_{D_4}(t) = i_{V_{C_4}'}(t) = i_{V_{C_1}}(t) \quad (4.36)$$

Quando C_{S_1} estiver completamente descarregado, D_1 começa a entrar em condução e a próxima etapa se inicia.

Figura 36 – Quinta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pela autora.

6ª etapa ($t_5 < t < t_6$): No instante $t = t_5$, o diodo D_1 do interruptor S_1 começa a conduzir naturalmente e o sinal de *gate* pode ser aplicado a S_1 para que o mesmo entre em condução sob tensão nula (ZVS). A corrente i_{Lr} começa a crescer linearmente com a aplicação da tensão $V_{C_4}' + V_{C_1}$ sobre L_r , até chegar a zero no final desta etapa. A corrente i_i começa a decrescer linearmente a partir do seu máximo valor devido à aplicação da tensão $V_i - (V_{C_1} + V_{C_2})$ sobre L_i . D_4 conduz até o final desta etapa. Portanto, pode-se escrever:

$$i_{Lr}(t_5) = i_{Lr(-pk)} \quad (4.37)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr(-pk)} + \frac{1}{L_r}(V_{C_4}' + V_{C_1})(t - t_5) \quad (4.38)$$

$$i_{Lr}(t_6) = 0 \quad (4.39)$$

$$V_{Lr}(t) = (V_{C_4}' + V_{C_1}) = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (4.40)$$

$$i_i(t_5) = i_{i(\max)} \quad (4.41)$$

$$i_i(t) = i_{i(máx)} + \frac{V_i - (V_{C_1} + V_{C_2})}{L_i}(t - t_5) \quad (4.42)$$

$$V_{L_i}(t) = L_i \frac{di_i(t)}{dt} = V_i - (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (4.43)$$

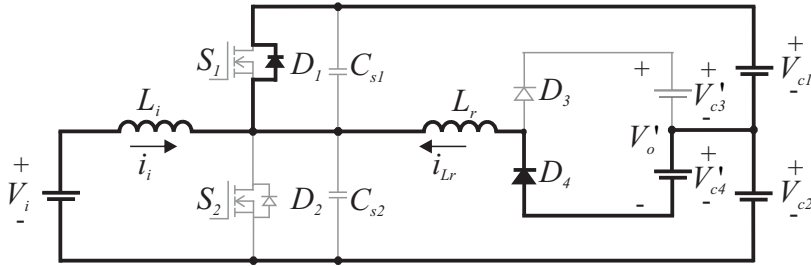
$$i_{D_4}(t) = i_{V_{C_4}'}(t) = i_{V_{C_1}}(t) \quad (4.44)$$

$$i_{D_4}(t_6) = 0 \quad (4.45)$$

A equação da corrente no diodo D_1 é apresentada por:

$$i_{D_1}(t) = i_i(t) - i_{L_r}(t) \quad (4.46)$$

Figura 37 – Sexta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pela autora.

7ª etapa ($t_6 < t < t_7$): Esta etapa inicia com a passagem por zero da corrente i_{L_r} e consequente entrada em condução de D_3 , cuja corrente cresce linearmente devido à aplicação da tensão $V_{C_1} - V_{C_3}'$ sobre L_r . O diodo D_1 conduz até que sua corrente seja nula, em $t = t_7$. No fim desta etapa o valor da corrente de entrada i_i e da corrente da indutância auxiliar i_{L_r} são iguais e o diodo D_1 bloqueia sob corrente nula. As equações desta etapa estão apresentadas a seguir:

$$V_{L_r}(t) = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} = (V_{C_1} - V_{C_3}') \quad (4.47)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{1}{L_r}(V_{C_1} - V_{C_3}')(t - t_6) \quad (4.48)$$

$$i_i(t) = i_{i(máx)} + \frac{V_i - (V_{C_1} + V_{C_2})}{L_i}(t - t_5) \quad (4.49)$$

$$V_{L_i}(t) = L_i \frac{di_i(t)}{dt} = V_i - (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (4.50)$$

$$i_{L_r}(t_7) = i_i(t_7) \quad (4.51)$$

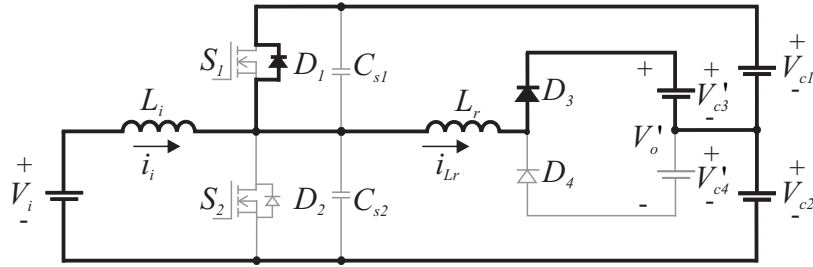
$$i_{D_3}(t) = i_{V_{C_3}'}(t) = i_{V_{C_1}}(t) \quad (4.52)$$

A equação da corrente do diodo D_1 é a mesma que a apresentada anteriormente na equação (4.46).

$$i_{D_1}(t) = i_i(t) - i_{L_r}(t) \quad (4.53)$$

$$i_{D_1}(t_7) = 0 \quad (4.54)$$

Figura 38 – Sétima etapa de operação.



Fonte: Elaborado pela autora.

8ª etapa ($t_7 < t < t_8$): Quando a corrente do diodo D_1 chega a zero, o interruptor S_1 entra em condução sob tensão e corrente nula, já que o mesmo já estava habilitado na etapa anterior. As correntes i_{L_r} e i_i continuam a crescer e decrescer linearmente, atingindo seus valores máximos e mínimos em $t = t_8$, respectivamente. O diodo D_3 continua a conduzir durante este intervalo. Esta etapa finaliza quando S_1 é bloqueado e um novo ciclo de comutação se inicia. Desse modo, pode-se escrever:

$$i_{L_r}(t) = \frac{1}{L_r}(V_{C_1} - V_{C_3}')(t - t_6) \quad (4.55)$$

$$i_i(t) = i_{i(máx)} + \frac{V_i - (V_{C_1} + V_{C_2})}{L_i}(t - t_5) \quad (4.56)$$

$$i_i(t_8) = i_{i(mín)} \quad (4.57)$$

$$V_{L_r}(t) = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} = (V_{C_1} - V_{C_3}') \quad (4.58)$$

$$i_{L_r}(t_8) = i_{L_r(+pk)} \quad (4.59)$$

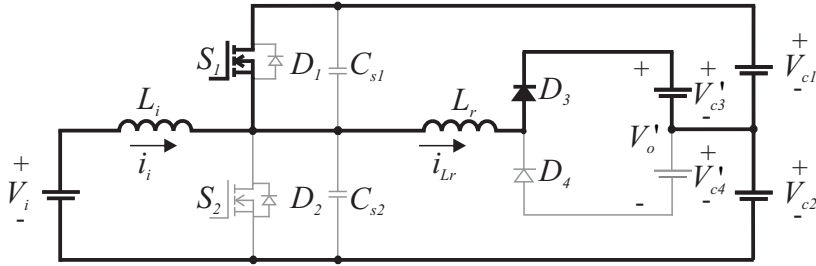
$$V_{L_i}(t) = L_i \frac{di_i(t)}{dt} = V_i - (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (4.60)$$

$$i_{D_3}(t) = i_{V_{C_3}'}(t) = i_{V_{C_1}}(t) \quad (4.61)$$

A equação da corrente do interruptor S_1 pode ser escrita por:

$$i_{S_1}(t) = i_{L_r}(t) - i_i(t) \quad (4.62)$$

Figura 39 – Oitava etapa de operação.



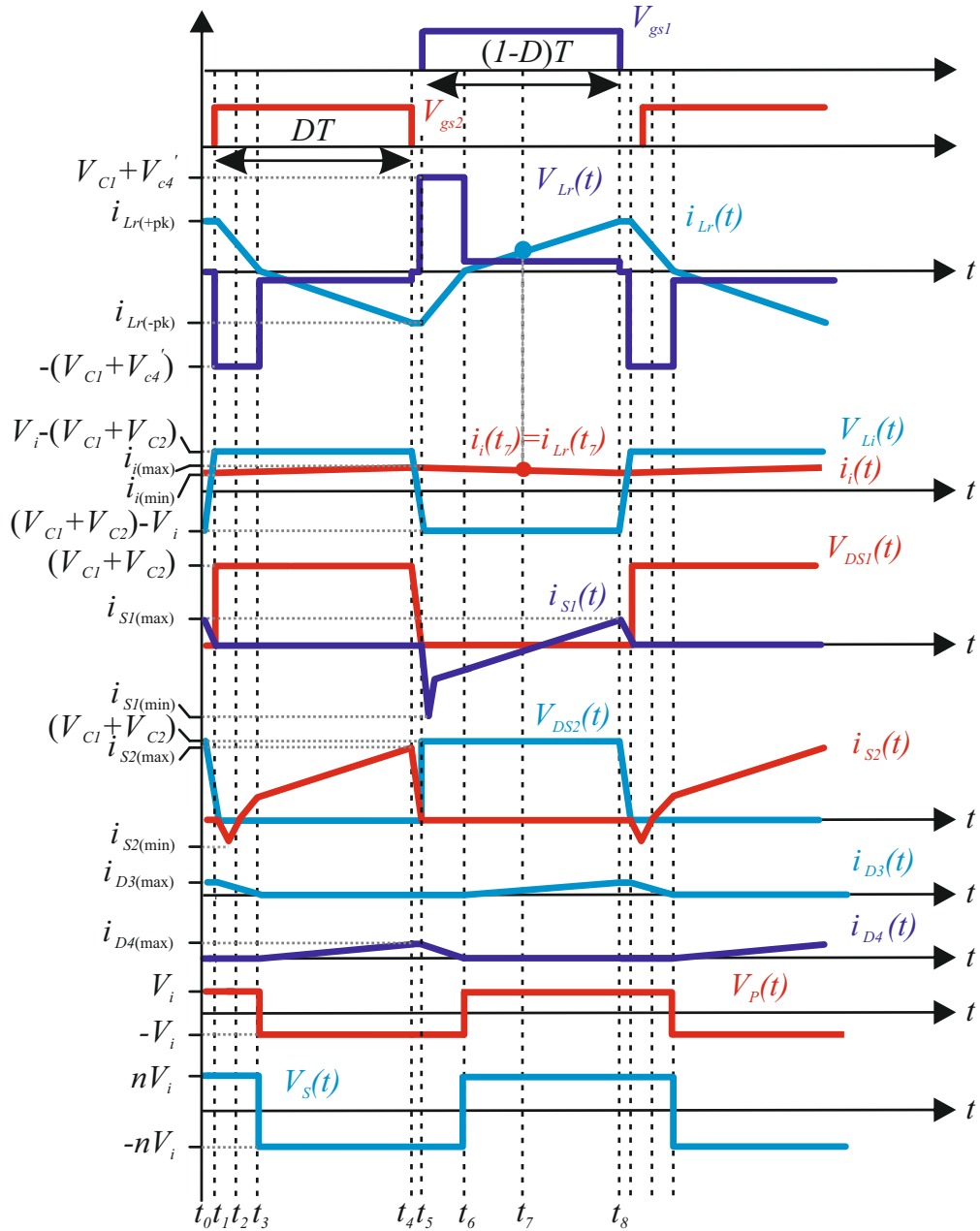
Fonte: Elaborado pela autora.

Como pode ser visto nas etapas de operação, a comutação sob tensão nula do interruptor S_2 só é realizada quando a indutância auxiliar é grande o suficiente para que a energia armazenada nesta indutância seja maior do que a energia armazenada no capacitor C_{S_2} . Já o capacitor C_{S_1} é descarregado pela corrente de entrada e pela corrente de dispersão ao mesmo tempo. Por este motivo, a entrada em condução sob tensão nula do interruptor S_1 é considerada mais fácil de acontecer do que a do interruptor S_2 . Com uma carga ou uma indutância auxiliar muito pequenas, a comutação ZVS desses dois interruptores não pode ser alcançada. A condição crítica para que a comutação ZVS ocorra é discutida mais adiante.

4.3.2 Principais formas de onda

Na Fig. 40 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente das principais figuras de mérito que compõem o circuito da Fig. 31. Os interruptores superior e inferior, S_1 e S_2 são acionados complementarmente com sinais de comando com largura $(1 - D)T$ e DT , respectivamente. Durante a condução do interruptor S_2 , a tensão de entrada V_i é imposta a L_i , fazendo com que a corrente de entrada passe a crescer linearmente, enquanto que a corrente i_{L_r} que passa pela indutância auxiliar L_r decresce linearmente. Quando S_1 conduz, a diferença entre a tensão de entrada V_i e a tensão do barramento c.c de baixa tensão $V_{C_1} + V_{C_2}$ é aplicada a L_i e sendo a tensão negativa, a corrente de entrada decresce, enquanto que i_{L_r} cresce linearmente. Quando a corrente que passa através do enrolamento primário do conversor é positiva, na saída, conduz o diodo D_3 . Quando for negativa, quem conduz é o diodo D_4 .

Figura 40 – Principais formas de onda.



Fonte: Elaborado pela autora.

4.4 ANÁLISE QUANTITATIVA

A análise quantitativa representa, de forma literal, o estudo das principais equações que envolvem o conversor e os esforços de tensão e corrente sobre os componentes.

4.4.1 Análise em regime permanente

Nesta seção, são mostradas as equações para o regime permanente do conversor. Como se assumiu anteriormente, o tempo de carga e descarga dos capacitores C_{S1} e C_{S2} é muito pequeno e por isso seus efeitos podem ser desconsiderados.

4.4.2 Ganho estático do conversor *boost* meia-ponte

Para determinar a relação de tensão de entrada e de saída do conversor, consideram-se as tensões nos capacitores V_{C_1} , V_{C_2} , V_{C_3} e V_{C_4} constantes durante um período de comutação. A equação da tensão de L_i em um período de comutação é apresentada de acordo com o estado dos interruptores.

Para S_1 em aberto e D_2 ou S_2 conduzindo, tem-se:

$$V_i = L_i \frac{\Delta i_i}{\Delta t} \quad (4.63)$$

Sendo Δt o intervalo de tempo que esta operação ocorre, ou seja, DT . Desse modo, pode se reescrever (4.63) a seguir:

$$V_i = L_i \frac{\Delta i_i}{DT} \quad (4.64)$$

Para S_1 ou D_1 conduzindo e S_2 em aberto, tem-se:

$$V_i - (V_{C_1} + V_{C_2}) = -\frac{L_i \Delta i_i}{(1-D)T} \quad (4.65)$$

Substituindo a equação (4.64) em (4.65), obtém-se:

$$\frac{L_i \Delta i_i}{DT} - (V_{C_1} + V_{C_2}) = -\frac{L_i \Delta i_i}{(1-D)T} \quad (4.66)$$

$$\frac{L_i \Delta i_i}{DT} + \frac{L_i \Delta i_i}{(1-D)T} = (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (4.67)$$

$$L_i \Delta i_i \left(\frac{1}{DT} + \frac{1}{(1-D)T} \right) = (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (4.68)$$

Fazendo simplificações algébricas e substituindo (4.64), obtém-se:

$$\frac{V_i}{(1-D)} = (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (4.69)$$

O valor médio da tensão nos indutores de entrada e auxiliar é zero, então, tem-se:

$$V_{C_2} = V_i \quad (4.70)$$

Logo, substituindo-se (4.70) em (4.69), e isolando V_{C_1} , tem-se:

$$V_{C_1} = \frac{DV_i}{(1-D)} \quad (4.71)$$

A tensão de saída do conversor é dada pela soma das tensões dos capacitores V_{C_3} e V_{C_4} , escrita por:

$$V_o = V_{C_3} + V_{C_4} \quad (4.72)$$

Há autores, como (YORK; YU; LAI, 2013), que consideram apenas o ganho estático ideal deste conversor, apresentado por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{(1-D)} \quad (4.73)$$

No entanto, o ganho estático apresentado em (4.73) não leva em consideração a queda de tensão na indutância auxiliar. Dependendo do valor de L_r , esta queda de tensão faz com que ocorra uma perda de razão cíclica do conversor, afetando diretamente a tensão de saída. Desse modo, é necessário que se calcule o ganho estático considerando a queda de tensão em L_r .

Sabe-se que a corrente i_{Lr} excursiona por uma amplitude entre dois valores extremos, $i_{Lr(-pk)}$ e $i_{Lr(+pk)}$. Para encontrar os valores de pico de i_{Lr} ($i_{Lr(-pk)}$ e $i_{Lr(+pk)}$), deve-se considerar as etapas de operação 4 e 8. Como mencionado anteriormente, durante o intervalo 4, S_2 e D_4 estão conduzindo e S_1 e D_3 estão em aberto.

A corrente do primário em $t = t_1$ decresce de zero até o valor de pico mínimo $i_{Lr(-pk)}$. Como a corrente de saída tem valor igual ao valor médio da corrente no diodo D_4 , pode-se escrever I_o em termos da razão cíclica D :

$$I_o = \frac{|i_{Lr(-pk)}| D}{n} \quad (4.74)$$

Isolando o valor de pico negativo da corrente de indutância auxiliar, tem-se:

$$|i_{Lr(-pk)}| = \frac{2nV_o}{DR_o} \quad (4.75)$$

Similarmente, durante o intervalo 8, S_1 e D_3 estão conduzindo e S_2 e D_4 estão em aberto, a corrente de saída tem valor igual ao valor médio da corrente em D_3 , então, pode-se escrever:

$$I_o = \frac{i_{Lr(+pk)}}{n} \frac{(1-D)}{2} \quad (4.76)$$

Isolando o valor de pico positivo da corrente de indutância auxiliar, tem-se:

$$i_{Lr(+pk)} = \frac{2nV_o}{R_o(1-D)} \quad (4.77)$$

Por outro lado, também pode-se calcular os valores de pico negativo ($i_{Lr(-pk)}$) e positivo ($i_{Lr(+pk)}$) através da equação da corrente da indutância auxiliar durante as etapas 4 e 6, dadas pelas equações a seguir.

$$i_{Lr(-pk)} = \frac{(V_{C_4}' - V_{C_2})}{L_r}(t_4 - t_3) \quad (4.78)$$

$$i_{Lr(+pk)} = \frac{(V_{C_1} - V_{C_3}')}{L_r}(t_7 - t_6) \quad (4.79)$$

Porém, para isso é necessário que se conheça os valores de tempo envolvidos nestes cálculos. Esses valores de tempo não são facilmente encontrados, pois estão em função dos valores das tensões V_{C_3} e V_{C_4} , também desconhecidos quando se tem uma razão cíclica diferente de 0,5, pois estas tensões não possuem valor igual entre si.

Desse modo, é necessário que se utilize de ferramentas de cálculos para solucionar este sistema não-linear de equações. Como as equações para este cálculo são muito grandes e não é viável colocá-las aqui no texto, elas estão apresentadas no Apêndice E, onde é mostrado o cálculo de um sistema não-linear para obtenção dos tempos t_3 , t_6 , e das tensões V_{C_3} , V_{C_4} e V_o .

Ainda sim, mesmo com o cálculo extremamente preciso realizado, não tem-se uma equação de ganho estático, apenas o resultado de um sistema. Com o objetivo de apresentar uma equação de ganho estático para o leitor, que pelo menos seja mais fiel do que a equação de ganho estático ideal, simplificar os tempos das equações por relações de razão cíclica conhecidas pode ser uma solução. Sendo assim, considera-se que, o pico negativo da corrente na indutância auxiliar passaria a ocorrer em t_6 , e não em t_4 , utilizando a derivada entre o intervalo de t_3 a t_6 , já conhecido como DT . A equação simplificada do valor de pico negativo é dada por:

$$i_{Lr(-pk)} = \frac{(V_{C_4}' - V_{C_2})D}{f_{sw}L_r} \quad (4.80)$$

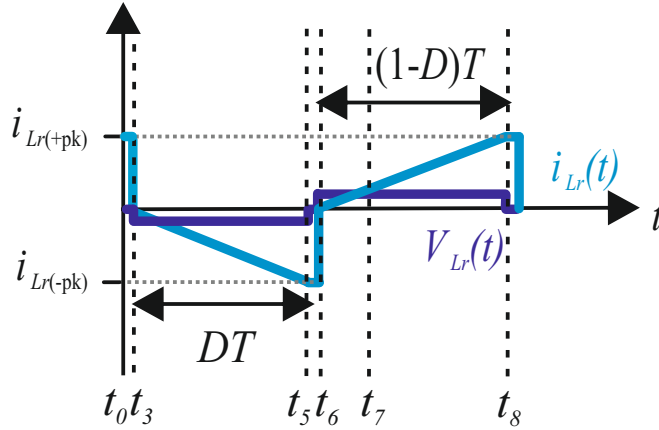
Do mesmo modo, utilizando a simplificação, o pico positivo da corrente na indutância auxiliar passaria a ocorrer em t_3 , e não em t_6 , utilizando a derivada entre o intervalo de t_6 a t_3 , já conhecido como $(1 - D)T$. A equação simplificada do valor de pico positivo é dada por:

$$i_{Lr(+pk)} = \frac{(V_{C_1} - V_{C_3}')(1 - D)}{f_{sw}L_r} \quad (4.81)$$

Uma representação melhor da simplificação pode ser observada na Fig. 41.

Tendo em mãos as equações (4.70), (4.71), (4.72), (4.75), (4.77), (4.80) e (4.81), fazendo substituições e simplificações algébricas, chega-se à equação de ganho estático do

Figura 41 – Simplificação adotada para cálculo do ganho estático.



Fonte: Elaborado pela autora.

conversor *boost* meia-ponte, definida por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2(1-D)}{\frac{((2D-1)^2 + 1) L_r f_{sw} n}{R_o} + \frac{D^2(1-D)^2}{n}} \quad (4.82)$$

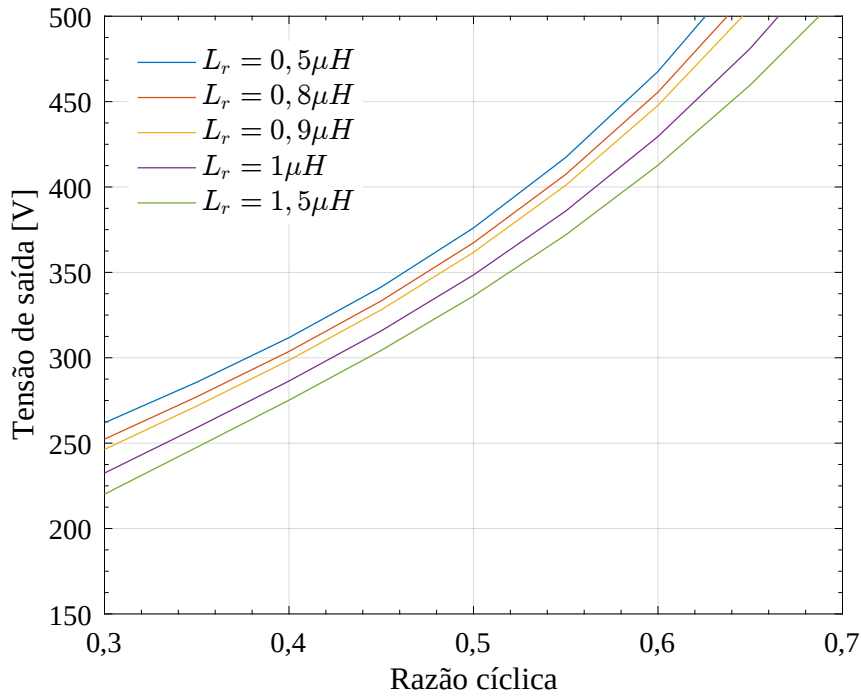
Analizando a equação (4.82), nota-se que o indutor auxiliar ocasiona perda de razão cíclica, ou seja, a tensão V_o diminui com o aumento de L_r . Além do mais, parâmetros como frequência de comutação, relação de transformação e potência de saída também possuem significativa influência sobre esse efeito. É possível observar melhor o efeito de perda de tensão com o gráfico apresentado na Fig. 42 que mostra um conjunto de curvas para a equação do ganho estático real simplificado, (4.82) para uma tensão de entrada fixa em $V_i = 17,4 \text{ V}$ e valores de indutância auxiliar variando ($L_r = 0,5 \mu\text{H}$, $L_r = 0,8 \mu\text{H}$, $L_r = 1 \mu\text{H}$, $L_r = 1,5 \mu\text{H}$ e $L_r = 2 \mu\text{H}$). Conforme se aumenta L_r , para um mesmo valor de razão cíclica, tem-se uma maior queda na tensão de saída.

A Fig. 43 apresenta a comparação das curvas dos ganhos estáticos ideal (em azul) e real simplificado (em vermelho) para um mesmo valor de indutância auxiliar ($L_r = 1 \mu\text{H}$) e mesmo valor de tensão de entrada ($V_i = 17,4 \text{ V}$).

É possível visualizar que para um mesmo valor de razão cíclica, tem-se uma queda de tensão considerável quando se considera o ganho estático real simplificado.

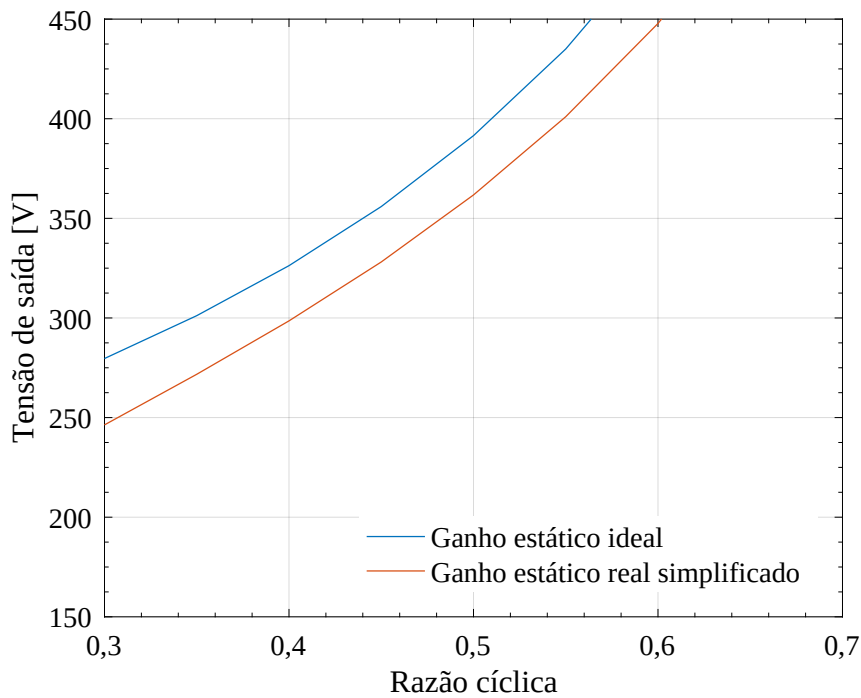
A razão cíclica de cada interruptor, teoricamente, pode variar de 0 a 1 devido ao método utilizado de modulação PWM assimétrica. No entanto, a razão cíclica de operação deve ser limitada em $0,3 < D < 0,7$, pelo fato de razões cíclicas muito pequenas ou muito grandes acabam causando picos de corrente muito elevados nos componentes.

Figura 42 – Conjunto de curvas para a equação do ganho estático real simplificado variando-se a indutância auxiliar.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 43 – Comparação da curva de ganho estático ideal com a curva de ganho estático real simplificado para $L_r = 1 \mu H$ e $V_i = 17,4 V$.



Fonte: Elaborado pela autora.

4.4.3 Corrente no indutor de entrada

Considerando um conversor com rendimento igual a η , o valor médio da corrente do indutor de entrada pode ser obtido por:

$$I_{i(med)} = \frac{V_o^2}{\eta V_i R_o} \quad (4.83)$$

Seja a Fig. 40 na qual estão representadas as formas de onda das grandezas mais representativas do funcionamento da estrutura, considerando a ondulação da corrente no indutor de entrada L_i , é possível estabelecer que:

$$\Delta i_i = \frac{V_i D}{f_{sw} L_i} \quad (4.84)$$

A partir da equação de ondulação da corrente de entrada, pode-se obter o valor da indutância de entrada L_i através de:

$$L_i = \frac{V_i D}{f_{sw} \Delta i_i} \quad (4.85)$$

4.4.4 Estudo das comutações

Como visto na seção anterior, durante a etapa 1, a diferença entre a corrente da indutância auxiliar i_{Lr} e a corrente de entrada i_i é usada para carregar o capacitor C_{S_1} e descarregar C_{S_2} para obter uma comutação sob tensão nula do interruptor S_2 . Ou seja, a diferença entre i_{Lr} e i_i deve ser grande o suficiente para carregar C_{S_1} e descarregar C_{S_2} . A equação da corrente responsável pela comutação ZVS de S_2 é dada por:

$$i_{ZVS(S_2)} = i_{Lr(+pk)} - \left(I_{i(med)} - \frac{\Delta i_i}{2} \right) \quad (4.86)$$

Desse modo, a situação que garante ZVS de S_2 pode ser definida através do balanço de energia entre a indutância auxiliar e os capacitores C_{S_1} e C_{S_2} , como mostra a equação a seguir.

$$\frac{1}{2} L_r (i_{ZVS(S_2)})^2 > \frac{1}{2} (C_{S_1} + C_{S_2}) \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (4.87)$$

Durante a etapa 5, a soma da corrente da indutância auxiliar $|i_{Lr}|$ e da corrente de entrada i_i carrega C_{S_2} e descarrega C_{S_1} . Para garantir a comutação sob tensão nula do interruptor S_1 , a soma das correntes i_{Lr} e i_i devem ser suficientes para garantir que C_{S_2} se carregue e C_{S_1} descarregue. A equação da corrente responsável pela comutação ZVS de S_1 é dada por:

$$i_{ZVS(S_1)} = |i_{Lr(-pk)}| + \left(I_{i(med)} + \frac{\Delta i_i}{2} \right) \quad (4.88)$$

Desse modo, a situação que garante ZVS de S_1 pode ser definida através do balanço de energia entre a indutância auxiliar e os capacitores C_{S_1} e C_{S_2} , como mostra a equação a seguir:

$$\frac{1}{2}L_r(i_{ZVS(S_1)})^2 > \frac{1}{2}(C_{S_1} + C_{S_2}) \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (4.89)$$

De fato, esta condição pode ser facilmente obtida e S_1 entra em condução sob tensão nula durante toda a faixa de carga do conversor. Já a equação (4.87), pode não ser satisfeita se a indutância auxiliar for muito pequena, se a indutância de entrada for muito grande e/ou por condições de carga. Deve-se tomar o cuidado de levar em consideração o *trade-off* entre a região de ZVS desejada e os valores de corrente obtidos.

A partir da equação (4.89), é possível, então, calcular o valor da indutância auxiliar, como pode ser observado na equação a seguir.

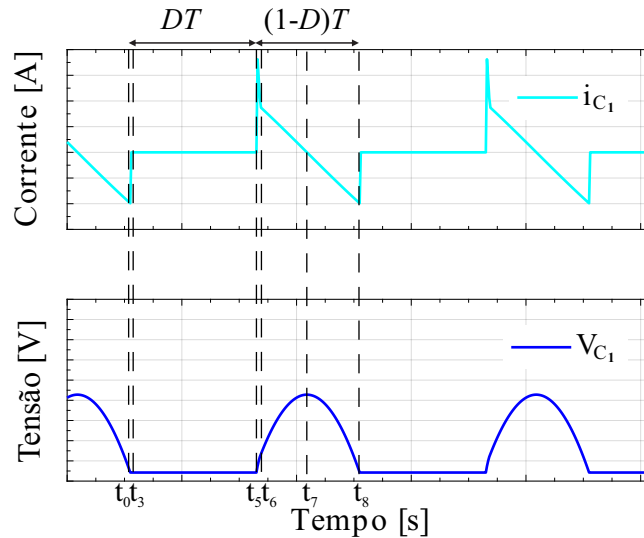
$$L_r > \frac{(C_{S_1} + C_{S_2})}{(i_{ZVS(S_1)})^2} \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (4.90)$$

4.4.5 Cálculo dos capacitores C_1 e C_2 do barramento primário

Os capacitores do barramento primário são definidos em função da ondulação da tensão de saída, ou seja, o interesse reside em se manter a ondulação da tensão de saída dentro dos limites pré-estabelecidos pelo projeto do conversor. Portanto, definindo-se ΔV_p , é possível se determinar os capacitores do barramento C_1 e C_2 .

Durante todo o intervalo $(1-D)T$, o qual o interruptor S_2 encontra-se aberto, capacitor C_1 carrega-se e descarrega-se como pode-se visualizar na Fig. 44.

Figura 44 – Corrente e tensão no capacitor C_1 .



Durante o intervalo $(1 - D)T/2$ o capacitor se carrega com uma corrente aproximadamente igual a:

$$i_{C_1} = -\frac{I_{i(med)}2t}{(1 - D)T} + I_{i(med)} \quad (4.91)$$

Onde i_{C_1} é definida como:

$$i_{C_1} = C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \Rightarrow -\frac{I_{i(med)}2t}{(1 - D)T} + I_{i(med)} = C_1 \frac{\Delta V_{C_1}}{\Delta t} \quad (4.92)$$

Onde ΔV_{C_1} é definido por:

$$\Delta V_p = \frac{\Delta V_{C_1}}{V_{C_1}} \Rightarrow \Delta V_{C_1} = \Delta V_p V_{C_1} \quad (4.93)$$

Sendo ΔV_p a ondulação de tensão desejada para este capacitor e $\Delta t = (1 - D)T/2$. Logo, chega-se em:

$$-\frac{I_{i(med)}2t}{(1 - D)T} + I_{i(med)} = C_1 \frac{\Delta V_p V_{C_1}}{\frac{(1 - D)T}{2}} \quad (4.94)$$

Aplicando a integral em ambos os lados da equação e isolando C_1 , chega-se em:

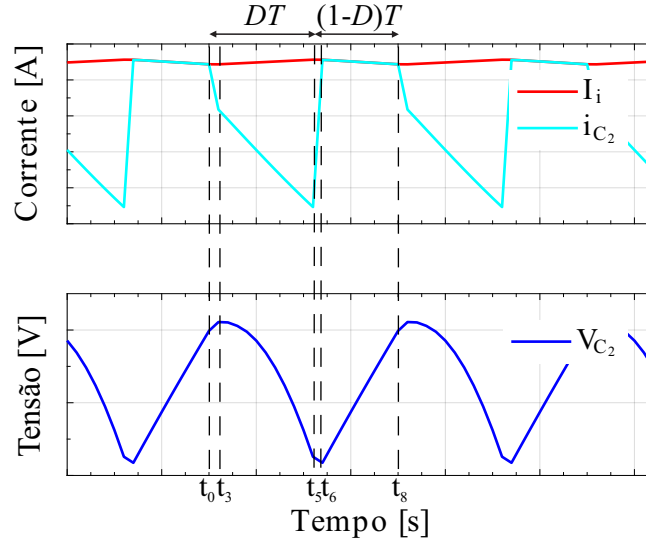
$$C_1 = \frac{\int_0^{\frac{(1-D)T}{2}} -\frac{I_{i(med)}2t}{(1 - D)T} + I_{i(med)} dt}{\int_0^{\frac{(1-D)T}{2}} \frac{\Delta V_p V_{C_1}}{\frac{(1-D)T}{2}}} \quad (4.95)$$

Resolvendo a integral e substituindo $I_{i(med)}$, que é definida pela equação (4.83) e V_{C_1} , que é definida por (4.71), chega-se na equação que define o valor mínimo da capacitância C_1 , para um rendimento de 100%, que é apresentada na equação a seguir.

$$C_1 = \frac{V_o^2(1 - D)^2}{V_i^2 R_o 4f_{sw} D \Delta V_p} = \frac{G^2(1 - D)^2}{R_o 4f_{sw} D \Delta V_p} \quad (4.96)$$

Durante aproximadamente todo o intervalo $(1 - D)T$, o qual o interruptor S_2 encontra-se aberto, o capacitor C_2 carrega-se com uma corrente praticamente constante igual a $I_{i(med)}$, conforme é mostrado na Fig. 45. Onde a corrente i_{C_2} é definida por:

$$i_{C_2} = C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} \Rightarrow I_{i(med)} = C_2 \frac{\Delta V_{C_2}}{\Delta t} \quad (4.97)$$

Figura 45 – Corrente e tensão no capacitor C_2 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Onde $I_{i(med)}$ é definido pela equação (4.83). Assim, a equação (4.97) é reescrita como:

$$\frac{V_o^2}{\eta V_i R_o} = C_2 \frac{\Delta V_{C_2}}{\Delta t} \quad (4.98)$$

Onde $\Delta t = (1 - D)T$. A ondulação de tensão desejada para este capacitor é definida como:

$$\Delta V_p = \frac{\Delta V_{C_2}}{V_{C_2}} = \frac{\Delta V_{C_2}}{V_i} \quad (4.99)$$

Assim, a equação que define o valor mínimo de capacitância de capacitor C_2 , para um rendimento de 100 % é apresentada como:

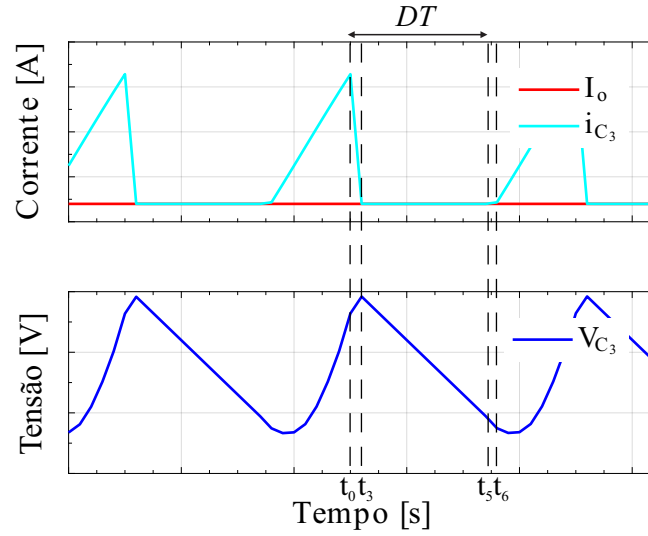
$$C_2 = \frac{(1 - D)TV_o^2}{\Delta V_{C_2}V_i R_o} = \frac{(1 - D)TV_o^2}{\Delta V_p V_i^2 R_o} = \frac{(1 - D)G^2}{\Delta V_p R_o f_{sw}} \quad (4.100)$$

4.4.6 Cálculo dos capacitores C_3 e C_4 do barramento de saída

Durante o intervalo de t_3 a t_6 o capacitor C_3 descarrega-se com uma corrente constante e contínua igual a I_o (corrente de carga). Para fins de simplificação, considera-se o intervalo de t_3 a t_6 igual a DT , como pode ser visualizado na Fig. 46.

Desse modo, a ondulação de tensão será dada por:

$$i_{c3} = C_3 \frac{dV_{C_3}}{dt} \Rightarrow I_o = C_3 \frac{\Delta V_{C_3}}{\Delta t} \quad (4.101)$$

Figura 46 – Corrente e tensão no capacitor C_3 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Onde $\Delta t = DT$. A ondulação de tensão desejada para este capacitor é definida como:

$$\Delta V_s = \frac{\Delta V_{C_3}}{V_o} \quad (4.102)$$

Assim, a equação que define o valor mínimo de capacitância do capacitor C_3 é apresentada como:

$$I_o = C_3 \frac{\Delta V_{C_3}}{DT} \Rightarrow C_3 = \frac{I_o DT}{\Delta V_s V_o} = \frac{V_o DT}{\Delta V_s R_o V_o} = \frac{D}{R_o \Delta V_s f_{sw}} \quad (4.103)$$

De maneira similar, pode-se calcular o valor do capacitor C_4 aproximando-se o intervalo em que o mesmo se descarrega com uma corrente constante e contínua igual a I_o por $(1 - D)T$, como pode ser visualizado na Fig. 47.

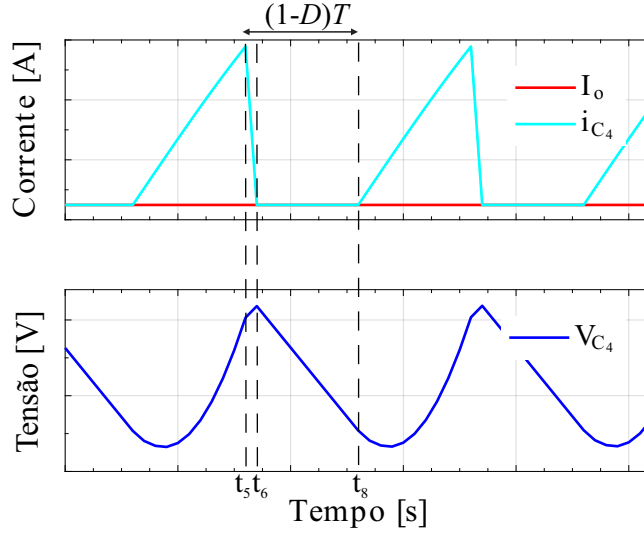
Desse modo, a ondulação de tensão será dada por:

$$i_{c_4} = C_4 \frac{dV_{C_4}}{dt} \Rightarrow I_o = C_4 \frac{\Delta V_{C_4}}{\Delta t} \quad (4.104)$$

Onde $\Delta t = (1 - D)T$. A ondulação de tensão desejada para este capacitor é definida como:

$$\Delta V_s = \frac{\Delta V_{C_4}}{V_o} \quad (4.105)$$

Assim, a equação que define o valor mínimo de capacitância do capacitor C_4 é

Figura 47 – Corrente e tensão no capacitor C_4 .

Fonte: Elaborado pela autora.

apresentada como:

$$I_o = C_4 \frac{\Delta V_{C_4}}{(1-D)T} \Rightarrow C_4 = \frac{I_o(1-D)T}{\Delta V_s V_o} = \frac{V_o(1-D)T}{\Delta V_s R_o V_o} = \frac{(1-D)}{R_o \Delta V_s f_{sw}} \quad (4.106)$$

4.4.7 Esforços nos interruptores S_1 e S_2

A máxima tensão nos interruptores é dada pela tensão sobre o barramento de tensão do primário, ou seja, a tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 , mostrada pela equação a seguir:

$$V_{S1p} = V_{S2p} = V_{C_1} + V_{C_2} = \frac{V_i}{1-D} \quad (4.107)$$

O valor de pico da corrente no interruptor S_1 é dado através da diferença entre o valor de pico positivo da corrente da indutância auxiliar e o valor mínimo da corrente da indutância de entrada, que pode ser escrito através de:

$$I_{S1p} = i_{Lr(+pk)} - \left(I_{i(med)} - \frac{\Delta i_i}{2} \right) \quad (4.108)$$

Substituindo (4.77), (4.83) e (4.84) em (4.108), tem-se:

$$I_{S1p} = \frac{V_o n^2}{R_o(1-D)} - \left(\frac{V_o^2}{\eta V_i R_o} - \frac{V_i D}{2 f_{sw} L_i} \right) \quad (4.109)$$

O valor de pico da corrente no interruptor S_1 é dado através da diferença entre o valor máximo da corrente da indutância de entrada e o valor de pico negativo da corrente

da indutância auxiliar, que pode ser escrito através da equação a seguir:

$$I_{S2p} = \left(I_{i(med)} + \frac{\Delta i_i}{2} \right) - i_{Lr(-pk)} \quad (4.110)$$

4.4.8 Esforços nos diodos D_3 e D_4

A máxima tensão nos diodos de saída é dada pela tensão de saída, mostrada por:

$$V_{D3(max)} = V_{D4(max)} = V_o \quad (4.111)$$

O valor de pico da corrente no diodo D_3 é dado através da relação entre o valor de pico positivo da corrente da indutância auxiliar e a relação de transformação do transformador, que pode ser escrito através da equação a seguir:

$$i_{D3(max)} = \frac{i_{Lr(+pk)}}{n} \quad (4.112)$$

Da mesma forma, o valor de pico da corrente no diodo D_4 é dado através da relação entre o valor de pico negativo da corrente da indutância auxiliar e a relação de transformação do transformador, que pode ser escrito através da equação a seguir:

$$i_{D4(max)} = -\frac{i_{Lr(-pk)}}{n} \quad (4.113)$$

4.4.9 Valores eficazes de corrente

Da mesma forma que foi feito para o ganho estático do conversor, para expor aqui as equações de valores estáticos, utilizar-se-á da simplificação realizada anteriormente (equações (4.80) e (4.81)). No entanto, o leitor pode encontrar no Apêndice E os cálculos sem simplificações que dependem do sistema não-linear das equações do conversor.

- Valor eficaz da corrente na indutância auxiliar

$$i_{Lr(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{(V'_{C4} - V_{C2})t}{L_r} \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{(V_{C1} - V'_{C3})(t - DT)}{L_r} \right)^2 dt \right]} \quad (4.114)$$

- Valor eficaz da corrente no capacitor C_1

$$i_{C1(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} 0^2 dt + \int_{DT}^T \left(I_{i(med)} - \frac{(V_{C1} - V'_{C3})(t - DT)}{L_r} \right)^2 dt \right]} \quad (4.115)$$

- Valor eficaz da corrente no capacitor C_2

$$i_{C_2(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{(V'_{C_4} - V_{C_2})t}{L_r} \right)^2 dt + \int_{DT}^T (I_{i(med)})^2 dt \right]} \quad (4.116)$$

- Valor eficaz da corrente no interruptor S_1

$$i_{S_1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} 0^2 dt + \int_{DT}^T \left(-I_{i(med)} + \frac{(V_{C_1} - V'_{C_3})(t - DT)}{L_r} \right)^2 dt \right]} \quad (4.117)$$

- Valor eficaz da corrente no interruptor S_2

$$i_{S_2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_{i(med)} - \frac{(V'_{C_4} - V_{C_2})t}{L_r} \right)^2 dt + \int_{DT}^T 0^2 dt \right]} \quad (4.118)$$

- Valor eficaz da corrente no capacitor C_3

$$i_{C_3(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(-\frac{V_o}{R_o} \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{(V_{C_1} - V'_{C_3})(t - DT)}{L_r n} - \frac{V_o}{R_o} \right)^2 dt \right]} \quad (4.119)$$

- Valor eficaz da corrente no capacitor C_4

$$i_{C_4(ef)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(-\frac{(V'_{C_4} - V_{C_2})t}{L_r n} - \frac{V_o}{R_o} \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(-\frac{V_o}{R_o} \right)^2 dt \right]} \quad (4.120)$$

- Valor eficaz da corrente no diodo D_3

$$i_{D_3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} 0^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{(V_{C_1} - V'_{C_3})(t - DT)}{L_r n} \right)^2 dt \right]} \quad (4.121)$$

- Valor eficaz da corrente no diodo D_4

$$i_{D_4ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(-\frac{(V'_{C_4} - V_{C_2})t}{L_r n} \right)^2 dt + \int_{DT}^T 0^2 dt + \right]} \quad (4.122)$$

4.5 MODELAGEM E ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR

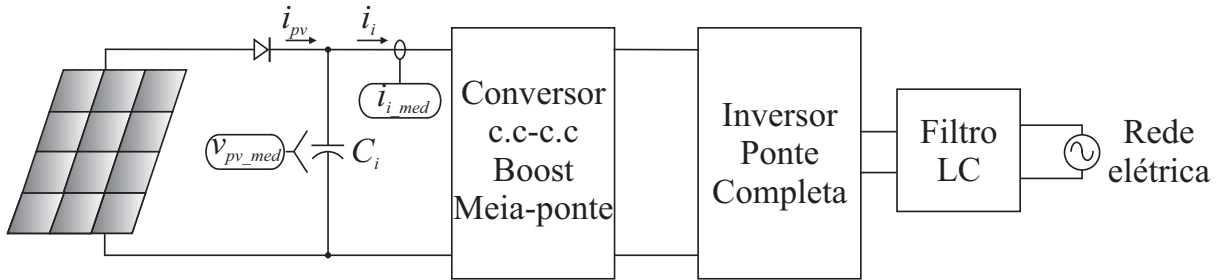
Nesta seção são apresentadas a modelagem e estratégia de controle do conversor *boost* meia-ponte. Deseja-se realizar o controle tanto da corrente do indutor de entrada, quanto da tensão de saída do módulo FV. A modelagem do conversor é semelhante à do conversor *boost* e conforme é demonstrado, as plantas utilizadas para o controle, corrente

do indutor por razão cíclica e tensão de entrada por corrente do indutor, são similares às do *boost* clássico.

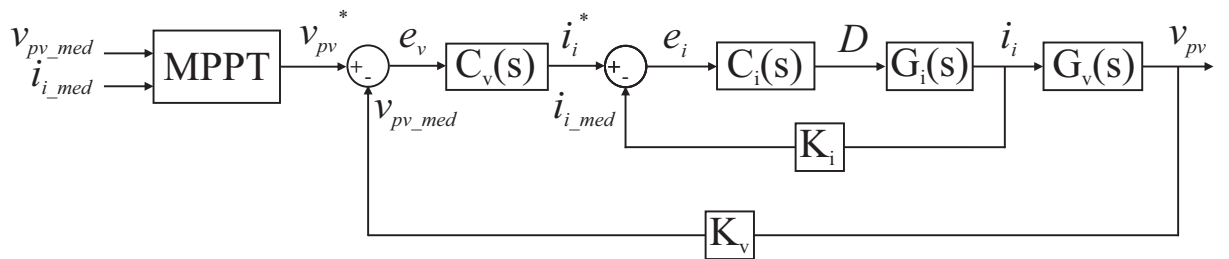
Considerando um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica composto por um conversor c.c-c.c *boost* meia-ponte e um inversor fotovoltaico, a estrutura de controle do conversor c.c-c.c possui os seguintes objetivos: (i) rastrear o MPP do módulo FV, (ii) elevar a tensão do módulo FV. Para isso, é proposto que o conversor c.c-c.c utilize uma estrutura de controle composta por duas malhas de controle em cascata. Utiliza-se o método Perturba & Observa como algoritmo de MPPT para gerar a tensão de referência para o módulo, como em (JI et al., 2009) e (XIAO; OZOG; DUNFORD, 2007). A malha externa de tensão gera a referência de corrente do indutor de entrada, a qual é controlada por uma malha interna de controle de corrente. A malha interna possui uma dinâmica muito mais rápida do que a malha externa de tensão para garantir o desacoplamento entre as duas malhas.

O diagrama completo da estratégia de controle do conversor está representado na Fig. 48 e é detalhado nas próximas seções.

Figura 48 – Sistema de controle proposto.



(a) Sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.



(b) Diagrama de blocos para controle do conversor.

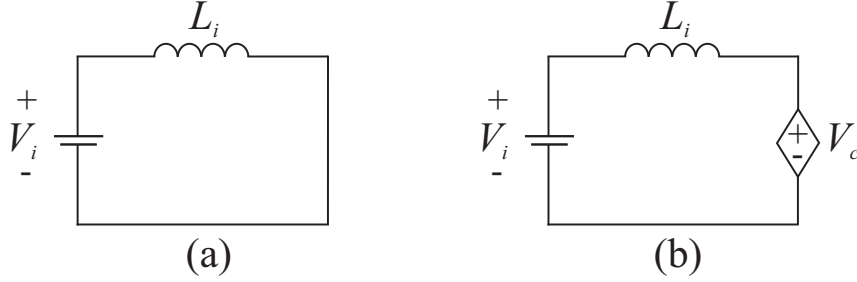
Fonte: Elaborado pela autora.

4.5.1 Obtenção do modelo da planta para controle da corrente do indutor de entrada

O modelo de planta requerido deve relacionar a variável a ser controlada i_i (corrente do indutor de entrada) com a variável de controle D (razão cíclica). Desconsiderando-se os

elementos parasitas, os circuitos equivalentes referentes às etapas de operação do conversor *boost* meia-ponte são representados na Fig. 49, cuja análise permite escrever as equações diferenciais que regem o comportamento da corrente no indutor de entrada e da tensão de entrada no capacitor, a partir das quais se obtém a modelagem através da análise de pequenos sinais apresentada a seguir:

Figura 49 – Circuitos equivalentes resultantes das etapas de operação do conversor *boost* meia-ponte: (a) interruptor S_2 conduzindo; (b) interruptor S_1 conduzindo.



Fonte: Elaborado pela autora.

No período em que S_2 conduz e S_1 está bloqueado, (DT) , a equação da tensão sobre o indutor de entrada é dada por:

$$V_{Li} = V_i = L_i \frac{di_i(t)}{dt} \quad (4.123)$$

No período em que S_1 conduz e S_2 está bloqueado, $(1 - D)T$, a equação da tensão sobre o indutor de entrada é dada por:

$$V_{Li} = L_i \frac{di_i(t)}{dt} = V_i - (V_{C_1} + V_{C_2}) \quad (4.124)$$

Calculando o valor médio na tensão do indutor L_i através das equações a seguir, pode-se chegar em:

$$\langle V_{Li} \rangle_T = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_i dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T V_i - (V_{C_1} + V_{C_2}) dt \quad (4.125)$$

$$\langle V_{Li} \rangle_T = \frac{1}{T} V_i DT + \frac{1}{T} (V_i - (V_{C_1} + V_{C_2})) (T - DT) \quad (4.126)$$

$$\langle V_{Li} \rangle_T = V_i + (V_{C_1} + V_{C_2})(D - 1) \quad (4.127)$$

$$L_i \frac{d\langle i_i \rangle_T}{dt} = V_i + (V_{C_1} + V_{C_2})(D - 1) \quad (4.128)$$

Como se optou por utilizar a abordagem de pequenos sinais, ou seja, pequenas variações no sistema com o intuito de avaliar seu comportamento, as seguintes grandezas são abordadas:

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad | D | \gg | \hat{d} | \quad (4.129)$$

$$i_i(t) = I_i + \hat{i}_i(t) \quad | I_i | \gg | \hat{i}_i | \quad (4.130)$$

$$i_{pv}(t) = I_{pv} + \hat{i}_{pv}(t) \quad | I_{pv} | \gg | \hat{i}_{pv} | \quad (4.131)$$

$$V_i(t) = V_i + \hat{v}_i(t) \quad | V_i | \gg | \hat{v}_i | \quad (4.132)$$

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1} + \hat{v}_{C_1}(t) \quad | V_{C_1} | \gg | \hat{v}_{C_1} | \quad (4.133)$$

$$V_{C_2}(t) = V_{C_2} + \hat{v}_{C_2}(t) \quad | V_{C_2} | \gg | \hat{v}_{C_2} | \quad (4.134)$$

Aplicando as perturbações da razão cíclica e da corrente do indutor de entrada na equação (4.128), chega-se a:

$$L_i \frac{d\langle I_i + \hat{i}_i(t) \rangle_T}{dt} = V_i + (V_{C_1} + V_{C_2})(D + \hat{d}(t) - 1) \quad (4.135)$$

Pode-se verificar a existência de termos constantes, que representam o conversor em regime permanente, termos de primeira ordem e termos de segunda ordem. Como já foi exposto, as variações são muito pequenas quando comparadas aos valores obtidos no ponto de operação em análise. Com isso, os termos de segunda ordem serão desconsiderados e assim, somente os termos de primeira ordem serão avaliados, como na abordagem descrita em (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001).

$$L_i \frac{d\langle \hat{i}_i(t) \rangle_T}{dt} = (V_{C_1} + V_{C_2})\hat{d}(t) \quad (4.136)$$

A sequência da análise de pequenos sinais é feita aplicando-se a Transformada de Laplace na equação (4.136).

$$sL_i \hat{i}_i(s) = (V_{C_1} + V_{C_2})\hat{d}(s) \quad (4.137)$$

Por simplificação, considera-se as capacitâncias C_1 e C_2 uma só capacitância C e a equação (4.137) é simplificada, como mostra a equação a seguir.

$$sL_i i_i(s) = (V_C)d(s) \quad (4.138)$$

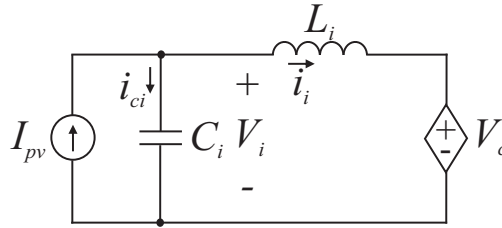
Assim, a função de transferência que relaciona a corrente do indutor de entrada com a razão cíclica é dada por:

$$G_i(s) = \frac{i_i(s)}{d(s)} = \frac{V_C}{sL_i} \quad (4.139)$$

4.5.2 Obtenção do modelo da planta para controle da tensão de entrada

O modelo de planta requerido deve relacionar a variável a ser controlada v_i (tensão de entrada) com a corrente do indutor de entrada i_i . Através do circuito apresentado na Fig. 50, o qual representa o circuito equivalente visto pela entrada c.c, pode-se escrever as seguintes equações:

Figura 50 – Circuito equivalente visto pela entrada c.c.



Fonte: Elaborado pela autora.

$$i_{pv} = i_{Ci} + i_i \quad (4.140)$$

$$i_{Ci} = C_i \frac{dv_i(t)}{dt} \quad (4.141)$$

Substituindo a equação (4.141) em (4.140), tem-se:

$$i_{pv} = C_i \frac{dv_i(t)}{dt} + i_i \quad (4.142)$$

Aplicando as perturbações somadas com a constante que define o ponto de operação, obtém-se:

$$I_{pv} + \hat{i}_{pv}(t) = C_i \frac{d(V_i + \hat{v}_i(t))}{dt} + I_i + \hat{i}_i(t) \quad (4.143)$$

No ponto de operação, a corrente não circula pelo capacitor C_i , obtendo-se, então, as seguintes relações:

$$\begin{cases} I_i(t) = I_i \\ I_{pv}(t) = I_i \end{cases} \quad (4.144)$$

Substituindo (4.144) em (4.143) obtém-se:

$$\hat{i}_{pv}(t) = C_i \frac{d(V_i + \hat{v}_i(t))}{dt} + \hat{i}_i(t) \quad (4.145)$$

Considerando apenas os termos de primeira ordem, tem-se:

$$C_i \frac{d\hat{v}_i(t)}{dt} = \hat{i}_{pv}(t) - \hat{i}_i(t) \quad (4.146)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace, chega-se na equação de função de transferência que relaciona a tensão de entrada V_i com a corrente i_i :

$$G_v(s) = \frac{V_i(s)}{i_i(s)} = -\frac{1}{sC_i} \quad (4.147)$$

4.6 SUMÁRIO

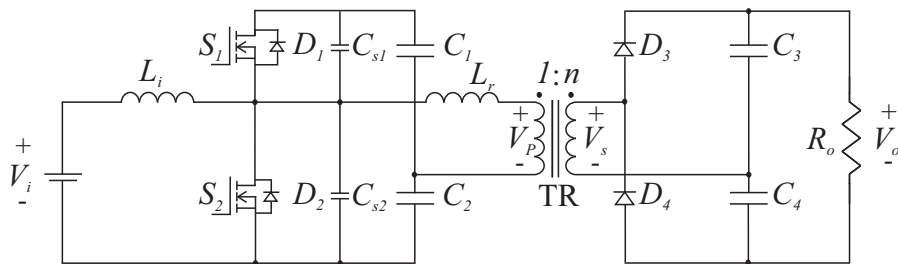
Este capítulo foi dedicado ao estudo e análises do conversor, tanto análise quantitativa, quanto qualitativa. Durante o estudo de referências bibliográficas que apresentavam aplicações com o conversor *boost* meia-ponte não se encontrou referências que apresentassem uma análise completa e precisa da operação deste conversor. Foram de grande importância a análise qualitativa, que apresenta as etapas de operação e principais formas de onda, e análise quantitativa, onde foi possível perceber a grande influência da indutância auxiliar (ou dispersão) no ganho estático do conversor, fator muitas vezes desconsiderado na literatura.

Neste capítulo foram obtidas todas as equações necessárias para o dimensionamento e projeto dos componentes do conversor. A respeito da estratégia de controle, foi adotada uma estratégia simples, que utilizou modelos de plantas relativamente simples e fáceis de serem controlados, como é visto no capítulo a seguir.

5 PROJETO DOS CIRCUITOS DE POTÊNCIA E CONTROLE

Tendo definido e equacionado o conversor *boost* meia-ponte, tem-se como objetivo validar o estudo apresentado previamente através de simulações e resultados experimentais. Neste capítulo é apresentado o projeto para a confecção do conversor proposto, exibido na Fig. 51. É apresentado o dimensionamento de cada componente, bem como, são detalhados os projetos dos indutores e transformador e projeto dos controladores. Além disso, são apresentados também os circuitos auxiliares, de aquisição e condicionamento de sinais e processamento digital.

Figura 51 – Conversor *boost* meia-ponte com comutação suave.



Fonte: Elaborado pela autora.

5.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

Primeiramente são definidas as especificações de projeto, quanto à faixa de tensão a ser trabalhada, potência máxima do conversor e frequência de comutação que as chaves irão operar. Para a tensão de saída do conversor, especificou-se 400 V, por facilitar e permitir a conexão com inversores fotovoltaicos que geralmente possuem esse nível de tensão c.c na entrada. A Tabela 4 resume as principais especificações de projeto.

A partir da análise realizada no capítulo 4, pode-se calcular os parâmetros do conversor, exibidos na Tabela 5. Para validar os cálculos, faz-se uma simulação idealizada do conversor, onde é possível averiguar os esforços de tensão e corrente, os quais são comparados na Tabela 6. O circuito simulado também é apresentado na Fig. 52.

Pode-se observar que a maioria dos resultados de simulação mostram que análise realizada e as aproximações consideradas são satisfatórias, uma vez que o erro percentual é baixo. Mais atentamente, verifica-se um percentual de erro muito maior em casos onde o valor absoluto das grandezas é muito baixo, como nos valores médios das correntes em S_1 , C_1 e C_2 .

É interessante também observar os valores de corrente da indutância auxiliar L_r . A corrente i_{L_r} excursiona de valores negativos até positivos ($I_{\min}$ e $I_{\max}$). Além disso, como a simulação realizada utilizou uma razão cíclica igual a 0,55, tem-se valores de picos máximos e mínimos diferentes em módulo, pois o valor médio em L_r é nulo.

Tabela 4 – Especificações de projeto do conversor.

Potência máxima ¹	P_o	130	W
Corrente máxima de entrada	$I_{i_{máx}}$	8	A
Range de tensão de entrada ²	V_i	15-25	V
Frequência de comutação ³	f_{sw}	50	kHz
Máxima ondulação da tensão de entrada	ΔV_i	2	%
Máxima ondulação da corrente de entrada	ΔI_i	10	%
Faixa de temperatura ambiente para operação	T_{amb}	-20 a 70	°C

¹ Potência máxima considerada para tensão do módulo FV em 17,4 V;

² Tensões referentes à variação de temperatura, sendo 21,5 V a tensão de circuito aberto;

³ Frequência escolhida devido a tecnologias disponíveis e experiências prévias de projeto.

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 5 – Parâmetros do conversor.

L_i	$256,2 \mu H$	-
C_1	$125 \mu F$	50 V
C_2	$330 \mu F$	50 V
n	11,25	-
C_3	$125 \mu F$	450 V
C_4	$330 \mu F$	450 V

Fonte: Elaborado pela autora.

5.1.1 Interruptores S_1 e S_2

A partir do cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores, pode-se definir os critérios para escolha dos interruptores adequados para a utilização no protótipo. A escolha dos semicondutores foi realizada por buscas no portfólio dos fabricantes mais conhecidos e com produtos disponíveis para a compra no mercado. Buscou-se um modelo que atendesse os principais critérios, como tensão máxima dreno-fonte e corrente máxima no dreno.

A Tabela 7 apresenta os critérios de escolha e o modelo de interruptor escolhido que satisfaz os critérios mencionados.

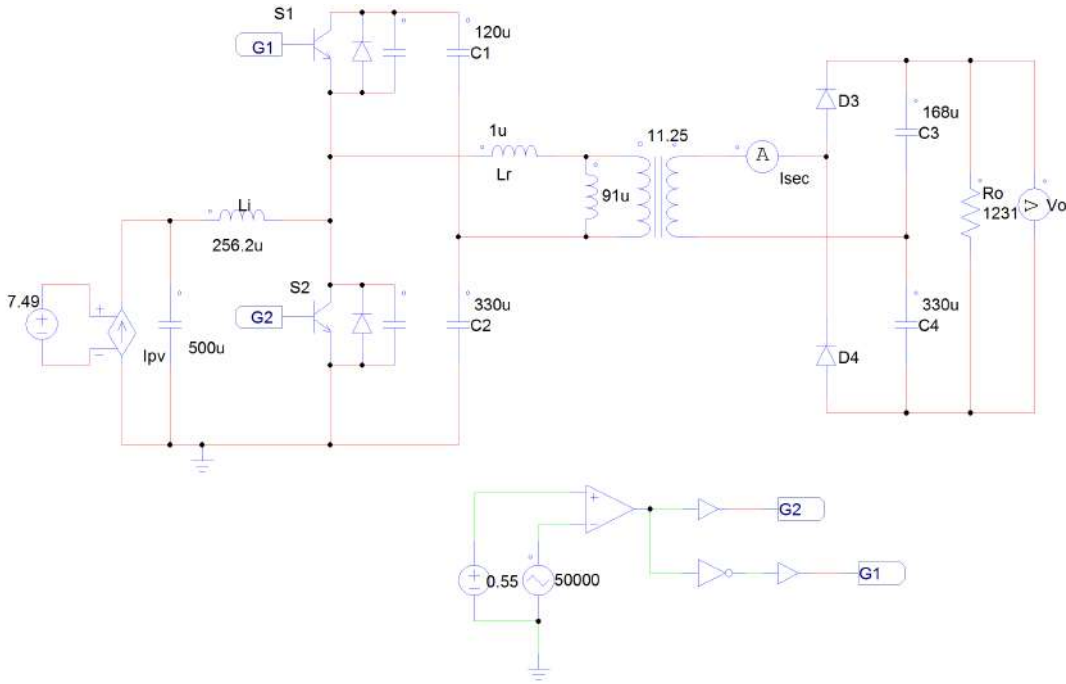
Além dos critérios apresentados, outro parâmetro importante a ser considerado na hora da escolha de um interruptor é a resistência máxima em condução, $R_{DS(on)}$. O valor da resistência de condução tem influência direta nas perdas de condução do componente.

Tabela 6 – Comparação dos esforços teóricos e simulados para o ponto de máxima potência.

Componente	Grandeza	Calculado	Simulado	Erro [%]
Corrente de entrada I_i	I_{med} [A]	7,46	7,49	0,37
	Δi_i	0,75	0,74	0,27
Interruptor S_1	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	38,67	38,71	0,12
	$I_{m\acute{a}x}$ [A]	9,15	8,87	4,02
	I_{rms} [A]	3,79	3,77	0,61
Interruptor S_2	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	38,67	38,71	0,12
	$I_{m\acute{a}x}$ [A]	21,21	20,88	1,14
	I_{med} [A]	7,45	7,47	0,29
	I_{rms} [A]	10,72	10,75	0,34
Capacitor C_1	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	21,27	21,21	0,25
	I_{rms} [A]	3,79	3,78	0,34
Capacitor C_2	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	17,40	17,50	0,57
	I_{rms} [A]	7,76	7,67	1,16
Diodo D_3	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	399,79	401,62	0,46
	$I_{m\acute{a}x}$ [A]	1,44	1,41	2,08
	I_{med} [A]	0,32	0,33	0,31
	I_{rms} [A]	0,55	0,56	0,36
Diodo D_4	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	399,79	401,62	0,46
	$I_{m\acute{a}x}$ [A]	1,18	1,15	2,37
	I_{med} [A]	0,33	0,32	0,31
	I_{rms} [A]	0,51	0,50	0,79
Capacitor C_3	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	218,28	218,54	0,11
	I_{rms} [A]	0,45	0,45	0,22
Capacitor C_4	$V_{m\acute{a}x}$ [V]	181,50	183,08	0,88
	I_{rms} [A]	0,39	0,39	0,77
Indutância auxiliar I_{Lr}	I_{med} [A]	7,46	7,49	0,37
	I_{rms} [A]	8,47	8,48	0,01
	$I_{m\acute{a}x}$ [A]	16,24	15,90	2,06
	$I_{mín}$ [A]	-13,29	-13,02	2,00
Corrente de saída I_o	I_{med} [A]	0,32	0,33	0,31
Tensão de saída V_o	V_{med} [V]	399,79	401,62	0,46

Fonte: Elaborado pela autora.

O interruptor IRFR7740PbF da fabricante *International Rectifier* possui uma resistência máxima de condução de $R_{DS(on)} = 7,2\text{ m}\Omega$ a 25°C . Para verificar os valores de perdas de condução e comutação, a próxima seção calcula as perdas totais nos dois interruptores.

Figura 52 – Circuito simulado no *software* PSIM.

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 7 – Critérios de escolha e características elétricas do interruptor escolhido.

Critério de escolha adotado	Valor simulado	Modelo escolhido: MOSFET IRFR7740PbF
Tensão máxima dreno-fonte $V_{DS} > 175\%V_{DS_{simulado}}$	$V_{DS_{simulado}} = 38,71 \text{ V}$	$V_{DS} = 75 \text{ V}$
Corrente contínua máxima no dreno $I_D > 200\%I_{D_{simulado}}$	$I_{D_{simulado}} = 20,88 \text{ A}$	$I_{D@100^\circ C} = 87 \text{ A}$

Fonte: Elaborado pela autora.

5.1.1.1 Perdas nos interruptores S_1 e S_2

Após a pré-seleção do interruptor, efetuou-se o cálculo de perdas nos componentes. As perdas nos interruptores S_1 e S_2 podem ser separadas em perdas de condução P_{cond} e perdas de comutação P_{com} :

$$P_{S1} = P_{cond_{S1}} + P_{com_{S1}} \quad (5.1)$$

$$P_{S2} = P_{cond_{S2}} + P_{com_{S2}} \quad (5.2)$$

5.1.1.1.1 Perdas de condução

Considerando a utilização de um MOSFET, as perdas de condução dos dois interruptores podem ser dadas pelas equações (5.3) e (5.4), utilizando-se do valor eficaz da corrente que passa pelo respectivo interruptor e a resistência entre o dreno e fonte do interruptor de condução.

$$P_{cond_{S1}} = I_{S1_{ef}}^2 R_{DSon} \quad (5.3)$$

$$P_{cond_{S2}} = I_{S2_{ef}}^2 R_{DSon} \quad (5.4)$$

5.1.1.1.2 Perdas de comutação

As perdas na comutação são calculadas de maneira diferente da usual. Como este conversor possui comutação suave na entrada em condução da chave, é possível desprezar as perdas na entrada em condução, calculando apenas as perdas no bloqueio, como é apresentado nas equações a seguir para os dois interruptores.

$$P_{com_{S1}} = \frac{1}{2} I_{S1p} V_{S1p} t_{off} f_{sw} \quad (5.5)$$

$$P_{com_{S2}} = \frac{1}{2} I_{S2p} V_{S2p} t_{off} f_{sw} \quad (5.6)$$

Onde:

I_{S1p} - valor de pico da corrente no interruptor S_1 ;

I_{S2p} - valor de pico da corrente no interruptor S_2 ;

V_{S1p} - valor de pico da tensão sobre o interruptor S_1 ;

V_{S2p} - valor de pico da tensão sobre o interruptor S_2 ;

t_{off} - tempo de comutação para o bloqueio do interruptor.

5.1.1.2 Perdas teóricas

As perdas teóricas foram calculadas com base na metodologia apresentada, resultando nos seguintes valores calculados:

$$P_{cond_{S1}} = 0,043 \text{ W} \quad (5.7)$$

$$P_{com_{S1}} = 0,265 \text{ W} \quad (5.8)$$

$$P_{S1} = 0,043 + 0,265 = 0,308 \text{ W} \quad (5.9)$$

$$P_{cond_{S2}} = 0,344 \text{ W} \quad (5.10)$$

$$P_{com_{S2}} = 0,613 \text{ W} \quad (5.11)$$

$$P_{S2} = 0,344 + 0,613 = 0,957 \text{ W} \quad (5.12)$$

É possível observar que dentre os valores obtidos, os valores de perdas de condução nos dois interruptores somaram um total de 1,26 W, um valor menor do que 1% da potência total do conversor. Além de suprir as necessidades, o modelo de interruptor escolhido é bastante compacto com seu encapsulamento *D-Pack*, em SMD (*Surface Mounting Device*).

5.1.2 Diodos D_3 e D_4

Os diodos do retificador dobrador de tensão, na saída do conversor, também foram escolhidos de forma semelhante. Escolheu-se um modelo de diodo ultra-rápido que conseguisse se encaixar dentro dos principais critérios considerados para escolha desse tipo de componente, que entre eles podemos destacar: máxima tensão reversa suportada e corrente direta média suportada.

A Tabela 8 apresenta os critérios para escolha dos diodos e as principais características do modelo selecionado.

Tabela 8 – Critérios de escolha e características elétricas do diodo escolhido.

Critério de escolha adotado	Valor simulado	Modelo escolhido: Diodo HFA04SD60S
Tensão reversa máxima $V_{RRM} > 150\%V_{RRM_{simulado}}$	$V_{RRM_{simulado}} = 400 \text{ V}$	$V_{RRM} = 600 \text{ V}$
Corrente direta média $I_{F(AV)} > 200\%I_{F(AV)_{simulado}}$	$I_{F(AV)_{simulado}} = 0,326 \text{ A}$	$I_{F(AV)@100^\circ C} = 4 \text{ A}$

Fonte: Elaborado pela autora.

Além dos critérios apresentados, outro parâmetro importante a ser considerado na hora da escolha de um diodo é a tensão em condução, V_F . O valor da tensão em condução tem influência direta nas perdas de condução do componente. O diodo HFA04SD60S possui tensão em condução de $V_F = 1,5 \text{ V}$. Para verificar os valores de perdas de condução e comutação, a próxima seção calcula as perdas totais nos dois diodos.

5.1.2.1 Perdas nos diodos D_3 e D_4

As perdas nos diodos são resumidas em perdas de condução, pois neste conversor os diodos de saída bloqueiam sob corrente nula. Desse modo, pode-se calcular as perdas nos diodos D_3 e D_4 através das equações :

$$P_{D3} = I_{D3ef}^2 r_T + I_{D3} V_{D3} \quad (5.13)$$

$$P_{D4} = I_{D4ef}^2 r_T + I_{D4} V_{D4} \quad (5.14)$$

Onde:

- I_{D3ef} - valor eficaz da corrente no diodo D_3
- I_{D4ef} - valor eficaz da corrente no diodo D_4
- r_T - resistência do diodo em condição
- I_{D3} - valor médio da corrente no diodo D_3
- I_{D4} - valor médio da corrente no diodo D_4
- V_{D3} - queda de tensão no diodo D_3
- V_{D4} - queda de tensão no diodo D_4

5.1.2.2 Perdas teóricas

As perdas teóricas foram calculadas com base na metodologia apresentada, resultando nos seguintes valores calculados:

$$P_{D3} = 0,487 W \quad (5.15)$$

$$P_{D4} = 0,487 W \quad (5.16)$$

$$P_{D3} + P_{D4} = 0,487 + 0,487 = 0,974 W \quad (5.17)$$

O valor das perdas totais dos dois diodos somaram um total de 0,974 W, sendo aproximadamente 0,75% da potência total do conversor.

5.1.3 Projeto do transformador de alta frequência

O transformador do conversor *boost* meia-ponte é um dos elementos mais importantes desta estrutura. Ele é responsável por proporcionar a isolamento galvânica entre o módulo fotovoltaico e o barramento de saída do conversor, além de proporcionar parte do ganho elevado que esta topologia fornece.

É importante se atentar durante o projeto para o valor de indutância de dispersão do transformador, que precisa ter um valor mínimo para que possa ocorrer a comutação suave, como já explicado. Caso a indutância de dispersão não atinja este valor, é necessária a inserção de um indutor auxiliar em série com o primário do transformador.

Para o projeto, é importante que se conheçam as especificações de condutor e núcleo, que podem ser visualizadas nas Tabelas 9 e 10, respectivamente.

Tabela 9 – Especificações do condutor.

Área da secção transversal do fio de cobre	S_{cu}
Área da secção transversal do fio de cobre com isolamento	S_f
Diâmetro do fio de cobre	d_{cu}
Diâmetro do fio de cobre com isolamento	d_f
Coeficiente de temperatura do cobre a $20^\circ C$	α_{20}
Resistividade do cobre a $20^\circ C$	ρ_{20}

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 10 – Especificações do núcleo.

Área efetiva da secção transversal	A_e
Área da janela do núcleo	A_w
Comprimento efetivo do percurso magnético	l_e
Comprimento médio de uma espira	l_t
Volume efetivo do núcleo	V_e
Permeabilidade relativa do núcleo	μ_n
Densidade de fluxo de saturação	B_{sat}

Fonte: Elaborado pela autora.

O projeto teórico de elementos magnéticos já é uma parte bem consolidada nos projetos de conversores estáticos de eletrônica de potência. Portanto ele não está inserido no texto e sim no Apêndice A.

5.1.3.1 Projeto físico

Na Tabela 11 são definidas as especificações para o projeto do transformador. Esses valores especificados são definidos pelo projetista e aplicados nas equações da metodologia vista de projeto acima.

Tabela 11 – Especificações para projeto do transformador.

Parâmetro	Valor
f_{sw}	50 kHz
P_{total}	130 W
$B_{máx}$	0,15 T
k_f	4
k_u	0,7
$J_{máx}$	450 A/cm ²

Fonte: Elaborado pela autora.

A metodologia apresentada para projetar as características construtivas do transformador resultou na Tabela 12, a qual resume o resultado do projeto do transformador.

Tabela 12 – Resumo dos aspectos construtivos do transformador.

Núcleo	NEE-30/15/14
Material do núcleo	IP12R
Fio condutor primário	AWG 23
Condutores em paralelo no primário	8
Espiras no primário	5
Fio condutor secundário	AWG 23
Condutores em paralelo no secundário	1
Espiras no secundário	59

Fonte: Elaborado pela autora.

As perdas teóricas foram calculadas com base na metodologia apresentada de perdas nos enrolamentos primário e secundário e perdas no núcleo, resultando nos seguintes valores calculados.

$$P_{núcleo} = 2,911 W \quad (5.18)$$

$$P_{pri} = 0,718 W \quad (5.19)$$

$$P_{sec} = 0,82 W \quad (5.20)$$

Resultando em perdas totais de $P_{trafo} = 4,095 W$.

Após a construção do transformador, foram realizadas medições de indutância magnetizante e dispersão utilizando o analisador de impedância. A medição de indutância de dispersão é de grande importância para o projeto do transformador. A partir dos valores obtidos é que pode-se ver qual a real necessidade da construção de um indutor auxiliar para complementar a indutância de dispersão do transformador. Os valores obtidos estão apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 – Medições obtidas com o analisador de impedância.

Indutância magnetizante	L_m	90,91 μH
Indutância de dispersão	L_d	323,9 nH

Fonte: Elaborado pela autora.

5.1.4 Projeto do indutor de entrada

A metodologia para o projeto do indutor de entrada é semelhante à metodologia de projeto do transformador apresentada na seção anterior, diferenciando-se algumas equações. As tabelas de especificações do condutor e do núcleo (Tabelas 9 e 10) também são utilizadas para este projeto, por isso não serão reescritas. Da mesma forma que foi apresentado o projeto do transformador no Apêndice A, o projeto do indutor de entrada está inserido no Apêndice B, para melhor fluxo de leitura.

5.1.4.1 Projeto físico

Na Tabela 14 são definidas as especificações para o projeto do indutor de entrada. Esses valores especificados são definidos pelo projetista e aplicados nas equações da metodologia vista de projeto acima.

A metodologia apresentada para projetar as características construtivas do indutor de entrada resultou na Tabela 15, a qual resume o resultado do projeto do indutor de entrada.

As perdas teóricas foram calculadas com base na metodologia apresentada de perdas no enrolamento e perdas no núcleo, resultando nos seguintes valores calculados.

$$P_{núcleoLi} = 0,036 W \quad (5.21)$$

Tabela 14 – Especificações para projeto do indutor de entrada.

Parâmetro	Valor
f_{sw}	50 kHz
L_i	256,2 μH
$B_{m\acute{a}x}$	0,3 T
k_f	1
k_u	0,6
$J_{m\acute{a}x}$	450 A/cm ²

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 15 – Resumo dos aspectos construtivos do indutor de entrada.

Núcleo	NEE-42/20
Material do núcleo	IP12R
Fio condutor primário	AWG 23
Condutores em paralelo	7
Número de espiras	28

Fonte: Elaborado pela autora.

$$P_{cobre_{L_i}} = 2,103 W \quad (5.22)$$

Resultando em perdas totais no indutor de $P_{t_{L_i}} = 2,139 W$.

5.1.5 Projeto do indutor auxiliar

O valor da indutância de dispersão do transformador não é suficiente para obter comutação suave nos semicondutores. Sendo assim, faz-se necessário o projeto de um indutor auxiliar.

O projeto do indutor auxiliar se difere um pouco do projeto do indutor de entrada, por se tratar de um projeto de indutor para corrente alternada, que neste caso é a mesma corrente que passa pelo enrolamento primário do transformador. O projeto teórico está apresentado no Apêndice C.

5.1.5.1 Projeto físico

Na Tabela 16 são definidas as especificações para o projeto do indutor auxiliar. Esses valores especificados são definidos pelo projetista e aplicados nas equações da metodologia vista de projeto acima.

Tabela 16 – Especificações para projeto do indutor auxiliar.

Parâmetro	Valor
f_{sw}	50 kHz
L_r	$0,5 \mu H$
$B_{m\acute{a}x}$	0,15 T
k_f	4
k_u	0,6
$J_{m\acute{a}x}$	450 A/cm ²

Fonte: Elaborado pela autora.

A metodologia apresentada para projetar as características construtivas do indutor auxiliar resultou na Tabela 17, a qual resume o resultado do projeto do indutor auxiliar.

Tabela 17 – Resumo dos aspectos construtivos do indutor auxiliar.

Núcleo	NEE-20
Material do núcleo	IP12R
Fio condutor primário	AWG 23
Condutores em paralelo	8
Número de espiras	5

Fonte: Elaborado pela autora.

As perdas teóricas foram calculadas com base na metodologia apresentada de perdas no enrolamento e perdas no núcleo, resultando nos seguintes valores calculados.

$$P_{n\acute{u}cleo_{L_r}} = 0,438 W \quad (5.23)$$

$$P_{cobre_{L_r}} = 0,235 W \quad (5.24)$$

Resultando em perdas totais no indutor de $P_{t_{L_r}} = 0,673 W$.

5.1.6 Análise de perdas e rendimento teórico

Até aqui foram analisadas as perdas nos interruptores, diodos, e em todos os magnéticos. Para um resultado mais preciso, serão analisadas, também, as perdas nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 .

Os capacitores possuem uma resistência série equivalente, denominada ESR, em série com o capacitor. Como existe uma resistência, seu efeito dissipativo é responsável por

perdas e aquecimento no capacitor. Portanto, as perdas dos capacitores serão calculadas a seguir.

1. Perda no capacitor C_1

A resistência ESR do modelo desse capacitor é de $r_{ESRC_1} = 31\text{ m}\Omega$. Tem-se 3 capacitores em paralelo neste caso. Desse modo, a perda no capacitor C_1 é dada por:

$$P_{C_1} = 3r_{ESRC_1} \left(\frac{i_{C_1(ef)}}{3} \right)^2 \quad (5.25)$$

Substituindo os valores de resistência e corrente eficaz do capacitor, tem-se:

$$P_{C_1} = 0,148\text{ W} \quad (5.26)$$

2. Perda no capacitor C_2

A resistência ESR do modelo desse capacitor é de $r_{ESRC_2} = 30\text{ m}\Omega$. Para esse capacitor, foram associados 10 capacitores em paralelo. Desse modo, a perda no capacitor C_2 é dada por:

$$P_{C_2} = 10r_{ESRC_2} \left(\frac{i_{C_2(ef)}}{10} \right)^2 \quad (5.27)$$

Calculando, tem-se:

$$P_{C_2} = 0,181\text{ W} \quad (5.28)$$

3. Perda no capacitor C_3

A resistência ESR do modelo desse capacitor é de $r_{ESRC_3} = 550\text{ m}\Omega$. Desse modo, a perda no capacitor C_3 é dada por:

$$P_{C_3} = r_{ESRC_3} i_{C_3(ef)}^2 \quad (5.29)$$

Substituindo, pode-se chegar a seguinte perda no capacitor:

$$P_{C_3} = 0,112\text{ W} \quad (5.30)$$

4. Perda no capacitor C_4

A resistência ESR do modelo desse capacitor é de $r_{ESRC_4} = 250\text{ m}\Omega$. Desse modo, a perda no capacitor C_4 é dada por:

$$P_{C_4} = r_{ESRC_4} i_{C_4(ef)}^2 \quad (5.31)$$

Calculando, tem-se:

$$P_{C_4} = 0,038 W \quad (5.32)$$

Sendo assim, pode-se fazer a soma de todas as perdas no conversor, calculadas para o ponto de operação nominal do conversor, dada por:

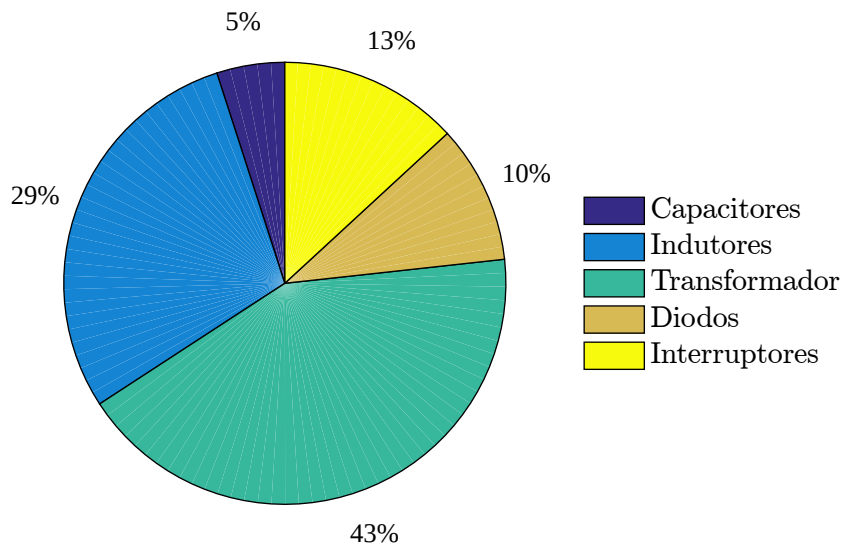
$$P_{total} = P_{S1} + P_{S2} + P_{D3} + P_{D4} + P_{trafo} + P_{tLi} + P_{tLr} + P_{C1} + P_{C2} + P_{C3} + P_{C4} \quad (5.33)$$

Substituindo os valores calculados, tem-se:

$$P_{total} = 9,262 W \quad (5.34)$$

A Fig. 53 apresenta a distribuição das perdas do conversor, onde pode-se visualizar a porcentagem de cada uma em relação ao valor de perda total.

Figura 53 – Distribuição de perdas no conversor.



Fonte: Elaborado pela autora.

Desse modo, pode-se calcular o rendimento teórico do conversor, através da equação a seguir.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{total}} \quad (5.35)$$

Onde, $P_o = P_i - P_{total}$. Para o ponto de operação de potência nominal, chega-se a um rendimento teórico de:

$$\eta = \frac{130 - 9,262}{130} = 92,88 \% \quad (5.36)$$

5.1.7 Metodologia do projeto de controle adotada

O projeto de controle do conversor *boost* meia-ponte consiste de primeiramente modelar no domínio Laplace todos os elementos do circuito de controle (módulo PWM, sensores, ganhos, etc). Como os controladores propostos serão implementados de forma digital, projetam-se os controladores no domínio fictício da frequência, w , usando a técnica clássica de Diagrama de Bode e, então, os mesmos serão discretizados utilizando o método de aproximação por transformada de *Tustin*.

Para esse tipo de projeto devem ser observados alguns critérios para que sejam garantidas a estabilidade e a resposta adequada do sistema em malha fechada.

No projeto no domínio da frequência de conversores estáticos a definição de frequência de cruzamento por zero é limitada teoricamente a um valor inferior à metade da frequência de comutação. Apesar disso, na prática, para a malha de controle de corrente utilizou-se uma frequência de cruzamento de 1,5 kHz e com uma inclinação da curva de ganho nesta frequência de -20 dB/década, como sugerido em (BARBI, 2007). Como o sistema de controle é em cascata, e as duas malhas necessitam estar desacopladas, para a malha interna de controle da tensão foi escolhida uma frequência de corte bem mais baixa do que a frequência de corte da malha de corrente.

É preferível que a margem de fase do conversor esteja entre 45° e 90°, pois uma margem muito reduzida ocasionaria um sobressinal de alto valor, e uma margem de fase muito elevada levaria o sistema a ter uma resposta transitória mais lenta.

Para que o conversor apresente um erro estático nulo, os controladores devem possuir polos na origem (integradores). Com isso, o ganho de malha aberta se torna muito grande em baixas frequências, limitando o erro (BARBI, 2007). Além disso, os controladores possuem polos adicionais em alta frequência, para atenuar ruídos da malha de realimentação.

5.1.8 Projeto do controlador de corrente

O modelo dinâmico do conversor *boost* meia-ponte que relaciona a corrente do indutor de entrada e a razão cíclica, deduzido em (4.138), é discretizado empregando-se *zero-and-hold* na planta. A planta discretizada é então multiplicada por um atraso, considerando o atraso do modulador PWM digital. A partir da "nova planta" discretizada

pode-se obter a planta no domínio da frequência w , através de *Tustin*.

$$G_{i_{atraso}}(z) = G_i(z) \frac{1}{z} \quad (5.37)$$

Para a realização do projeto do controle da malha de corrente utiliza-se diagramas de Bode da função de transferência em laço aberto não compensada e compensada, conforme as equações a seguir.

$$FTLA_{NC_i}(w) = K_i K_{PWM} G_i(w) \quad (5.38)$$

$$FTLA_{C_i}(w) = C_{PI_i}(w) FTLA_{NC_i}(w) \quad (5.39)$$

A $FTLA_{NC_i}$ é definida através da multiplicação do modelo dinâmico da corrente pelo ganho do sensor de corrente, que realiza a leitura da corrente do indutor de entrada, e pelo ganho do modulador PWM. Já a função compensada é simplesmente a função não compensada multiplicada pela função de transferência do controlador de corrente.

Na Fig. 54 é apresentado o Bode da função de transferência não compensada. É escolhido um controlador do tipo proporcional-integral mais polo ($PI + \text{polo}$), cuja função de transferência encontra-se a seguir. Este controlador possui um polo na origem, de forma a rejeitar perturbações em degrau, um ganho, um zero e, adicionalmente, um polo em altas frequências, os quais determinam a frequência de cruzamento f_{Ci} do controlador de corrente e a margem de fase (MF_i).

$$C_{PI_i}(w) = k_{Ci} \frac{(w + Z_{Ci})}{w(w + P_{Ci})} \quad (5.40)$$

Define-se a margem de fase e a magnitude, na frequência de cruzamento desejada, segundo as equações a seguir.

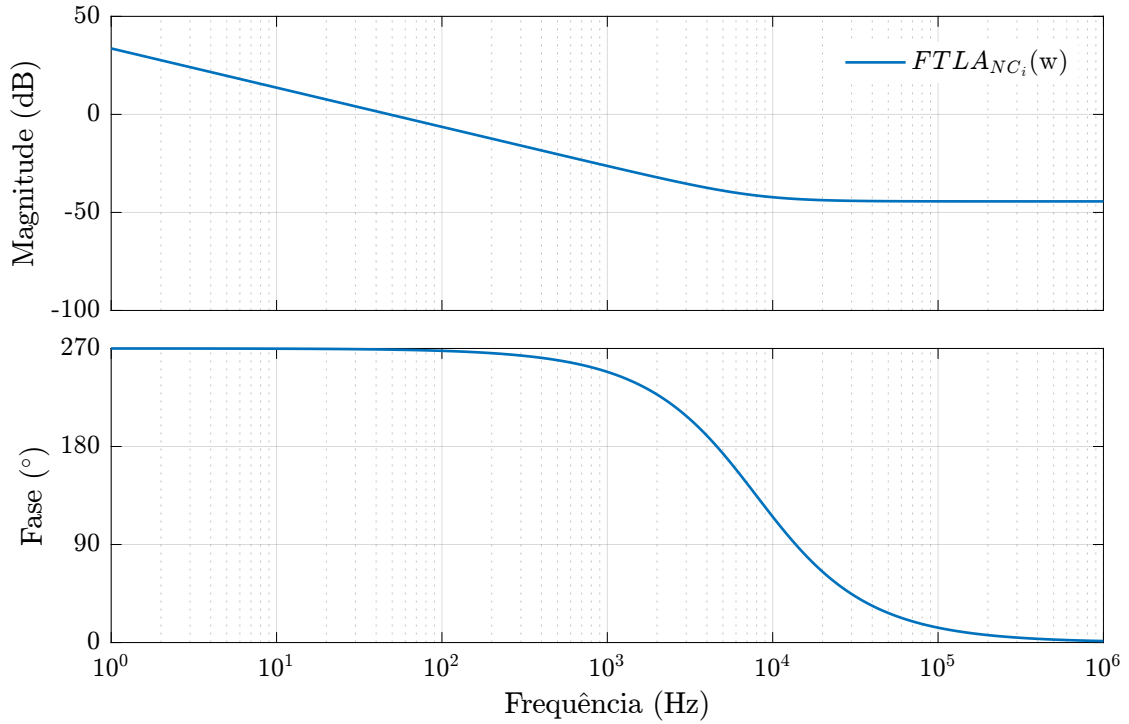
$$MF_i = 180 + \angle FTLA_{C_i}(w_{ci}) \quad (5.41)$$

$$| FTLA_{C_i}(w_{ci}) | = 1 \quad (5.42)$$

Realizando as devidas manipulações matemáticas, o método de projeto do compensador de corrente é definido através de:

$$Z_{Ci} = \frac{w_{ci}}{tg[MF_i - 90^\circ - \angle FTLA_{NC_i}(w_{ci})]} \quad (5.43)$$

$$k_{Ci} = \frac{w_{ci}}{| FTLA_{NC_i}(w_{ci}) | \sqrt{w_{ci}^2 + Z_{Ci}^2}} \quad (5.44)$$

Figura 54 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC_i}$.

Fonte: Elaborado pela autora.

Feito o projeto do controlador, pode-se notar, conforme a Fig. 55 a frequência de cruzamento em 1,5 kHz e margem de fase de 66° , resultando em uma dinâmica estável.

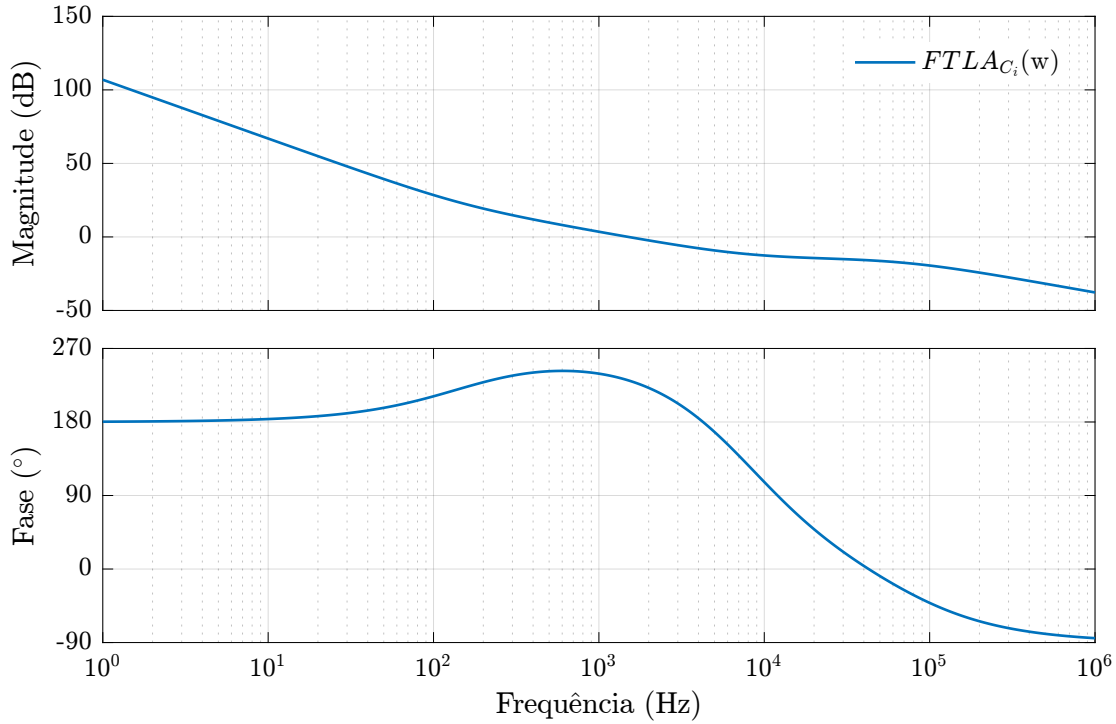
5.1.9 Projeto do controlador de tensão

O modelo dinâmico do conversor *boost* meia-ponte que relaciona a tensão de entrada e a corrente do indutor de entrada, deduzido em (4.147), é discretizado empregando-se *zero-and-hold* na planta. Através da transformada de *Tustin* a planta discretizada é então transformada para o domínio da frequência w . Como a malha de tensão é muito mais lenta que a malha de corrente, para baixas frequências pode-se usar a seguinte aproximação para a função de transferência de laço fechado da corrente:

$$FTLF_i(w) = \frac{C_{PI_i}(w)G_i(w)K_{PWM}}{1 + C_{PI_i}(w)G_i(w)K_{PWM}K_i} \approx \frac{1}{K_i} \quad (5.45)$$

Do mesmo modo como feito para o projeto do controlador de corrente, para o controle de tensão, utiliza-se diagramas de Bode da função de transferência em laço aberto não compensada e compensada, conforme mostrado nas equações a seguir.

$$FTLA_{NC_v}(w) = \frac{K_v G_v(w)}{K_i} \quad (5.46)$$

Figura 55 – Diagrama de Bode para $FTLA_{C_i}$.

Fonte: Elaborado pela autora.

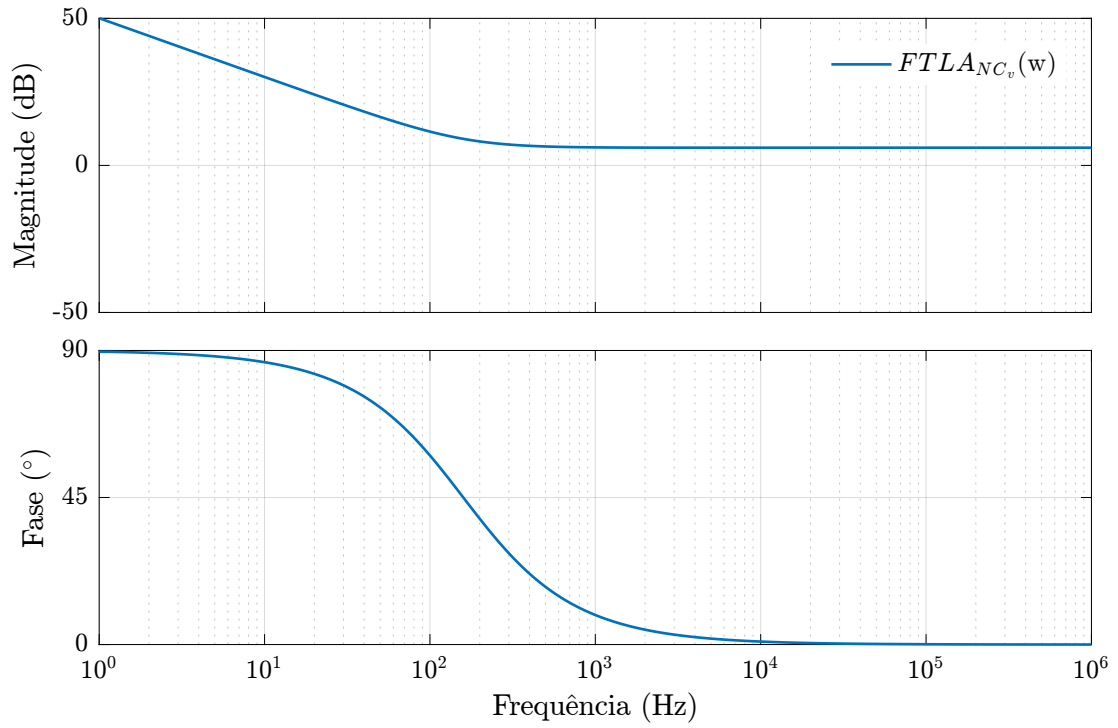
$$FTLA_{C_v}(w) = C_v(w)FTLA_{NC_v}(w) \quad (5.47)$$

A $FTLA_{NC_v}$ é então definida através da multiplicação do modelo dinâmico da tensão pelo ganho do sensor de tensão, que realiza a leitura da tensão de entrada do conversor, dividida pelo ganho do sensor de corrente. A função compensada é simplesmente a função não compensada multiplicada pela função de transferência do controlador de tensão.

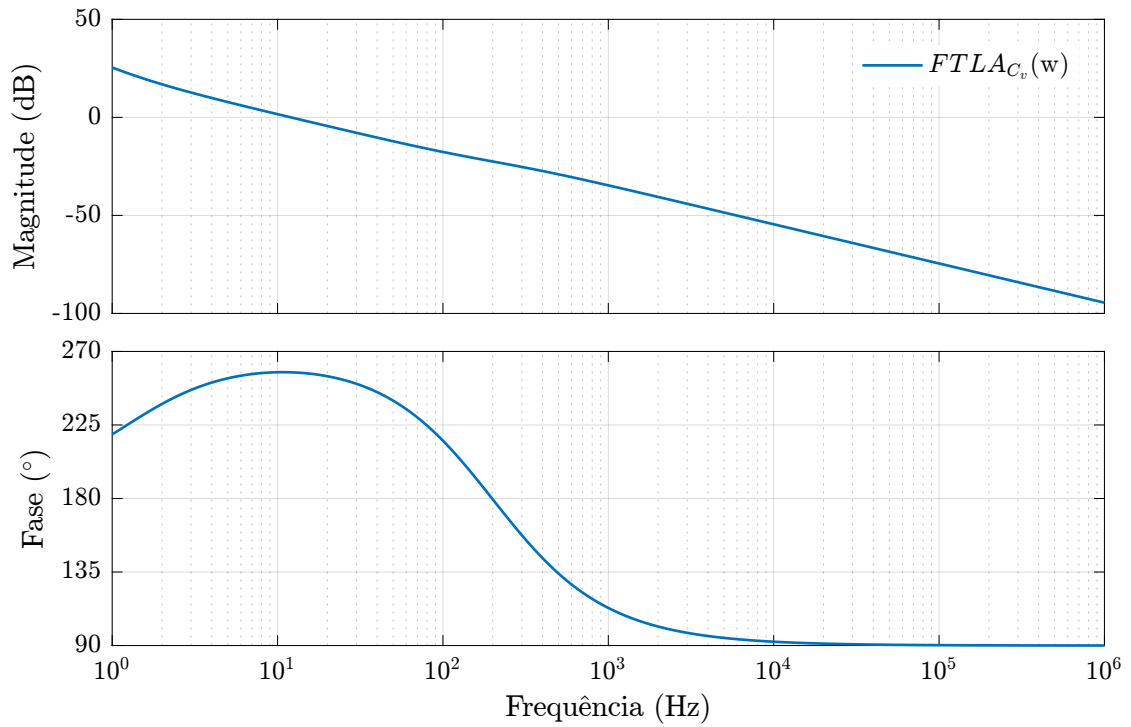
Na Fig. 56 é apresentado o Bode da função de transferência não compensada da malha de tensão. Para o controle desta malha, também é escolhido um controlador do tipo proporcional-integral mais polo ($PI + \text{polo}$), como apresentado na equação a seguir.

$$C_v(w) = k_{C_v} \frac{(w + Z_{C_v})}{w(w + P_{C_v})} \quad (5.48)$$

Tendo realizado o projeto do controlador de tensão de acordo com o mesmo método de projeto feito para o controlador de corrente, pode-se observar na Fig. 57 a função de transferência de laço aberta compensada da malha de tensão com uma frequência de cruzamento de 12 Hz e margem de fase de 84° , impondo uma dinâmica estável.

Figura 56 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC_v}$.

Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 57 – Diagrama de Bode para $FTLA_{C_v}$.

Fonte: Elaborado pela autora.

5.1.10 Controladores

No conversor proposto existem duas malhas de controle. O algoritmo de MPPT extrai as leituras da tensão de entrada e da corrente do indutor de entrada e gera a referência de tensão, a qual será comparada com o sinal de tensão medido. O erro é enviado para o controlador de tensão, que irá gerar a referência de corrente, também comparada com o sinal de corrente medido. O erro é, então, enviado para o controlador de corrente, que irá gerar a razão cíclica do conversor.

Devido à quantidade de operações e algoritmos utilizados, optou-se por implementar a estratégia de controle de forma digital, como já explicado na seção sobre a metodologia de projeto adotada. Os parâmetros dos controladores calculados foram implementados através do *kit* de desenvolvimento *LaunchPad F28379D* da *Texas Instruments* e estão apresentados na tabela a seguir.

Tabela 18 – Parâmetros dos controladores.

Controle de corrente	Frequência de cruzamento	f_{c_i}	1,5	kHz
	Frequência de amostragem	f_a	25	kHz
	Margem de fase	MF_i	50,9	°
	Zero do controlador PI + polo	Z_{C_i}	150	Hz
	Polo adicional do controlador PI + polo	P_{C_i}	70	kHz
Controle de tensão	Frequência de cruzamento	f_{c_v}	12	Hz
	Frequência de amostragem	f_a	500	Hz
	Margem de fase	MF_v	77,2	°
	Zero do controlador PI + polo	Z_{C_v}	1,2	Hz
	Polo adicional do controlador PI + polo	P_{C_v}	250	Hz

Fonte: Elaborado pela autora.

Os controladores de corrente (C_i) e de tensão (C_v), no domínio w , são apresentados nas equações a seguir.

$$C_i(w) = \frac{30,66w + 2,89 \cdot 10^4}{2,274 \cdot 10^{-6}w^2 + w} \quad (5.49)$$

$$C_v(w) = \frac{-0,03759w - 0,2834}{0,0006366w^2 + w} \quad (5.50)$$

Os controladores de corrente (C_i) e de tensão (C_v), já discretizados, são apresentados nas equações a seguir.

$$C_i(z) = \frac{28,05z^2 + 1,038z - 27,01}{z^2 - 0,2042z - 0,7958} \quad (5.51)$$

$$C_v(z) = \frac{-0,02314z^2 - 0,0003464z + 0,0228}{z^2 - 0,778z - 0,222} \quad (5.52)$$

5.1.11 Método de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT)

Além do conversor c.c-c.c elevar a tensão de saída do módulo FV, regular a tensão do barramento c.c, simultaneamente a isso, o conversor deve realizar uma busca contínua do ponto de máxima potência. O rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking*), como é chamada esta técnica, garante que o módulo FV forneça sempre a máxima quantidade de energia, independente das condições climáticas adversas.

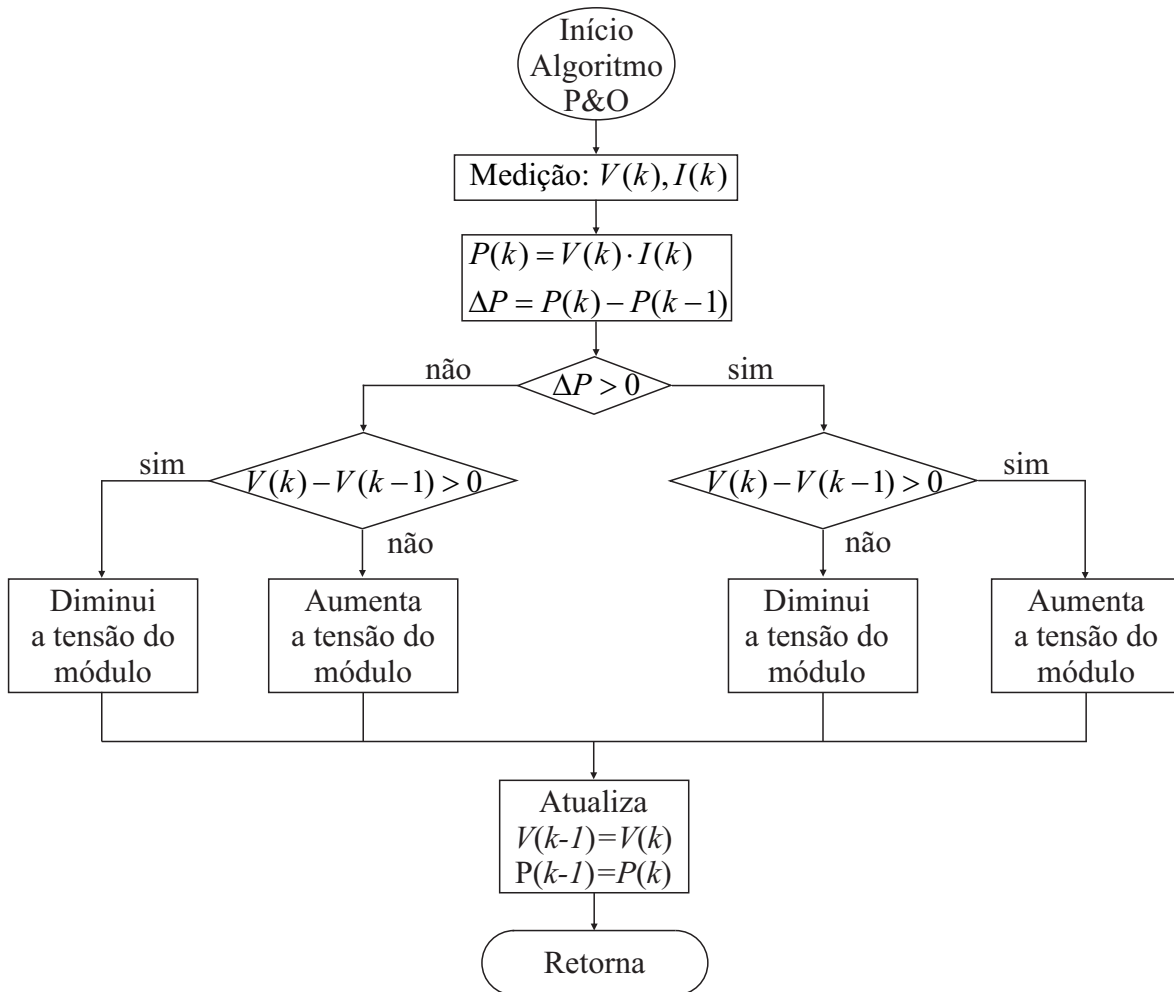
Na literatura existem diversas técnicas de rastreamento da máxima potência, cada uma com suas vantagens e desvantagens. O método Perturba e Observa (P&O) está entre as técnicas de MPPT mais simples de serem implementadas. A técnica consiste em fazer uma perturbação e alguma variável do sistema que ocasione uma variação na potência fornecida pelo módulo FV. Em seguida, é calculada a variação de potência, dada pela diferença entre os respectivos valores medidos antes e depois da perturbação. Se a diferença for positiva, uma nova perturbação é aplicada no mesmo sentido da anterior. Já se a diferença for negativa, uma perturbação com o sentido oposto da anterior é aplicada. Para o cálculo da potência gerada pelo módulo FV, a técnica faz uso de um sensor de tensão e um sensor de corrente.

Muitas vezes a necessidade de se utilizar um sensor de corrente para a realização deste método é vista como uma desvantagem. No entanto, nesta aplicação já se faz o uso do sensor de corrente para a realização do controle de corrente, então, esse fato não é visto como uma desvantagem do método.

O método P&O, comparado com as técnicas mais atuais de implementação é dinâmico e considerado não preciso, pois ele oscila em torno do MPP, não necessariamente encontrando o MPP (S; S, 2015). É um método dependente das condições climáticas, tornando-se ineficiente quando submetido a variações abruptas repetitivas de radiação solar, pois ocorrerão oscilações no ponto de máxima potência. Existem métodos para reduzir estas oscilações, como diminuir o passo da perturbação ao atingir o MPP, implicando na velocidade de convergência. A Fig. 58 apresenta o fluxograma do algoritmo do método P&O.

Para o estudo proposto, a velocidade de convergência da técnica de rastreamento não foi um critério chave na escolha da técnica, pois o foco do trabalho não é estudar as técnicas de MPPT. Desse modo, este estudo optou por utilizar a técnica de rastreamento Perturba e Observa (P&O), por ser, um método simples, muitas vezes eficiente, já bem validado e de fácil execução.

Figura 58 – Fluxograma do método de rastreamento P&O.



Fonte: Elaborado pela autora.

5.1.12 Projeto de Circuitos Auxiliares e de Condicionamento

5.1.12.1 Sensoriamento dos sinais de tensão e corrente do conversor

Para realizar o sensoriamento da corrente do indutor de entrada, utiliza-se o sensor de Efeito *Hall*, modelo FHS 40-P/SP600 produzido pela fabricante LEM. É um sensor isolador, de baixo custo, pequeno tamanho e baixo consumo de energia. Este último fato torna-o ideal para aplicações fotovoltaicas, onde necessita-se ter um alto rendimento. O sensor também é caracterizado por abranger uma ampla faixa de valor de corrente, dependendo de como a PCB for confeccionada. Tendo conhecimento disso, considera-se para o projeto o uso do kit-5 do componente, pois é adequado para trabalhar com correntes até 16 A. De acordo com o *datasheet* do componente, os principais parâmetros do sensor são apresentados na Tabela 19.

Para a medição das tensões do conversor, tanto de entrada, quanto de saída, foram utilizados divisores resistivos com ganhos apresentados na Tabela 20.

Tabela 19 – Principais parâmetros do sensor para o kit-5.

Parâmetro	Magnitude
Faixa de corrente	$\pm 16 A$
Banda passante	50 kHz
Tensão de alimentação	5 V
Ganho	36 mV/A

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 20 – Ganhos dos divisores resistivos.

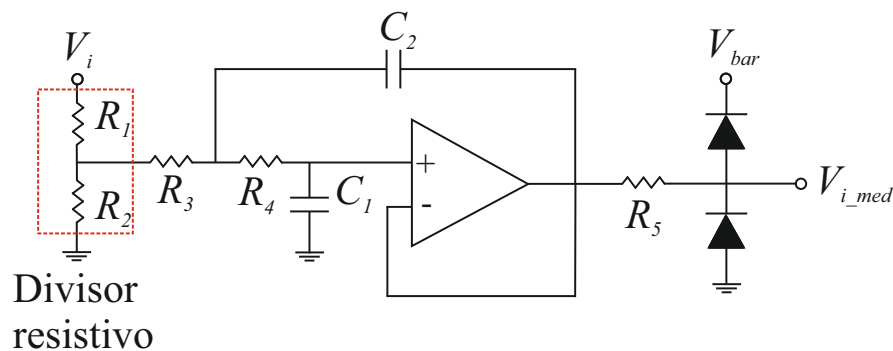
Ganho do divisor resistivo para medição de V_i	$K_{v_i} = 0,0756$
Ganho do divisor resistivo para medição de V_o	$K_{v_o} = 0,0021026$

Fonte: Elaborado pela autora.

5.1.12.2 Circuito de condicionamento do sinal de tensão de entrada

Como anteriormente explicado, a tensão de entrada do conversor é medida através de um divisor resistivo. Esse sinal é, então, enviado para um circuito de condicionamento para ser adequado aos níveis de tensão aceitos pelo DSP utilizado para realizar o controle. O circuito de condicionamento possui um filtro passa-baixa com ganho. O filtro faz com que os ruídos de medição sejam filtrados para que o sinal medido possa ser enviado ao controlador. Como a frequência de corte do filtro passa-baixa é muito maior do que a banda passante da malha de tensão de entrada, a dinâmica deste circuito foi desprezada no projeto do controlador de tensão. Na Fig. 59 é apresentado o circuito de condicionamento do sinal da tensão de entrada.

Figura 59 – Circuito de condicionamento do sinal da tensão de entrada.

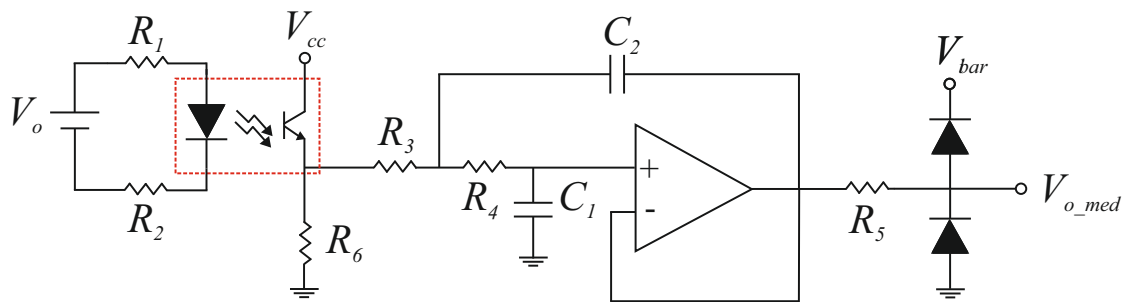


Fonte: Elaborado pela autora.

5.1.12.3 Circuito de condicionamento do sinal de tensão de saída

Assim como é realizada a medição da tensão de entrada do conversor, a tensão de saída é também medida através de um divisor resistivo. Pelo fato da tensão de saída ser isolada da referência de todo o circuito, ou seja, não é referida ao GND, deve-se primeiramente isolar esta medição a fim de viabilizar o uso do sinal com a mesma referência do circuito de condicionamento. O sinal que passa pelo divisor resistivo é então enviado a um opto acoplador, que isola o sinal, enviando o mesmo para um circuito de condicionamento para ser adequado aos níveis de tensão aceitos pelo DSP utilizado. A tensão de saída é medida pois é necessário que o conversor possua proteção de sobre tensão caso a tensão do barramento de saída se eleve ultrapassando os valores estipulados. O circuito de condicionamento é basicamente o mesmo circuito utilizado para o condicionamento da tensão de entrada. Na Fig. 60 é apresentado o circuito de condicionamento do sinal da tensão de saída.

Figura 60 – Circuito de condicionamento do sinal da tensão de saída.



Fonte: Elaborado pela autora.

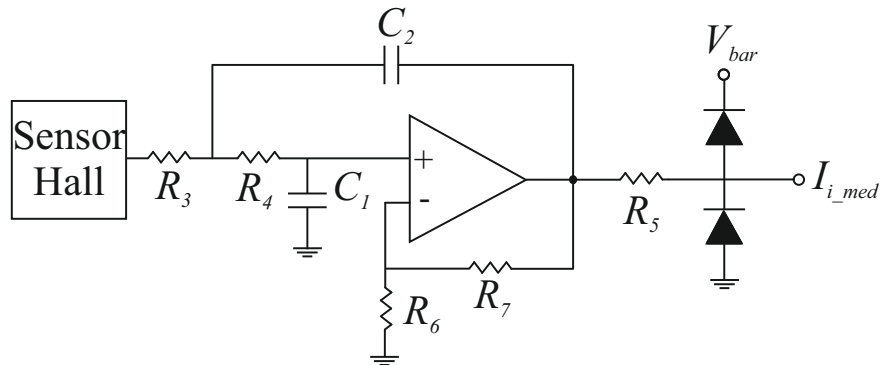
5.1.12.4 Circuito de condicionamento do sinal de corrente de entrada

A leitura realizada pelo sensor *Hall* de corrente é enviada ao circuito de condicionamento, também formado por um filtro passa baixa. No entanto, além do filtro foi necessária a implementação de um *offset* na entrada do amplificador operacional para cancelar a tensão de referência do sensor de corrente, pois sem o cancelamento os níveis de tensão na entrada do DSP ultrapassariam os limites. Como a frequência de corte do filtro passa-baixa é muito maior do que a banda passante da malha de controle de corrente, a dinâmica deste circuito foi desprezada no projeto do controlador de corrente. Na Fig. 61 é apresentado o circuito de condicionamento do sinal da corrente do indutor de entrada.

5.1.12.5 Circuito de Driver de acionamento dos interruptores

A saída dos sinais de PWM oriundas do DSP será recebida pelo circuito de *driver*, o qual irá acionar os dois interruptores do conversor, S_1 e S_2 . Será utilizado o circuito integrado IR2101S, da fabricante *International Rectifier*. Este CI consegue acionar

Figura 61 – Circuito de condicionamento do sinal da corrente no indutor de entrada.



Fonte: Elaborado pela autora.

MOSFETs com alta velocidade, pode operar com tensões até 600 V e é ideal para o acionamento de interruptores no mesmo braço.

5.1.12.6 Fonte auxiliar

Para alimentação de todos os circuitos auxiliares da parte de comando do conversor, optou-se pela implementação de uma fonte auxiliar, composta por alguns circuitos integrados, dentre eles o BD9G101G, que é um regulador abaixador de tensão chaveado. Nesta aplicação, este CI é responsável por abaixar a tensão de entrada do conversor para níveis de tensão de cerca de 12 V, que serão os níveis de tensão dos pulsos PWM responsáveis por acionar os interruptores.

Na saída do regulador chaveado tem-se um regulador linear de tensão, que regula a tensão de 12 V para nível tensão de 5 V, que é responsável pela alimentação da maioria dos circuitos integrados, como os amplificadores operacionais, sensor de tensão e opto acoplador.

Na saída do regulador de tensão linear, tem-se, finalmente, a regulação de 5 V para 3,3 V, a qual é responsável pela alimentação do DSP. O esquemático que mostra o circuito descrito está apresentado no Apêndice D.

5.2 SUMÁRIO

A partir das especificações de projeto e da análise realizada no Capítulo 4, pôde-se realizar o dimensionamento dos elementos do conversor, como semicondutores e o projeto dos elementos magnéticos, como o transformador e indutores, circuitos auxiliares e de comando dos interruptores.

Também foi realizada uma análise de perdas do conversor, considerando os principais componentes de potência que apresentam perdas consideráveis como interruptores, diodos, capacitores e elementos magnéticos. Foi possível visualizar que os elementos que mais apresentam perdas e impactam no rendimento do conversor são magnéticos, sendo os

valores de perdas nos semicondutores baixos, conforme o esperado, pelo fato de o conversor apresentar comutação suave.

A metodologia de projeto adotada é bem validada e utilizada dentre as aplicações na literatura. Os controladores se fazem necessários na aplicação e fazem com que as malhas de controle fiquem totalmente desacopladas. Os controladores foram projetados no domínio w , usando a técnica clássica de Diagrama de Bode, para em seguida, serem discretizados para realizar a implementação digital no DSP.

O objetivo do trabalho não é focado na estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência, por isso, optou-se por trabalhar com o algoritmo Perturba & Observa, considerado simples e pouco preciso, no entanto, já bem validado.

Com a finalização da etapa de projetos, concluída neste capítulo, são apresentados os resultados de simulação e experimentais no capítulo a seguir.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulações e experimentais, com o intuito de realizar uma abordagem comparativa entre o comportamento do circuito simulado com o do protótipo construído.

6.1 PROTÓTIPO CONSTRUÍDO

O protótipo construído é apresentado nas Fig. 62 e Fig. 63. A parte de potência e condicionamento de sinal foram implementadas em uma única placa (Fig. 63), com o objetivo de compactar o conversor, já que nesse tipo de aplicação é interessante que se tenha um protótipo compacto que fique integrado aos módulos FV. O processamento digital de sinal foi implementado através do *kit* de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*.

Foram confeccionados dois protótipos idênticos com objetivo de realizar ensaios com uma estrutura de dois conversores, cada um conectado a um módulo FV, ambos conversores conectados em paralelo a um barramento controlado de tensão.

Figura 62 – Protótipo construído. Placa de potência e condicionamento de sinal e *kit* de processamento digital.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 63 – Protótipo construído. Placa de potência e condicionamento de sinal. Dimensões: 14x10x4,6 cm.



Fonte: Elaborado pela autora.

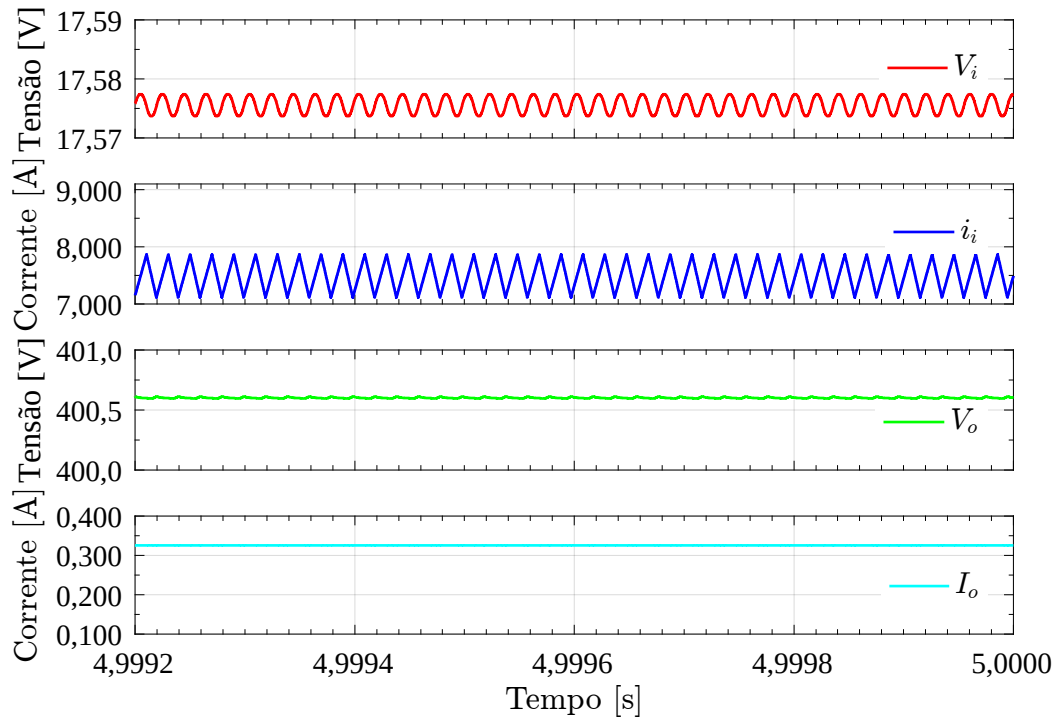
6.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E ENSAIOS COM CARGA RESISTIVA NA SAÍDA

Inicialmente são apresentados os resultados da simulação com o módulo fotovoltaico implementado por uma fonte de corrente constante e na saída do conversor uma carga correspondente à potência nominal do conversor. É importante ressaltar que, nesta simulação foram consideradas dispersões magnéticas do transformador e capacitâncias dos semicondutores. A razão cíclica para esta simulação é fixada em $D = 0,55$.

Na Fig. 64 observa-se o comportamento da entrada e saída do conversor. A fonte de corrente que emula um módulo fotovoltaico possui valor da corrente de MPPT fornecida pelo *datasheet* do módulo utilizado. Pode-se observar também que a tensão de entrada também atinge o valor aproximado da tensão de MPPT. Em relação à saída do conversor, conseguiu-se atingir o valor esperado do barramento de 400 V utilizando uma carga de 130 W.

Para implementação prática deste ensaio, utilizou-se o circuito de teste como o apresentado na Fig. 65. A fonte c.c usada na entrada do conversor pode operar em

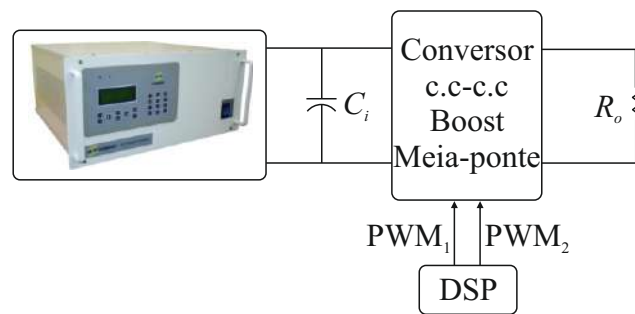
Figura 64 – Resultado de simulação: Tensão de entrada e corrente no indutor de entrada e tensão e corrente de saída do conversor.



Fonte: Elaborado pela autora.

diferentes modos de operação. Para este teste a fonte operou em modo fonte de corrente c.c controlada por tensão.

Figura 65 – Ensaio com fonte c.c alimentando o conversor.

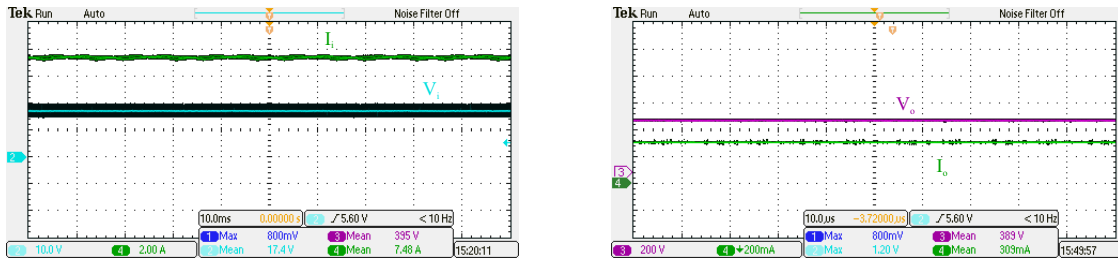


Fonte: Elaborado pela autora.

Os resultados experimentais de características de entrada e saída podem ser observados na Fig. 66. É possível observar a corrente no indutor de entrada com uma pequena ondulação. Assim como na simulação, os testes práticos foram realizados com tensão nominal de 17,4 V, pois é a tensão de MPP em que o módulo utilizado opera nas condições de teste padrão (irradiância = 1000 W/m², temperatura da célula fotovoltaica = 25 ° e AM = 1,5).

Na saída do conversor, tem-se a corrente de saída (na carga) com um valor um

Figura 66 – Resultados experimentais: Tensão de entrada e corrente no indutor de entrada e Tensão e corrente de saída do conversor.



(a) Tensão V_i (10 V/div) e corrente em I_i (2 A/div). (b) Tensão (200 V/div) e corrente (200 mA/div) na saída do conversor.

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 21 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.

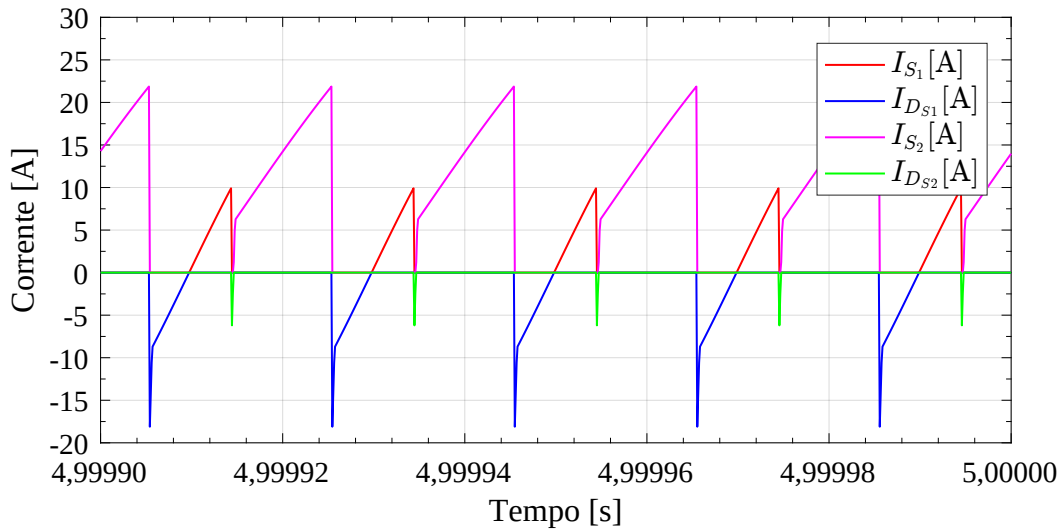
Componente	Grandeza	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente de entrada	I_{med} [A]	7,462	7,49	7,48
Tensão de entrada	V_{med} [V]	17,4	17,4	17,4
Corrente de saída	I_{med} [A]	0,325	0,326	0,309
Tensão de saída	V_{med} [V]	399,79	401,62	389

pouco mais baixo em relação à simulação. Do mesmo modo, a tensão de saída atingiu um valor um pouco abaixo de 400 V. É possível que a diferença entre os valores de carga influenciem nestes resultados, já que na prática só conseguiu-se testar o conversor com uma carga de 1190 Ω , enquanto na simulação testou-se com a carga nominal de 130 W (1231 Ω).

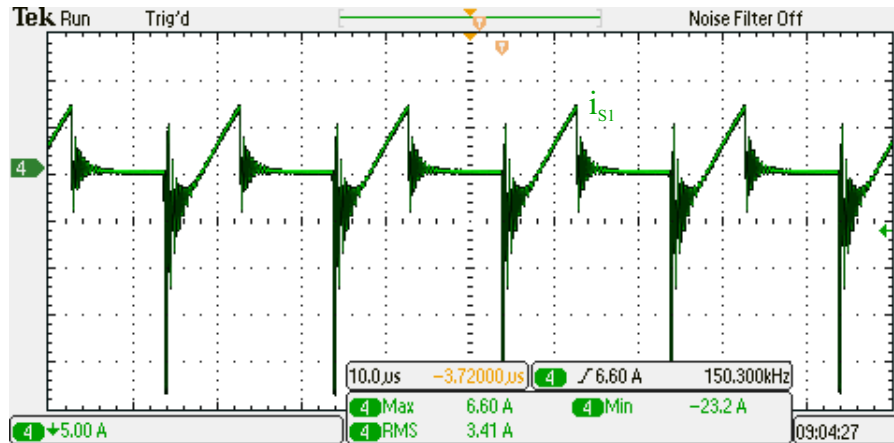
As correntes nos semicondutores são exibidas na Fig. 67. É possível observar que a corrente nos interruptores se divide entre os diodos intrínsecos aos semicondutores e entre os transistores. Pode-se visualizar também que, como calculado teoricamente, o interruptor S_2 possui um esforço de corrente muito maior que S_1 .

Neste ensaio optou-se por medir a corrente em S_1 , já que a implementação de *jumpers* na placa do conversor acarreta uma série de desvantagens, entre elas sobretensão nas chaves devido à indutância de dispersão, resultado de longos caminhos percorridos pela corrente. O valor eficaz de corrente ficou próximo dos valores calculados e simulados. O resultado experimental da corrente no interruptor S_1 é apresentado na Fig. 68. É possível observar que em comparação aos resultados de simulação, a forma de onda experimental apresenta oscilações não vistas nos resultados simulados. Isso se deve ao fato de que na simulação não foram considerados os efeitos de indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito, que experimentalmente, afetam o conversor causando oscilações e ressonâncias nas formas de onda.

Na Fig. 69 observa-se o comportamento da corrente e da tensão na indutância

Figura 67 – Resultados de simulação: Correntes nos semicondutores S_1 e S_2 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 68 – Resultados experimentais: Corrente (5 A/div) no interruptor S_1 .

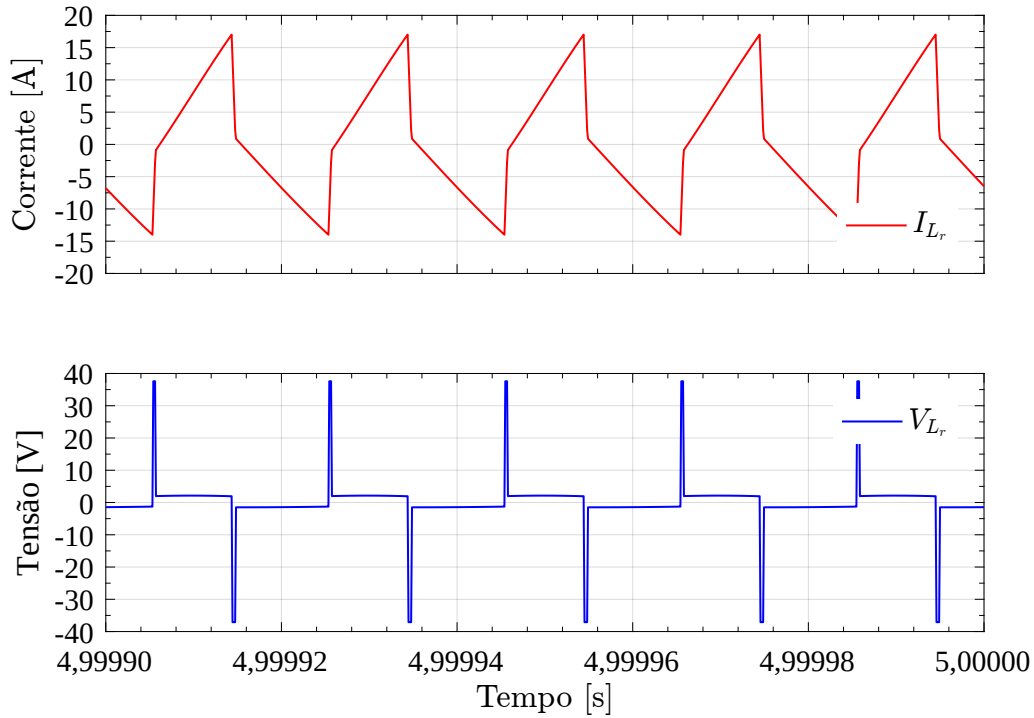
Fonte: Elaborado pela autora.

auxiliar responsável pela realização da comutação suave no conversor. É importante observar a queda de tensão nesta indutância, pois quanto maior a indutância, maior a queda de tensão e consequentemente maior perda de razão cíclica terá o conversor. A perda de razão cíclica influencia diretamente no ganho estático do conversor, como já mostrado anteriormente. Experimentalmente, temos na Fig. 70 resultados da tensão e corrente na indutância auxiliar.

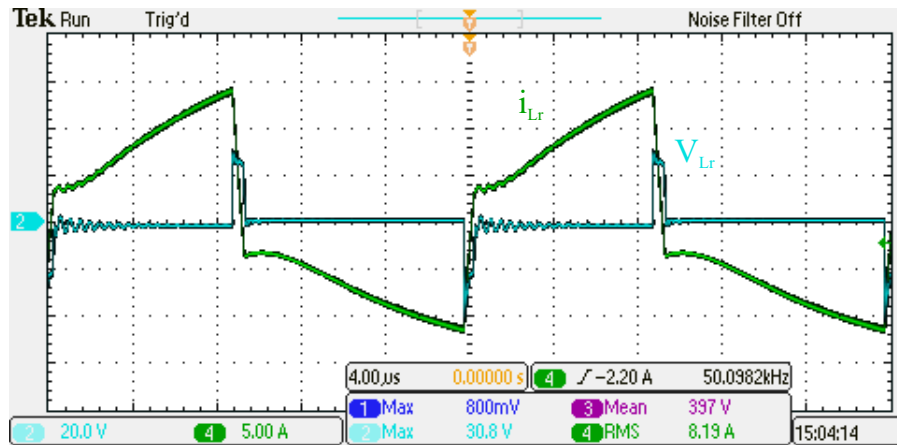
Tabela 22 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.

Componente	Grandeza	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente do interruptor 1	I_{rms} [A]	3,789	3,766	3,41
Corrente da indutância auxiliar	I_{rms} [A]	8,474	8,475	8,19

O comportamento do barramento de baixa tensão do conversor composto pelos

Figura 69 – Resultados de simulação: Tensão e corrente no indutor auxiliar L_r .

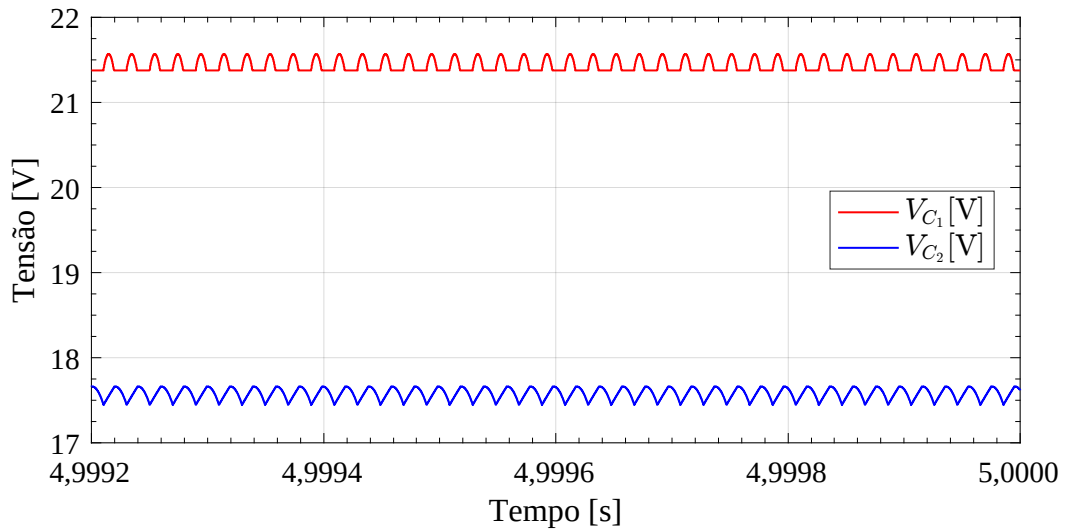
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 70 – Resultados experimentais: Tensão (20 V/div) e corrente (5 A/div) no indutor auxiliar L_r .

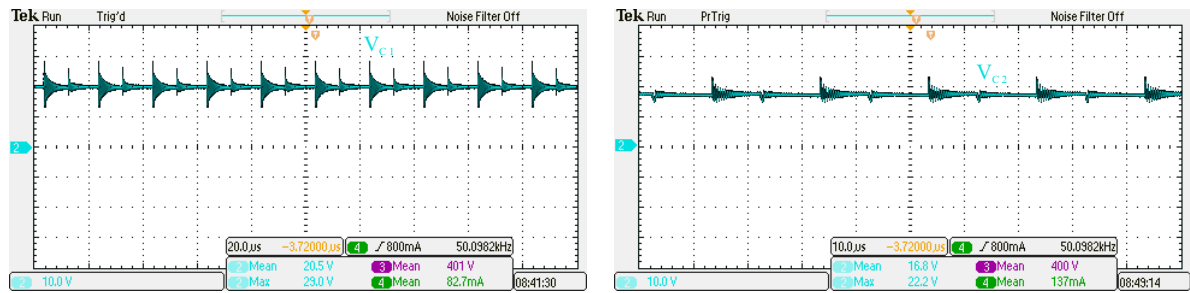
Fonte: Elaborado pela autora.

capacitores C_1 e C_2 também é mostrado na Fig. 71. Pode-se visualizar que, o valor médio da tensão sobre o capacitor C_2 é praticamente igual à tensão de entrada do conversor. Já a tensão sobre o capacitor C_1 , como já mencionado, é dependente da razão cíclica do conversor e da tensão de entrada.

Experimentalmente, tem-se mostrado na Fig. 72, as tensões dos capacitores C_1 e C_2 . É possível visualizar a influência de oscilações nas duas tensões.

Figura 71 – Resultados de simulação: Tensão nos capacitores C_1 e C_2 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 72 – Resultados experimentais: Tensões nos capacitores C_1 e C_2 .(a) Tensão (10 V/div) no capacitor C_1 .(b) Tensão (10 V/div) no capacitor C_2 .

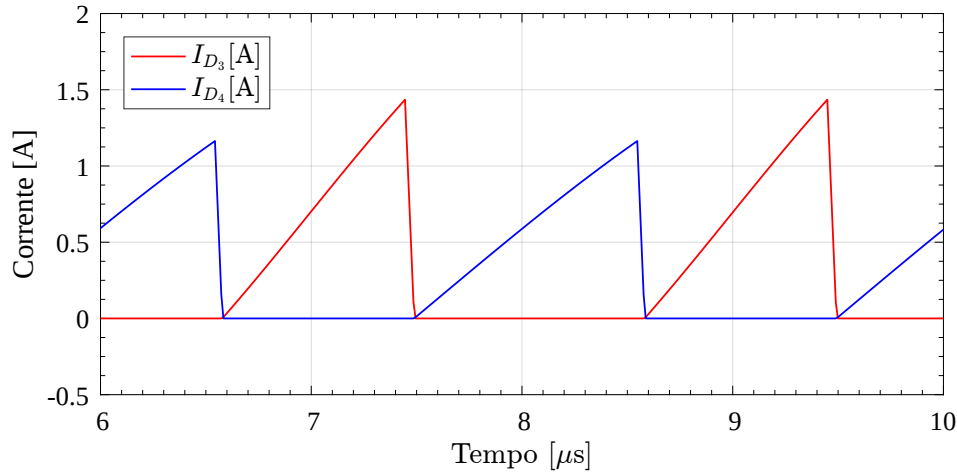
Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 23 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.

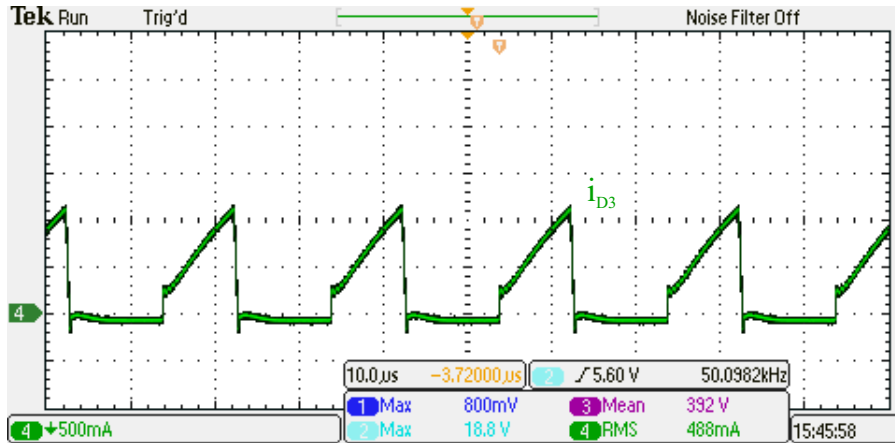
Componente	Grandeza	Calculado	Simulado	Experimental
Tensão no capacitor 1	V_{med} [V]	21,267	21,213	20,5
Tensão no capacitor 2	V_{med} [V]	17,4	17,5	16,8

Na saída do conversor, pode-se visualizar o comportamento das correntes nos diodos do retificador dobrador de tensão, D_3 e D_4 , na Fig. 73. Nesta simulação, utilizou-se o modelo ideal dos diodos. Por esse motivo, o degrau que aparece na corrente do diodo D_3 do ensaio experimental da Fig. 74 não é visto.

Sendo assim, realizou-se outra simulação utilizando modelos reais de semicondutores, inclusive dos diodos de saída. Pode-se visualizar que ocorre uma circulação de corrente de recuperação reversa quando o outro diodo já está polarizado, ou seja, a corrente de recuperação reversa acaba provocando um degrau na corrente do outro diodo polarizado, como pode ser visto nas Fig. 75 a e b.

Figura 73 – Resultados de simulação: Corrente nos diodos de saída D_3 e D_4 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 74 – Resultados experimentais: Corrente (500 mA/div) no diodo D_3 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 24 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.

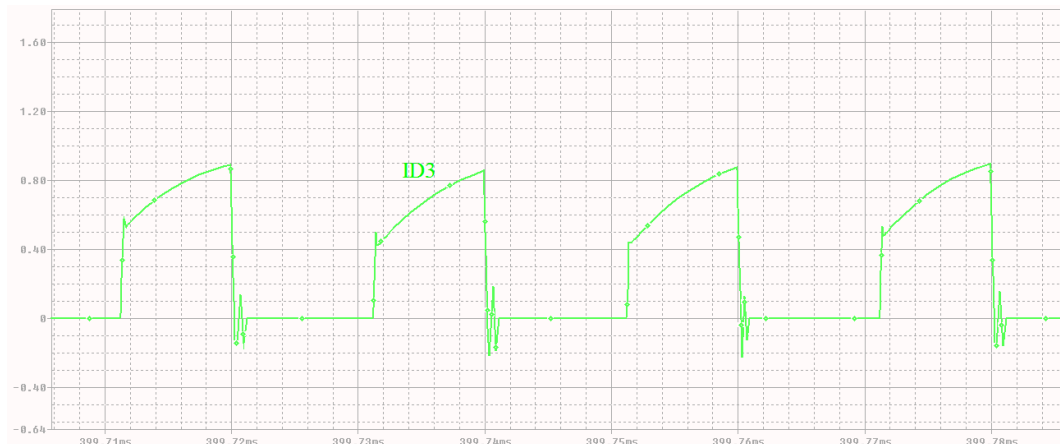
Componente	Grandeza	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente D3	I_{rms} [A]	0,557	0,559	0,488

O comportamento do barramento de saída do conversor composto pelos capacitores C_3 e C_4 é mostrado na Fig. 76. Pode-se visualizar que os valores das tensões somados compõem o valor da tensão de saída V_o .

Pode-se analisar na Fig. 77 o comportamento da comutação no conversor, que ocorre sob tensão nula (ZVS) na entrada em condução (*turn-on*) nos interruptores S_1 e S_2 e sob corrente nula (ZCS) no bloqueio (*turn-off*) dos diodos D_3 e D_4 .

Experimentalmente, pode-se visualizar, na Fig. 78, a comutação em S_1 . Quando S_1 é comandado a conduzir, a tensão sobre ele vai a zero, e neste momento a corrente é nula. Quando a corrente começa a circular no transistor do semicondutor a tensão já se anulou, ou seja, a comutação ocorre, na entrada em condução, de maneira não dissipativa.

Figura 75 – Resultados de simulação com modelos reais, corrente nos diodos de saída D_3 e D_4 .



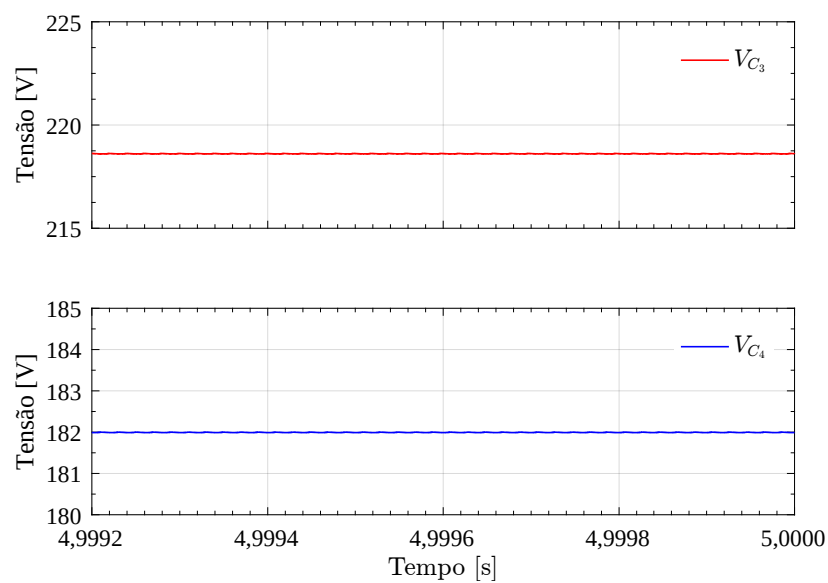
(a) Corrente no diodo D_3 .



(b) Corrente no diodo D_4 .

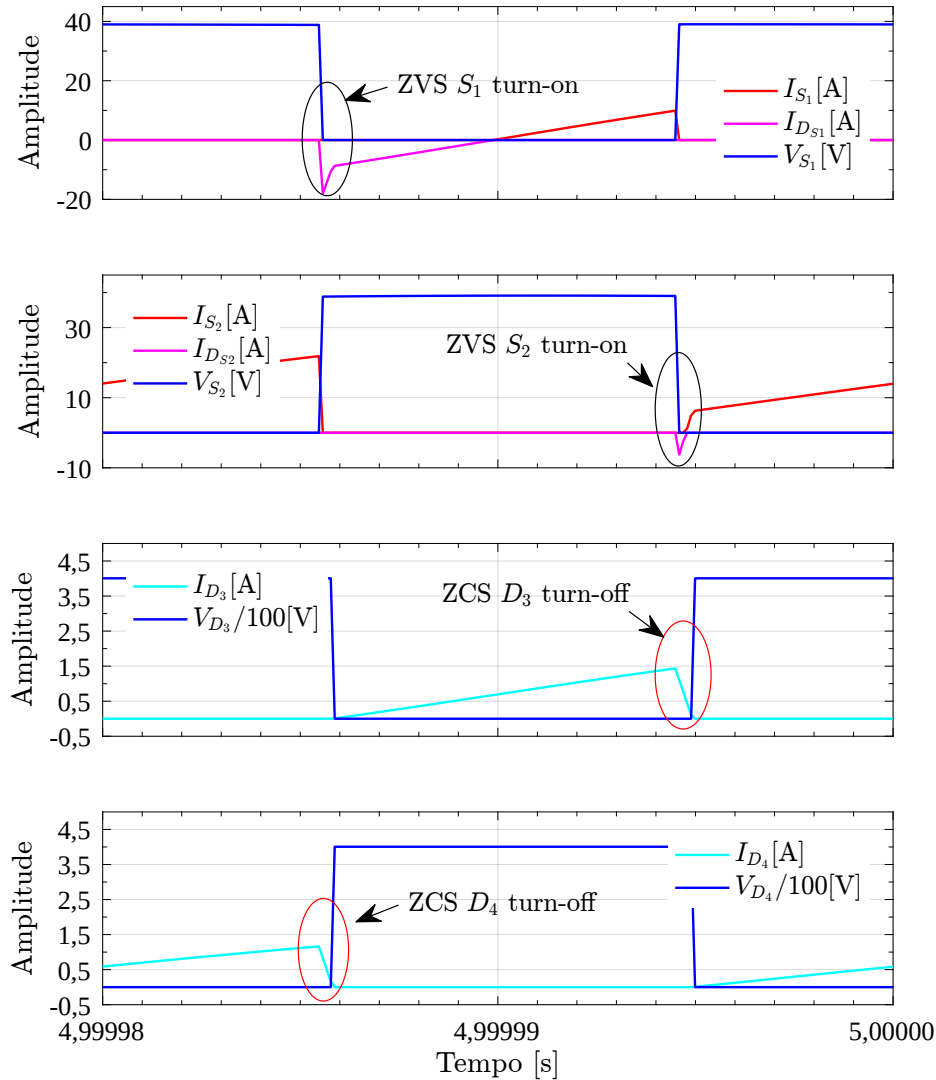
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 76 – Resultados de simulação: Tensão nos capacitores C_3 e C_4 .



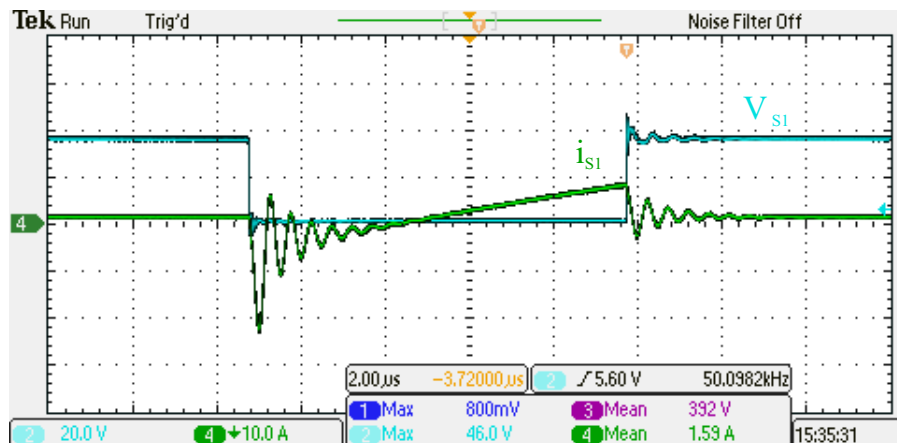
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 77 – Resultados de simulação: Comutação suave ZVS nos interruptores e ZCS nos diodos.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 78 – Resultados experimentais: Comutação suave ZVS no interruptor S_1 . Corrente (10 A/div) e tensão (20 V/div) em S_1 .



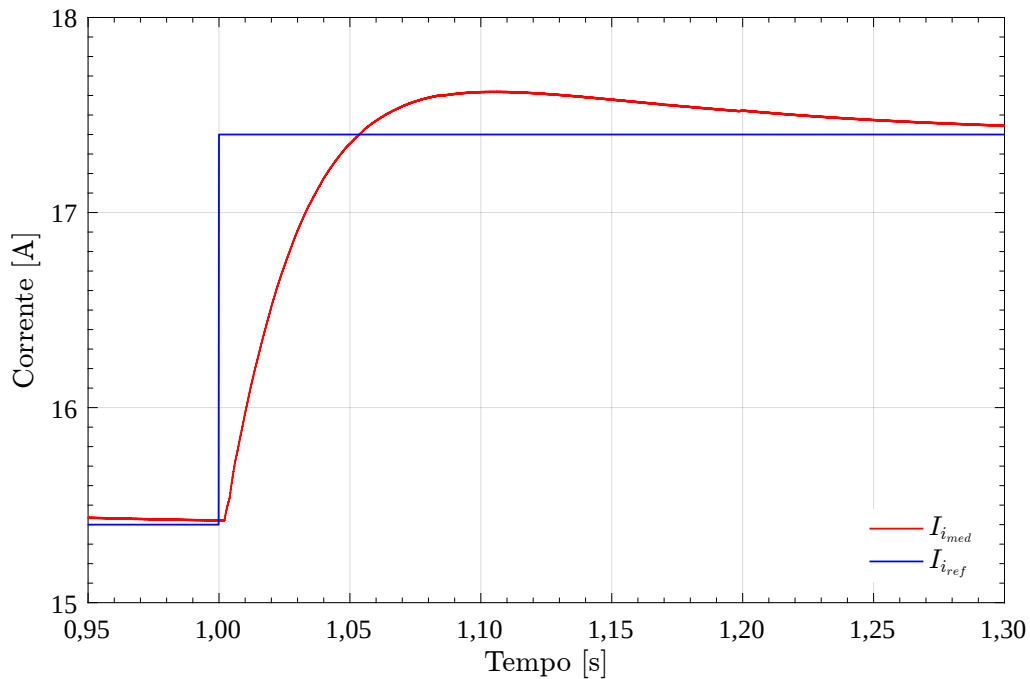
Fonte: Elaborado pela autora.

6.3 DINÂMICA DO CONTROLE DO CONVERSOR

Antes de ensaiar o conversor com a fonte no modo emulador de módulo FV, foram feitos alguns testes somente com as duas malhas funcionando, sem o MPPT.

Na simulação, como pode ser visto na Fig. 79, quando é dado um degrau de 2 V na referência de tensão, a tensão de entrada irá convergir para o valor de referência em regime permanente. Como a resposta do sistema é lenta, devido à baixa banda passante, a tensão demora muito tempo para convergir. No entanto, como o erro em regime permanente é nulo, os valores se convergem após um certo período de tempo. O comportamento da corrente de entrada para este degrau também pode ser visto na Fig. 80.

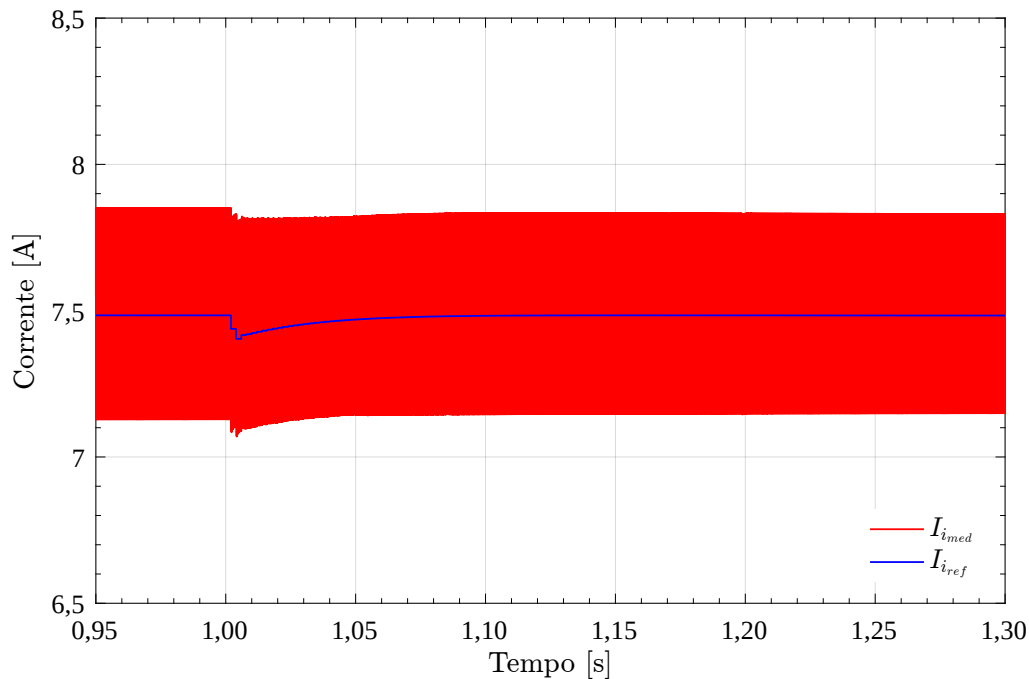
Figura 79 – Resultados de simulação: Dinâmica tensão de entrada para degrau na referência de tensão.



Fonte: Elaborado pela autora.

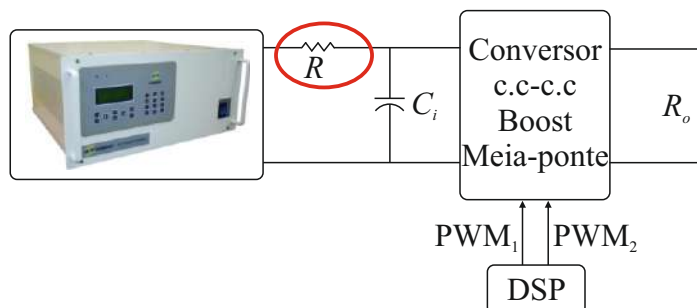
Após simulação, tem-se os ensaios práticos. No entanto, é preciso se atentar ao fato de que a fonte de entrada utilizada no ensaio possui um filtro LC na saída. Ao conectar o conversor diretamente à fonte, a capacitância de entrada do mesmo fica em paralelo com a capacitância de saída da fonte. Além do fato de que com isso a planta de ambos, fonte e conversor, muda e isso altera a sintonia e operação de ambos os controles, existe o fato de que sem uma impedância entre estes capacitores, pode haver circulação de *ripple* do conversor pelo capacitor do filtro de saída da fonte e circulação de *ripple* da fonte pelo capacitor de entrada do conversor. Sendo assim, decidiu-se fazer o desacoplamento das malhas de controle da fonte e do conversor conectando um resistor de baixa resistência entre eles, como pode ser observado na Fig. 81.

Figura 80 – Resultados de simulação: Dinâmica da corrente no indutor de entrada para degrau na referência de tensão.



Fonte: Elaborado pela autora.

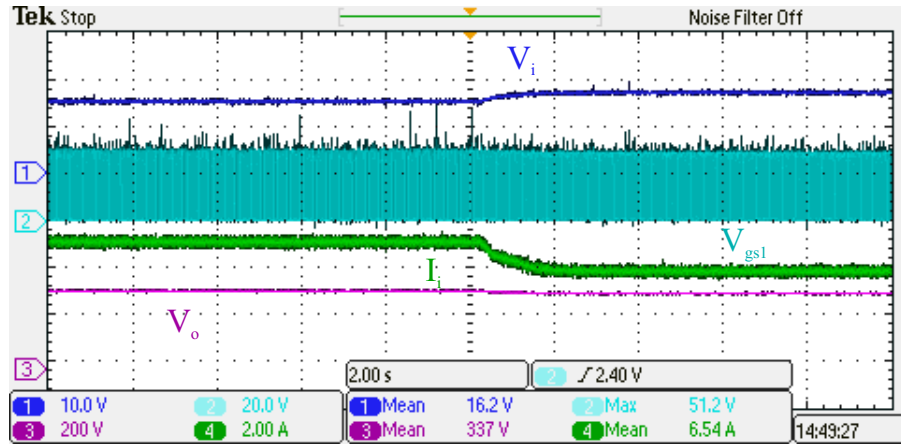
Figura 81 – Ensaio com fonte c.c alimentando o conversor operando com controle.



Fonte: Elaborado pela autora.

No ensaio experimental, é realizado um degrau de 2,5 V na referência de tensão. Pode-se visualizar, na Fig. 82 que é possível observar o controle do conversor operando de maneira desejável. Quando é efetuado um degrau via *software* da referência, a tensão de entrada do conversor se altera, convergindo para o valor de referência. Quando a tensão de entrada se eleva, a queda de tensão em cima do resistor diminui, fazendo com que a corrente no indutor de entrada diminua também, pois, neste caso, o resistor está atuando também como um limitador da corrente.

Figura 82 – Resultados experimentais: Dinâmica do controle conversor para degrau de tensão.



Fonte: Elaborado pela autora.

6.4 ENSAIO DE MPPT COM FONTE EMULANDO PAINEL FOTOVOLTAICO

Neste ensaio, a fonte c.c da fabricante *Supplier* foi configurada para o modo emulador de painel fotovoltaico para verificar a funcionalidade e eficácia do rastreamento. O circuito deste ensaio é apresentado na Fig. 83. O controle do emulador é feito por intermédio de um *software* em LabView®. As curvas são geradas por meio da importação dos pontos de tensão e corrente das curvas características do módulo utilizado. Foram gerados pontos de quatro curvas em diferentes condições de irradiação pelo *software* MATLAB®, de acordo com o método descrito na seção 2.2. A interface do *software* pode ser visualizada na Fig. 84.

O Fator de Forma (FF) utilizado para a geração das curvas características nesta aplicação foi de $FF(\%) = 76\%$. O FF mede a forma da curva definida pelas variáveis I e V na seguinte equação:

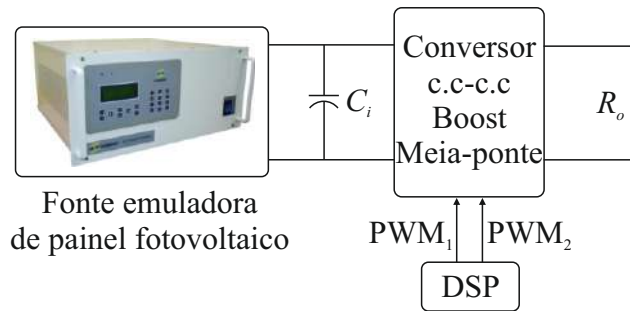
$$FF = \frac{I_{MPP}V_{MPP}}{I_{SC}V_{oc}} \quad (6.1)$$

Quanto mais a curva característica se aproxima de forma retangular melhor é a qualidade da célula.

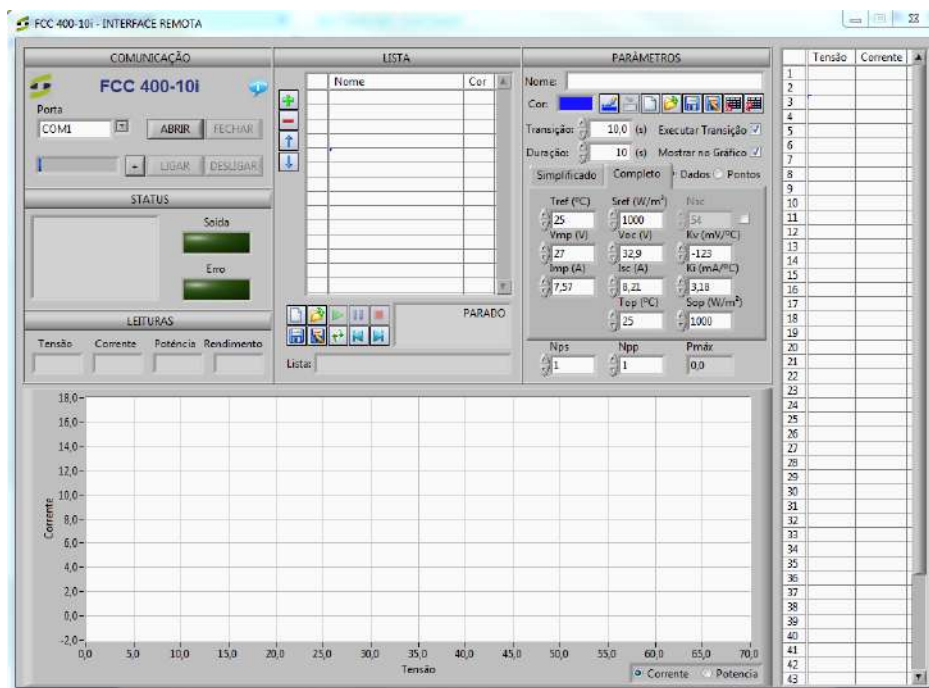
Para exibir a progressão do rastreamento, ou seja, em que ponto da curva o conversor estaria operando, foi utilizado um *software* de captura de tela, onde a cada 5 segundos, era feita uma captura de tela. Cada captura de tela representa um círculo vermelho enumerado. Foram realizadas 7 capturas, enumeradas de 1 ao 7. Isso foi feito para as quatro curvas e após as capturas realizadas, as imagens foram juntadas e os pontos enumerados, como pode ser visto na Fig. 85.

Cada curva possui seu ponto de máxima potência, representado por um "x" nos joelhos de cada curva, e cada ponto enumerado representa um ponto de operação do

Figura 83 – Ensaio com fonte c.c emulando painel FV alimentando o conversor.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 84 – Interface do *software* em LabView® para ensaio do MPPT.

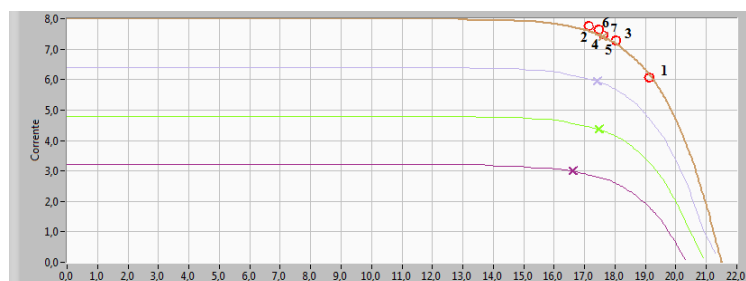
Fonte: Elaborado pela autora.

conversor naquele instante do *print*. A curva de menor potência ensaiada é a curva 4, onde a fonte emula o módulo FV operando com uma corrente pouco maior de 3 A. Esta curva possui os 3 primeiros pontos iguais, e o restante dos pontos muito próximos ao MPP. Pode-se dizer que o MPPT operou adequadamente, principalmente porque nessas condições, os valores lidos no DSP de corrente e tensão estavam muito próximos dos medidos externamente.

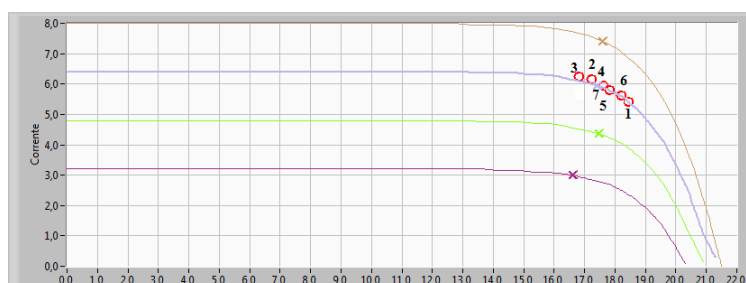
A curva 3, apresenta uma curva com potência em torno de 77 W, com uma corrente próxima de 5 A. Nesta curva o conversor também operou sempre muito próximo do MPP, pois não havia erros consideráveis nas leituras do DSP.

Na curva 2, a fonte emula o módulo operando com uma fonte em torno de 105 W. Nesta curva o conversor já começa a ter pontos mais espaçados do MPP, devido a pequenos erros de leitura da corrente pelo DSP, mas ainda considerados próximos. Os pontos 4 está

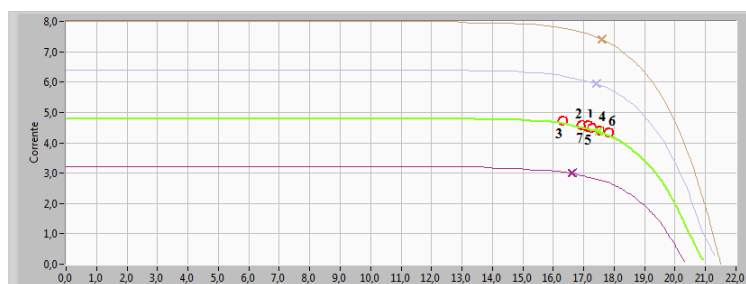
Figura 85 – Resultados experimentais: Ensaio de rastreamento de máxima potência.



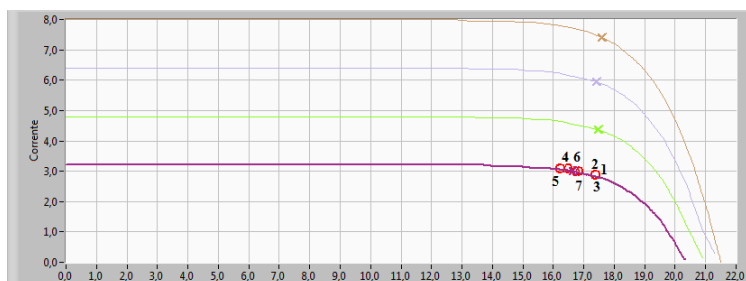
(a) Curva 1 - potência máxima de 130 W.



(b) Curva 2 - potência máxima de 105 W.



(c) Curva 3 - potência máxima de 77 W.



(d) Curva 4 - potência máxima de 50 W.

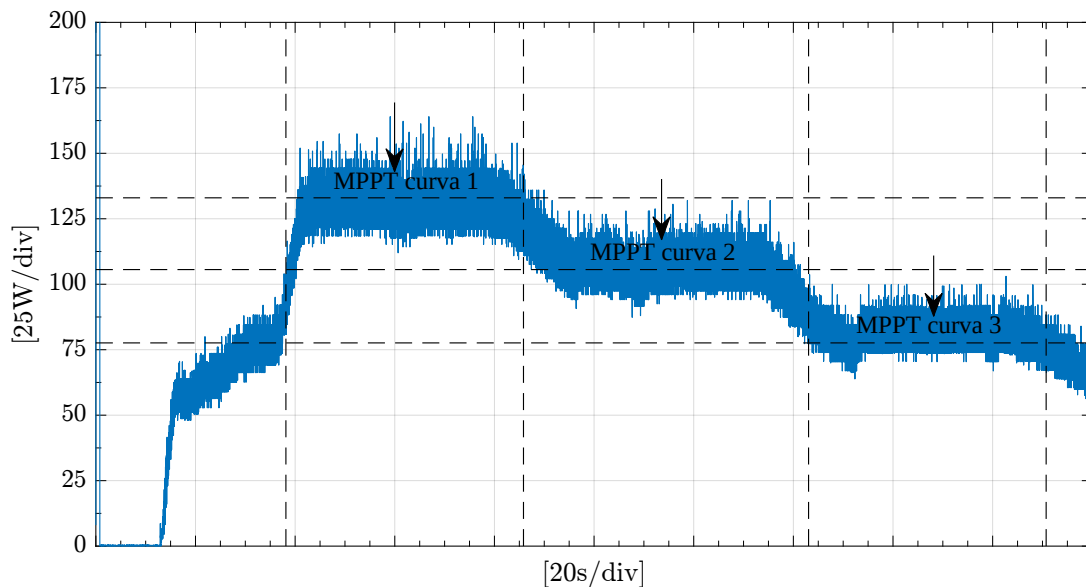
Fonte: Elaborado pela autora.

sobre o ponto 7 e o ponto que mais se distancia do MPP é o primeiro ponto.

A curva 1 é a curva de máxima potência do módulo, fornecendo uma potência de 130 W. Nas imediações do MPP pequenos passos de corrente faziam com que o ponto de operação mudasse muito rápido e algumas vezes para pontos mais distantes do MPP, como o ponto 1. Assim como nas outras curvas existem pontos sobrepostos, nesta, os pontos 4 e 7, e 5 e 3 estão sobrepostos, respectivamente, como pode-se observar na Fig. 85(a).

Na Fig. 86 é apresentado um gráfico de potência *versus* tempo para a operação das três primeiras curvas mostradas anteriormente. Esses dados foram extraídos da multiplicação da corrente pela tensão instantânea do osciloscópio durante o tempo de operação do MPPT nas três curvas. Cada curva tem duração de 40 segundos e 20 segundos de transição de uma curva para outra. Desse modo, pode-se facilmente, observar os patamares de potência que cada curva fornece.

Figura 86 – Potência *versus* tempo durante a operação de MPPT pelas três curvas características do painel FV.



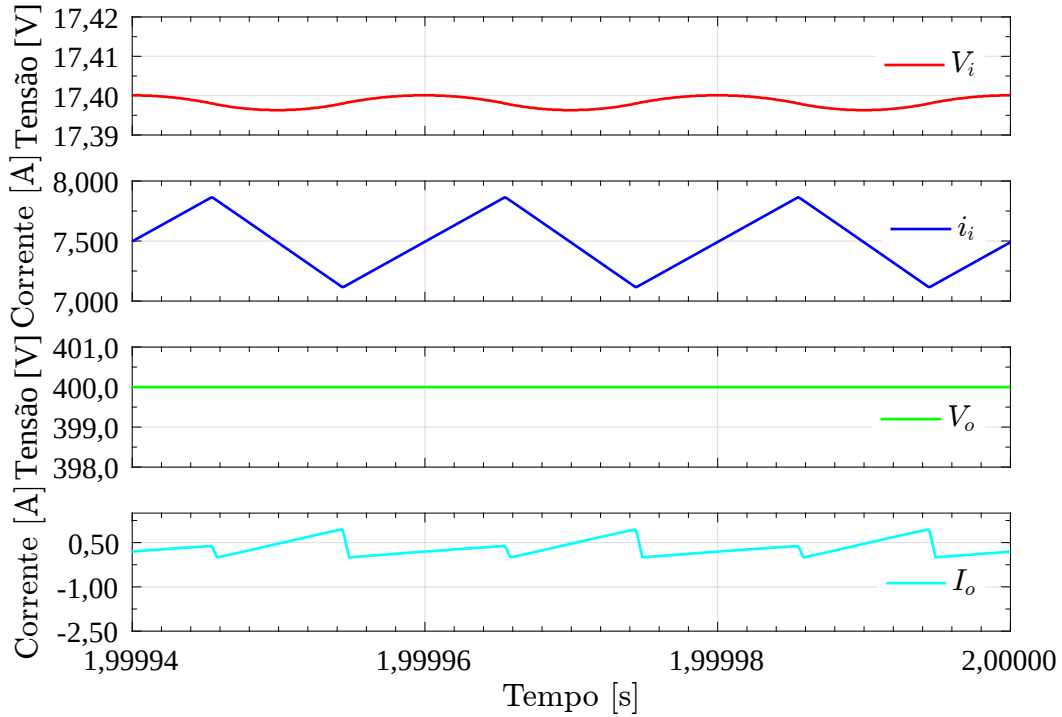
Fonte: Elaborado pela autora.

6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E ENSAIOS COM BARRAMENTO CONTROLADO NA SAÍDA DO CONVERSOR

Nesta simulação alterou-se a resistência da saída do conversor por uma fonte fixa de 400 V. Esta simulação é importante, pois visando a operação com um inversor fotovoltaico, é necessário que o conversor se ajuste ao barramento de entrada c.c controlado pelo inversor. Na Fig. 87 são mostradas as características principais de entrada e saída do conversor.

Pode-se visualizar uma pequena ondulação na tensão de entrada e uma variação da corrente do indutor de entrada que está dentro dos limites projetados.

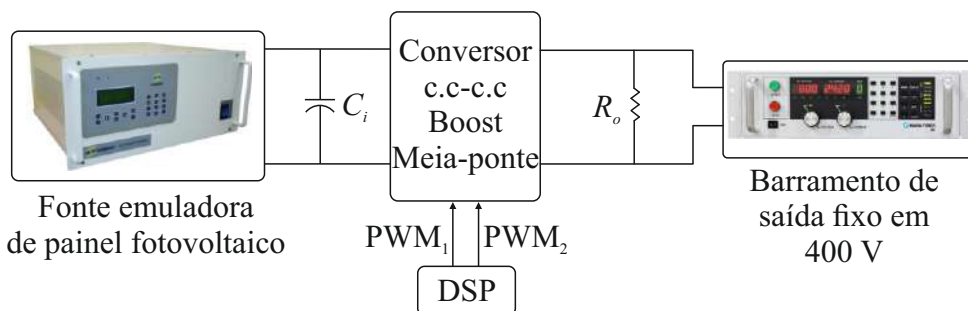
Figura 87 – Resultados de simulação: Tensão de entrada e corrente no indutor de entrada e tensão e corrente de saída do conversor com barramento c.c fixo na saída.



Fonte: Elaborado pela autora.

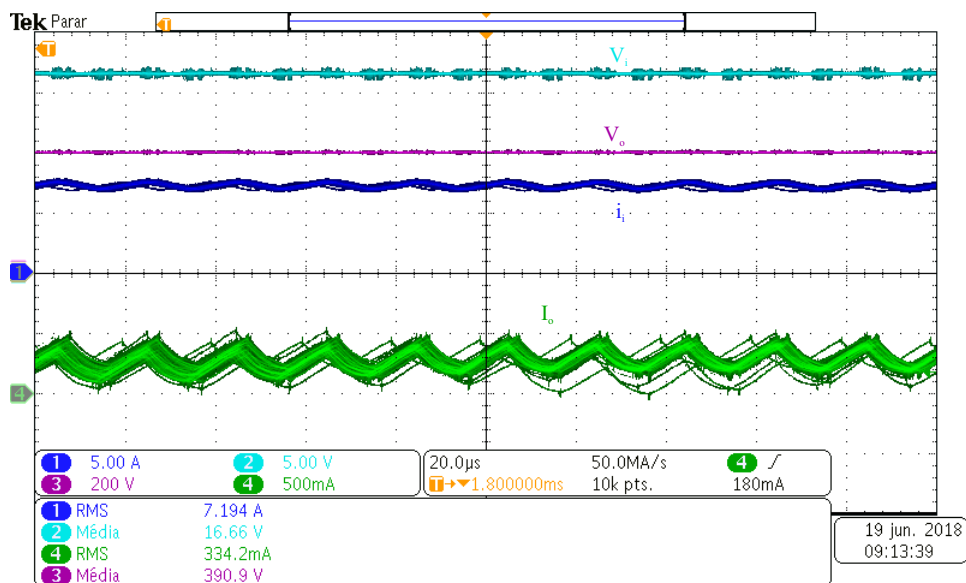
Para o ensaio prático, com o objetivo de emular o barramento controlado de 400 V de uma possível conexão com um inversor fotovoltaico, foi realizada a conexão de uma fonte c.c com tensão fixa em 400 V na saída do conversor. A fonte conectada na saída é do fabricante *Magna-Power*, modelo TSD1000-25. Sendo esta fonte unidirecional, foi adicionada uma carga em paralelo com a fonte para consumir a potência injetada pelo conversor, como pode ser visualizado na Fig. 88.

Figura 88 – Ensaio com fonte c.c emulando painel FV alimentando o conversor e barramento controlado por fonte na saída.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 89 – Resultados experimentais: Tensão de entrada (5 V/div) e corrente no indutor de entrada (5 A/div) e tensão (200 V/div) e corrente (500 mA/div) de saída do conversor com barramento c.c fixo na saída.



Fonte: Elaborado pela autora.

Pode-se perceber uma ondulação na corrente de saída do conversor, possivelmente influenciada pela conexão com a fonte. É possível que parte da corrente de alta frequência esteja circulando pelos capacitores de saída da fonte, conectada na saída do conversor. Também é importante ressaltar que algumas medidas, como a da tensão de saída estão com um certo erro de medição, pois a fonte de saída estava fixada em 400 V e, além disso, as medidas de tensão e saída estavam sendo mostradas em um analisador de potência, o qual mostrava que a tensão de saída medida era realmente 400 V, como é mostrado na Fig. 90.

Figura 90 – Resultados experimentais: Medidas com analisador de energia.

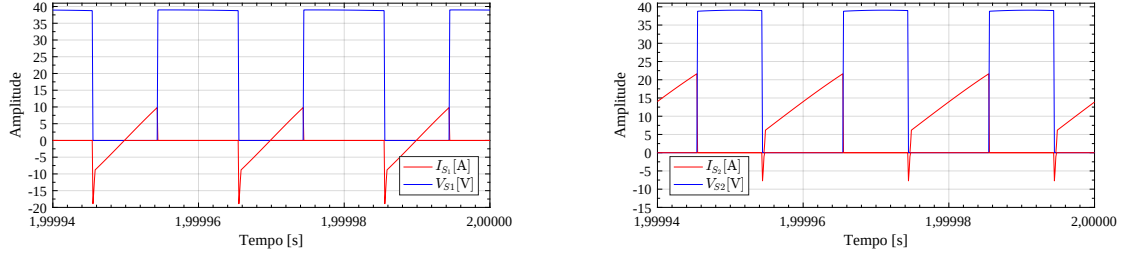


Fonte: Elaborado pela autora.

Foram analisadas as correntes nos interruptores, as quais apresentam resultados

praticamente idênticos ao ensaio com resistência na saída sem tensão fixa. Na Fig. 91 são apresentados os resultados de simulação da corrente e tensão em S_1 e S_2 .

Figura 91 – Resultados de simulação: Tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 .



(a) Tensão e corrente no interruptor S_1 .

(b) Tensão e corrente no interruptor S_2 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Os resultados experimentais da tensão e corrente em S_1 e S_2 são apresentados na Fig. 92.

Tabela 25 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.

Componente	Grandeza	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente interruptor 1	I_{rms} [A]	3,789	3,766	2,927
Corrente interruptor 2	I_{rms} [A]	10,715	10,752	10,0

Na Fig. 93 são apresentadas as formas de onda relativas à indutância auxiliar. Novamente, pode-se perceber que estas são praticamente idênticas às da simulação com a resistência na saída, apresentadas anteriormente. As formas de onda do ensaio prático também estão apresentadas nesta figura para comparação.

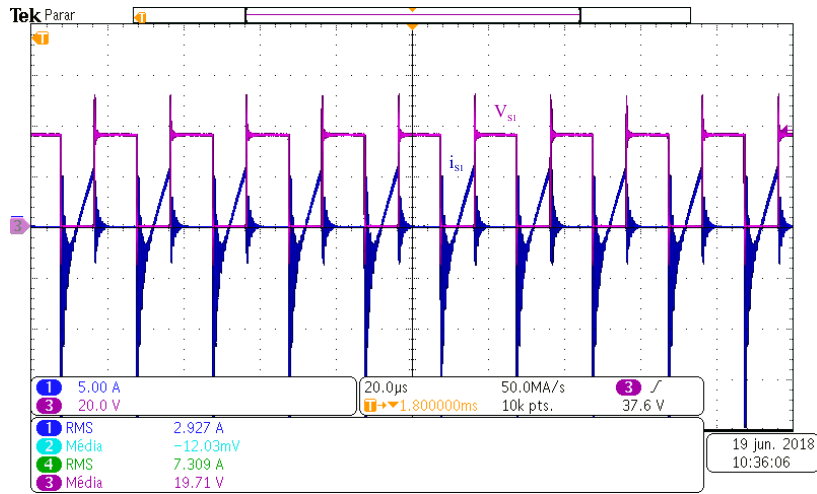
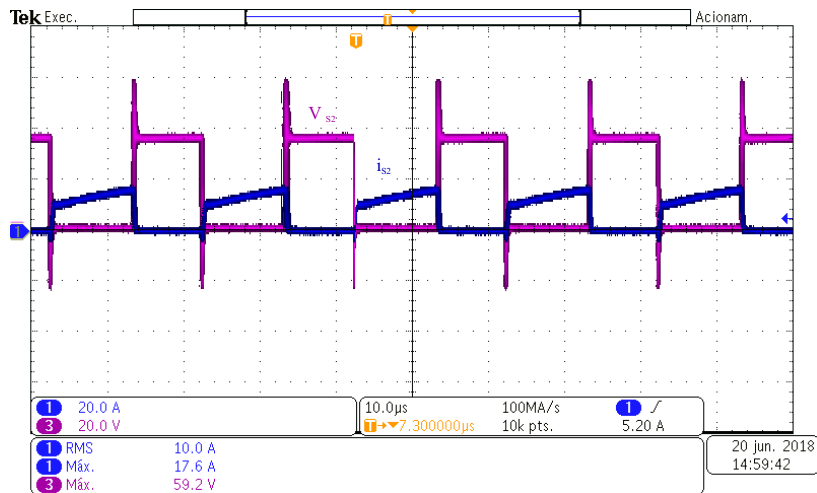
O comportamento das tensões nos capacitores C_1 e C_2 , tanto da simulação, quanto do ensaio experimental, é apresentado na Fig. 94.

Pode-se visualizar que os valores de tensão de C_2 são praticamente os mesmos da simulação com resistência na saída do conversor e com razão cíclica fixa em 0,55. Isso ocorre pois, como já visto, o valor de tensão C_2 só depende do valor da tensão de entrada. Então praticamente não há mudanças entre essas tensões nos dois tipos de ensaios.

Já a tensão em C_1 varia conforme varia a razão cíclica de operação. Como neste ensaio a fonte c.c de entrada estava emulando um módulo FV, a razão cíclica varia constantemente para o conversor operar sempre no MPPT. Consequentemente, a tensão de C_1 também varia.

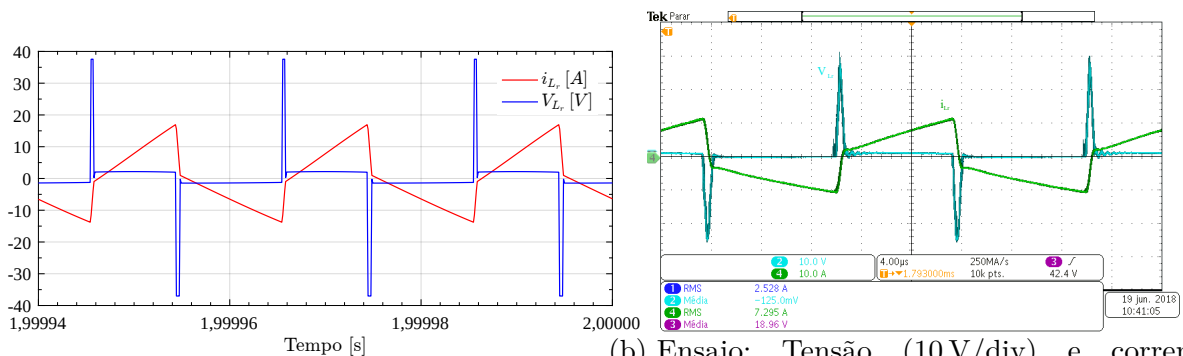
As formas de onda nos diodos de saída, D_3 e D_4 , também estão mostradas na forma de simulação e de resultado experimental, nas Fig. 95 e Fig. 96, respectivamente.

Os resultados de simulação das comutações suaves dos interruptores e diodos de saída não vão ser repetidos aqui novamente, pois são praticamente idênticos aos mostrados

Figura 92 – Resultados experimentais: Tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 .(a) Tensão (20 V/div) e corrente (5 A/div) no interruptor S_1 .(b) Tensão (20 V/div) e corrente (20 A/div) no interruptor S_2 .

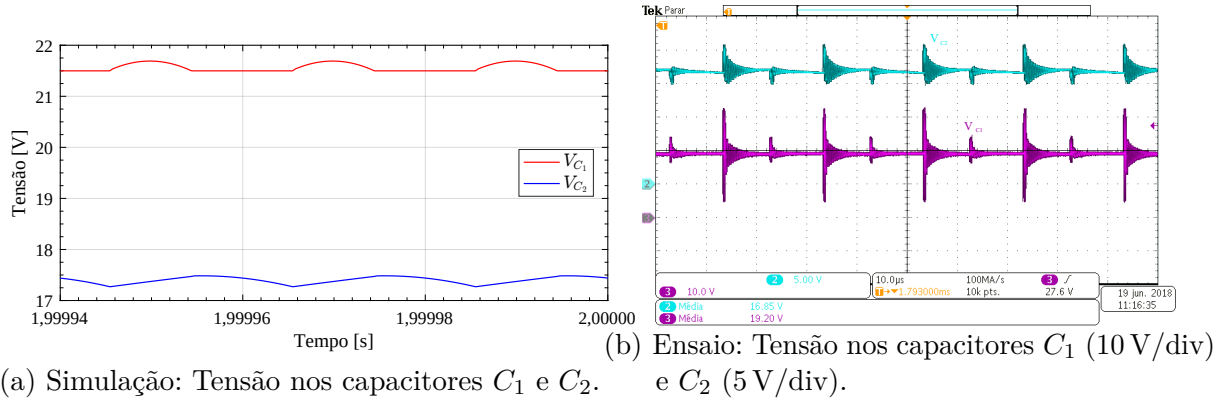
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 93 – Resultados de simulação e experimentais: Tensão e corrente no indutor auxiliar.

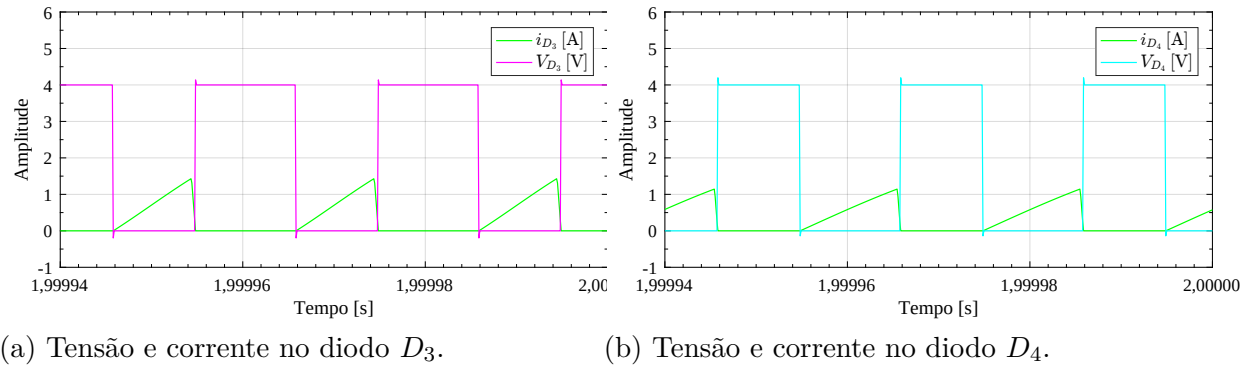
(a) Simulação: Tensão e corrente em L_r .(b) Ensaio: Tensão (10 V/div) e corrente (10 A/div) em L_r .

Fonte: Elaborado pela autora.

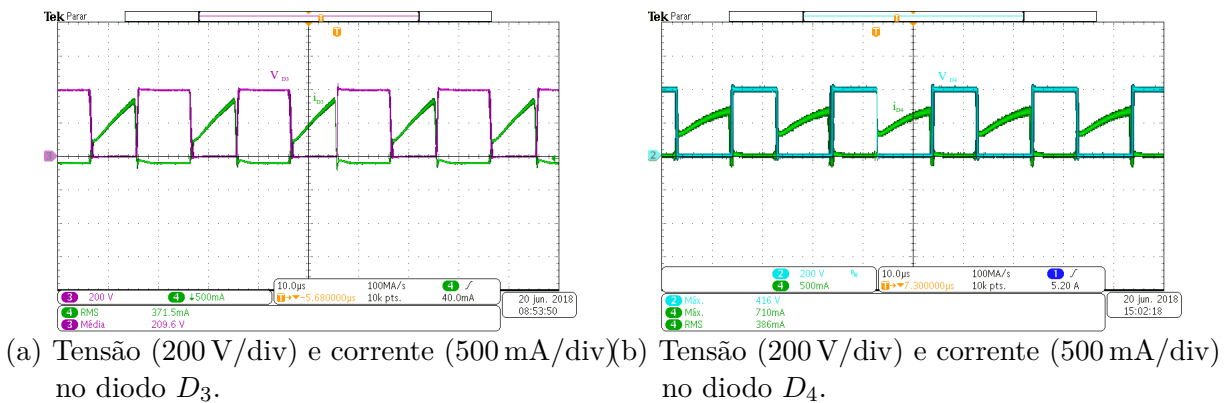
na simulação com resistência na saída do conversor, visto na Fig. 77. Desse modo, só serão apresentados os resultados experimentais das comutações em S_1 , S_2 , D_3 e D_4 , na Fig. 97.

Figura 94 – Resultados de simulação e experimentais: Tensões nos capacitores C_1 e C_2 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 95 – Resultados de simulação: Tensões e correntes nos diodos D_3 e D_4 .

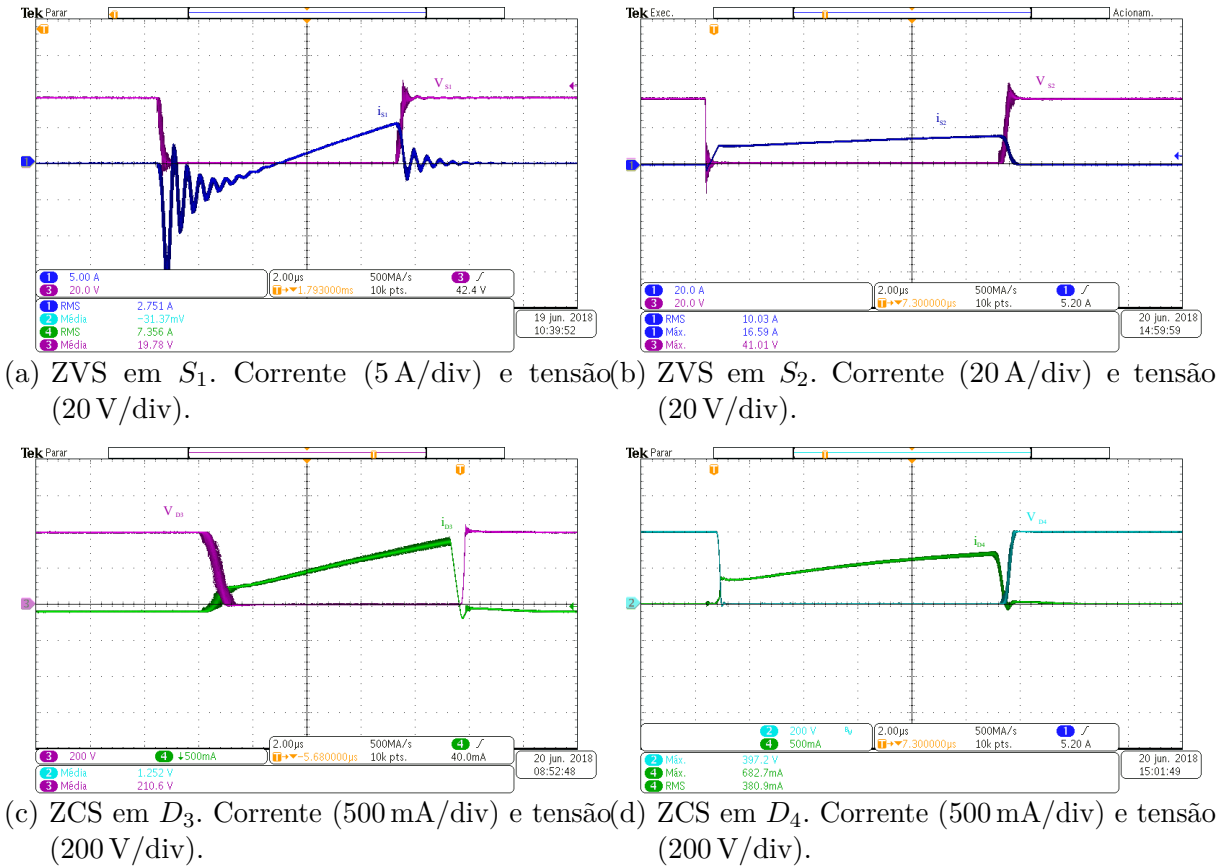
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 96 – Resultados experimentais: Tensões e correntes nos diodos D_3 e D_4 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Pode-se visualizar, a partir da Fig. 97, a comutação sob tensão nula (ZVS) na entrada em condução dos dois interruptores, S_1 e S_2 . Pode-se ver também que o intervalo da corrente passando pelo diodo intrínseco do interruptor S_2 é maior que o intervalo da corrente passando pelo diodo intrínseco do interruptor S_1 . Na mesma figura, tem-se

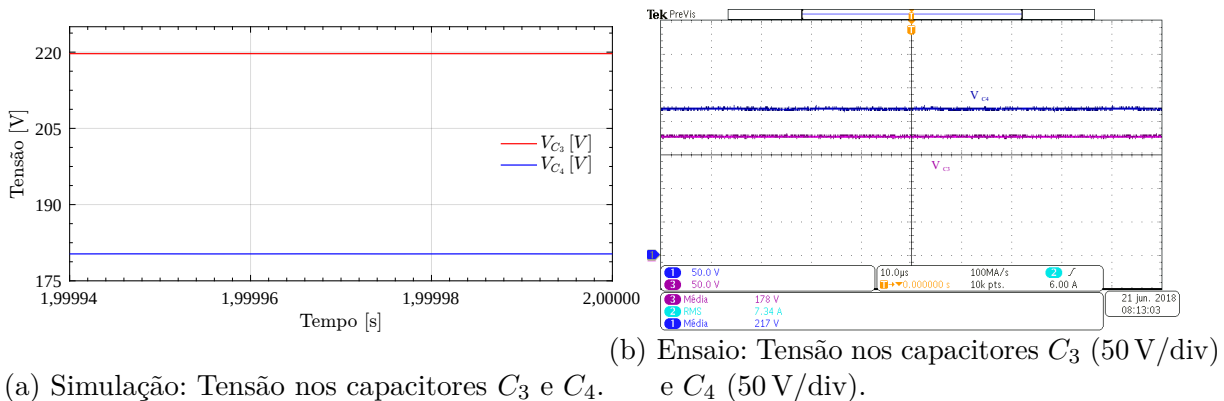
Figura 97 – Resultados experimentais: Comutação suave nos semicondutores.



Fonte: Elaborado pela autora.

também a comutação suave sob corrente nula (ZCS) no bloqueio dos dois diodos de saída, D_3 e D_4 .

O comportamento das tensões dos capacitores de saída, C_3 e C_4 , tanto simulado, quanto através do ensaio experimental, pode ser visto na Fig. 98. Os valores medidos no ensaio são considerados bem próximos da simulação, considerando alguns erros de medição.

Figura 98 – Resultados de simulação e experimentais: Tensões nos capacitores C_3 e C_4 .

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 26 – Comparação dos valores teóricos, simulados e experimentais.

Componente	Grandeza	Calculado	Simulado	Experimental
Tensão capacitor 3	V_{med} [V]	218,3	218,54	217
Tensão capacitor 4	V_{med} [V]	181,5	183,1	178

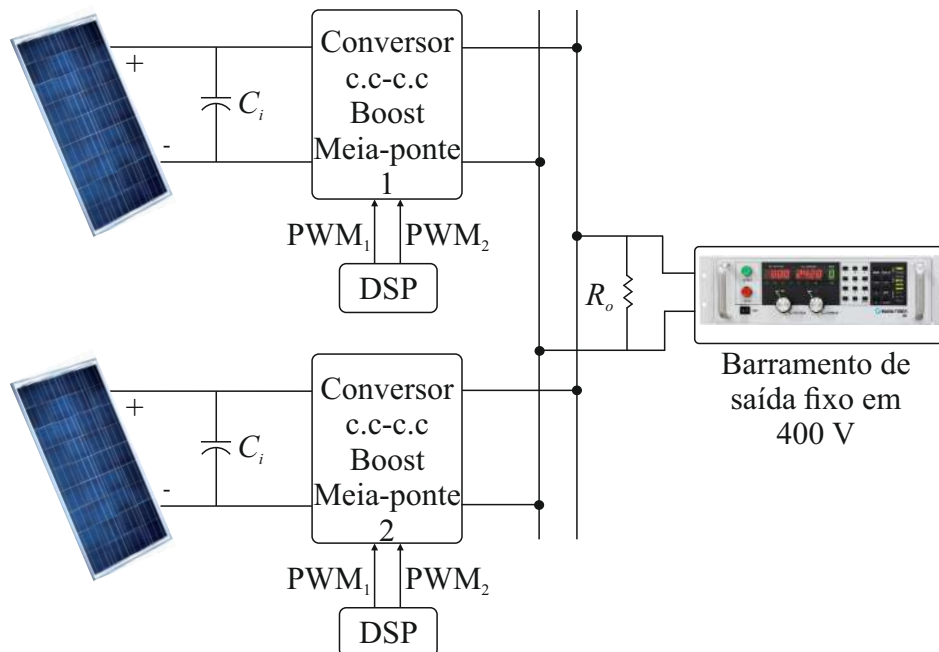
6.6 ENSAIO COM DOIS CONVERSORES INTEGRADOS A MÓDULOS FV, CONECTADOS EM PARALELO A UM BARRAMENTO CONTROLADO

Nesta seção são apresentados os resultados da operação de dois conversores, cada um integrado a um módulo FV e a saída de ambos conectadas em paralelo a um barramento de tensão controlado de 400 V, como pode ser visto na Fig. 99.

Não foi possível, por motivos de indisponibilidade, realizar testes com um inversor conectado à rede, no entanto, o intuito deste ensaio é justamente avaliar a capacidade dos conversores de operarem conectados a um barramento como o de um inversor fotovoltaico com controle de tensão de entrada.

É importante ressaltar a presença da carga resistiva conectada à fonte na saída para consumir a potência gerada pelos dois conversores e pela fonte.

Figura 99 – Ensaio com 2 conversores integrados aos módulos FV conectados ao barramento controlado por fonte.

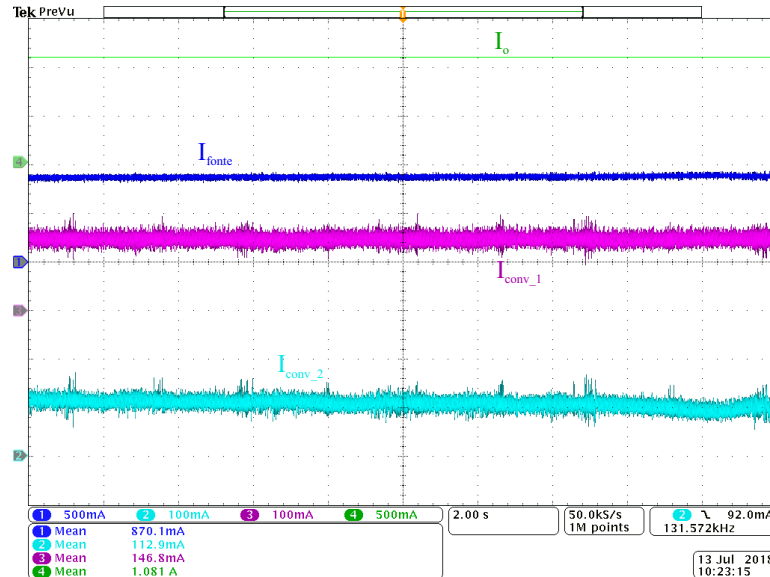


Fonte: Elaborado pela autora.

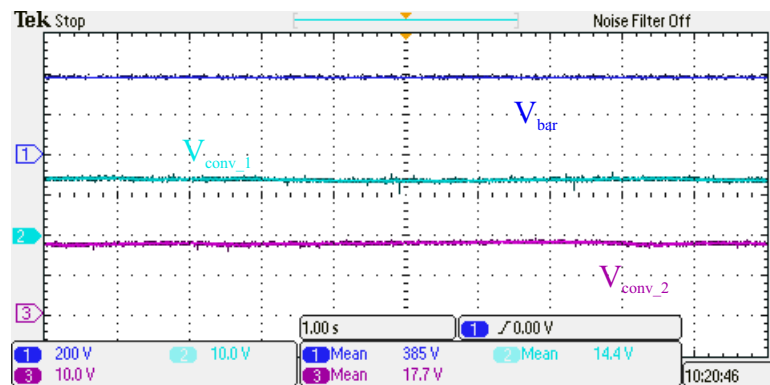
Na Fig. 100(a) são apresentados sinais de corrente. A corrente da carga é composta pelas correntes fornecida pelos dois conversores mais a corrente fornecida pela fonte. No momento deste ensaio um dos módulos estava fornecendo mais potência do que outro, no entanto, ambos estavam operando com rastreamento do ponto de máxima potência. Na

Fig. 100(b) são apresentados os sinais de tensão do barramento de saída e as tensões de entrada dos dois conversores.

Figura 100 – Resultados experimentais: Ensaios com 2 conversores.



(a) Corrente na carga (500 mA/div), correntes fornecidas pela fonte c.c da saída (500 mA/div) e pelos conversores 1 e 2 (100 mA/div).



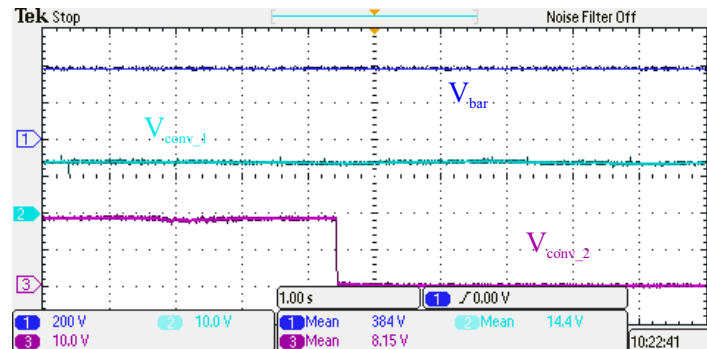
(b) Tensão no barramento de saída (200 V/div) e tensões de entrada nos capacitores 1 e 2 (10 V/div).

Fonte: Elaborado pela autora.

Em determinado momento retirou-se de operação o segundo conversor. Pode-se visualizar, na Fig. 101 que a tensão de entrada do conversor 2 vai a zero. Também pode ser observado o comportamento das correntes na Fig. 102, que mostra a corrente fornecida pelo conversor 2 indo a zero, fazendo com que a corrente fornecida pela fonte de saída aumente para suprir a falta do conversor 2. Mesmo com a retirada de um dos conversores, o conversor 1 continuou operando normalmente, como desejado.

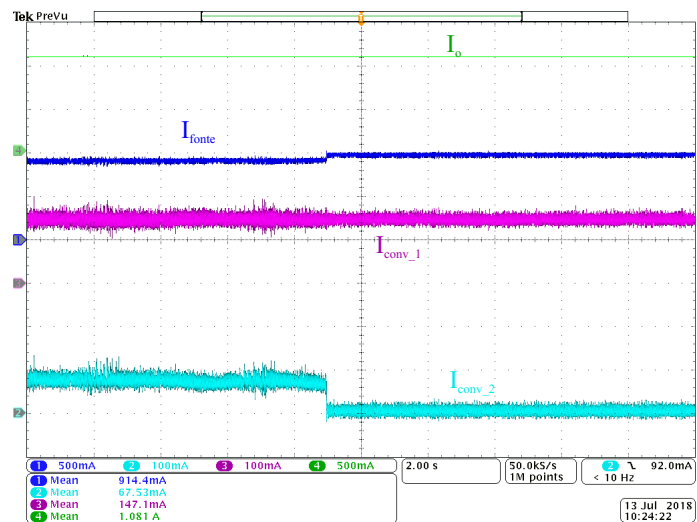
Na Fig. 103 podem ser observadas as formas de onda das correntes dos indutores auxiliares dos dois conversores em operação.

Figura 101 – Resultados experimentais: Tensão no barramento de saída (200 V/div) e tensões de entrada nos conversores 1 e 2 (10 V/div).



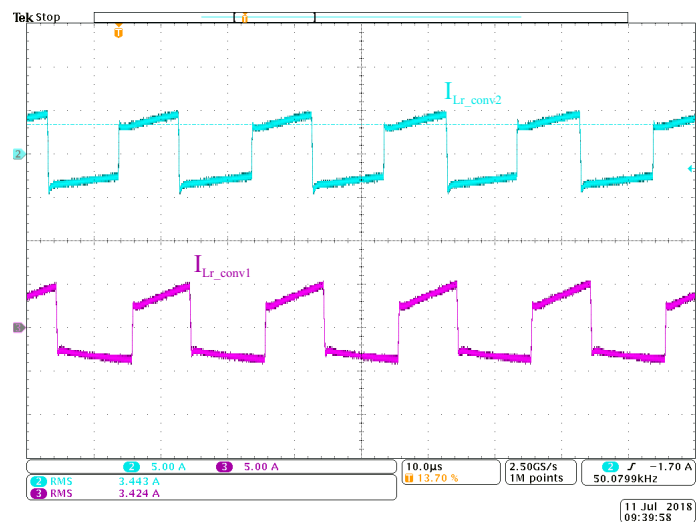
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 102 – Corrente na carga (500 mA/div), corrente fornecida pela fonte c.c da saída (500 mA/div), correntes fornecidas pelos conversores 1 e 2 (100 mA/div).



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 103 – Correntes nos indutores auxiliares dos conversores 1 e 2 (5 A/div).



Fonte: Elaborado pela autora.

6.7 RENDIMENTO

A extração de resultados de rendimento do conversor foi realizada utilizando o analisador de potência Tektronix PA4000, com exatidão de medidas igual a 0,15%. Foram medidas tensão e corrente na entrada e na saída do conversor, contabilizando-se apenas o consumo do circuito de potência, sem considerar o consumo do circuito de comando, aquisição de dados e DSP.

Para este ensaio foi utilizado o conceito de eficiência ponderada. A eficiência ponderada mede a performance do conversor durante o intervalo de capacidade do conversor. Ela dá uma ideia melhor de como o conversor opera ao longo do dia, principalmente porque conversores de aplicações fotovoltaicas operam com potências inferiores à potência nominal em quase todo o período de tempo.

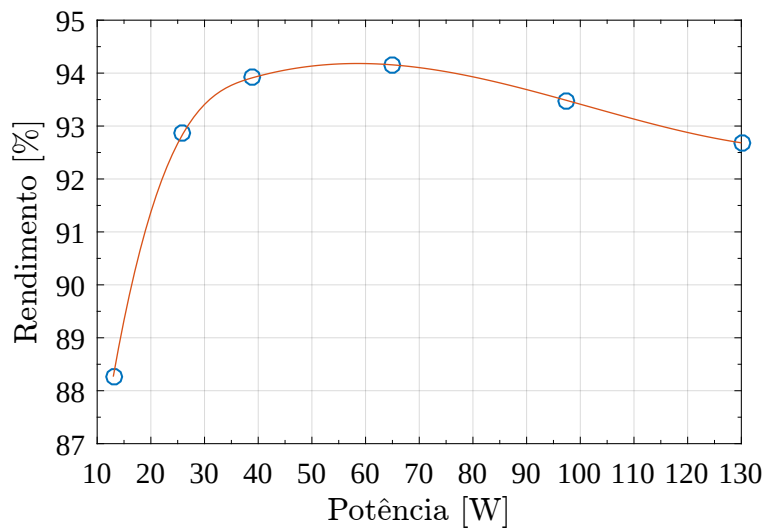
Existem dois principais tipos de eficiência ponderada, são elas a eficiência EURO (europeia) e a CEC (*California Energy Commission*) que calculam 6 diferentes pontos de eficiência, como pode ser visto nas equações a seguir.

$$\eta_{EU} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%} \quad (6.2)$$

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (6.3)$$

Para este trabalho, considerou-se a eficiência CEC (η_{CEC}). Sendo assim, ensaios com a condição de tensão nominal (17,4 V) e potências de operação de 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100% da potência nominal foram realizados para se extrair os rendimentos nestas condições. A curva de rendimento experimental é, então, apresentada na Fig. 104.

Figura 104 – Resultados experimentais: Curva de rendimento em diversos pontos de potência.



Fonte: Elaborado pela autora.

Realizando o cálculo a partir da equação apresentada a seguir, tem-se:

$$\eta_{CEC} = 0,04 \cdot 88,266 + 0,05 \cdot 92,858 + 0,12 \cdot 93,914 + 0,21 \cdot 94,156 + 0,53 \cdot 93,483 + 0,05 \cdot 92,683$$

$$\Rightarrow \eta_{CEC} = 93,396\% \quad (6.4)$$

Ao se comparar o rendimento experimental obtido com o rendimento do conversor referência deste trabalho, de (JIANG et al., 2012) e (CAO et al., 2012), percebe-se que se obteve uma queda no valor do rendimento. Fatores que provavelmente proporcionaram isso foram a frequência de comutação utilizada, mais alta que a aplicação de referência, portanto, implicando em maiores perdas, e principalmente, o fato de que esta aplicação possui uma tensão de entrada nominal menor do que a comparada. Esse fato implica em uma relação de transformação maior, e consequentemente, mais perdas no transformador.

6.8 SUMÁRIO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais para fins de validação da análise teórica realizada nos capítulos anteriores. Foram realizados diferentes tipos de ensaios com o conversor, iniciando com o ensaio de malha aberta, onde o objetivo foi validar as principais equações e formas de onda teóricas encontradas em simulação. Foi possível perceber que os valores teóricos e simulados estavam bem próximos dos resultados obtidos experimentalmente, com exceção de certas não idealidades não consideradas em simulação.

Também foram realizados ensaios com controle e rastreamento do ponto de máxima potência, operando com uma fonte emuladora de módulo FV na entrada do conversor. Neste ensaio foi possível a verificação do comportamento do MPPT. O conversor conseguiu rastrear o MPP, no entanto por fatores como perda de precisão e limitação do próprio algoritmo, o ponto de operação ficou variando rapidamente em torno do MPP.

Também realizou-se o ensaio com barramento controlado na saída do conversor, com o intuito de se aproximar de uma conexão com inversor fotovoltaico com controle de tensão de entrada, a qual não pôde realizada em laboratório. Neste ensaio conseguiu-se obter mais formas de onda e valores experimentais que puderam ser comparados com os teóricos.

Em seguida, dois conversores foram ensaiados, cada um integrado a um módulo FV, para que pudesse ser visualizado a principal vantagem desse tipo de conexão, a não dependência dos módulos FV entre si.

Também realizou-se o ensaio de rendimento, onde foi calculada a eficiência ponderada do conversor, mostrando que se obteve um bom valor de rendimento para este caso, considerando ganho estático, e componentes utilizados.

Todos os ensaios experimentais mostraram que o conversor, embora funcionando satisfatoriamente, foi afetado por capacitâncias e indutâncias parasitas intrínsecas ao

circuito, provocando oscilações que não foram vistas na simulação por não terem sido consideradas.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho destinou-se ao estudo de conversores c.c-c.c isolados de alto ganho e alto rendimento para integração em módulos fotovoltaicos. A motivação que impulsionou à realização deste trabalho veio da necessidade de se obter um estágio de potência anterior ao estágio c.c-c.a de um inversor fotovoltaico que realizasse o rastreamento do ponto de máxima potência para obter uma maior captação de energia dos módulos fotovoltaicos.

O trabalho proposto é destinado principalmente para aplicações fotovoltaicas residenciais que desejam contornar problemas como perdas de potência por sombreamento parcial ou por incompatibilidade entre os módulos fotovoltaicos. Nesses sistemas, o conversor c.c-c.c necessita adequar os níveis de tensão de um módulo fotovoltaico ao barramento de entrada do inversor, que possui níveis de tensão muito maiores. Esse fato justifica a necessidade de buscar por uma topologia de alto ganho estático. Uma das formas de aliar alto ganho de tensão com a segurança do sistema foi a escolha de uma topologia de conversor isolada.

Durante a revisão bibliográfica dos conversores c.c-c.c isolados de alto ganho, observou-se que havia uma necessidade de se trabalhar com conversores que operassem com comutação suave, pois as perdas de comutação acarretariam em perdas de rendimento. De maneira geral, verificou-se os esforços de tensão sobre os interruptores, número total de semicondutores, rendimento e simplicidade da configuração e do controle. Dentre as principais topologias estudadas, a maioria apresentou um circuito retificador dobrador de tensão na saída, apresentando a vantagem de reduzir pela metade a relação de espiras do transformador. Desse modo, foi possível escolher um conversor que se mostrasse mais adequado a atender todas as necessidades da aplicação proposta.

O conversor *boost* meia-ponte foi escolhido para o aprofundamento do estudo. A realização das análises qualitativas e quantitativas se mostrou importante, principalmente porque muitas referências na literatura não consideram a influência da indutância de dispersão (ou auxiliar, como denominou-se neste trabalho) no ganho estático do conversor *boost* meia-ponte. Por meio de uma análise, tanto uma análise mais simplificada, quanto uma análise aprofundada com cálculos de sistemas não-lineares, foi possível verificar o efeito da perda de razão cíclica na tensão de saída. Tal efeito indica a necessidade de uma indutância auxiliar pequena. No entanto, é justamente esta indutância que irá realizar, juntamente com os capacitores intrínsecos ao interruptores, a comutação suave dos semicondutores.

Foi proposta uma estratégia de controle com duas malhas de controle em cascata. Além da implementação de um algoritmo que realizasse o MPPT. O algoritmo de MPPT é usado para fornecer a referência de tensão para o módulo fotovoltaico. A malha de tensão fornece a corrente de referência para o conversor, que é regulada por uma malha interna de

corrente. Desse modo, o conversor pôde operar sempre no seu ponto de máxima potência, controlando a tensão de entrada e a corrente no indutor de entrada.

Para validar a análise dos esforços, foi apresentada uma comparação entre os resultados provenientes das equações e os resultados de simulações. Também realizou-se uma análise de perdas teóricas, considerando possíveis perdas nos semicondutores, magnéticos e capacitores.

Com o objetivo de validar a teoria desenvolvida, foi projetado e implementado um protótipo de 130 W. Pôde-se perceber que muitas não idealidades afetaram o sistema, provocando efeitos oscilatórios ao conversor. No entanto, o mesmo operou de forma desejada, sem sobretensões nos interruptores e com as formas de onda e valores condizentes com a teoria na sua potência nominal. Foram realizados diversos tipos de ensaios, tanto com fonte c.c operando em modo normal e em modo emulador de painel fotovoltaico, quanto ensaios com módulos fotovoltaicos. Os testes com a fonte foram necessários, pois não conseguiu-se chegar à potência nominal nos testes com módulos reais. Principalmente porque os testes foram realizados em Joinville, no meses de junho e julho, um dois piores períodos do ano para se obter uma irradiação desejável sobre os módulos.

Também foi confeccionado outro protótipo, idêntico ao primeiro para a realização de testes com dois conversores integrados, cada um a um módulo FV, que estivessem conectados em suas saídas de forma paralela a um barramento controlado de tensão. O objetivo inicial era a conexão desses dois conversores a um inversor fotovoltaico conectado à rede. Por indisponibilidade, isso não foi possível. Sendo assim, para os ensaios, os dois conversores foram conectados a uma fonte c.c de 400 V. Esse ensaio não supre algumas questões, como a ondulação de 120 Hz, gerada por inversores, que poderiam afetar os conversores c.c. Tornando-se uma necessidade de teste para trabalhos futuros. De modo geral, os dois conversores operaram de forma satisfatória, mostrando que a falta de um módulo não afeta o comportamento do outro módulo, melhorando a captação de energia dos módulos em comparação aos sistemas comuns residenciais que utilizam de *strings* para conexão aos inversores fotovoltaicos, sofrendo, assim, perda de potência quando são afetados por sombreamento ou incompatibilidade entre os módulos.

Durante os ensaios experimentais foi possível analisar os rendimento do conversor. Foram realizadas medições de rendimento em diversos pontos de potência para uma mesma tensão de entrada (de valor nominal). Com isso, pôde-se utilizar a eficiência ponderada, que é indicada para medir a performance do conversor durante o intervalo de capacidade do mesmo. A eficiência ponderada é indicada para aplicações fotovoltaicas, que geralmente operam com potências inferiores à potência nominal na maior parte do tempo. Conseguiu-se uma eficiência CEC de 93,396 %, atingindo o rendimento máximo de 93,483 % com 75% da sua potência nominal. Na potência nominal atingiu-se 92,683%, valor muito próximo ao calculado teoricamente de 92,88%. Seria ideal o aumento deste rendimento para esta aplicação, no entanto, como foram utilizados componentes que possivelmente possuem mais

perdas (como os magnéticos), teve-se uma perda de rendimento, tornando esta questão um ponto necessário a ser melhorado em trabalhos futuros.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de continuidade do trabalho, destacam-se:

- Escolha de outros componentes semicondutores com menores perdas;
- Substituição de componentes magnéticos por outros de menor volume e menores perdas;
- Substituição dos capacitores eletrolíticos por capacitores com maior vida útil e mais compactos;
- Integração da placa do processador digital com a placa de potência;
- Análise de perdas melhorada;
- Estudo de um algoritmo de MPPT mais adequado;
- Análise térmica do conversor operando em condições e temperaturas reais de operação;
- Operação do conversor conectado a um inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica.

REFERÊNCIAS

- ANEEL. *Nota Técnica nº 0056/2017-SRD/ANEEL*. [S.l.: s.n.], 2017. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 35.
- ANURAG, A. et al. Integrated DC-DC Converter Based Grid-Connected Transformerless Photovoltaic Inverter With Extended Input Voltage Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 10, p. 8322–8330, 2018. ISSN 0885-8993. Citado na página 38.
- BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas*. Florianópolis, Brazil: [s.n.], 2007. Citado na página 105.
- BRATCU, A. I. et al. Cascaded DC-DC Converter Photovoltaic Systems: Power Optimization Issues. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 2, p. 403–411, 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 37.
- BRIGHENTI, L. L. *Inversores não autônomos associados a um autotransformador multipulsos para geração fotovoltaica*. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 46.
- CAO, D. et al. Low cost transformer isolated boost half-bridge micro-inverter for single-phase grid-connected photovoltaic system. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 71–78. ISSN 1048-2334. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 143.
- CARACAS, J. V. M. et al. Implementation of a High-Efficiency, High-Lifetime, and Low-Cost Converter for an Autonomous Photovoltaic Water Pumping System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 1, p. 631–641, jan 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 56.
- DICK, C. P.; TITIZ, F. K.; DONCKER, R. W. D. A high-efficient LLC series-parallel resonant converter. In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 696–701. ISSN 1048-2334. Citado na página 57.
- DOWELL, P. L. Effects of eddy currents in transformer windings. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, v. 113, n. 8, p. 1387–1394, 1966. ISSN 0020-3270. Citado na página 159.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2001. Citado 2 vezes nas páginas 87 e 157.
- FATHY, K. et al. Boost-Half Bridge Single Power Stage PWM DC-DC Converter for Small Scale Fuel Cell Stack. In: *2006 IEEE International Power and Energy Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 426–431. Citado na página 61.
- GALBIATI, G. et al. Large-Area Back-Contact Back-Junction Solar Cell With Efficiency Exceeding 21%. *IEEE Journal of Photovoltaics*, v. 3, n. 1, p. 560–565, jan 2013. ISSN 2156-3381. Citado na página 41.
- GARCIA-RODRIGUEZ, L. A. et al. Analysis, modeling and control of an interleaved isolated boost series resonant converter for microinverter applications. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 362–369. Citado na página 57.

GUEDES, L. F. A. *Conversor CA-CC Flyback com elevado fator de potência orientado ao acionamento de LEDs de potência*. Juiz de Fora: [s.n.], 2013. Citado na página 158.

HARB, S. et al. Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system - A comprehensive study. In: *2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2885–2890. ISSN 0160-8371. Citado na página 38.

HASSAN, A.; DASH, A.; DE, D. Comparison of converter structures for residential PV system with module based maximum power point tracking. In: *2018 Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.

HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. *Transformers and Inductors for Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2013. Citado na página 159.

ISLAM, M. S. et al. Challenges and prospects of cost-effective Si-based solar cells fabrication in Bangladesh. In: *2014 International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado na página 41.

JANG, S. et al. Fuel Cell Generation System With a New Active Clamping Current-Fed Half-Bridge Converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 22, n. 2, p. 332–340, 2007. ISSN 0885-8969. Citado na página 55.

JI, Y. H. et al. Maximum power point tracking method for PV array under partially shaded condition. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 307–312. ISSN 2329-3721. Citado na página 85.

JIANG, S. et al. Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic micro inverter system using repetitive current control and maximum power point tracking. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 590–597. ISSN 1048-2334. Citado 3 vezes nas páginas 58, 61 e 143.

KASHANI, M. G.; MOBARREZ, M.; BHATTACHARYA, S. Variable interleaving technique for photovoltaic cascaded DC-DC converters. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5612–5617. ISSN 1553-572X. Citado na página 37.

KASPER, M. et al. PV Panel-Integrated High Step-up High Efficiency Isolated GaN DC-DC Boost Converter. In: *Intelec 2013; 35th International Telecommunications Energy Conference, SMART POWER AND EFFICIENCY*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–7. Citado na página 51.

KIM, E. h.; KWON, B. h. High step-up resonant push-pull converter with high efficiency. *IET Power Electronics*, v. 2, n. 1, p. 79–89, 2009. ISSN 1755-4535. Citado na página 54.

KIM, M.; CHOI, S. A Fully Soft-Switched Single Switch Isolated DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 9, p. 4883–4890, 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 55.

KIM, Y. H. et al. Soft-Switching Current-Fed Push - Pull Converter for 250-W AC Module Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, p. 863–872, 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 53.

KOURO, S. et al. Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 9, n. 1, p. 47–61, 2015. ISSN 1932-4529. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 35.

KWON, J. et al. High-Efficiency Fuel Cell Power Conditioning System With Input Current Ripple Reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 826–834, 2009. ISSN 0278-0046. Citado na página 54.

KWON, J. M.; KWON, B. H.; NAM, K. H. High-efficiency module-integrated photovoltaic power conditioning system. *IET Power Electronics*, v. 2, n. 4, p. 410–420, 2009. ISSN 1755-4535. Citado na página 54.

LI, D. et al. A high step-up current fed multi-resonant converter with output voltage doubler. In: *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2020–2026. ISSN 1048-2334. Citado na página 56.

LI, D. et al. The research and development of N type monocrystalline silicon wafer for high efficiency solar cells. In: *2016 China Semiconductor Technology International Conference (CSTIC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–3. Citado na página 41.

LI, Q.; WOLFS, P. Recent development in the topologies for photovoltaic module integrated converters. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–8. ISSN 0275-9306. Citado na página 56.

LI, Q.; WOLFS, P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1320–1333, 2008. ISSN 0885-8993. Citado na página 52.

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, 2011. ISSN 0278-0046. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 36.

LIU, B.; DUAN, S.; CAI, T. Photovoltaic DC-Building-Module-Based BIPV System - Concept and Design Considerations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1418–1429, 2011. ISSN 0885-8993. Citado na página 36.

MAYURI, B. G.; SWATI, U. S. Design of residential photovoltaic power system using current-fed push-pull front end converter. In: *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 354–357. Citado na página 53.

MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. [S.l.: s.n.], 2004. Citado 2 vezes nas páginas 157 e 164.

NAYANASIRI, D. R. et al. Micro inverter with a front-end current-fed converter. In: *7th International Conference on Information and Automation for Sustainability*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. ISSN 2151-1802. Citado na página 56.

OLIVEIRA, S. V. G. *Otimização de projetos de fonte de alimentação para centrais de telecomunicações*. 2001. Citado 3 vezes nas páginas 159, 164 e 168.

PAIVA, A. F. D. *Metodologia de comparação de diferentes tecnologias de módulos fotovoltaicos para a implementação em uma usina experimental de 6kWp*. 2013. Citado na página 41.

PILAWA-PODGURSKI, R. C. N.; PERREAULT, D. J. Sub-module integrated distributed maximum power point tracking for solar photovoltaic applications. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4776–4783. ISSN 2329-3721. Citado na página 37.

S, S.; S, S. K. A high efficiency resonant DC-DC power converter-analysis and comparison of P and O and INC algorithms. In: *2015 International Conference on Control Communication Computing India (ICCC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 182–187. Citado na página 111.

SARKAR, M. N. I.; GHOSH, H. R. Efficiency improvement of amorphous silicon single junction solar cell by design optimization. In: *2017 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 670–675. Citado na página 42.

SOLARWORLD. *Sunmodule SW 130*. Disponível em: <<http://www.matrixenergy.ca/stand-alone-systems/brochures/SolarModules-SOLARWORLD-off-grid-solar-panel-130-140-poly-r6a.pdf>>. Citado na página 43.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009. ISSN 0885-8993. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 44.

WALDAU, J. *PV Status Report 2017*. Luxembourg, 2017. Citado na página 33.

WOLFS, P.; LI, Q. An analysis of a resonant half bridge dual converter operating in continuous and discontinuous modes. In: *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1313–1318 vol.3. Citado na página 56.

WU, Q. et al. A Wide Load Range ZVS Push-Pull DC/DC Converter With Active Clamped. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 2865–2875, 2017. ISSN 0885-8993. Citado na página 53.

WU, Q. et al. Active-clamped ZVS current-fed push-pull isolated dc/dc converter for renewable energy conversion applications. *IET Power Electronics*, v. 11, n. 2, p. 373–381, 2018. ISSN 1755-4535. Citado na página 53.

XAVIER, I. *Conversor CC-CC ponte completa isolado com múltiplas saídas utilizando modulação por deslocamento de fase para aplicações fotovoltaicas*. Joinville: [s.n.], 2016. Citado na página 42.

XIAO, W.; OZOG, N.; DUNFORD, W. G. Topology Study of Photovoltaic Interface for Maximum Power Point Tracking. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, p. 1696–1704, 2007. ISSN 0278-0046. Citado na página 85.

YANG, C. et al. A module-integrated isolated solar micro-inverter. In: *IEEE 10th International Conference on Industrial Informatics*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 780–785. ISSN 1935-4576. Citado na página 38.

YORK, B.; YU, W.; LAI, J. S. An Integrated Boost Resonant Converter for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 3, p. 1199–1207, 2013. ISSN 0885-8993. Citado na página 73.

ZENG, J.; YING, J.; ZHANG, Q. A novel DC/DC ZVS converter for battery input application. In: *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 892–896 vol.2. Citado na página 61.

ZHOU, H.; ZHAO, J.; HAN, Y. PV Balancers: Concept, Architectures, and Realization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 7, p. 3479–3487, 2015. ISSN 0885-8993. Citado na página 37.

APÊNDICES

APÊNDICE A – PROJETO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

A.1 NÚMERO DE ESPIRAS DOS ENROLAMENTOS

Pela definição, o número de espiras do enrolamentos primário e secundário, N_{pri} e N_{sec} , respectivamente, pode ser calculado usando a Lei de *Faraday* e pode ser visto nas equações (5.5) e (5.6). $B_{máx}$ é a densidade de fluxo máxima e k_f é o fator de forma de onda. A equação (5.6) utiliza um fator de escala para compensar a queda de tensão nos enrolamentos.

$$N_{pri} = \frac{V_{pri}}{k_f B_{máx} f_{sw} A_e} \quad (A.1)$$

$$N_{sec} = \frac{V_{sec}}{V_{pri}} N_{pri} 1,05 \quad (A.2)$$

A.2 ESCOLHA DO NÚCLEO

A potência total processada pelo transformador é dada pela soma da potência do enrolamento primário com a potência do enrolamento secundário, dada por:

$$P_{total} = V_{pri} I_{ef_{pri}} + V_{sec} I_{ef_{sec}} \quad (A.3)$$

Para a escolha do núcleo magnético do transformador utiliza-se o produto entre a área da secção transversal do núcleo com a área da janela do mesmo. De acordo com (MCLYMAN, 2004) o cálculo do produto das áreas do núcleo é dado por (A.4), onde k_u é o fator de utilização da janela do núcleo e $J_{máx}$ é a densidade máxima de corrente.

$$A_e A_w = \frac{P_{total}}{k_f k_u f_{sw} B_{máx} J_{máx}} \quad (A.4)$$

A.3 CÁLCULO DA BITOLA DO CONDUTOR E NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO

Deve-se selecionar condutores com raio menor que a profundidade de penetração, para evitar a influência do efeito *skin* nos enrolamentos (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001). A profundidade de penetração da corrente é definida através das equações de *Maxwell* para uma corrente senoidal de frequência f e pode ser vista na equação a seguir.

Onde ρ é a resistividade do material do condutor e μ é a permeabilidade magnética do material do condutor.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f_{sw}}} \quad (\text{A.5})$$

O condutor escolhido deve então, ter um diâmetro menor do que 2δ .

Há casos em que o valor de δ é pequeno e o condutor escolhido não suporta a corrente eficaz que passa pelo enrolamento. Nesses casos é necessário o uso de condutores em paralelo. O número mínimo de condutores em paralelo que são necessários para suportar a corrente eficaz pode ser calculado através da área necessária para conduzir a corrente de cada enrolamento, que pode ser definida pela equação a seguir. Onde $I_{ef_{enr}}$ é o valor eficaz da corrente que passa no enrolamento.

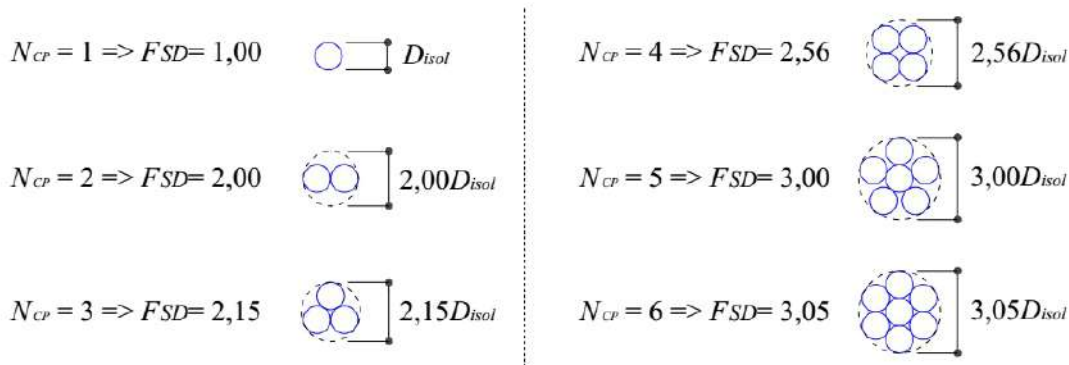
$$A_{cu_{enr}} = \frac{I_{ef_{enr}}}{J_{máx}} \quad (\text{A.6})$$

O número de condutores em paralelo é então, calculado pela razão entre a área de cobre necessária para cada enrolamento e a área do condutor, como pode ser vista em:

$$N_{cond} = \frac{A_{cu_{enr}}}{A_{cu_{cond}}} \quad (\text{A.7})$$

Quando se tem mais de um condutor em paralelo, é bem provável que o diâmetro externo da associação desses condutores seja maior do que o diâmetro de cada condutor envolvido. Sendo assim, é aconselhável considerar o efeito de sobre diâmetro, F_{SD} em cada associação, como apresentado na Fig. 105, (GUEDES, 2013).

Figura 105 – Fator de sobre diâmetro em função da quantidade de condutores em paralelo.



Fonte: (GUEDES, 2013).

Assim, o número de camadas de cada enrolamento é determinado pela equação a seguir.

$$N_C = \frac{F_{SD} d_f N_{enr}}{b_j} \quad (\text{A.8})$$

Onde N_{enr} é o número de espiras do enrolamento e b_j é a largura da janela do carretel.

A.4 CÁLCULO DE PERDAS NO TRANSFORMADOR

As perdas no transformador são divididas em perdas no núcleo e perdas nos enrolamentos.

A.4.1 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo são calculadas com base em fórmulas empíricas, como a equação de *Steinmetz*, mostrada a seguir, que é comumente utilizada para descrever as perdas totais no núcleo para uma excitação senoidal.

$$P_{núcleo} = V_e k_c f^\alpha B_{max}^\beta \quad (A.9)$$

Onde $P_{núcleo}$ é o valor médio das perdas; f é a frequência de uma excitação senoidal; V_e é o volume do núcleo; k_c , α e β são constantes empíricas que dependem da frequência, temperatura, da densidade de fluxo magnético e do material do núcleo.

Para os núcleos de ferrite da fabricante *Thornton*, utiliza-se os coeficientes apresentados em (OLIVEIRA, 2001). Esses coeficientes foram obtidos através de um processo de caracterização de materiais magnéticos, com uma excitação senoidal. Esta observação é importante pelo fato que em aplicações de eletrônica, uma excitação senoidal não é tão comum (HURLEY; WÖLFLE, 2013). E nesse caso, ao utilizar esse método para calcular as perdas no núcleo, a perda volumétrica será maior com este tipo de excitação.

Os coeficientes de *Steinmetz* do material IP12R apresentados em (OLIVEIRA, 2001) possuem os seguintes valores: $k_c = 7,9292 \cdot 10^{-3}$; $\alpha = 1,4017$ e $\beta = 2,3294$.

A.4.2 Perdas no cobre

A operação em alta frequência também influencia significativamente nas perdas dos enrolamentos. A resistência CA dos condutores aumenta em alta frequência quando comparada à resistência c.c, devido ao efeito pelicular (*skin effect*) e ao efeito de proximidade (*proximity effect*) que causam o aumento das perdas nos enrolamentos.

Com a alta frequência de operação ocorre a distribuição não-uniforme da corrente nos condutores. Esses efeitos são um resultado direto da lei de *Faraday*, em que as correntes parasitas são induzidas a se oporem ao fluxo criado pela corrente CA nos enrolamentos (HURLEY; WÖLFLE, 2013).

A primeira vez que o aumento da resistência em condutores, devido à alta frequência de operação, foi estudado, foi em 1940, quando Bennet e Larson consideraram os efeitos de uma corrente senoidal. Mais tarde, em 1966, Dowell (DOWELL, 1966) tratou deste assunto

em transformadores, sendo um dos autores mais referenciados até hoje, quando se trata deste assunto. Dowell desenvolveu uma fórmula que permite o cálculo da resistência efetiva do condutor quando o mesmo é circulado por uma corrente senoidal em alta frequência.

O método que Dowell propôs considera que os enrolamentos devem preencher todo o espaço do carretel, no sentido paralelo à perna do núcleo. E ainda, a seção dos condutores deve ser quadrada. Caso isso não ocorra, é possível a aplicação de um fator, chamado fator de porosidade para a correção. Neste caso, um condutor circular de diâmetro d_f é equivalente ao condutor de seção quadrada com tamanho de lado igual a d_{sq} , definido segundo a equação a seguir.

$$d_{sq} = d_f \sqrt{\frac{\pi}{4N_{cond_{pri}}}} \quad (\text{A.10})$$

E o fator porosidade definido por:

$$\eta_p = \frac{N_l d_{sq}}{b_j} \quad (\text{A.11})$$

Onde N_l é o número de espiras da camada, e b_j é a largura da janela do carretel. Assim, a condutibilidade do condutor equivalente, σ_w é dada por:

$$\sigma_w = \sigma \eta_p \quad (\text{A.12})$$

Desse modo, o cálculo da resistência CA de um condutor quando este é circulado por uma corrente senoidal em alta frequência, é apresentado pela equação de Dowell, dada por:

$$\frac{R_{ca}}{R_{cc}} = \Delta_\eta \left[f_1(\Delta_\eta) + \frac{2}{3}(N_C - 1)^2 f_2(\Delta_\eta) \right] \quad (\text{A.13})$$

Onde, R_{cc} é a resistência c.c do condutor e $f_1(\Delta_\eta)$ e $f_2(\Delta_\eta)$ são dados pelas equações a seguir.

$$f_1(\Delta_\eta) = \frac{\sinh(2\Delta_\eta) + \sin(2\Delta_\eta)}{\cosh(2\Delta_\eta) - \cos(2\Delta_\eta)} \quad (\text{A.14})$$

$$f_2(\Delta_\eta) = \frac{\sinh(\Delta_\eta) - \sin(\Delta_\eta)}{\cosh(\Delta_\eta) + \cos(\Delta_\eta)} \quad (\text{A.15})$$

Onde Δ_η é definido pela relação entre a espessura da camada do enrolamento d_{sq} e a profundidade de penetração, δ_η , cuja camada tenha um fator porosidade η_p , definida a seguir.

$$\Delta_\eta = \frac{d_{sq}}{\delta_\eta} \quad (\text{A.16})$$

A profundidade de penetração cuja camada tenha fator de porosidade é definida por:

$$\delta_\eta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_{sw} \mu \eta_p}} = \frac{\delta}{\sqrt{\eta_p}} \quad (\text{A.17})$$

Com o objetivo de aplicar o método desenvolvido por Dowell, em correntes não senoidais, que é o caso do conversor proposto neste trabalho, se faz necessário decompor a corrente usando a série de Fourier. Assim, a resistência efetiva do condutor será igual à soma das resistências CA calculada pela fórmula de Dowell para a amplitude da corrente e a frequência em cada harmônico. Nesse caso, Δ_η será substituído por Δ_h , onde h é o valor do h -ésimo harmônico de corrente. Assim, pode-se reescrever (A.17) e (A.16).

$$\delta_h = \frac{\delta_\eta}{\sqrt{h}} \quad (\text{A.18})$$

$$\Delta_h = \frac{d_{sq} \sqrt{h}}{\delta_\eta} = \Delta_\eta \sqrt{h} \quad (\text{A.19})$$

Aplicando a equação (A.19) na equação de Dowell (A.13), obtém-se:

$$k_{pn} = \Delta_\eta \sqrt{h} \left[f_1(\Delta_\eta \sqrt{h}) + \frac{2}{3} (N_C - 1)^2 f_2(\Delta_\eta \sqrt{h}) \right] \quad (\text{A.20})$$

Onde k_{pn} é a razão entre a resistência CA para um harmônico h e a resistência c.c do condutor.

Como visto, é necessária a representação das correntes nos enrolamentos primário e secundário do transformador através da série de Fourier, que pode ser feita através das equações a seguir.

$$f(t) = a_o + \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cos\left(\frac{2\pi h}{T} t\right) + b_h \sin\left(\frac{2\pi h}{T} t\right) \quad (\text{A.21})$$

Onde:

$$a_o = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (\text{A.22})$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos\left(\frac{2\pi h}{T} t\right) dt \quad (\text{A.23})$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin\left(\frac{2\pi h}{T} t\right) dt \quad (\text{A.24})$$

A perda total em cada enrolamento pode ser determinada através da decomposição da corrente $i(t)$ entre seu valor médio e os diversos componentes harmônicos.

$$P_{enr} = R_{cc} I_{cc}^2 + \sum_{h=1}^{\infty} R_{ca} I_{h_{rms}}^2 \quad (\text{A.25})$$

Onde $R_{ca} = k_{pn} R_{cc}$ e $I_{h_{rms}}$ é definido por:

$$I_{h_{rms}} = \sqrt{\frac{a_h^2 + b_h^2}{2}} \quad (\text{A.26})$$

Já a resistência c.c do condutor pode ser calculada através de:

$$R_{cc} = \frac{\rho l_{fio_{enr}} N_{enr}}{N_{cond_{enr}}} \quad (\text{A.27})$$

Onde:

$$l_{fio} = l_t + N_C 8 F_{SD} d_f \quad (\text{A.28})$$

A equação que calcula as perdas totais do transformador, dada pela soma das perdas no núcleo com as perdas nos enrolamentos primário e secundário, é então, apresentada em:

$$P_{trafo} = P_{núcleo} + P_{enr} \quad (\text{A.29})$$

A.5 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução do projeto do transformador é avaliada pela relação entre a área ocupada pelos enrolamentos primário e secundário e a janela do núcleo disponível. O resultado dessa relação deve ser menor que uma unidade. Caso o cálculo resulte em um valor maior que 1, o projeto deve ser refeito.

A área de ocupação do enrolamento primário é dada pela equação a seguir:

$$A_{nec_{pri}} = \frac{S_f N_{pri} N_{cond_{pri}}}{k_u} \quad (\text{A.30})$$

A área de ocupação do enrolamento secundário é dada pela equação a seguir.

$$A_{nec_{sec}} = \frac{S_f N_{sec} N_{cond_{sec}}}{k_u} \quad (\text{A.31})$$

Há possibilidade de execução do projeto quando:

$$\frac{A_{nec_{pri}} + A_{nec_{sec}}}{A_w} < 1 \quad (\text{A.32})$$

APÊNDICE B – PROJETO DO INDUTOR DE ENTRADA

B.1 ESCOLHA DO NÚCLEO

Semelhante ao transformador, a escolha do núcleo se dá pelo cálculo do produto das áreas do núcleo, que nesse caso também é do tipo EE. O cálculo do produto das áreas pode ser escrito pela equação a seguir.

$$A_e A_{wLi} = \frac{L_i I_{ip} I_{ief}}{B_{max} J_{max} k_u k_f} \quad (B.1)$$

Onde:

L_i - Valor da indutância de entrada;

I_{ip} - Valor de pico da corrente no indutor de entrada;

I_{ief} - Valor eficaz da corrente no indutor de entrada.

Escolhe-se um núcleo que o produto das áreas seja superior ao resultado de (B.1).

B.2 NÚMERO DE ESPIRAS

A seguir é calculado o número de espiras necessário, através da equação a seguir.

$$N_{Li} = \frac{L_i I_{ip}}{B_{max} A_e} \quad (B.2)$$

B.3 ENTREFERRO

Diferentemente do projeto do transformador, no projeto do indutor devem ser adicionados entreferros. O cálculo do entreferro é apresentado na equação. O resultado desta equação se refere ao entreferro total, que no caso do núcleo EE, deve ser dividido por dois, pois o caminho magnético passa duas vezes pelo entreferro.

$$l_g = \frac{N_{Li}^2 \mu_0 A_e}{L_i} \quad (B.3)$$

Onde:

μ_0 - permeabilidade magnética do ar.

B.4 CÁLCULO DA BITOLA DO CONDUTOR E NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO

Da mesma forma como é calculado para o transformador, utilizando as equações A.5, A.6 e A.7 pode-se calcular a bitola do fio condutor e o número de condutores em paralelo necessário para suportar a corrente no indutor.

B.5 CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR

As perdas no indutor são divididas em perdas no condutor e em perdas no núcleo.

B.5.1 Perdas no núcleo

Para os núcleos de ferrite da fabricante *Thornton* pode-se aproximar as perdas no núcleo pela equação empírica a seguir (OLIVEIRA, 2001).

$$P_{\text{núcleo}_{Li}} = V_e k_c f^\alpha \left(\frac{\Delta B_{acLi}}{2} \right)^\beta \quad (\text{B.4})$$

Onde os coeficientes k_c , α e β são os mesmos utilizados para o cálculo de perdas no núcleo do transformador e ΔB_{acLi} é a variação do fluxo magnético, que pode ser deduzida por:

$$\Delta B_{acLi} = \frac{L_i \Delta i_i}{N_{Li} A_e} \quad (\text{B.5})$$

B.5.2 Perdas no cobre

A maior parte da corrente que circula pelo indutor de entrada deste conversor é contínua, apresentando uma pequena ondulação, dependendo das especificações de cada projeto. Dependendo desta ondulação, pode-se desconsiderar os efeitos pelicular e de proximidade, causados pela operação em alta frequência, comentados anteriormente no projeto do transformador. Além disso, o método que será apresentado para cálculo das perdas no cobre pressupõe a utilização das técnicas de redução dos efeitos pelicular e de proximidade, como a utilização de vários condutores em paralelo, o que possibilita desprezar os efeitos da variação da resistência CA, em virtude da elevada frequência de comutação. Para calcular a resistência no condutor, utiliza-se a equação a seguir, (MCCLYMAN, 2004).

$$R_{\text{cobre}_{Li}} = \frac{\rho_{fio} N_{Li} l_t}{N_{\text{cond}_{Li}}} \quad (\text{B.6})$$

Onde:

ρ_{fio} = resistência elétrica do fio por cm em Ω/cm ;

$N_{\text{cond}_{Li}}$ = número de condutores em paralelo do indutor.

As perdas do cobre são calculadas através da equação a seguir.

$$P_{\text{cobre}_{Li}} = I_{i_{ef}}^2 R_{\text{cobre}_{Li}} \quad (\text{B.7})$$

As perdas totais no indutor são calculados, então, pela seguinte equação:

$$P_{t_{Li}} = P_{núcleo_{Li}} + P_{cobre_{Li}} \quad (\text{B.8})$$

B.6 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

Assim como para o projeto do transformador, a possibilidade de execução do projeto do indutor é avaliada pela relação entre a área ocupada pelo enrolamento e a área da janela disponível pelo núcleo. O resultado dessa relação deve ser menor do que uma unidade, caso contrário, o projeto deverá ser refeito. A área de ocupação do enrolamento é calculada através da equação a seguir.

$$A_{nec} = \frac{S_f N_{Li} N_{cond_{Li}}}{k_u} \quad (\text{B.9})$$

Desse modo, há possibilidade de execução quando:

$$\frac{A_{nec}}{A_w} < 1 \quad (\text{B.10})$$

APÊNDICE C – PROJETO DO INDUTOR AUXILIAR

C.1 ESCOLHA DO NÚCLEO

Para a escolha do núcleo, utiliza-se a equação do produto das áreas do núcleo, dada pela equação a seguir.

$$A_e A_{wLr} = \frac{V_{Lr} i_{Lr(ef)}}{k_f k_u f_{sw} B_{max} J_{max}} \quad (C.1)$$

Onde:

V_{Lr} e $i_{Lr(ef)}$ são os valores eficazes de tensão e corrente no indutor, respectivamente.

C.2 NÚMERO DE ESPIRAS

A seguir é calculado o número de espiras necessário, através de:

$$N_{Lr} = \frac{V_{Lr}}{k_f f_{sw} B_{max} A_e} \quad (C.2)$$

C.3 ENTREFERRO

O cálculo do entreferro é dado pela equação a seguir.

$$l_g = \frac{N_{Lr}^2 \mu_0 A_e}{L_r} \quad (C.3)$$

Onde:

L_r é o valor da indutância auxiliar.

C.4 CÁLCULO DA BITOLA DO CONDUTOR E NÚMERO DE CONDUTORES EM PARALELO

Da mesma forma como é calculado para o transformador, utilizando as equações A.5, A.6 e A.7 pode-se calcular a bitola do fio condutor e o número de condutores em paralelo necessário para suportar a corrente no indutor.

O número de camadas de cada enrolamento é calculado da mesma maneira que foi calculado para o projeto do transformador, determinado por:

$$N_C = \frac{F_{SD} d_f N_{Lr}}{b_j} \quad (C.4)$$

Onde N_{Lr} é o número de espiras do indutor e b_j é a largura da janela do carretel.

C.5 CÁLCULO DE PERDAS NO INDUTOR

As perdas no indutor são divididas em perdas no condutor e em perdas no núcleo.

C.5.1 Perdas no núcleo

Para os núcleos de ferrite da fabricante *Thornton* pode-se aproximar as perdas no núcleo pela equação empírica apresentada a seguir (OLIVEIRA, 2001).

$$P_{núcleo_{Lr}} = V_e k_c f^\alpha B_{max_{Lr}}^\beta \quad (C.5)$$

Onde os coeficientes k_c , α e β são os mesmos utilizados para o cálculo de perdas no núcleo do transformador e no indutor de entrada.

C.5.2 Perdas no cobre

A perda no cobre é determinada da mesma maneira que foi apresentada para as perdas no cobre do transformador, através da decomposição da corrente $i(t)$ entre seu valor médio e os diversos componentes harmônicos.

$$P_{cobre_{Lr}} = R_{cc} I_{cc}^2 + \sum_{h=1}^{\infty} R_{ca} I_{h_{rms}}^2 \quad (C.6)$$

Onde $R_{ca} = k_{pn} R_{cc}$ e $I_{h_{rms}}$ é definido por:

$$I_{h_{rms}} = \sqrt{\frac{a_h^2 + b_h^2}{2}} \quad (C.7)$$

Já a resistência c.c do condutor pode ser calculada através de:

$$R_{cc} = \frac{\rho l_{fio} N_{Lr}}{N_{cond_{Lr}}} \quad (C.8)$$

Onde:

$$l_{fio} = l_t + N_C 8 F_{SD} d_f \quad (C.9)$$

A equação que calcula as perdas totais do indutor auxiliar, dada pela soma das perdas no núcleo com as perdas no cobre, é então, apresentada em:

$$P_{t_{Lr}} = P_{núcleo_{Lr}} + P_{cobre_{Lr}} \quad (C.10)$$

C.6 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução do projeto do indutor é avaliada como já apresentado nos outros projetos anteriormente, pela relação entre a área ocupada pelo enrolamento e a área da janela disponível pelo núcleo. O resultado dessa relação deve ser menor do que uma unidade, caso contrário, o projeto deverá ser refeito. A área de ocupação do enrolamento é calculada através da equação (B.9).

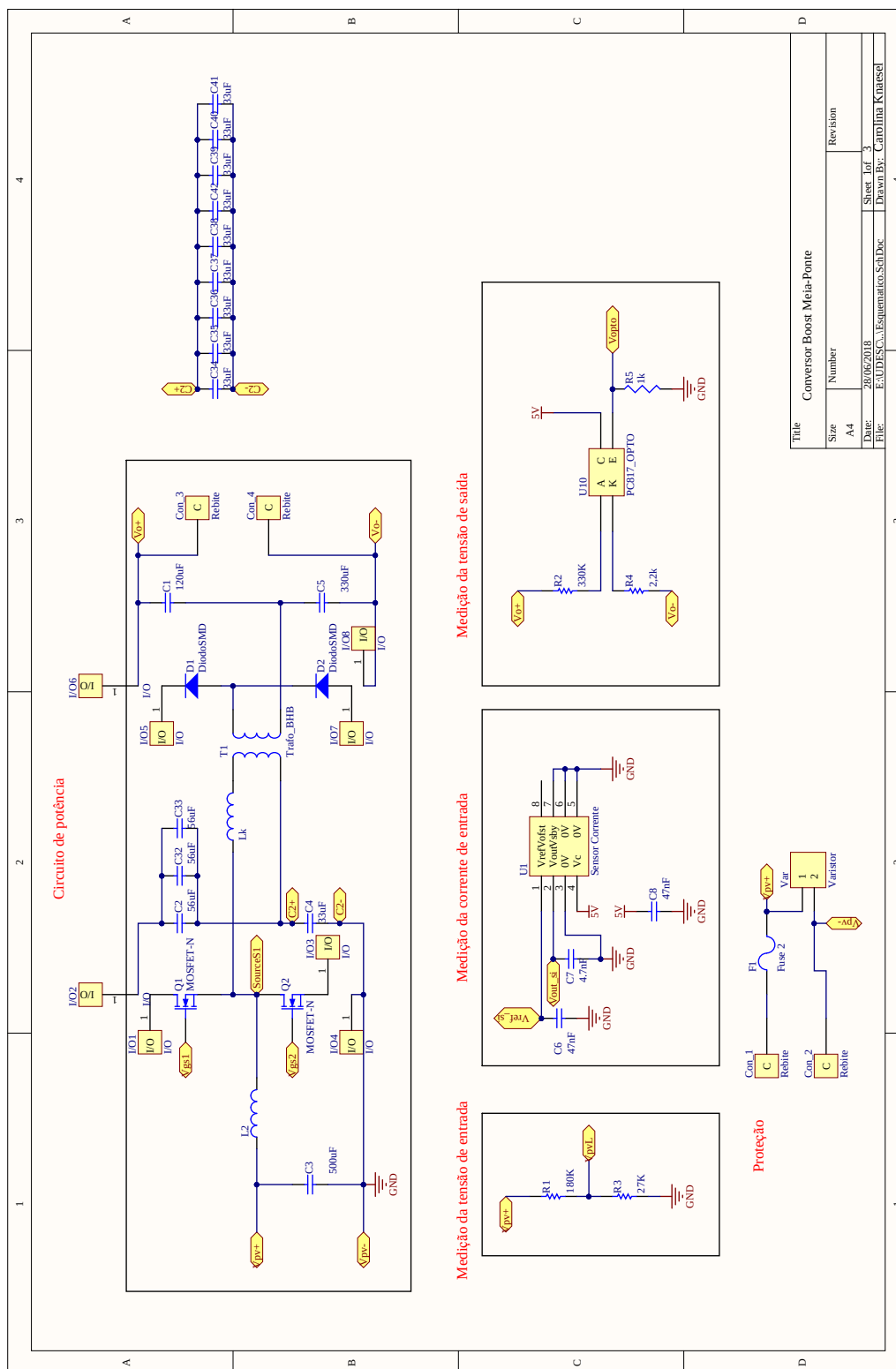
$$A_{nec} = \frac{S_f N_{Lr} N_{cond_{Lr}}}{k_u} \quad (C.11)$$

Desse modo, há possibilidade de execução quando:

$$\frac{A_{nec}}{A_w} < 1 \quad (C.12)$$

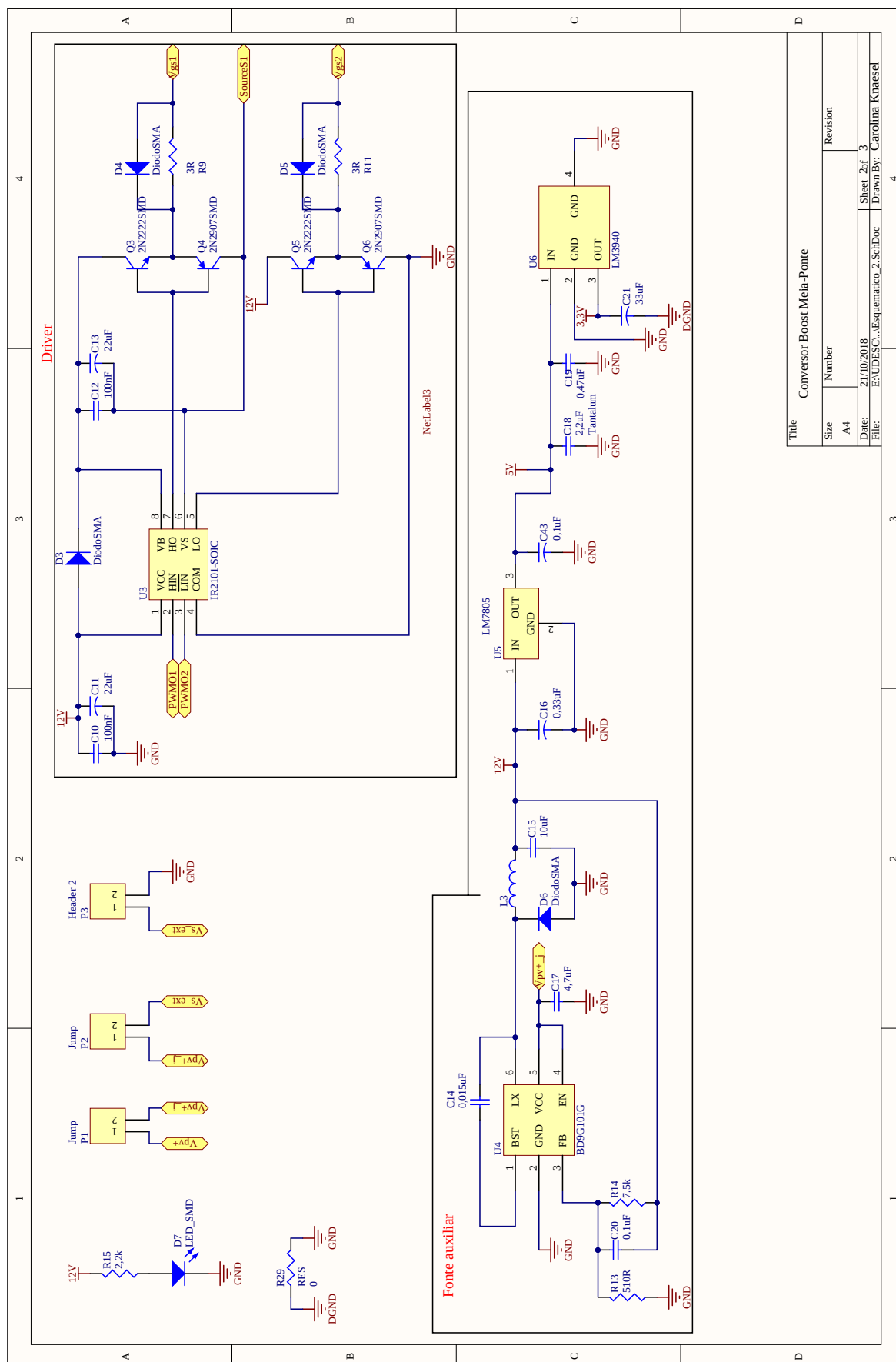
APÊNDICE D – ESQUEMÁTICOS E LAYOUT

Figura 106 – Esquemático 1.



Fonte: Elaborado pela autora.

Fonte: Elaborado pela autora.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 108 – Esquemático 3.

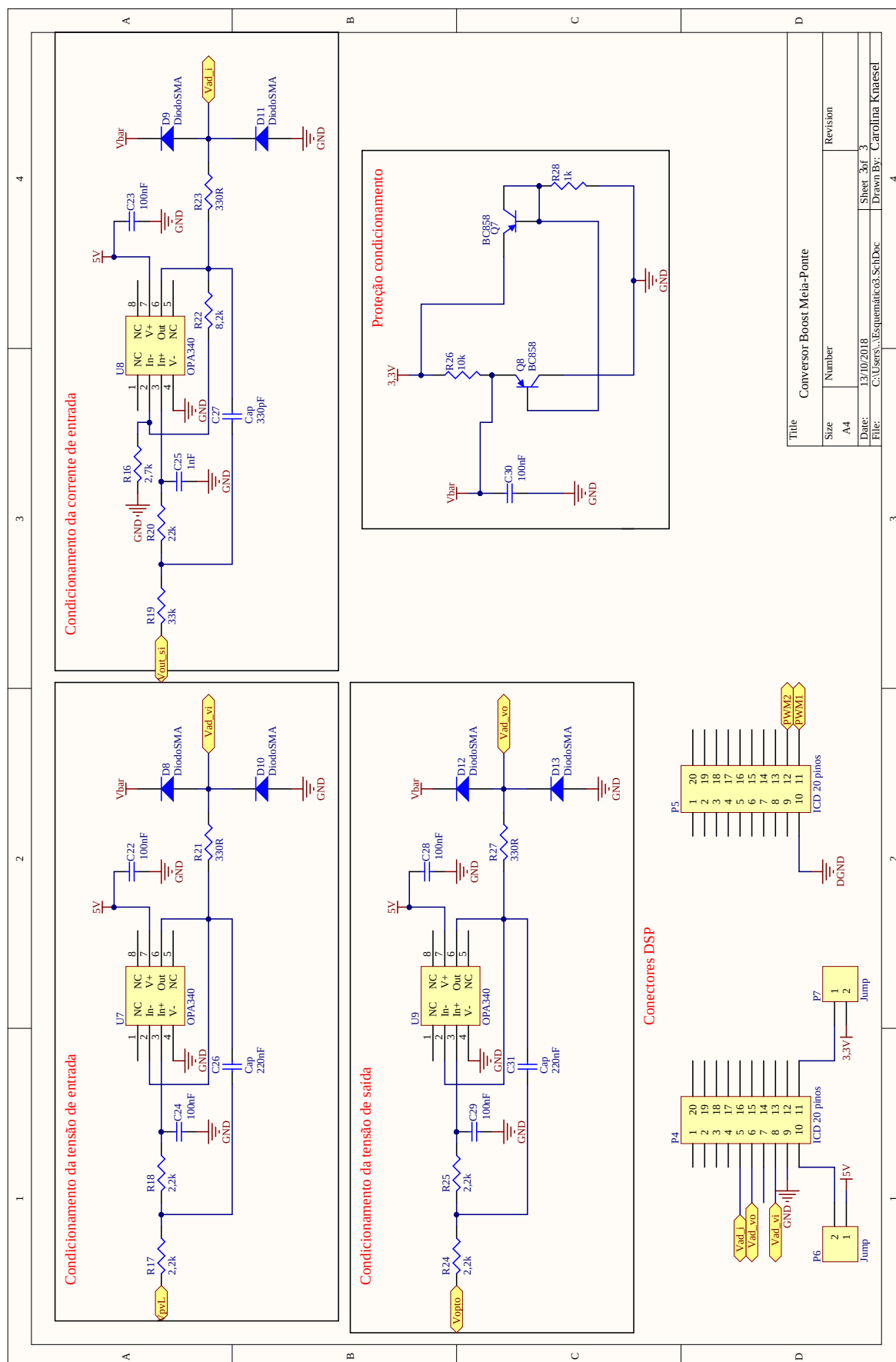
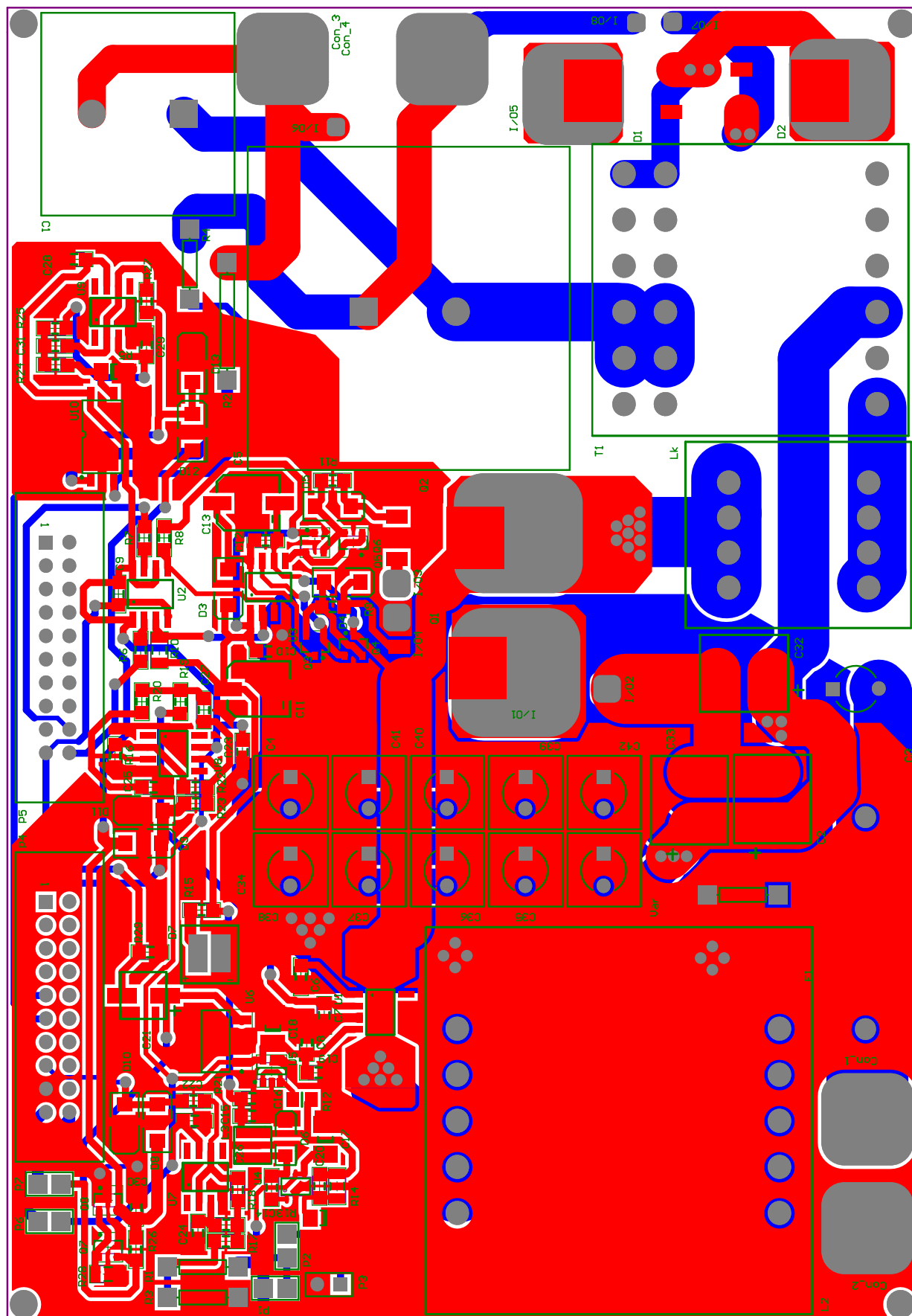
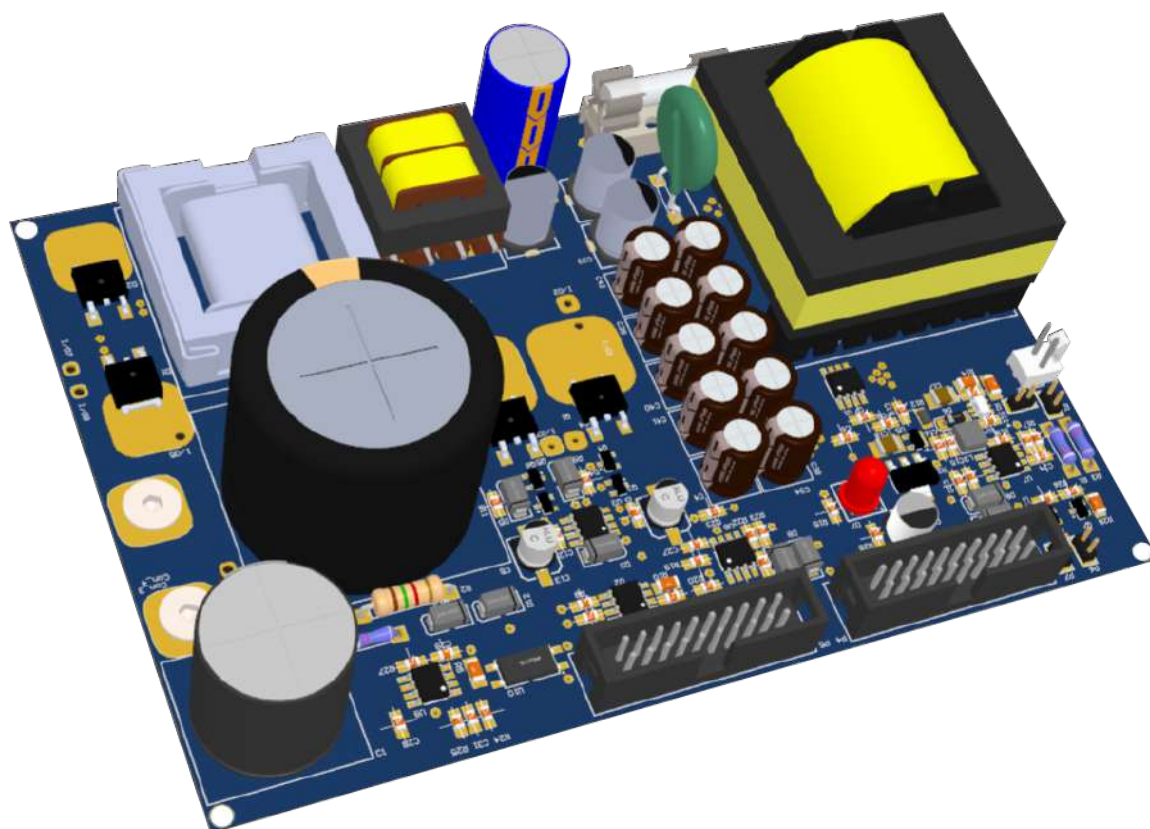


Figura 109 – Layout da placa de circuito impresso.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 110 – *Layout* da placa de circuito impresso em 3D.



Fonte: Elaborado pela autora.

**APÊNDICE E – PLANILHA DE CÁLCULO DAS TENSÕES, VALORES
EFICAZES E PERDAS NO CONVERSOR**

Planilha de cálculo das tensões de saída, valores eficazes e perdas no conversor

$f := 50000$

$n := 11.25$

$V_i := 17.4$

$D := 0.55$

$t_3 := 0$

$V_{c3} := 0 \qquad T_s := \frac{1}{f}$

$R_o := 1231$

$t_6 := 0$

$L_k := 0.000001$

$V_{c4} := 0$

Given

$$t_3 = \frac{D \cdot T_s \cdot V_{c3} \cdot V_{c4} - T_s \cdot V_{c3} \cdot V_{c4} + D \cdot T_s \cdot V_{c4} \cdot V_i \cdot n}{V_{c3} \cdot V_i \cdot n + V_{c4} \cdot V_i \cdot n}$$

$$t_6 = \frac{T_s \cdot \left[(V_{c4})^2 - 1 \cdot V_{c4} \cdot (V_{c3} + V_{c4}) - D \cdot V_{c4}^2 - V_{c4} \cdot V_i \cdot n + V_i \cdot (V_{c3} + V_{c4}) \cdot n + D \cdot V_{c4} \cdot (V_{c3} + V_{c4}) + D \cdot V_{c4} \cdot V_i \cdot n \right]}{V_i \cdot (1 \cdot V_{c3} + 1 \cdot V_{c4}) \cdot n}$$

$$V_{c3} = -V_{c4} - \frac{R_o \cdot T_s \cdot V_{c3}^2 \cdot (V_{c4} - V_i \cdot n) (V_{c4} - D \cdot V_{c4} + D \cdot V_i \cdot n)}{2 \cdot L_k \cdot V_i \cdot n^3 \cdot (V_{c3} + V_{c4})^2}$$

$$t_3 := \text{matrixB}(\text{matrixA})_{0,0} = 4.374 \times 10^{-7}$$

$$t6 := \text{matrixB}(\text{matrixA})_{1,0} = 1.136 \times 10^{-5}$$

$$V_{c3} := \text{matrixB}(\text{matrixA})_{2,0} = 218.297$$

$$V_{c4} := \text{matrixB}(\text{matrixA})_{3,0} = 181.496$$

$$V_o := \text{matrixB}(\text{matrixA})_{3,0} + \text{matrixB}(\text{matrixA})_{2,0} = 399.793$$

$$P_o := 130$$

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 0.325$$

Indutância de dispersão - Valor médio e eficaz:

$$V_{c2} := V_i = 17.4$$

$$V_{c1} := D \cdot \frac{V_i}{(1-D)} = 21.267$$

$$i_{lk_pk_pos} := \frac{2 \cdot n \cdot V_o}{R_o \cdot (1-D)} = 16.239$$

$$i_{lk_pk_pos1} := \frac{V_o \cdot Ts \cdot 2 \cdot n}{R_o \cdot (Ts - t6 + t3)} = 16.096$$

$$i_{lk_pk_neg} := \frac{-2 \cdot n \cdot V_o}{R_o \cdot (D)} = -13.286$$

$$i_{lk_pk_neg1} := -\frac{V_o \cdot Ts \cdot 2 \cdot n}{R_o \cdot (t6 - t3)} = -13.383$$

$$L_i := 256.2 \times 10^{-6} = 2.562 \times 10^{-4}$$

$$I_{imed} := \frac{V_o^2}{V_i \cdot R_o} = 7.462$$

$$\Delta i_i := \frac{V_i \cdot D}{\frac{1}{Ts} \cdot L_i} = 0.747$$

$$I_{in_min} := I_{imed} - \frac{\Delta i_i}{2} = 7.089$$

$$i_{s1_max} := i_{lk_pk_pos} - I_{in_min} = 9.15$$

$$I_{in_max} := I_{imed} + \frac{\Delta i_i}{2} = 7.836$$

$$i_{s2_max} := I_{in_max} - i_{lk_pk_neg} = 21.122$$

$$i_{d1_max} := I_{in_max} - i_{lk_pk_neg} = 21.122$$

$$i_{d2_max} := i_{lk_pk_pos} - I_{in_min} = 9.15$$

$$i_{d3_max} := \frac{i_{lk_pk_pos}}{n} = 1.443$$

$$i_{d4_max} := \frac{i_{lk_pk_neg}}{n} = -1.181$$

$$i_{Lk_avg} := \frac{1}{Ts} \left[\int_0^{t3} i_{lk_pk_pos1} - \left(V_{c2} + \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot \frac{t}{L_k} dt + \int_{t3}^{D \cdot Ts} \left(\frac{V_{c4}}{n} - V_{c2} \right) \cdot \frac{(t - t3)}{L_k} dt + \int_{D \cdot Ts}^{t6} i_{lk_pk_neg1} + \left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1} \right) \cdot \frac{(t - D \cdot Ts)}{L_k} dt + \int_{t6}^{Ts} \left(\frac{V_{c3}}{V_{c1} - \frac{V_{c3}}{n}} \right) \cdot \frac{(t - t6)}{L_k} dt \right] = -2.033 \times 10^{-15}$$

$$i_{Lk_rms} := \sqrt{\int_0^{t_3} \left[\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} i_{lk_pk_pos1} \cdot \left(\frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot t \cdot \frac{1}{L_k} \right]^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{c4}}{n} - V_{c2} \right) \cdot (t - t_3) \cdot \frac{1}{L_k} \right]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[i_{lk_pk_neg1} + \left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1} \right) \cdot (t - D \cdot T_s) \cdot \frac{1}{L_k} \right]^2 dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\left(\frac{V_{c1}}{n} - \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot (t - t_6) \cdot \frac{1}{L_k} \right]^2 dt} \right] dt = 8.474$$

na forma simplificada:

$$i_{Lk_rms_simp} := \sqrt{\int_0^{D \cdot T_s} \left[\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{c4}}{n} - V_{c2} \right) \cdot (t) \cdot \frac{1}{L_k} \right]^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{c1}}{n} - \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot (t) \cdot \frac{1}{L_k} \right]^2 dt \right] dt} \right] dt = 8.818$$

Corrente no capacitor C1:

$$i_{c1_avg} := \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} 0 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} 0 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_{c1} - (V_{c1} + V_{c2}) \cdot (t - D \cdot T_s)}{L_i} \right] - \left[i_{lk_pk_neg1} + \left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1} \right) \cdot (t - D \cdot T_s) \cdot \frac{1}{L_k} \right] dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_{c1} - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - t_6) - \frac{\left(\frac{-V_{c3}}{n} + V_{c1} \right) \cdot (t - t_6)}{L_k} \right] dt \right]$$

$$i_{c1_avg} = 0.013$$

$$i_{c1_rms} := \sqrt{\int_0^{t_3} \left[\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} 0^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_{c1} - (V_{c1} + V_{c2}) \cdot (t - D \cdot T_s)}{L_i} \right] - \left[i_{lk_pk_neg1} + \left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1} \right) \cdot (t - D \cdot T_s) \cdot \frac{1}{L_k} \right] dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_{c1} - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - t_6) - \frac{\left(\frac{-V_{c3}}{n} + V_{c1} \right) \cdot (t - t_6)}{L_k} \right]^2 dt \right] dt} \right] dt = 3.789$$

$$i_{c1_rms} = 3.789$$

Corrente no capacitor C2:

$$i_{c2_avg} := \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} i_{lk_pk_pos1} - \frac{V_{c3}}{n} \frac{V_{c2}}{L_k} \cdot (t) dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \frac{V_{c4}}{n} \frac{V_{c2}}{L_k} \cdot (t - t_3) dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - D \cdot T_s) dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - t_6) dt \right] dt = 0.013 \right]$$

$$i_{c2_rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} \left[i_{lk_pk_pos1} - \frac{V_{c3}}{n} \frac{V_{c2}}{L_k} \cdot (t) \right]^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[\frac{V_{c4}}{n} \frac{V_{c2}}{L_k} \cdot (t - t_3) \right]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - D \cdot T_s) \right]^2 dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - t_6) \right]^2 dt \right]} = 7.759$$

Corrente na chave 1:

$$i_{s1_avg} := \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} 0 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} 0 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[-I_{imed} + \frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - D \cdot T_s) \right] dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[-I_{imed} + \frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - t_6) \right] dt + \left[\frac{V_{c1}}{L_k} - \frac{V_{c3}}{n} \cdot (t - t_6) \right] dt = -0.013 \right]$$

$$i_{s1_rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{t_3} 0^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[-I_{imed} + \frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - D \cdot T_s) \right]^2 dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[-I_{imed} + \frac{\Delta i_i}{2} + \left[\frac{V_i - (V_{c1} + V_{c2})}{L_i} \right] \cdot (t - t_6) \right]^2 dt + \left[\frac{V_{c1}}{L_k} - \frac{V_{c3}}{n} \cdot (t - t_6) \right]^2 dt \right]} = 3.789$$

$i_{s1_rms} = 3.789$

Corrente na chave 2:

$$i_{s2_avg} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_3} \left[i_{imed} - \frac{\Delta i_i}{2} + \left(\frac{V_i}{L_i} \right) \cdot (t) \right] - \int_0^{t_3} \left[i_{lk_pk_pos1} - \frac{V_{c2} + \frac{V_{c3}}{n}}{L_k} \cdot (t) \right] dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[i_{imed} - \frac{\Delta i_i}{2} + \left(\frac{V_i}{L_i} \right) \cdot (t - t_3) \right] - \frac{V_{c2} + \frac{V_{c4}}{n}}{L_k} \cdot (t - t_3) dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} 0 dt + \int_{t_6}^{T_s} 0 dt = 7.446$$

$$i_{s2_rms} := \sqrt{\int_0^{t_3} \left[i_{imed} - \frac{\Delta i_i}{2} + \left(\frac{V_i}{L_i} \right) \cdot (t) \right]^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[i_{imed} - \frac{\Delta i_i}{2} + \left(\frac{V_i}{L_i} \right) \cdot (t - t_3) \right]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} 0^2 dt + \int_{t_6}^{T_s} 0^2 dt} = 10.715$$

Corrente no diodo D3:

$$i_{D3_avg} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_3} \left[i_{lk_pk_pos1} - \frac{\left(V_{c2} + \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot t}{L_k} \right] dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} 0 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} 0 dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\frac{\left(V_{c1} - \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot (t - t_6)}{L_k} \right] dt = 0.325$$

$$i_{D3_rms} := \sqrt{\int_0^{t_3} \left[i_{lk_pk_pos1} - \frac{\left(V_{c2} + \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot t}{L_k} \right]^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} 0^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} 0^2 dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\frac{\left(V_{c1} - \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot (t - t_6)}{L_k} \right]^2 dt} = 0.557$$

Corrente no diodo D4:

$$i_{D4_avg} := \frac{1}{T_s} \int_0^{t_3} 0 \, dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[\frac{-\left(\frac{V_{c4}}{n} - V_{c2}\right) \cdot (t - t_3)}{L_k} \right] dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{-i_{lk_pk_neg1} + \frac{\left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1}\right) \cdot (t - D \cdot T_s)}{L_k}}{n} \right] dt + \int_{t_6}^{T_s} 0 \, dt = 0.325$$

$$i_{D4_rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_3} 0^2 \, dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[\frac{-\left(\frac{V_{c4}}{n} - V_{c2}\right) \cdot (t - t_3)}{L_k} \right]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{-i_{lk_pk_neg1} + \frac{\left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1}\right) \cdot (t - D \cdot T_s)}{L_k}}{n} \right]^2 dt + \int_{t_6}^{T_s} 0^2 \, dt} = 0.508$$

$$i_o := \frac{V_o}{R_o} = 0.325$$

Corrente no capacitor C3:

$$i_{C3_avg} := \frac{1}{T_s} \int_0^{t_3} \left[\frac{i_{lk_pk_pos} - \frac{\left(V_{c2} + \frac{V_{c3}}{n}\right) \cdot t}{L_k}}{n} \right] dt - i_o \, dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} -i_o \, dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} -i_o \, dt + \int_{t_6}^{T_s} \left[\frac{\frac{\left(V_{c1} - \frac{V_{c3}}{n}\right) \cdot (t - t_6)}{L_k}}{n} \right] dt - i_o \, dt = 2.764 \times 10^{-4}$$

$$i_{C3_rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_3} \left[\frac{i_{lk_pk_pos1} - \frac{\left(V_{c2} + \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot t}{L_k}}{n} \right]^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} (-i_o)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{\left(V_{c1} - \frac{V_{c3}}{n} \right) \cdot (t - t_6)}{L_k} \right]^2 dt - i_o} dt = 0.452$$

Corrente no capacitor C4:

$$i_{C4_avg} := \frac{1}{T_s} \int_0^{t_3} -i_o dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[\frac{\left(-\frac{V_{c4}}{n} - V_{c2} \right) \cdot (t - t_3)}{L_k} \right] - i_o dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{\left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1} \right) \cdot (t - D \cdot T_s)}{L_k} \right] - i_o dt + \int_{t_6}^{T_s} -i_o dt = -1.539 \times 10^{-4}$$

$$i_{C4_rms} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_3} (-i_o)^2 dt + \int_{t_3}^{D \cdot T_s} \left[\frac{\left(-\frac{V_{c4}}{n} - V_{c2} \right) \cdot (t - t_3)}{L_k} \right]^2 dt - i_o} dt + \int_{D \cdot T_s}^{t_6} \left[\frac{-i_{lk_pk_neg1} + \frac{\left(\frac{V_{c4}}{n} + V_{c1} \right) \cdot (t - D \cdot T_s)}{L_k}}{n} \right]^2 dt + \int_{t_6}^{T_s} (-i_o)^2 dt = 0.39$$

Estudo de perdas

Perdas de condução nas chaves:

$$R_{DS_on} := 0.003 \Omega$$

$$P_{cond_S1} := (i_{s1_rms} \cdot A)^2 \cdot R_{DS_on} = 0.043 \text{ W}$$

$$P_{cond_S2} := (i_{s2_rms} \cdot A)^2 \cdot R_{DS_on} = 0.344 \text{ W}$$

Perdas de comutação nas chaves:

$$t_{off} := 30 \cdot 10^{-9} \text{ s}$$

$$V_{s1_max} := (V_{c1} + V_{c2}) \cdot V = 38.667 \text{ V}$$

$$V_{s2_max} := V_{s1_max} = 38.667 \text{ V}$$

$$f_{sw} := 50000 \text{ Hz}$$

$$P_{com_S1} := \frac{1}{2} \cdot i_{s1_max} \cdot A \cdot V_{s1_max} \cdot t_{off} \cdot f_{sw} = 0.265 \text{ W}$$

$$P_{com_S2} := \frac{1}{2} \cdot i_{s2_max} \cdot A \cdot V_{s2_max} \cdot t_{off} \cdot f_{sw} = 0.613 \text{ W}$$

$$P_{t_chaves} := P_{cond_S1} + P_{com_S1} + (P_{cond_S2} + P_{com_S2}) = 1.265 \text{ W}$$

Perdas de condução dos diodos:

$$r_T := 0$$

$$V_{D3} := 1.5 \text{ V}$$

$$V_{D4} := 1.5 \text{ V}$$

$$P_{D3} := i_{D3_rms}^2 \cdot r_T + i_{D3_avg} \cdot A \cdot V_{D3} = 0.487 \text{ W}$$

$$P_{D4} := i_{D4_rms}^2 \cdot r_T + i_{D4_avg} \cdot A \cdot V_{D4} = 0.487 \text{ W}$$

$$P_{t_diodos} := P_{D3} + P_{D4} = 0.974 \text{ W}$$

Perdas já calculadas anteriormente:

$$P_{cond_S1} + P_{com_S1} = 0.308 \text{ W}$$

$$P_{cond_S2} + P_{com_S2} = 0.957 \text{ W}$$

$$P_{\text{trafo}} := 4.095 \text{ W} \qquad P_{\text{Lr}} := 0.673 \text{ W}$$

$$P_{\text{Li}} := 2.139 \text{ W}$$

Perdas nos capacitores do barramento primário:

$$r_{\text{esr_c1}} := 31 \cdot 10^{-3} \, \Omega$$

$$P_{\text{c1}} := \left(\frac{i_{\text{c1_rms}}}{3} \cdot A\right)^2 \cdot r_{\text{esr_c1}} \cdot 3 = 0.148 \text{ W}$$

$$r_{\text{esr_c2}} := 30 \cdot 10^{-3} \, \Omega$$

$$P_{\text{c2}} := \left(\frac{i_{\text{c2_rms}}}{10} \cdot A\right)^2 \cdot r_{\text{esr_c2}} \cdot 10 = 0.181 \text{ W}$$

$$P_{\text{t_capacitores_pri}} := P_{\text{c1}} + P_{\text{c2}} = 0.329 \text{ W}$$

Perdas nos capacitores do barramento secundário:

$$r_{\text{esr_c3}} := 550 \cdot 10^{-3} \, \Omega$$

$$P_{\text{c3}} := (i_{\text{C3_rms}} \cdot A)^2 \cdot r_{\text{esr_c3}} = 0.112 \text{ W}$$

$$r_{\text{esr_c4}} := 250 \cdot 10^{-3} \, \Omega$$

$$P_{\text{c4}} := (i_{\text{C4_rms}} \cdot A)^2 \cdot r_{\text{esr_c4}} = 0.038 \text{ W}$$

$$P_{\text{t_capacitores_sec}} := P_{\text{c3}} + P_{\text{c4}} = 0.15 \text{ W}$$

$$P_{\text{t_conversor}} := P_{\text{t_capacitores_sec}} + P_{\text{t_capacitores_pri}} + P_{\text{trafo}} + P_{\text{Li}} + P_{\text{t_chaves}} + P_{\text{t_diodos}} + P_{\text{Lr}}$$

$$P_{\text{t_conversor}} = 9.626 \text{ W}$$

APÊNDICE F – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO DSP

```

/*
 * Define.h
 *
 * Created on: 2 de março de 2018
 * Author: Carolina Knaesel
 */

#ifndef DEFINE_H_
#define DEFINE_H_

// General defines.
#define II_REF (float) 8
#define FS (float) 50000.0 //
Carrier frequency [Hz].
#define TBPRD_ALL (float) 1.0f/(2.0f*FS*20E-9) //
Maximum value of the carrier signals and 20E-9 is the TTCLK.
#define TS (float) 1.0f/FS //
Sample and switching period.
#define DB_PER (float) 0.1 // Dead
time [us].
#define EPWM_MIN_DB (DB_PER/(1000000*20E-9)) // Minimum
dead time
#define DB_UP 1
#define DB_DOWN 0
#define GRAPH_SIZE 333 // graph
samples.
#define ON_BUTTON GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO29 // PIN 11.
#define OFF_BUTTON GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO24 // PIN 34.

//
//ADC definitions
#define HADC (float)0.000732421875 // ADC
gain 3V/4096.

//Adicao dos ADCs Carolina
#define ADCA3 (float)AdcaResultRegs.ADCRESULT0*HADC // (PIN
26 toolkit) Ii (Input Current)

#define ADCB2 (float)AdcbResultRegs.ADCRESULT0*HADC // (PIN
28 toolkit) Vi (Input Voltage)
#define ADCB3 (float)AdcbResultRegs.ADCRESULT1*HADC // (PIN
25 toolkit) Vo (Output Voltage)
//
// Calibration definition

```

```

// #define HIi          (float) 6.93036318          // Inverse of
total gain of Ii (sensor and conditioning circuit).
#define HIi          (float) 7.44928837          // Inverse of
total gain of Ii (sensor and conditioning circuit). conv 2

// #define HVi          (float) 14.3510799          // Inverse of
total gain of Vi (sensor and conditioning circuit).
#define HVi          (float) 12.780877142          // Inverse of
total gain of Vi (sensor and conditioning circuit). conv 2
// #define HVo          (float) 172.0728          // Inverse of total
gain of Vo (sensor and conditioning circuit).
#define HVo          (float) 181.663635          // Inverse of total
gain of Vo (sensor and conditioning circuit). conv2

// #define OFFSET_Vo          (float) 22.6399          //
Vo signal offset
#define OFFSET_Vo          (float) 35.2655983          //
Vo signal offset conv2
// #define OFFSET_Ii          (float) 0.0404          // Ii
signal offset
#define OFFSET_Ii          (float) 0.67          // Ii
signal offset con 2
#define OFFSET_Vi          (float) 1.31159997          //
Vo signal offset conv2
// #define OFFSET_Vi          (float) 0.342209995
// Vo signal offset
//
// Protection
#define LIM_Ii          11          // Input current
limit
#define LIM_Vi          21.5          // Input voltage
limit
#define LIM_Vo          420          // Output voltage
limit
#define PROTECTION_BOUNCE          10          // Protection
bounce

#endif /* DEFINE_H_ */

```

```

//
// Included Files
#include "F28x_Project.h"
#include "math.h"
#include "F2837xS_device.h"
#include "F2837xS_Examples.h"
#include "ccs/Define.h"
//
// Virtual variables
//
float      Vt          = TBPRD_ALL;
//
// Reference variables of the loop control.
float      vo_ref      = 400.0;
//
//Variables of controllers
float      e_v[3];          //vi loop control error
float      u_v[3];          //vi loop control signal
float      e_i[3];          //Ii loop control error
float      u_i[3];          //Ii loop control signal
float      ii_ref = 0.0;    //Reference signal of Ii
//
//Variáveis do conversor
float      Ii      = 0.0;    // Input current
float      Vi      = 0.0;    // Input voltage
float      Vo      = 0.0;    // Output voltage
//
//variaveis MPPT
float      P_k      = 0.0;
float      P_k_filtro = 0.0;
float      Vi_filtro = 0.0;
float      P_k1      = 0.0;
//float      Vi      = 0.0;
float      Vi_1      = 0.0;
//float      Ii      = 0.0;
float      Ii_1      = 0.0;
float      vi_ref    = 0.0;
float      vi_ref_ant=0.0;
float      delta_v= 0.1;
float      delta_P= 0.0;
int        count_mppt=0;
//
//Voltage Controller
float a2_v = -0.03072;
float a1_v = -0.000004632;
float a0_v = 0.03071;

```

```

float b2_v = 1;
float b1_v = -0.3705;
float b0_v = -0.6295;
//
//Current Controller
//float a2_i = 50.9;
float a2_i = 25.55;
//float a1_i = 1.883;
float a1_i = 0.477;
//float a0_i = -49.02;
float a0_i = -25.07;
float b2_i = 1;
float b1_i = -0.3705;
float b0_i = -0.6295;
//
int count_1 = 0;
//
//First order filter power
float e_f[2];
float u_f[2];
//First order filter voltage
float e_f2[2];
float u_f2[2];
//
//Filter gain, cut frequency = 12 Hz
float a0_f = 0.001507;
float b1_f = 1;
float b0_f = -0.9985;
//
//Filter gain, cut frequency = 12 Hz
float a0_f2 = 0.001507;
float b1_f2 = 1;
float b0_f2 = -0.9985;
//

//Command variables
Uint16 StartControl = 0;
int disp_graph = 1;
// Protection variables
Uint16 inc_prot_ii = 0; // Auxiliary
variable (counter of ii protection).
Uint16 inc_prot_vi = 0; // Auxiliary
variable (counter of vi protection).
Uint16 inc_prot_vo = 0; // Auxiliary
variable (counter of vo protection).
Uint16 prot_ii = 0;

```

```

Uint16      prot_vi      = 0;
Uint16      prot_vo      = 0;
Uint16      prot_atuou   = 0;                                // Auxiliary
variable
// Graph Variables
int          count_graph = 0;
float        vectorA[333];
// Function Prototypes

void InitEPwm1Example(void);                                // EPWM1 registers
configuration.
__interrupt void epwm1_isr(void);                            // EPWM1 interruption main
loop.
void ConfigureADC(void);                                    // ADC registers
configurations.
void SetupADCSoftware(void);                                // ADC registers software
interruption configurations.
void Gpio_setup(void);                                     // GPIO configurations.
void Protection(void);                                     // Converter protection
function.
void DisableConverter(void);                                // Disable the converter
when protection occur.
void EnableConverter(void);
void ClearControlVariables(void);                           // Clear all variables
control
void ClearProtFlag(void);
void graph(void);
//
// Main script.
void main(void)
{
//
    InitSysCtrl();                                          // Step 1. Initialize
System Control:
    InitGpio();                                             // Step 2. Initialize
GPIO:
    CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1=1;    // enable PWM1
    InitEPwm1Gpio();    // For this case just init GPIO pins for
PWM1
    DINT;                                                  // Step 3. Clear all interrupts and
initialize PIE vector table: disable CPU interrupts
    InitPieCtrl();    // Initialize the PIE control registers to
their default state.
    IER = 0x0000;    // Disable CPU interrupts and clear all
CPU interrupt flags:
    IFR = 0x0000;

```

```

    InitPieVectTable(); // Initialize the PIE vector table
with pointers to the shell Interrupt
    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected
registers
    PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_isr;
    EDIS; // This is needed to disable write
to EALLOW protected registers

    EALLOW; // Step 4. Initialize the Device
Peripherals:
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
    EDIS;

    StartControl = 0;
//    u_i[0] = 0.55*Vt;
//
    // Startup(); // Startup function.
    InitEPwm1Example();
    ConfigureADC(); // Configure the ADCs and power
them up
    SetupADCSoftware(); // Setup the ADCs for software
conversions
    Gpio_setup(); // Setup the GPIO's
    ClearControlVariables();
    ClearProtFlag();
    DisableConverter();

    DELAY_US(1000*500); // This delay is very important

    EALLOW;
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
    EDIS;
    IER |= M_INT3; // Enable CPU INT3 which
is connected to EPWM1-3 INT:
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
    EINT; //Enable Global
interrupt INTM
    ERTM; //Enable Global realtime
interrupt DBGCM

// INFINITE LOOP
for(;;)
{
    //pulse();
    asm ("NOP");
}

```

```

}

__interrupt void epwm1_isr(void)
{
    AdcaRegs.ADCSOCFRC1.all = 0x0001;           //
    Initialize ADCA reading SOC0

    AdcbRegs.ADCSOCFRC1.all = 0x0003;           //
    Initialize ADCB reading SOC0 and SOC1.

    //
    if(prot_atuou==0)
    {Protection();}
    //Call protection function
    //

    if (OFF_BUTTON == 0){
        DisableConverter();
        ClearControlVariables();
        ClearProtFlag();
    }
    if (ON_BUTTON == 0 && prot_atuou == 0){
        EnableConverter();
        StartControl = 1;
    }
    //
    //Wait for ADCA to complete, then acknowledge flag

    while(AdcaRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1 == 0);   //
    Stay in this loop until SOC0 conversion complete.
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;        //
    Clear the ADCINT1 flag

    //Wait for ADCB to complete, then acknowledge flag

    while(AdcbRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1 == 0);   //
    Stay in this loop until SOC1 conversion complete.
    AdcbRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;        //
    Clear the ADCINT1 flag

    //    PARTE PARA TESTAR OS ADs

    //store results
    //
    //    Ii = (float)(ADCA3);

```

```

//          Vi = (float)(ADCB2);
//          Vo = (float)(ADCB3);

//

//
//
===== //
// ----- STARTING THE CONTROL ROTINE -----
--
//
===== //
//
// Calibrating the ADC input
Ii = (float)((ADCA3)*HIi - OFFSET_Ii);
Vi = (float)(ADCB2*HVi + OFFSET_Vi);
Vo = (float)(ADCB3*HVo + OFFSET_Vo);

//===== ENABLE THE CONVERTER CONTROLLER =====
if(StartControl == 1 ){

//=====
=
//          CONTROLE DO ESTAGIO CC-CC

//=====
=

    //Filtro tensao

    e_f2[1] = Vi;
    u_f2[0] = (a0_f2*e_f2[1]-b0_f2*u_f2[1])/b1_f2;

    //atualizacao
    u_f2[1] = u_f2[0];
    Vi_filtro = u_f2[0];

    //Filtro potencia
    P_k=Vi_filtro*Ii;
    e_f[1] = P_k;
    u_f[0] = (a0_f*e_f[1]-b0_f*u_f[1])/b1_f;

    //atualizacao
    u_f[1] = u_f[0];
    P_k_filtro = u_f[0];

```

```

count_mppt++;

//MPPT - gera a tensao de referencia vi_ref
if(count_mppt>=10000){
delta_P=P_k_filtro-P_k1;
if(delta_P>0){
    if((Vi_filtro-Vi_1)>0){
        vi_ref=vi_ref_ant+delta_v;
    }
    else{
        vi_ref=vi_ref_ant-delta_v;
    }
}
else{
    if((Vi_filtro-Vi_1)>0){
        vi_ref=vi_ref_ant-delta_v;
    }
    else{
        vi_ref=vi_ref_ant+delta_v;
    }
}
count_mppt=0;
vi_ref_ant=vi_ref;
Ii_1=Ii;
Vi_1=Vi_filtro;
P_k1=P_k_filtro;
}

//=====
=
//          ATUALIZAÇÃO DOS ESTADOS ANTERIORES

//=====
=

    //controle da tensao de entrada - vi
    e_v[0] = vi_ref - Vi;
    u_v[0] = (a2_v*e_v[0] + a1_v*e_v[1] + a0_v*e_v[2] -
b1_v*u_v[1] - b0_v*u_v[2])/b2_v;
//

//satura a referência de ii
if(u_v[0] > II_REF) {u_v[0] = II_REF;}

```

```

    else if (u_v[0]<0)      {u_v[0]= 0;}

    //controle da corrente de entrada - Ii
    ii_ref = u_v[0];

    e_i[0] = ii_ref - Ii;
    u_i[0] = (a2_i*e_i[0] + a1_i*e_i[1] + a0_i*e_i[2] -
b1_i*u_i[1] - b0_i*u_i[2])/b2_i;
    //
    //u1_ii= u_i[0];

    //satura acao de controle de ii
    if (u_i[0] >= 1*Vt)      {u_i[0] = 1*Vt;}
    else if (u_i[0] <= 0*Vt)  {u_i[0] = 0*Vt;}

//=====
=
    //          ATUALIZAÇÃO DOS ESTADOS ANTERIORES
//=====
=

    // voltage controller
    u_v[2] = u_v[1];
    u_v[1] = u_v[0];
    e_v[2] = e_v[1];
    e_v[1] = e_v[0];
//
    // current controller
    u_i[2] = u_i[1];
    u_i[1] = u_i[0];
    e_i[2] = e_i[1];
    e_i[1] = e_i[0];
//

}

    // Storing the modulators and shoot-through signals in the
comparator registers (CMPA and CMPB)
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = u_i[0]; //Storing the modulator
in the PWM1A comparator register.

    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;      // Clear INT flag for
this timer
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; // Acknowledge this
interrupt to receive more interrupts from group 3

```

```

//
    graph();
//
}
//

void InitEPwm1Example()
{
    EPwm1Regs.TBPRD = (int)(Vt);          // Set timer period 801
    TBCLKs
    EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000;    // Phase is 0

    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = (float)Vt;    // Set compare A
    value

    // Setup counter mode
    //
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    and down
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;    // Disable
    phase loading

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-
    stream module
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable
    Dead-band module
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi
    complementary
    EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = EPWM_MIN_DB; // Dead time
    borda de subida
    EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = EPWM_MIN_DB; // Dead time
    borda de descida

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;    // Clock
    ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

    //
    // Setup shadowing
    //
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;

```

```

        EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // Load
on Zero
        EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

        //
        // Set actions
        //
        EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set
PWM1A on event A, up // count
        EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR; // Clear
PWM1A on event A, // down
count

        //
        // Interrupt where we will change the Compare Values
        //
        EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_PRDZERO; //
Select INT on Zero event
        EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1; //
Enable INT
        EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST; //
Generate INT on 3rd event ET_3RD

        EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; // Disable SOC
on A group
        EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4; // Select SOC on
up-count
        EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate
pulse on 1st event

    }
    // ===== ALL FUNCTIONS ARE BELOW
    =====

    // Protection function
    void Protection(void){
    //ii - Input current
        if ( Ii >= LIM_Ii){
            inc_prot_ii++;
            if (inc_prot_ii > PROTECTION_BOUNCE){
                DisableConverter();
                prot_ii = 1;
                prot_atuou = 1;
                return;
            }
        }
    }

```

```

    }
    }else{
        inc_prot_ii = 0;
    }
//vi - Input Voltage
    if ( Vi >= LIM_Vi){
        inc_prot_vi++;
        if (inc_prot_vi > PROTECTION_BOUNCE){
            DisableConverter();
            prot_vi = 1;
            prot_atuou = 1;
            return;
        }
    }else{
        inc_prot_vi = 0;
    }
//vo - Output Voltage
    if ( Vo >= LIM_Vo){
        inc_prot_vo++;
        if (inc_prot_vo > PROTECTION_BOUNCE){
            DisableConverter();
            prot_vo = 1;
            prot_atuou = 1;
            return;
        }
    }else{
        inc_prot_vo = 0;
    }
}

// This function disable the converter.
void DisableConverter(void){
//Disable the converter using TRIP_ZONE
    EALLOW;
    EPwm1Regs.TZFRC.bit.OST =1;          // Block the EPWM1A
and EPWM1B (Trip Zone).

    EDIS;
//    SinglePulse = 0;
    StartControl = 0;
//    GPIO_WritePin(63,0);
}
// This function enable the converter to start control.
void EnableConverter(void){
//    if (SinglePulse == 0){
    EALLOW;

```

```

        EPwm1Regs.TZCLR.bit.OST= 1;           // Enable the EPWM2A
and EPWM2B (Trip Zone).
        EDIS;
    }
    // This function clear all flags related to protection variables.

    void ClearProtFlag(void){
        prot_atuou  = 0;
        prot_ii     = 0;
        prot_vi     = 0;
        prot_vo     = 0;
    }
    // This function clear all control variables.
    void ClearControlVariables(void){
        e_v[0]  = 0.0;
        e_v[1]  = 0.0;
        e_v[2]  = 0.0;
        u_v[0]  = 0.0;
        u_v[1]  = 0.0;
        u_v[2]  = 0.0;
        e_i[0]  = 0.0;
        e_i[1]  = 0.0;
        e_i[2]  = 0.0;
        u_i[0]  = 0.0;
        u_i[1]  = 0.0;
        u_i[2]  = 0.0;
    //      u1_ii  = 0.0;
        ii_ref  = 0.0;
        e_f[0]  = 0.0;
        e_f[1]  = 0.0;
        u_f[0]  = 0.0;
        u_f[1]  = 0.0;
        e_f2[0] = 0.0;
        e_f2[1] = 0.0;
        u_f2[0] = 0.0;
        u_f2[1] = 0.0;
    }
    void graph(void)
    {
        count_graph++;
        if(count_graph>=GRAPHSIZE) count_graph=0;

        switch(disp_graph){
        case 1:
            vectorA[count_graph]=Ii;
            break;

```

```
    case 2:
        vectorA[count_graph]=Vi;
    break;
    case 3:
        vectorA[count_graph]=P_k_filtro;
    break;
    case 4:
        vectorA[count_graph]=Vo;
    break;
    case 5:
        vectorA[count_graph]=u_v[0];
    break;
    case 6:
        vectorA[count_graph]=P_k;
    break;
    case 7:
        vectorA[count_graph]=vi_ref;
    break;
    case 8:
        vectorA[count_graph]=Vi_filtro;
    break;
    default:
        vectorA[count_graph]=0;
    break;
}

}
// End of file
```