



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO

MANUEL DE OLIVEIRA VASCONCELOS JÚNIOR

CONVERSOR CC-CC CUK DE ALTO GANHO COM CARACTERÍSTICA DE
FONTE DE CORRENTE PARA APLICAÇÕES EM NANORREDES

SOBRAL

2017

MANUEL DE OLIVEIRA VASCONCELOS JÚNIOR

CONVERTOR CC-CC CUK DE ALTO GANHO COM CARACTERÍSTICA DE FONTE
DE CORRENTE PARA APLICAÇÕES EM NANORREDES

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Kleber Cesar Alves de Souza

Co-orientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Junior

SOBRAL

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

V451c Vasconcelos Júnior, Manuel de Oliveira.

Conversor CC-CC CUK de Alto Ganho com Característica de Fonte de Corrente para Aplicações em Nanorredes / Manuel de Oliveira Vasconcelos Júnior. – 2017.
124 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2017.

Orientação: Prof. Dr. Kleber Cesar Alves de Souza.

Coorientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

1. Alto ganho estático. 2. Célula multiplicadora de tensão. 3. Conversor CC-CC. 4. Módulo fotovoltaico. 5. Nanorrede. I. Título.

CDD 621.3

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer à Deus, por ter me iluminado e por ter me dado saúde e força para superar as dificuldades.

À Universidade Federal do Ceará (UFC), por ter me dado a oportunidade de fazer este curso e ao Instituto Federal do Ceará (IFCE), pela oportunidade de desenvolver esta pesquisa.

Aos meus professores Kleber Souza e Edilson Mineiro meus orientadores, pelo empenho dedicado à elaboração deste trabalho.

Aos meus pais e a toda minha família, pelo amor, incentivo e apoio incondicional.

À minha grande amiga e companheira Luciana Antunes, pela paciência e compreensão nos momentos em que estive ausente.

Aos meus colegas de mestrado: Jonas Santos, Rodrigo Linhares e Francilino Carneiro, muito obrigado pela ajuda, parceria e a amizade durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores de mestrado por terem repassado o conhecimento durante as disciplinas, fica a minha gratidão.

Aos professores participantes da banca examinadora, pelo tempo e por suas valiosas colaborações.

À CAPES e ao CNPq pelo aporte financeiro que permitiu a implementação deste projeto.

“Tente uma, duas, três vezes e se possível tente a quarta, a quinta e quantas vezes for necessário. Só não desista nas primeiras tentativas, a persistência é amiga da conquista”

Bill Gates

RESUMO

Um conversor CC-CC de alto ganho baseado na topologia do conversor CUK clássico, projetado para aplicações em nanorredes, é apresentado neste trabalho. O conversor proposto é composto por dois indutores acoplados e uma célula multiplicadora de tensão com capacitores comutados, obtendo assim um alto ganho de tensão. Além disso, o conversor possui característica de fonte de corrente, tanto na entrada quanto na saída, diferenciando das convencionais topologia de conversores de alto ganho. Para validar a proposta, um protótipo com tensão de entrada de 24 V, tensão de saída de 380 V e potência de 200 W foi montado para verificar sua performance, o qual apresentou um rendimento máximo de 95,3 %. O referido conversor possui como fonte primária de energia um módulo fotovoltaico (FV). Todavia, após analisar o comportamento do módulo FV sob condições de mudanças climáticas, verificou-se que suas características são alteradas, o que ocasiona perdas de potência. Com o propósito de rastrear a máxima potência do módulo fotovoltaico e diminuir estas perdas de potência, um algoritmo de *MPPT* (Maximum Power Point Tracking - Rastreador do Ponto de Máxima Potência) foi utilizado.

Palavras-chave: Alto ganho estático; Célula multiplicadora de tensão; Conversor CC-CC; Módulo fotovoltaico; *MPPT*; Nanorrede.

ABSTRACT

A high gain DC-DC converter based on the topology classic CUK converter, designed for nanogrid application, is presented in this paper. The proposed converter is composed of two winding coupled inductor and voltage multiplier cells with switch capacitors in order to achieve the high step-up voltage gain. Furthermore, the converter features current source characteristics at the input and output, which differs from conventional high gain converter topologies. To validate the proposal a prototype circuit with input voltage 24 V, output voltage 380 V, and rated power 200 W is operated to verify its performance, which presented a maximum efficiency of 95.3%. The converter has a photovoltaic (PV) module as its primary source of energy. However, after analyzing the behavior of the PV module under conditions of climate change, it has been verified that its characteristics are altered, which causes power losses. In order to track the maximum power of the photovoltaic module and reduce these power losses, an MPPT (Maximum Power Point Tracking) algorithm was used.

Keywords: DC-DC converter; High static gain; MPPT; Nanogrid; Photovoltaic module; Voltage multiplier cells.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Matriz elétrica brasileira, ano base 2016.	1
Figura 1.2 - Estrutura de uma nanorede CC residencial.	5
Figura 2.1 - Configuração do sistema com um conversor por módulo FV.	7
Figura 2.2 - Concepção geral para alto ganho de tensão.	8
Figura 2.3 - Conversores com células de capacitores comutados.	9
Figura 2.4 - Conversores com células multiplicadoras de tensão.	9
Figura 2.5 - Conversores com alto ganho de tensão baseado em indutores acoplado.	10
Figura 2.6 - Conversor de alto ganho de tensão com regeneração da energia acumulada na indutância de dispersão.	11
Figura 2.7 - Conversores de alto ganho com indutores acoplado e grampeamento ativo.	11
Figura 2.8 - Conversores de alto ganho com indutores acoplado e grampeamento passivo.	12
Figura 2.9 - Conversor proposto.	13
Figura 3.1 - Imagem térmica do módulo FV KD210GX-LPU.	15
Figura 3.2 - Curva I-V do módulo FV (KD210GX-LPU).	16
Figura 3.3 - Ferramenta para traçar as curvas do módulo FV.	16
Figura 3.4 - Circuito simplificado da ferramenta que traça as curvas do módulo FV.	17
Figura 3.5 - Curva da corrente I_i (3,5 A/div), tensão V_i (10 V/div) e potência P_i (35 W/div) do módulo FV. Base de tempo (20 ms/div).	17
Figura 3.6 - Curva tensão (Ch1: 5 V/div.) e corrente (Ch2: 1 A/div.) do módulo FV durante a variação da irradiação solar. Base de tempo (1 s/div).	18
Figura 3.7 - (a): Curva I-V (corrente (Ch2: 1 A/div.), tensão (Ch1: 5 V/div.)); (b): Curva P-V (potência (R2: 15 W/div.), tensão (R1: 5 V/div.))	19
Figura 3.8 - Placa para rastrear o MPP do módulo FV.	21
Figura 3.9 - Fluxograma da técnica de rastreamento P&O.	22
Figura 4.1 - Conversor proposto.	24
Figura 4.2 - Principais formas de ondas do conversor proposto.	25
Figura 4.3 - Primeira etapa de operação $[t_0 - t_1]$	25
Figura 4.4 - Segunda etapa de operação $[t_1 - t_2]$	26
Figura 4.5 - Terceira etapa de operação $[t_2 - t_3]$	27
Figura 4.6 - Quarta etapa de operação $[t_3 - t_4]$	27
Figura 4.7 - Comparação da curva do ganho estático versus razão cíclica.	29
Figura 4.8 - Perdas estimadas dos componentes do conversor.	36

Figura 5.1 - Circuito de simulação do conversor.....	38
Figura 5.2 - Tensão e corrente na entrada do conversor.....	39
Figura 5.3 - Tensão e corrente na saída do conversor.	40
Figura 5.4 - Tensão nos diodos.....	40
Figura 5.5 - Tensão nos capacitores.	40
Figura 5.6 - Corrente nos indutores acoplado.....	41
Figura 5.7 - Comutação do interruptor.	41
Figura 5.8 - Corrente no indutor L1 e MOSFET.....	42
Figura 5.9 - Tensão no MOSFET e capacitor C1.....	42
Figura 5.10 - Circuito do conversor simulado com o MPPT.....	43
Figura 5.11 - Variação da irradiação solar durante a simulação.	43
Figura 5.12 - Potência de entrada do conversor com ondulação no MPP.....	44
Figura 5.13 - Potência de entrada do conversor com baixa ondulação no MPP.	44
Figura 6.1 - Experimental protótipo.	46
Figura 6.2 - Emulação do módulo FV.	47
Figura 6.3 - Tensão V_i (10 V/div) e corrente I_i (3 A/div) na entrada. Base de tempo (10 μ s/div).	48
Figura 6.4 - Tensão V_o (100 V/div) e corrente I_o (300 mA/div) na saída do conversor. Base de tempo (5 μ s/div).	48
Figura 6.5 - Tensão nos diodos, D1 (20 V/div), D3 (100 V/div) e D5 (150 V/div). Base de tempo (10 μ s/div).	49
Figura 6.6 - Tensão nos capacitores, C1 (30 V/div), C3 (40 V/div) e C5 (150 V/div). Base de tempo (5 μ s/div).	49
Figura 6.7 - Corrente nos indutores acoplado L1 (5 A/div) e L2 (2 A/div) e corrente de operação I_{LM} (5 A/div). Base de tempo (5 μ s/div).....	49
Figura 6.8 - Tensão V_S (20 V/div) e corrente I_S (5 A/div) no interruptor. Base de tempo (2 μ s/div).....	50
Figura 6.9 - Detalhe da tensão V_S (10 V/div) e corrente I_S (2,5 A/div) durante a comutação do interruptor no ligar. Base de tempo (0,2 μ s/div).	50
Figura 6.10 - Detalhe da corrente no interruptor I_S (1 A/div) e no indutor acoplado L1 (1 A/div). Base de tempo (0,25 μ s/div).....	50
Figura 6.11 - Tensão no interruptor V_S (20 V/div) e capacitor C1 (20 V/div). Base de tempo (5 μ s/div).....	51

Figura 6.12 - Tensão V_i (3 V/div), corrente I_i (900 mA/div) e potência P_i (50 W/div) na entrada do conversor. Base de tempo (50 ms/div).	52
Figura 6.13 - Tensão V_i (20 V/div), corrente I_i (4 A/div) e potência P_i (100 W/div) na entrada do conversor com degrau. Base de tempo (20 s/div).....	52
Figura 6.14 - Tensão V_i (20 V/div), corrente I_i (3 A/div) e potência P_i (50 W/div) na entrada do conversor. Base de tempo (5 s/div).	53
Figura 6.15 - Tensão (20 V/div), corrente (3 A/div) e potência (50 W/div) na entrada do conversor com variação da irradiação solar. Base de tempo (50 s/div).	53
Figura 6.16 - Curva de rendimento do conversor proposto.....	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetro para dimensionamento do conversor proposto.	30
Tabela 2 - Valores das equações básicas.	31
Tabela 3 - Valores calculados para os indutores acoplado.	32
Tabela 4 - Valores calculados para o indutor de saída.	33
Tabela 5 - Valores dos esforços de tensão e corrente no interruptor.	33
Tabela 6 - Valores dos esforços de tensão e corrente nos diodos D1 e D2.	34
Tabela 7 - Valores dos esforços de tensão e corrente nos diodos D3 e D4.	35
Tabela 8 - Valores dos esforços de tensão e corrente no diodo D5.	36
Tabela 9 - Valores de esforços de tensão nos capacitores.	36
Tabela 10 - Especificação dos componentes do conversor.	39
Tabela 11 - Especificação do protótipo.	47

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLA

Símbolo	Significado	Unidade
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica	-
BEN	Balanço Energético Nacional	-
CA	Corrente Alternada	A
CC	Corrente Contínua	A
Cond Inc	Condutância Incremental	-
C_{PV}	Capacitor de Desacoplamento do Módulo FV	-
D	Razão Cíclica Nominal	-
Df	Razão Cíclica da Iteração Atual	-
Di	Razão Cíclica da Iteração Anterior	-
Dmáx	Limite Máximo da Razão Cíclica	-
Dmin	Limite Mínimo da Razão Cíclica	-
ENEL	Entidade Nacional para Energia Elétrica	-
EPE	Empresa de Pesquisa Energética	-
f_s	Frequência de Comutação	Hz
FV	Fotovoltaico	-
GC	Geração Concentrada	-
GD	Geração Distribuída	-
I	Corrente	A
I_{D1}	Corrente no Diodo 1	A
I_{D1_ef}	Corrente Eficaz nos Diodos D1 e D2	A
I_{D1_max}	Corrente Máxima nos Diodos D1 e D2	A
I_{D1_med}	Corrente Média nos Diodos D1 e D2	A
I_{D2}	Corrente no Diodo 2	A
I_{D3}	Corrente no Diodo 3	A
I_{D3_ef}	Corrente Eficaz nos Diodos D3 e D4	A
I_{D3_max}	Corrente Máxima nos Diodos D3 e D4	A
I_{D3_med}	Corrente Média nos Diodos D3 e D4	A
I_{D4}	Corrente no Diodo 4	A
I_{D4}	Corrente no Diodo 5	A
I_{D5_ef}	Corrente Eficaz nos Diodos D5	A
I_{D5_max}	Corrente Máxima nos Diodos D5	A

I_{D5_med}	Corrente Média nos Diodos D5	A
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers	-
IET	Instituto Europeu da Inovação e da Tecnologia	-
I_{ext}	Fonte de Corrente Externa	-
I_i	Corrente Média na Entrada	A
I_{L1}	Corrente no Primário do Indutor Acoplado	A
IL_{1_ef}	Corrente Eficaz no Primário	A
IL_{1_max}	Corrente Máxima no Primário	A
IL_{1_med}	Corrente Média no Primário	A
IL_{1_min}	Corrente Mínima no Primário	A
I_{L2}	Corrente no Secundário do Indutor Acoplado	A
IL_{2_ef}	Corrente Eficaz no Secundário	A
IL_{2_max}	Corrente Máxima no Secundário	A
IL_{2_med}	Corrente Média no Secundário	A
I_{LM}	Corrente de Operação do Indutor Acoplado	A
I_{Lo}	Corrente no Indutor de Saída	A
IL_{o_ef}	Corrente Eficaz no Indutor de Saída	A
IL_{o_max}	Corrente Máxima no Indutor de Saída	A
IL_{o_med}	Corrente Média no Indutor de Saída	A
IL_{o_min}	Corrente Mínima no Indutor de Saída	A
I_{mpp}	Corrente em Potência Máxima	A
I_o	Corrente Média na saída	A
I_{ph}	Corrente Fotogerada	A
I_{S_ef}	Corrente Eficaz no Interruptor	A
I_{S_max}	Corrente Máxima no Interruptor	A
I_{S_med}	Corrente Média no Interruptor	A
I_{sc}	Corrente em Curto Circuito	A
I-V	Corrente por Tensão	A-V
K_{oc}	Fator de Ajuste da Tensão de Circuito Aberto	-
L_1	Indutância no Primário	H
L_2	Indutância no Secundário	H
L_o	Indutância do Indutor de Saída	H
M	Indutância Mutua	H
MCC	Modo de Condução Contínua	-
MME	Ministério de Minas e Energia	-

MPP	Ponto de Máxima Potência	-
MPPT	Rastreador do Ponto de Máxima Potência	-
n	Relação de Espiras	-
P	Potência Atual	W
P&O	Pertuba e Observa	-
PI	Proporcional e Integrador	-
P_i	Potência de Entrada	W
PIC	Circuito Integrado Programável	-
P_{max}	Potência Máxima	W
P_o	Potência Anterior	W
P_o	Potência de Saída	W
PSIM	Power Simulator	-
P-V	Potência por Tensão	W-V
PWM	Modulação por Largura de Pulso	-
RCC	Controle de Correlação de Ondulação	-
R_{DS}	Resistência entre drain e source no MOSFET	Ω
R_p	Resistência Paralela	Ω
R_s	Resistência Série	Ω
S	Radiação Solar	W/m ²
T	Temperatura	°C
V	Tensão	V
V_{C12}	Tensão Média nos Capacitores C1 e C2	V
V_{C34}	Tensão Média nos Capacitores C3 e C4	V
V_{C5}	Tensão média no capacitor C5	V
V_{D1_ef}	Tensão Eficaz nos Diodos D1 e D2	V
V_{D1_max}	Tensão Máxima nos Diodos D1 e D2	V
V_{D1_med}	Tensão Média nos Diodos D1 e D2	V
V_{D3_ef}	Tensão Eficaz nos Diodos D3 e D4	V
V_{D3_max}	Tensão Máxima nos Diodos D3 e D4	V
V_{D3_med}	Tensão Média nos Diodos D3 e D4	V
V_{D5_ef}	Tensão Eficaz nos Diodos D5	V
V_{D5_max}	Tensão Máxima nos Diodos D5	V
V_{D5_med}	Tensão Média nos Diodos D5	V
V_{ext}	Fonte de Tensão Externa	-
V_{gs}	Tensão de Gate para Source no MOSFET	V
V_i	Tensão de Entrada	V
V_{mpp}	Tensão em Potência Máxima	V

V_o	Tensão de Saída	V
V_{oc}	Tensão em Circuito Aberto	V
$V_{S_{ef}}$	Tensão Eficaz no Interruptor	V
$V_{S_{max}}$	Tensão Máxima no Interruptor	V
$V_{S_{med}}$	Tensão Média no Interruptor	V
V_{Serra}	Fonte de Tensão Dente de Serra	-
ZCS	Zero de Corrente na Comutação	-
ZVS	Zero de Tensão na Comutação	-
η	Rendimento	%
η_{CEC}	Padrão de Rendimento da Comissão de Energia da Califórnia	%
η_{EURO}	Padrão de Rendimento Europeu	%
Δ_{IL}	Variação de Corrente no Indutor Acoplado	A
Δ_{ILO}	Variação de Corrente no Indutor de Saída	A

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampère
F	Farad
°C	Graus Célsius
H	Henry
Hz	Hertz
K	kilo (10^3)
μ	micro (10^{-6})
m	mili (10^{-3})
N	nano (10^{-9})
Ω	Ohm
W	Watt
V	Volt
s	Segundos
%	Porcentagem
W/m ²	Watt por Metro Quadrado

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	1
1.2	Motivação	5
1.3	Objetivos.....	6
1.4	Estruturação do Trabalho.....	6
2	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO	7
2.1	Introdução.....	7
2.2	Variações Topológicas	8
2.3	Topologia do Conversor Proposto.....	13
2.4	Considerações Finais	13
3	ANÁLISE DO MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	15
3.1	Condições de Testes do Módulo FV	15
3.2	Ferramenta para Traçar a Curva do Módulo FV	16
3.3	Mudança do Ponto de Máxima Potência do Módulo FV	18
3.4	Técnicas Utilizadas para Rastrear o Ponto de Máxima Potência	19
3.5	Método de MPPT Utilizado.....	20
3.6	Considerações Finais	22
4	CONVERSOR PROPOSTO	24
4.1	Etapas de Operação	24
4.1.1	Primeira Etapa de Operação $[t_0 - t_1]$	25
4.1.2	Segunda Etapa de Operação $[t_1 - t_2]$	26
4.1.3	Terceira Etapa de Operação $[t_2 - t_3]$	26
4.1.4	Quarta Etapa de Operação $[t_3 - t_4]$	27
4.1.5	Simplificação do Funcionamento do Conversor Proposto	28
4.2	Cálculo do Ganho Estático	28
4.3	Dimensionamento do Conversor Proposto	30
4.3.1	Equações Básicas.....	30

4.3.2 Dimensionamento dos Indutores Acoplado.....	31
4.3.3 Dimensionamento do Indutor de Saída (Lo)	32
4.3.4 Dimensionamento do Interruptor.....	33
4.3.5 Dimensionamento dos Diodos D1 e D2	34
4.3.6 Dimensionamento dos Diodos D3 e D4	34
4.3.7 Dimensionamento do Diodo D5	35
4.3.8 Dimensionamento dos Capacitores	36
4.4 Considerações Finais	37
5 RESULTADOS SIMULADOS.....	38
5.1 Simulação do Conversor Proposto	38
5.2 Simulação do Conversor com o MPPT	42
5.3 Considerações Finais	44
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	46
6.1 Resultados Experimentais do Conversor Proposto.....	46
6.2 Rastreamento do MPP do Módulo FV	51
6.2.1 Rastreamento do MPP do Módulo FV Emulado.....	51
6.2.2 Rastreamento do MPP do Módulo FV com Irradiação Solar.....	52
6.3 Rendimento.....	53
6.4 Considerações Finais	54
7 CONCLUSÃO FINAL.....	55
PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO.....	56
REFERÊNCIAS	57
APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO DA FERRAMENTA UTILIZADA PARA TRAÇAR AS CURVAS DO MÓDULO FV	62
APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO DA PLACA UTILIZADA PARA RASTREAR O MPP DO MÓDULO FV.....	63
APÊNDICE C - CÓDIGO DO ALGORITMO DE MPPT P&O DESENVOLVIDO NO MPLAB X E IMPLEMENTADO NO PIC 18F2550.....	64

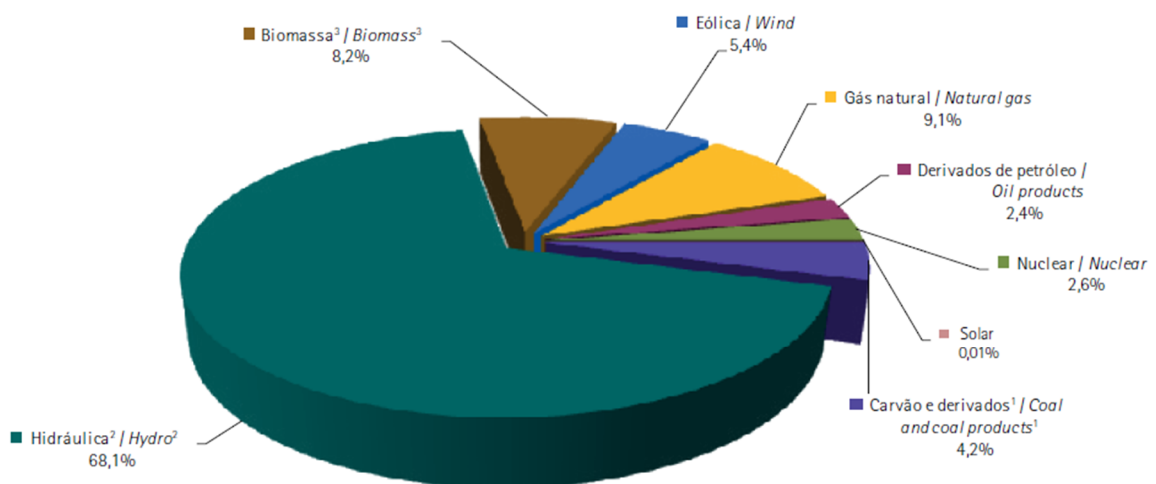
APÊNDICE D - PLANILHA DE DIMENSIONAMENTO DO CONVESOR.....	75
APÊNDICE E - PLANILHA DE DESENVOLVIMENTO DOS INDUTORES ACOPLADO	83
APÊNDICE F - PLANILHA DE DESENVOLVIMENTO DO INDUTOR DE SAÍDA.....	97

1 INTRODUÇÃO GERAL

A transmissão e distribuição da energia elétrica ao longo do tempo vem sendo em corrente alternada (CA). Porém, em 1882, as primeiras usinas geradoras de pequeno porte, que foram iniciativas de Thomas Edison, operavam em corrente contínua (CC). Mas logo após a construção da usina de *Niagara Falls*, em 1895, nos Estados Unidos, as centrais de geração em CA expandiram-se. Esta expansão foi incentivada pelo aumento da demanda dos consumidores por energia elétrica, sendo escolhido à época um modelo de sistema elétrico baseado na geração concentrada (GC), sendo esta de grande escala e com longas linhas de transmissão em alta tensão (COELHO, 2013).

O Brasil por sua vez, expandiu seu setor elétrico com grandes hidrelétricas, o que proporcionou que este tivesse uma matriz elétrica predominantemente renovável. Em 2016 81,7 % da energia gerada no país foi através de fontes renováveis, sendo 68,1 % gerado pelas hidrelétricas (Figura 1.1). Outra fonte de energia que a cada ano está gerando mais no setor elétrico é a eólica, tendo esta uma representação na matriz elétrica brasileira em 2016 de 5,4 % (Figura 1.1). Além disso, um aumento de 54,9 % foi obtido na sua geração comparada ao ano anterior (EPE, 2017a). A expectativa é que a geração de energia eólica continue crescendo no país, já que está previsto a entrada de operação de mais 287 parques eólicos até 2020 (GLOBO, 2017a).

Figura 1.1 - Matriz elétrica brasileira, ano base 2016.



Notas / Notes:

1. Inclui gás de coqueria / Includes coke oven gas

2. Inclui importação de eletricidade / Includes electricity imports

3. Inclui lenha, bagaço de cana, lixívia e outras recuperações / Includes firewood, sugarcane bagasse, black-liquor and other primary sources

Fonte: (EPE, 2017a).

A energia fotovoltaica ainda não possui uma grande representatividade na matriz elétrica brasileira. Porém, a geração de energia com esta fonte vem aumentando, sendo que em 2016 teve um aumento de 44,5 % comparado com o ano anterior (EPE, 2017a). A perspectiva é que a geração com esta fonte continue aumentando, já que novos parques solares estão entrando em operação. Um exemplo disso é que entrou em operação em junho de 2017 o maior parque solar do Brasil, com capacidade total de 158 MW, localizado em Bom Jesus da Lapa no estado da Bahia. Outros parques solares estão em fase de montagem no país (ENEL, 2017).

Um aumento na exploração da energia solar também é previsto em outros países, como a Suécia, que praticamente eliminou os impostos sobre a produção de energia solar, de modo que esta medida auxilie na sua meta de ter uma matriz energética 100 % renovável até 2040 (ISTOÉ, 2017). Já na França, a primeira estrada solar do mundo é inaugurada, o que dá início a um novo método de aproveitar a energia solar (GLOBO, 2017b).

Conforme apresentado, a geração de energia elétrica por fontes renováveis é predominante no Brasil. Porém a geração de energia elétrica no país se encontra distantes de seu consumo, acarretando assim perdas na transmissão/distribuição desta energia, que no Brasil em 2016 foi equivalente a 16,1 % (incluindo perdas técnicas e não técnicas) (EPE, 2017a). Por outro lado, com a geração próxima à carga uma redução nas perdas pode ser obtida. Além disso, o tempo de implantação das tecnologias que normalmente são utilizadas para geração (centrais fotovoltaicas, centrais termonucleares e termoelétricas, etc) é reduzido, comparado com a GC.

Deste modo, uma nova concepção vem surgindo baseada na geração distribuída (GD), que por sua vez pode ser conceituada segundo (SEVERINO; CAMARGO; DE OLIVEIRA, 2008) como:

GD é a denominação genérica de um tipo de geração de energia elétrica que se diferencia da realizada pela geração centralizada por ocorrer em locais em que não seria instalada uma usina geradora convencional, contribuindo para aumentar a distribuição geográfica da geração de energia elétrica em determinada região.

Esta concepção foi estabelecida inicialmente por Thomas Edison em 1882, a qual nesta época não obteve muita aceitação (DIAS; BOROTNI; HADDAD, 2004). Diferentemente nos dias atuais, a GD está cada vez mais ganhando espaço, de modo a auxiliar o setor elétrico em sua geração. Uma vez que a sua geração é próxima ao seu consumo, o consumidor pode ser o próprio gerador “prosumer” (producer + consumer).

O modelo adotado da GD em países da Europa como Alemanha, Espanha e Itália, possui uma tarifação diferenciada, onde a venda da energia gerada é mais favorável para o *prosumer*, a qual agrada ao consumidor de modo a incentivar a sua ampliação (OLIVEIRA,

2016). Já no Brasil, a Resolução Normativa n° 482 de 2012 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), atualizada pela Resolução Normativa n° 687 de 2015, vêm regulamentar a GD no país, de modo a inserir mini e microgeradores à rede elétrica. A tarifação a qual está regulamentação define é através da compensação de energia elétrica, sendo verificada mensalmente a diferença entre a energia consumida e produzida pelo *prosumer*. Em caso de excesso por parte da produção, um crédito é criado, podendo este ser utilizado em um prazo máximo de 60 meses (ANEEL, 2015).

A inserção de mini e microgeradores na rede elétrica, cada vez mais se faz necessário, de modo que se possa suprir a crescente demanda por energia elétrica no Brasil. No Brasil, por exemplo, espera-se um aumento de 43,6% até 2026, no seu consumo de energia elétrica (EPE, 2017b). Já o veículo elétrico/híbrido, que hoje quase não é notado no cenário brasileiro, terá uma participação, segundo estimativa do governo, de 61% em 2050 na sua frota (EPE, 2014). Por estes motivos algumas medidas devem ser tomadas a respeito da geração, de modo que acompanhe o crescimento da demanda.

Outras medidas de incentivo para ampliar a geração distribuída, vêm sendo feitas em outros países, como exemplo nos Estados Unidos e na União Europeia. Através do ato de independência e segurança energética americano (EISA - *Energy Independency and Security Act*) de 2007, estipulou-se que a parti de 2030, os novos edifícios comerciais devem ser autossuficientes, sendo estendido em 2050 para todos os edifícios comerciais existentes (MARSZAL et al., 2011). Já a diretiva europeia para desempenho energético em edifícios (EPBD - *Energy Performance in Buildings Directive*) de 2010, define a redução significativa do consumo de energia com a geração local a partir de 2020 de todos os edifícios comerciais europeus (MARSZAL et al., 2011) e (ASTE; ADHIKARI; DEL PERO, 2011).

No Brasil não são adotadas políticas tão severas a respeito da autossuficiência dos edifícios comerciais, mas percebe-se que há um aumento a cada ano na geração distribuída no país que em dezembro de 2017 ultrapassou a quantidade de 18 mil conexões. As residências representam cerca de 78 % destas conexões, sendo que a fonte de geração mais utilizada é a solar fotovoltaica, representando cerca de 99 % do total (ANEEL, 2017). Com isso, um auxílio para o setor elétrico é obtido com a geração distribuída, já que as residências é o segundo maior consumidor de eletricidade, consumindo em 2016 21,4 % da energia gerada no país (EPE, 2017a).

Deste modo, a diversificação da matriz energética se torna uma necessidade, deixando de ser dependente exclusivamente da hidráulica, que tem sua produção ligada

diretamente aos períodos chuvosos. Todavia, o carácter renovável deve permanecer na geração brasileira, prevendo assim, um aumento de 10,4 % até 2026 na participação da potência instalada de fontes como biomassa, pequenas centrais hidrelétricas, solar e eólica (EPE, 2017b).

Com uma forte penetração destas fontes geradoras na matriz energética, problemas no sistema elétrico podem aparecer, uma vez que este não foi projetado para lidar com grandes variações de potência e fluxo bidirecional (MME, 2010). No entanto, uma adaptação às novas tendências de consumo e geração é requerida, de modo a ter uma participação mais ativa dos consumidores na utilização da energia elétrica. Necessitando com isso, que a rede elétrica tenha além do fluxo de potência um fluxo de dados, sendo este último implementado através de componentes eletrônicos, que acrescentam inteligência à rede elétrica, conhecida como *Smart Grid* (Rede Inteligente). Deste modo, as tomadas de decisões podem ser facilitadas, tendo em vista a eficiência energética com uma mais eficiente resposta a demanda (MULLER, 2016). No Brasil, alguns projetos-pilotos com redes inteligentes, já vêm sendo executados (REDES INTELIGENTES, 2017).

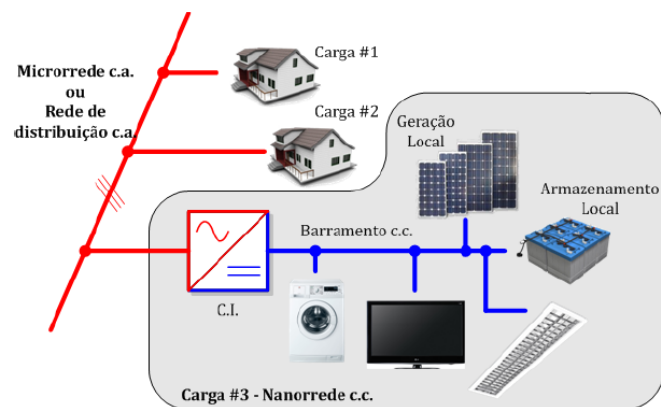
Outro fator que merece destaque está no fato da utilização final da energia elétrica. Atualmente cerca de 50% das cargas residenciais são alimentadas em CC (DÍAZ et al., 2015) e (GHARREB; MOHAMED; MOHAMMED, 2013). Sendo a distribuição em CA, as cargas CC necessitam de um duplo estágio de conversão (CA-CC, CC-CC). Portanto, a alimentação direta de uma carga CC, através de um barramento de tensão CC, resultaria na retirada do estágio de conversão CA-CC, obtendo com isso, um aumento da eficiência do sistema (DÍAZ et al., 2015), (GHARREB; MOHAMED; MOHAMMED, 2013) e (GANESAN et al., 2015). Além disso, fontes de energia CC como o painel fotovoltaico, células a combustível e etc., podem ser usadas para alimentar o barramento CC. Desta forma, cada vez mais pesquisas vêm sendo desenvolvidas em redes CC (DÍAZ et al., 2015), (GANESAN et al., 2015), (WU et al., 2011), (NAKAMURA et al., 2014) e (R; KANAKASABAPATHY, 2015).

Com uma maior maturidade neste tipo de sistema CC, problemas como a falta de experiência e a não padronização do sistema de proteção, vão sendo resolvidos. A exemplo disto, a padronização do nível de tensão deste barramento CC em 380 V, já é uma tendência, suportado por consórcios e companhias de telecomunicação como a Emerge Alliance, Rebus Alliance e IEEE DC @ home (EMERGE ALLIANCE, 2017), (REBUS ALLIANCE, 2016) e (DRAGICEVIC et al., 2016), as quais possuem produtos compatíveis para este nível de tensão.

Com a implementação de fontes renováveis na matriz energética, o nível de qualidade ambiental pode se elevar enquanto o sistema elétrico é aliviado. Isto pode ser obtido

sem grandes modificações no sistema atual de distribuição em CA, que por sua vez já tem um bom amadurecimento, sem falar no alto investimento que seria necessário. Com isso, de modo que se possa beneficiar de toda estrutura da concessionária em distribuição CA, esta permanece em CA, enquanto a distribuição no interior da residência passa a ser CC, que para aplicações comerciais e residências são denominadas nonorrede CC (GANESAN et al., 2015). A arquitetura deste sistema pode ser vista na Figura 1.2 (OLIVEIRA, 2016).

Figura 1.2 - Estrutura de uma nanorrede CC residencial.



Fonte: (OLIVEIRA, 2016).

Baseado no que foi apresentado, este trabalho tem como propósito, explorar a energia renovável como fonte de energia elétrica para aplicações em nanorrede. Logo abaixo é descrita a metodologia adotada para este fim.

1.2 Motivação

Conforme foi apresentado, a energia solar vem sendo utilizada em diversas aplicações como fonte de energia renovável, principalmente no suprimento de energia elétrica através de painéis fotovoltaicos. Visando explorar este potencial, este trabalho vem a utilizar um módulo fotovoltaico (FV) como fonte de energia primária. Entretanto, a tensão de saída deste módulo FV é baixa para certas aplicações, necessitando assim ser processada, de modo que se adeque ao valor de tensão requerido para estas aplicações.

Outro ponto que já foi questionado é a respeito da produção da energia elétrica, pois sendo ela produzida próxima ao consumidor as perdas são reduzidas. Deste modo, sendo a energia elétrica gerada pelo módulo FV em corrente contínua, esta não necessita de dois estágios de conversão (CC-CC) e (CC-CA) para ser injetada no barramento CC, com isso as perdas podem ser reduzidas. Desta forma, uma investigação para as possíveis soluções da

aplicação de um módulo FV como fonte de energia para um barramento CC, se faz necessário neste trabalho.

1.3 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é a injeção da energia elétrica de um módulo FV em um barramento CC, sendo para isto traçada as seguintes metas:

- Um módulo fotovoltaico será utilizado como fonte renovável na entrada do sistema elétrico, que alimentará o barramento da nanorrede CC;
- A adequação da tensão do módulo FV ao valor requerido no barramento CC da nanorrede, se faz necessário. Com isso, uma investigação sobre conversores CC-CC de alto ganho estático será feita, sendo no final desenvolvido uma topologia a qual melhor se adequa as exigências do projeto;
- Uma revisão bibliografia dos métodos utilizados para rastrear a máxima potência do módulo FV será feita. Logo após a técnica a ser implementada em *software* é apresentada.

1.4 Estruturação do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma: No capítulo 2 foi feita uma revisão bibliográfica sobre os conversores elevadores de tensão, analisando as vantagens e desvantagens das topologias utilizadas. No capítulo 3 foi estudado a necessidade de rastrear o ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico, bem como a técnica utilizada para este fim. O capítulo 4 apresenta o conversor proposto. Neste capítulo serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as suas principais formas de onda e o seu equacionamento. No capítulo 5 será descrito todo o projeto de implementação do conversor proposto, por meio de simulação. Já no capítulo 6 será visto os resultados experimentais com o protótipo do conversor de 200 W, sendo com isso, comparado com os resultados simulados. Por fim no capítulo 7 será feita uma conclusão geral do trabalho.

2 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO

Neste capítulo será demonstrado a configuração escolhida para o presente trabalho. Além disso, uma breve revisão de algumas topologias de conversores CC-CC de alto ganho será feita. Por fim, a topologia do conversor proposto será apresentada.

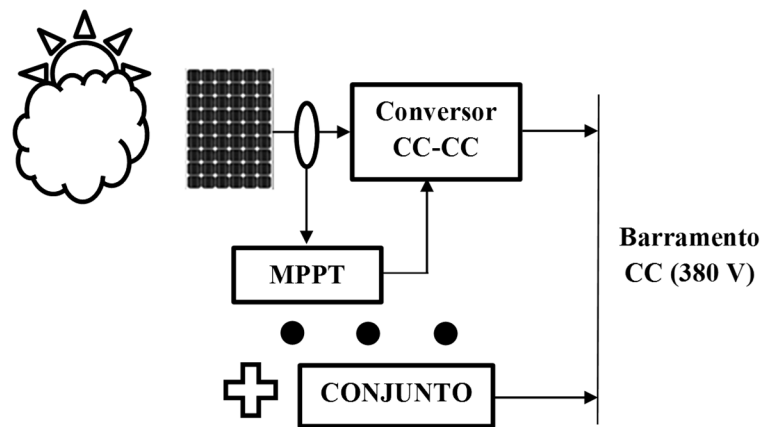
2.1 Introdução

Este trabalho tem como propósito, a utilização de um módulo FV como fonte de alimentação de um barramento CC de uma nanorrede. Entretanto, para adequar a tensão do módulo ao do barramento, que no nosso caso equivale a 380 V, é necessário processar a energia do painel.

Uma possível solução para elevar a tensão seria simplesmente conectar em série os módulos FV. Porém, em caso de sombreamento parcial ou de incompatibilidade entre os módulos FV, a potência total processada seria reduzida. No caso de algum módulo FV apresentar problema, caso mais extremo, todo sistema seria comprometido (LI; HE, 2011).

De modo a evitar tais inconvenientes, optou-se neste trabalho a utilização de um conversor CC para cada módulo FV, como é ilustrado na Figura 2.1. Com esta configuração, o ponto de máxima potência (*MPP - Maximum Power Point*) do módulo FV, não será interferido pelos outros módulos, facilitando o rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT - Maximum Power Point Tracking*) até mesmo em caso de sombreamento. A ampliação do sistema nesta configuração pode ser feita apenas com o acréscimo do conjunto (módulo FV + conversor CC-CC + *MPPT*), não exigindo com isso a alteração do conjunto já existente.

Figura 2.1 - Configuração do sistema com um conversor por módulo FV.



Fonte: Elaborada pelo autor.

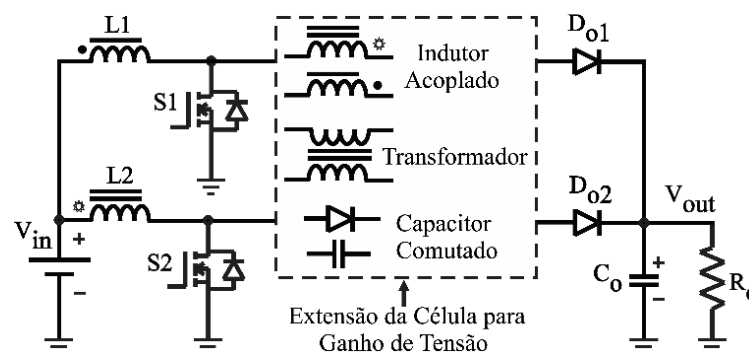
2.2 Variações Topológicas

Sendo a configuração do sistema um conversor CC-CC por módulo FV, para que a conexão deste conjunto ao barramento possa ser feita de forma segura, o conversor CC-CC deve ter a capacidade de elevar a tensão para o valor requerido.

Os conversores elevadores tradicionais como *boost* e *flyback* aparecem como possíveis soluções. Todavia, para aplicações que requerem alta tensão na saída, estes perdem eficiência, devido ao aumento das perdas por condução nos interruptores, mediante os altos valores de razão cíclica, bem como as perdas ocasionadas pelos elementos parasitas ou indutância de dispersão (LIU; LI; AI, 2016), resultado da elevada relação de espira e irregular confecção dos magnéticos. Desta forma, nos últimos anos, vários conversores de alto ganho de tensão foram apresentados como soluções para estas aplicações, sendo algumas topologias estudadas e apresentadas a seguir.

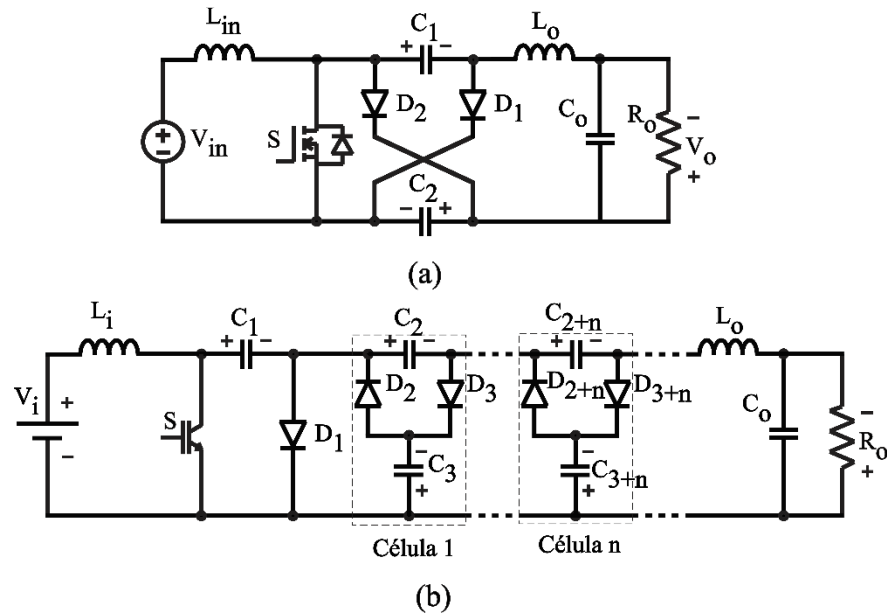
Para elevar o ganho de tensão, algumas técnicas são utilizadas e apresentadas na Figura 2.2 (LI; HE, 2011). No caso dos capacitores comutados, uma aplicação bastante observada seria nos estágios multiplicadores de tensão, apresentados na Figura 2.3 e Figura 2.4. A Figura 2.3 (a) apresenta a topologia proposta por (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008), a qual foi adicionada uma célula de capacitor comutado no conversor CUK clássico, com o propósito de aumentar o ganho de tensão. Na Figura 2.3 (b) a proposta de (DE SOUZA et al., 2015) também foi adicionar células de capacitores comutados no conversor CUK clássico, para proporcionar um alto ganho de tensão. Estes estágios multiplicadores capacitivos realizam o papel de elevar o ganho de tensão sem apresentar os inconvenientes presentes nos transformadores. Todavia, quando o ganho da tensão é bastante elevado, é necessário adicionar mais estágios multiplicadores de tensão ao conversor, resultando assim, um aumento da quantidade de componentes e no custo final do conversor (SATHYAN et al., 2015).

Figura 2.2 - Concepção geral para alto ganho de tensão.



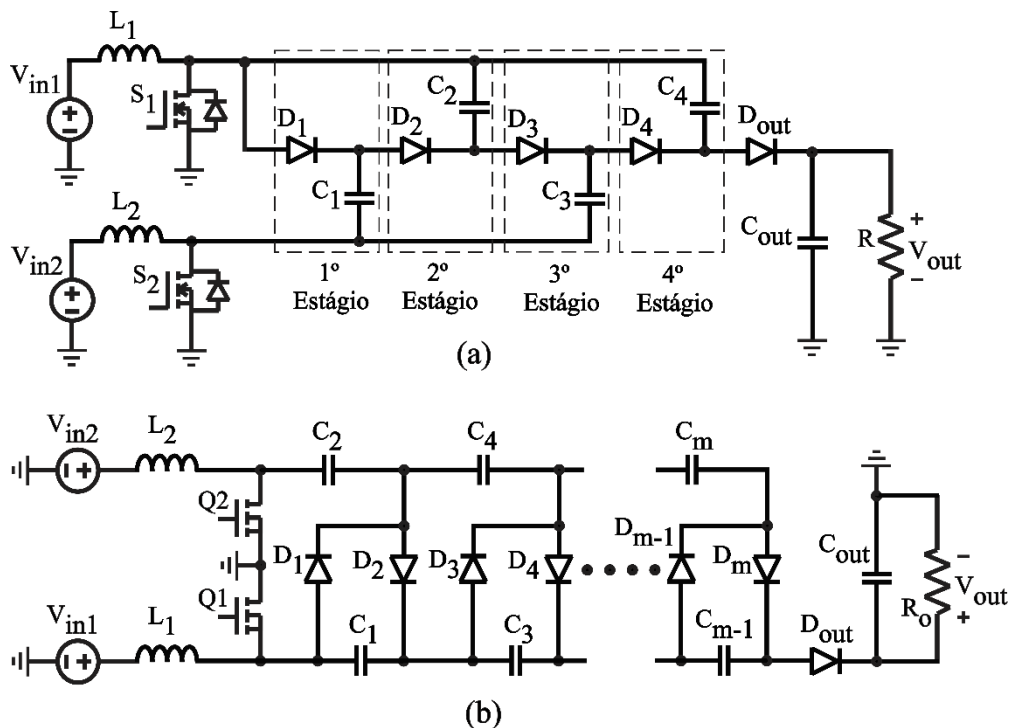
Fonte: Adaptado de (LI; HE, 2011).

Figura 2.3 - Conversores com células de capacitores comutados.



Fonte: (a): Adaptado de (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008); (b): Adaptado de (DE SOUZA et al., 2015).

Figura 2.4 - Conversores com células multiplicadoras de tensão.



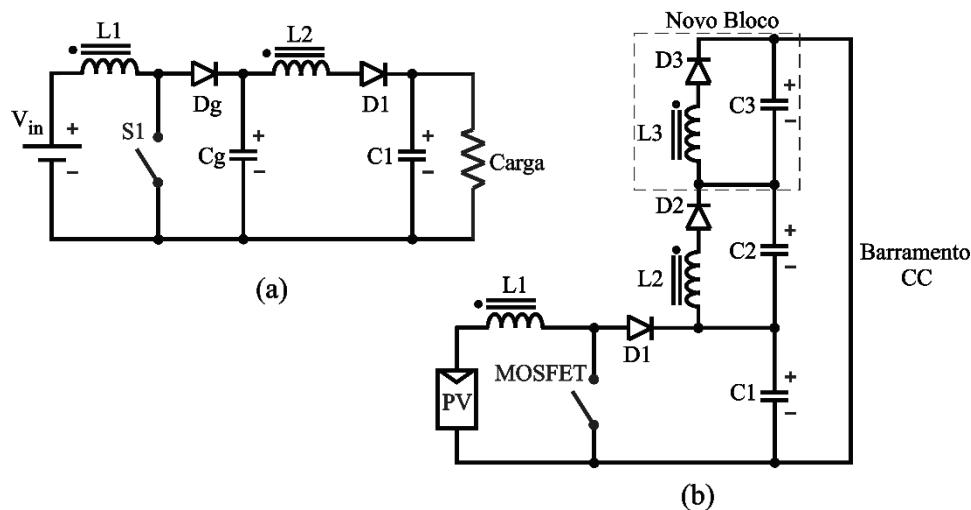
Fonte: (a): Adaptado de (PRABHALA et al., 2016); (b): Adaptado de (LUKAS; KIMBALL, 2016).

Os conversores apresentados na Figura 2.4 propostos por (PRABHALA et al., 2016) e (LUKAS; KIMBALL, 2016), além de apresentarem os estágios multiplicadores de tensão, possuem duas fontes de entradas e dois interruptores, fazendo com que a quantidade de

componentes e custo final do conversor aumente. Com a utilização de dois interruptores, o controle nestes conversores se torna mais complexo.

Outra solução para obter um alto ganho de tensão, é através de indutores acoplado, apresentada na Figura 2.5. A estrutura da Figura 2.5 (a) que foi proposta por (ZHAO; LEE, 2003) e analisada por (FREITAS, 2012), apresentou esforços de tensão no diodo de saída, que por sua vez foi resolvido com a célula adicional (D3, L3 e C3), circuito modificado e proposto por (FREITAS, 2012), mostrado na Figura 2.5 (b). Com a adição da célula a tensão no diodo de saída foi dividida pela metade, porém, a tensão no interruptor principal e diodo de saída apresentou oscilação, a qual segundo o autor se deve a presença da dispersão magnética.

Figura 2.5 - Conversores com alto ganho de tensão baseado em indutores acoplado.

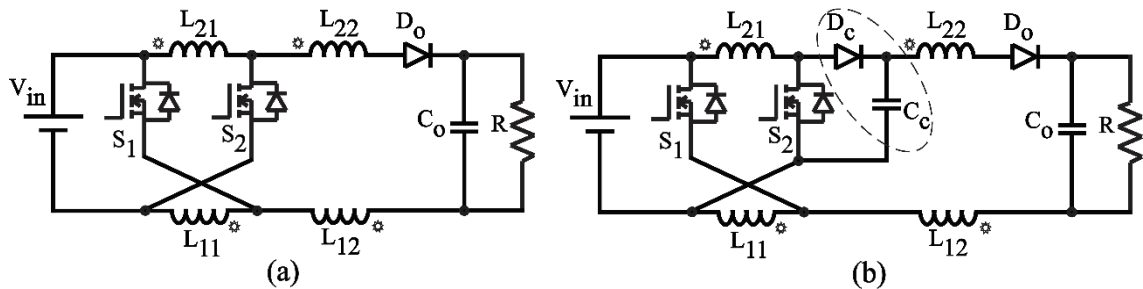


Fonte: (a): Adaptado de (ZHAO; LEE, 2003); (b): Adaptado de (FREITAS, 2012).

No entanto, a indutância de dispersão é inevitável. Sem o devido cuidado no projeto destes magnéticos, problemas como, estresse de tensão no interruptor principal e recuperação reversa do diodo de saída, geram um sobredimensionamento destes componentes. Por este motivo, alguns trabalhos vêm sendo elaborados com o intuito de regenerar a energia de dispersão, os quais serão apresentados na Figura 2.6, Figura 2.7 e Figura 2.8.

A topologia da Figura 2.6 (a) apresentou os problemas ora citados devido a indutância de dispersão. Por este motivo, o diodo Dc e o capacitor Cc (em destaque) foram acrescentados no circuito da Figura 2.6 (b), para regenerar a energia acumulada na indutância de dispersão (LIU; LI, 2015).

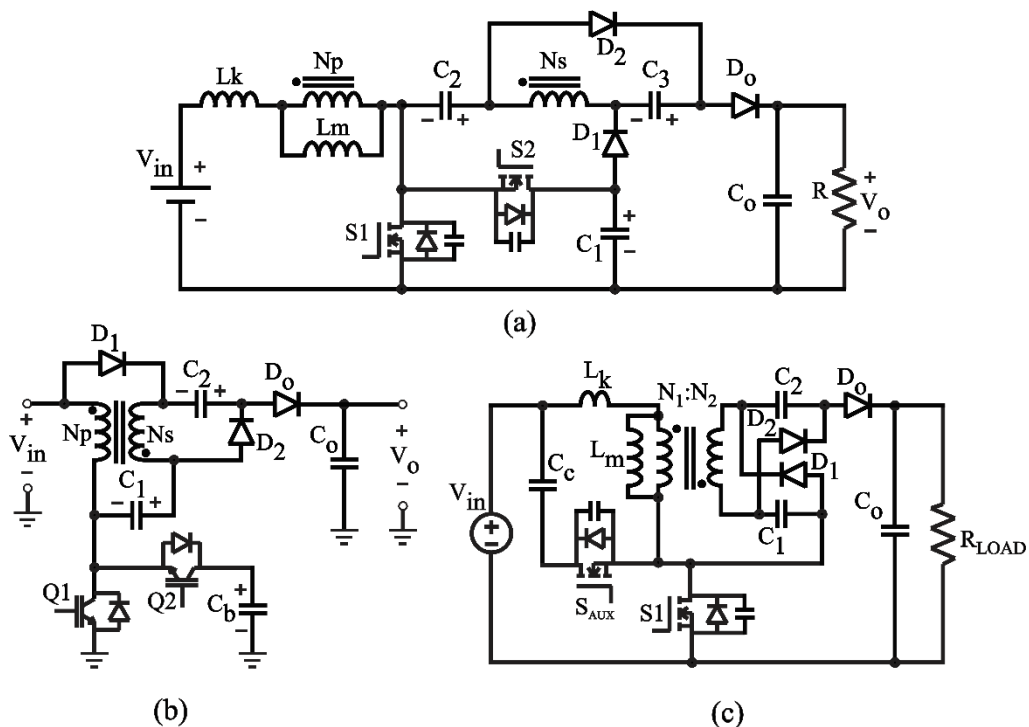
Figura 2.6 - Conversor de alto ganho de tensão com regeneração da energia acumulada na indutância de dispersão.



Fonte: Adaptado de (LIU; LI, 2015).

A solução encontrada nos circuitos da Figura 2.7 e Figura 2.8 para amenizar os problemas causados pela dispersão, estão basicamente na utilização de células constituídas de um elemento armazenador (normalmente capacitor) e um diodo ou interruptor, as quais têm o intuito de regenerar a energia acumulada na indutância de dispersão.

Figura 2.7 - Conversores de alto ganho com indutores acoplado e grameamento ativo.



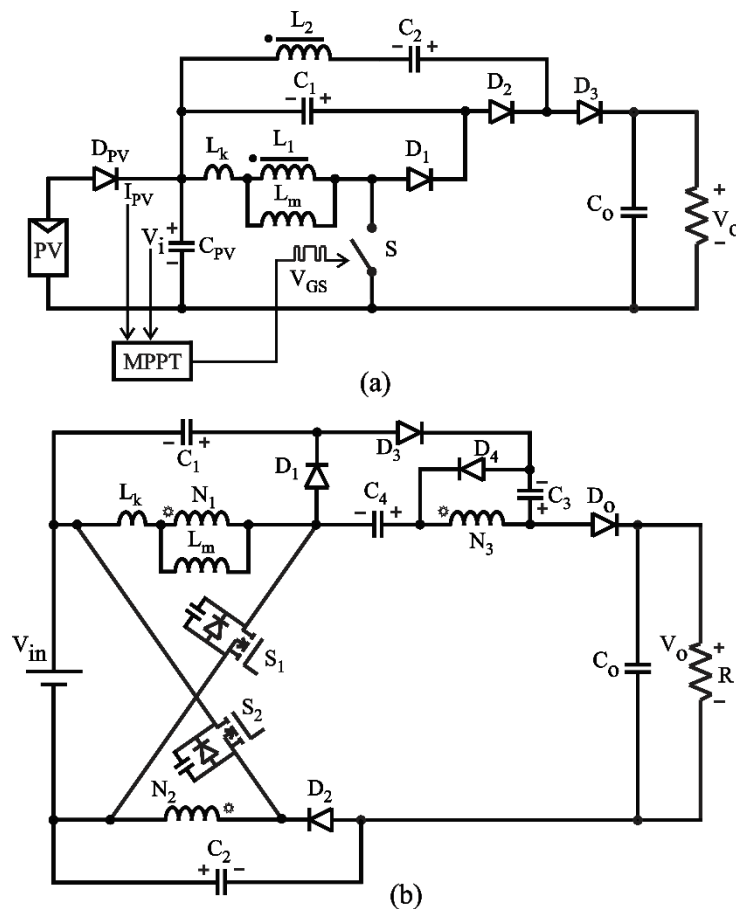
Fonte: (a): Adaptado de (KAO; CHEN; HSIEH, 2013); (b): Adaptado de (HWU; YAU, 2014); (c): Adaptado de (SATHYAN et al., 2015).

A Figura 2.7 apresenta três topologias que para regenerar a energia proveniente da indutância de dispersão foi utilizado um grameamento ativo, com um interruptor auxiliar comutado de forma complementar ao interruptor principal e um capacitor, além disso, foi obtido *ZVS* (*Zero Voltagem Switching*) no ligar dos interruptores. Outra similaridade nestes

conversores é a utilização de células multiplicadoras de tensão, que auxiliam no ganho estático juntamente aos indutores acoplado.

Os circuitos da Figura 2.8 utilizam grampeamento passivo para regenerar a energia acumulada na indutância de dispersão, além disso, foi obtido *ZCS* (*Zero Current Switching*) no ligar dos interruptores. Também foi utilizada célula multiplicadora de tensão, juntamente com os indutores acoplado nestes circuitos, para auxiliar no ganho estático dos conversores.

Figura 2.8 - Conversores de alto ganho com indutores acoplado e grampeamento passivo.



Fonte: (a): Adaptado de (DAS; AGARWAL, 2016); (b): Adaptado de (LIU; LI; AI, 2016).

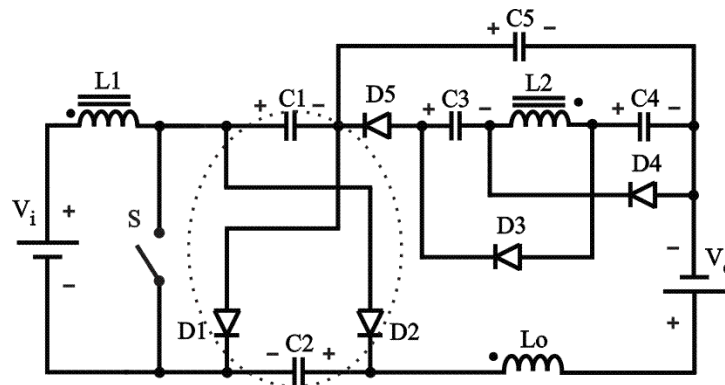
Conforme apresentado por (LIU; LI; AI, 2016) em forma de gráfico, as perdas do conversor da Figura 2.8 (b) se concentram nos indutores acoplado, interruptores e diodos. Estes componentes estão presentes em todas as topologias apresentadas com indutores acoplado, principalmente pela necessidade de utilizar grampeadores (ativos ou passivos) para amenizar os problemas causados pela indutância de dispersão. Por fim, deve-se ter o cuidado com a quantidade destes componentes no circuito, de modo que, o custo e volume da topologia não se eleve.

2.3 Topologia do Conversor Proposto

Após analisar as soluções encontradas na literatura para obter um alto ganho de tensão, verificou-se que a tensão pode ser elevada com as células multiplicadoras de tensão e indutores acoplado, tendo este último o problema da dispersão, o qual pode ser resolvido com a utilização de grampeamento passivo ou ativo. Na busca de uma solução que alie o alto ganho de tensão com elevado rendimento, este trabalho propõe um conversor de alto ganho estático, combinando as características do conversor clássico CC-CC CUK, com as células de capacitores comutados e indutores acoplado para proporcionar o alto ganho de tensão.

O conversor proposto é apresentado na Figura 2.9. Este é constituído de uma célula (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008), em destaque, com capacitores comutados (C1 e C2) e diodos (D1 e D2), e uma célula multiplicadora de tensão, constituída de três capacitores comutados (C3, C4 e C5) e diodos (D3, D4 e D5). Com o uso desta célula, um ganho de tensão é obtido, resultando na redução da relação de espiras no indutor acoplado (L1 e L2), com estresse de tensão reduzido nos semicondutores. O símbolo V_o representa a tensão de saída do barramento CC da nanorrede e V_i a tensão de entrada. Por fim, o indutor L_o , o qual é parte da estrutura do conversor CC-CC clássico CUK, proporcionou ao conversor proposto característica de fonte de corrente na saída.

Figura 2.9 - Conversor proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2.4 Considerações Finais

Após ser definida a configuração do sistema, sendo um conversor CC-CC por módulo fotovoltaico, verificou-se que este conversor CC-CC deveria ter um alto ganho de tensão. Logo após, foi feito um estudo de algumas topologias de conversores de alto ganho propostas na literatura. Outro ponto a ser destacado é que a obtenção da elevação da tensão é

feita por meio ou de um transformador, ou indutores acoplado ou capacitores comutados ou a união destes.

Com base nisso, foi utilizado células de capacitores comutados juntamente com indutores acoplado, de modo que, o conversor proposto tenha um alto ganho de tensão com elevado rendimento e característica de fonte de corrente, tanto na entrada quanto na saída.

3 ANÁLISE DO MÓDULO FOTOVOLTAICO

Neste trabalho um módulo FV foi utilizado como fonte de energia primária do sistema proposto. Deste modo, uma análise do comportamento do módulo FV é feita no presente capítulo. Para isso, as curvas características do módulo FV foram traçadas com o auxílio de uma ferramenta eletrônica, que utiliza a resistência R_{DS} do *MOSFET* como carga variável. Com a utilização desta ferramenta, foi possível analisar o comportamento do módulo FV durante as variações climáticas. Além disso, é apresentada uma breve revisão bibliográfica das técnicas utilizadas para rastrear o ponto de máxima potência, bem como a utilizada neste trabalho.

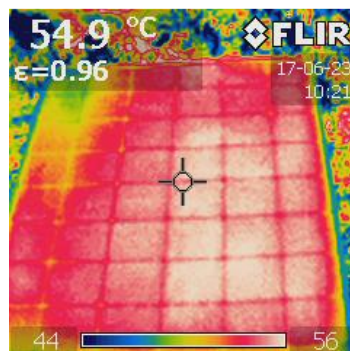
3.1 Condições de Testes do Módulo FV

Para realizar os testes finais do conversor, já conectado ao barramento, foi utilizado o módulo FV (KD210GX-LPU) fabricado pela Kyocera como fonte de energia primária do sistema proposto. A partir da folha de dados do fabricante (KYOCERA, 2016), são apresentados os dados abaixo em condições padrões de teste ($1000 \text{ W/m}^2 @ 25 \text{ }^\circ\text{C}$):

- Máxima potência (P_{\max}): 210 W;
- Tensão em P_{\max} (V_{mpp}): 26,6 V;
- Corrente em P_{\max} (I_{mpp}): 7,9 A;
- Tensão de circuito aberto (V_{oc}): 33,2 V;
- Corrente de curto circuito (I_{sc}): 8,58 A.

Entretanto, as condições climáticas as quais o módulo FV foi exposto são bem diferentes das condições padrões de teste. A Figura 3.1 mostra a imagem térmica deste durante sua exposição a luz solar. Verifica-se que a temperatura na superfície atingiu um valor superior ao dobro da estabelecida em condições padrões de teste.

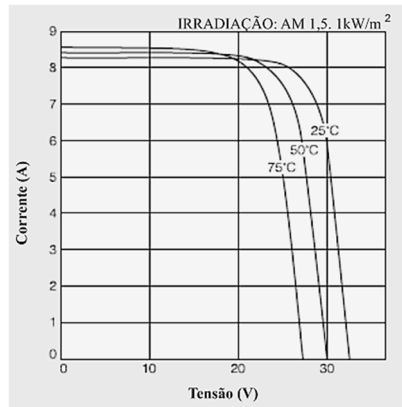
Figura 3.1 - Imagem térmica do módulo FV KD210GX-LPU.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 3.2 apresenta a curva I-V (corrente por tensão) do módulo FV utilizado e disponibilizada no manual do fabricante. A imagem mostra o comportamento dinâmico para diferentes valores de temperatura. Observa-se que com o aumento da temperatura, a tensão de circuito aberto diminui, enquanto a corrente de curto-circuito aumenta. Como consequência, o ponto de máxima potência é alterado.

Figura 3.2 - Curva I-V do módulo FV (KD210GX-LPU).



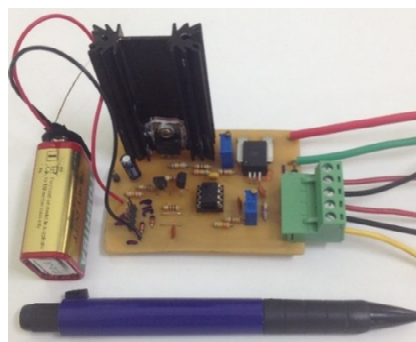
Fonte: Adaptado de (KYOCERA, 2016).

Portanto, foi necessário readequar as especificações apresentadas pelo fabricante às condições ambientais observadas na região de testes do protótipo. Esta readequação é apresentada nos tópicos seguintes.

3.2 Ferramenta para Traçar a Curva do Módulo FV

Com o propósito de traçar as curvas características do módulo FV, norteando assim uma melhor especificação dos parâmetros iniciais de projeto, foi desenvolvida uma ferramenta durante o mestrado (Figura 3.3). Esta ferramenta é uma melhoria da proposta por (SANTOS et al., 2017).

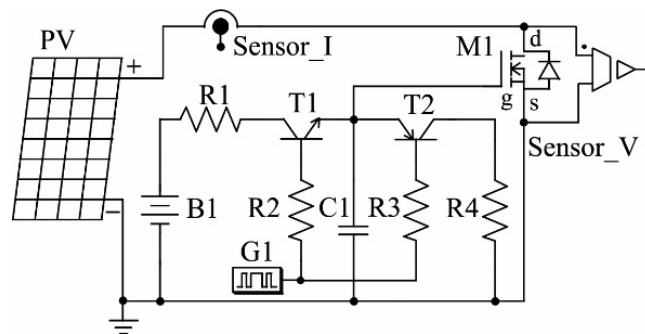
Figura 3.3 - Ferramenta para traçar as curvas do módulo FV.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O circuito simplificado da ferramenta é mostrado na Figura 3.4. A mesma utiliza a resistência R_{DS} do *MOSFET* 'M1' como carga eletrônica variável. Deste modo, durante o ciclo de operação, o módulo FV inicia operando com a tensão de circuito aberto e finaliza o ciclo na condição de operação de corrente de curto circuito, devido à variação de R_{DS} do *MOSFET*. Com o auxílio do osciloscópio, obtém-se as curvas características do módulo FV. O esquemático completo da placa, bem como as especificações dos componentes se encontra no apêndice A.

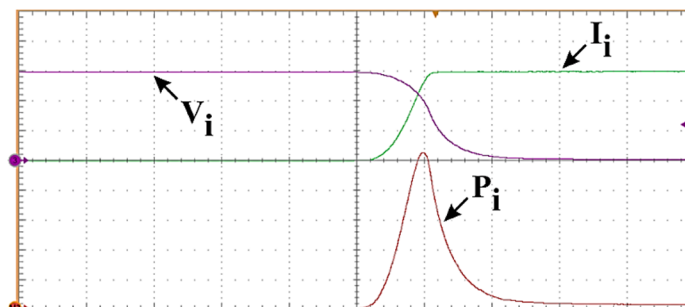
Figura 3.4 - Circuito simplificado da ferramenta que traça as curvas do módulo FV.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 3.5 mostra as características das curvas do módulo FV, para uma condição específica observada no momento de aquisição. A potência máxima que foi obtida com o módulo foi abaixo de 200 W. Conforme já comentado, a alta temperatura exposta nele fez com que este mudasse o ponto máximo de potência (*MPP - Maximum Power Point*), o qual é inferior ao obtido para as condições padrões de teste. Conseqüentemente, a tensão de circuito aberto teve o seu valor reduzido, já a corrente de curto circuito aumentou (comparando com os valores obtidos para as condições padrões de teste).

Figura 3.5 - Curva da corrente I_i (3,5 A/div), tensão V_i (10 V/div) e potência P_i (35 W/div) do módulo FV. Base de tempo (20 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Baseado nas informações obtidas com a ferramenta foi observada que a máxima potência gerada pelo módulo FV ficou abaixo de 200 W. Deste modo, para o projeto do

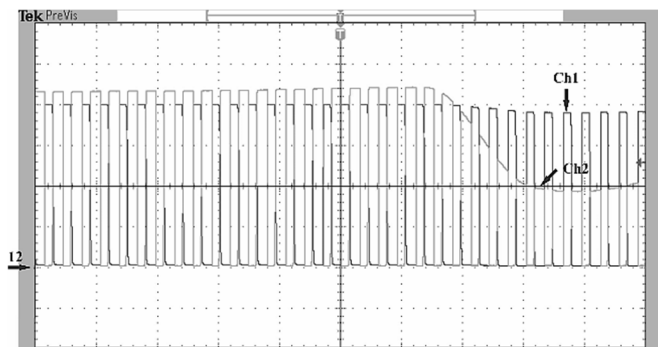
conversor foi considerado uma potência de 200 W, para uma tensão de máxima potência de 24 V.

3.3 Mudança do Ponto de Máxima Potência do Módulo FV

Outro fato a ser questionado é a variação que a irradiação solar tem durante o dia. Uma vez que a corrente fotogerada do módulo FV é dependente da irradiação solar, esta também sofre uma variação. Com o propósito de observar este fenômeno na prática, a ferramenta para traçar a curva do módulo FV foi utilizada em conjunto com outro módulo FV (KC65T) da Kyocera (KYOCERA, 2009), devido a limitação de corrente na ferramenta.

A Figura 3.6 apresenta várias amostras de tensão e corrente capturadas pela ferramenta em campo em um período de 10 s. É importante observar que o valor da corrente sofre uma redução, indicando que aconteceu mudança na irradiação solar.

Figura 3.6 - Curva tensão (Ch1: 5 V/div.) e corrente (Ch2: 1 A/div.) do módulo FV durante a variação da irradiação solar. Base de tempo (1 s/div.).

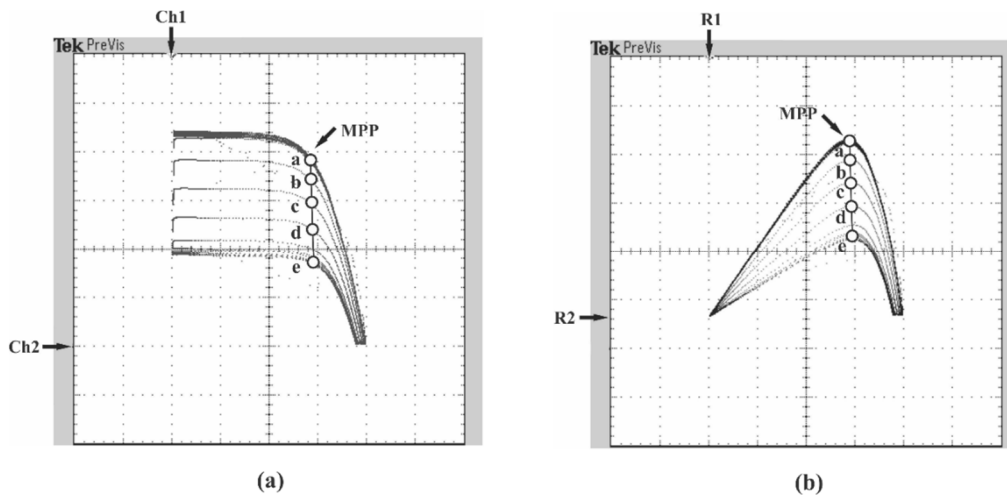


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 3.7 foi obtida a partir dos dados apresentados na Figura 3.6. Para traçar a curva I-V do módulo FV (Figura 3.7 (a)), o eixo 'x', o qual representava a base de tempo da forma de onda, foi substituído pela tensão. Analisando a curva I-V, nota-se a diminuição acentuada dos valores de corrente de curto circuito, enquanto a tensão de circuito aberto tem apenas uma pequena variação. Isto ocorreu devido a mudança da irradiação solar no ambiente.

Para obter a curva P-V (potência por tensão) do módulo FV (Figura 3.7 (b)) foi necessário substituir novamente o eixo 'x' pela potência, sendo esta o produto da tensão com a corrente. Verifica-se nas curvas I-V e P-V que a variação nas formas de onda, principalmente da corrente de curto circuito, resulta nas mudanças do *MPP* (de 'a' até 'e').

Figura 3.7 - (a): Curva I-V (corrente (Ch2: 1 A/div.), tensão (Ch1: 5 V/div.)); (b): Curva P-V (potência (R2: 15 W/div.), tensão (R1: 5 V/div.)).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Conforme foi apresentado acima, o *MPP* do módulo FV é dependente das condições climáticas, sendo que esta última sofre variações repentinas no decorrer do dia. Deste modo, o rastreamento do *MPP* do módulo FV se faz necessário. A seguir serão apresentadas algumas técnicas descritas na literatura para este fim.

3.4 Técnicas Utilizadas para Rastrear o Ponto de Máxima Potência

Na literatura foram propostas várias técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT - Maximum Power Point Tracking*) para melhorar a eficiência do sistema fotovoltaico (SUBUDHI; PRADHAN, 2013), (NARENDIRAN, 2013) e (BASTIDAS-RODRIGUEZ et al., 2014). O método de tensão constante calcula a tensão no ponto de máxima potência, a partir do produto da tensão de circuito aberto com um fator K_{oc} , sendo este, um ganho dependente das condições climática e material das células do módulo FV, podendo variar entre 0,78 e 0,92 (ESRAM; CHAPMAN, 2007) e (SUBUDHI; PRADHAN, 2013). Apesar de ser um método simples e barato para implementação, pois não exige microcontroladores, esta técnica faz apenas uma aproximação e não opera no *MPP* o que causa perda de aproveitamento de energia.

Um método de *MPPT* frequentemente utilizado é o perturba e observa (*P&O*) (FEMIA et al., 2005), por ser um método de simples implementação (KUO; LIANG; CHEN, 2001). Nesta técnica a razão cíclica é periodicamente perturbada, a qual é decidido entre seu incremento ou decremento, após a comparação da potência de saída do módulo FV com a do ciclo anterior. No entanto, próximo ao ponto de máxima potência existe oscilações, além do

desvio ocasional do *MPP* em caso de rápida mudança das condições atmosféricas (LEVRON; SHMILOVITZ, 2013). Por isso, o tamanho do incremento da perturbação é importante para proporcionar um bom desempenho, tanto em resposta do estado estacionário quanto do dinâmico (FEMIA et al., 2005). Uma melhoria no algoritmo pode ser obtida com o acréscimo de controladores do tipo proporcional e integrador (*PI*) (KABALCI; GOKKUS; GORGUN, 2015). Esta solução também é utilizada por (PAZ; ORDONEZ, 2014), que por sua vez conseguiu diminuir o tempo de resposta e a oscilação em torno do *MPP*, presente no *P&O* clássico. Entretanto, o controle empregado se tornou mais complexo.

Diferente do algoritmo *P&O* que decide qual será o próximo passo em relação à variação de potência, o método condutância incremental (*Cond Inc*) decide sobre a razão, da variação da potência sobre a variação da tensão, baseado no princípio em que a derivada da curva P-V é zero no *MPP*, positivo à esquerda do *MPP* e negativo à direita do *MPP* (ESRAM; CHAPMAN, 2007) e (COELHO; CONCIER; MARTINS, 2010). Este algoritmo possui uma melhoria em sua resposta às variações bruscas das condições climáticas, além de ter uma baixa oscilação em regime permanente comparado com o método *P&O*. Algumas técnicas são implementadas de modo a proporcionar melhorias ao algoritmo *Cond Inc*. O algoritmo proposto por (PAZ; ORDONEZ, 2016) conseguiu praticamente zero de oscilação em torno do *MPP*, com uma rápida resposta às mudanças climáticas, comparado ao *Cond Inc* clássico. Outra solução é a utilização de mais de uma técnica, proposta por (BESHEER; ADLY, 2012), os quais utilizaram dois algoritmos (tensão de circuito aberto e *Cond Inc*) mais o controlador *PI*. Uma melhoria no algoritmo é obtida, porém, o controle se tornou mais complexo.

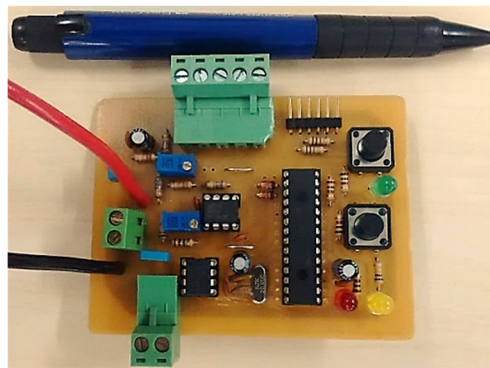
Existem outras técnicas de *MPPT* como método por lógica *fuzzy*, rede neural, controle de correlação de ondulação (*RCC - ripple correlation control*), dentre outras (TELBANY; YOUSSEF; ZEKRY, 2014) e (BASTIDAS-RODRIGUEZ et al., 2014). Estas técnicas são alternativas satisfatórias para obtenção de controle usando um conjunto de dados. Ao mesmo tempo, apresentam alguns inconvenientes, tais como a falha ao trabalhar sob condições de sombreamento bem como elevada complexidade e custo.

3.5 Método de *MPPT* Utilizado

Conforme foi apresentado acima, existem muitas técnicas para rastrear o *MPP* do módulo FV, desde a mais simples a qual não necessita de sensores a mais complexas, a qual agrega técnicas com controladores do tipo *PI*, ou controles mais sofisticados. Para rastrear o *MPP* do módulo FV neste trabalho, optou-se após a revisão bibliográfica, a utilização do algoritmo *P&O*, por ser bastante difundido na literatura e de fácil implementação.

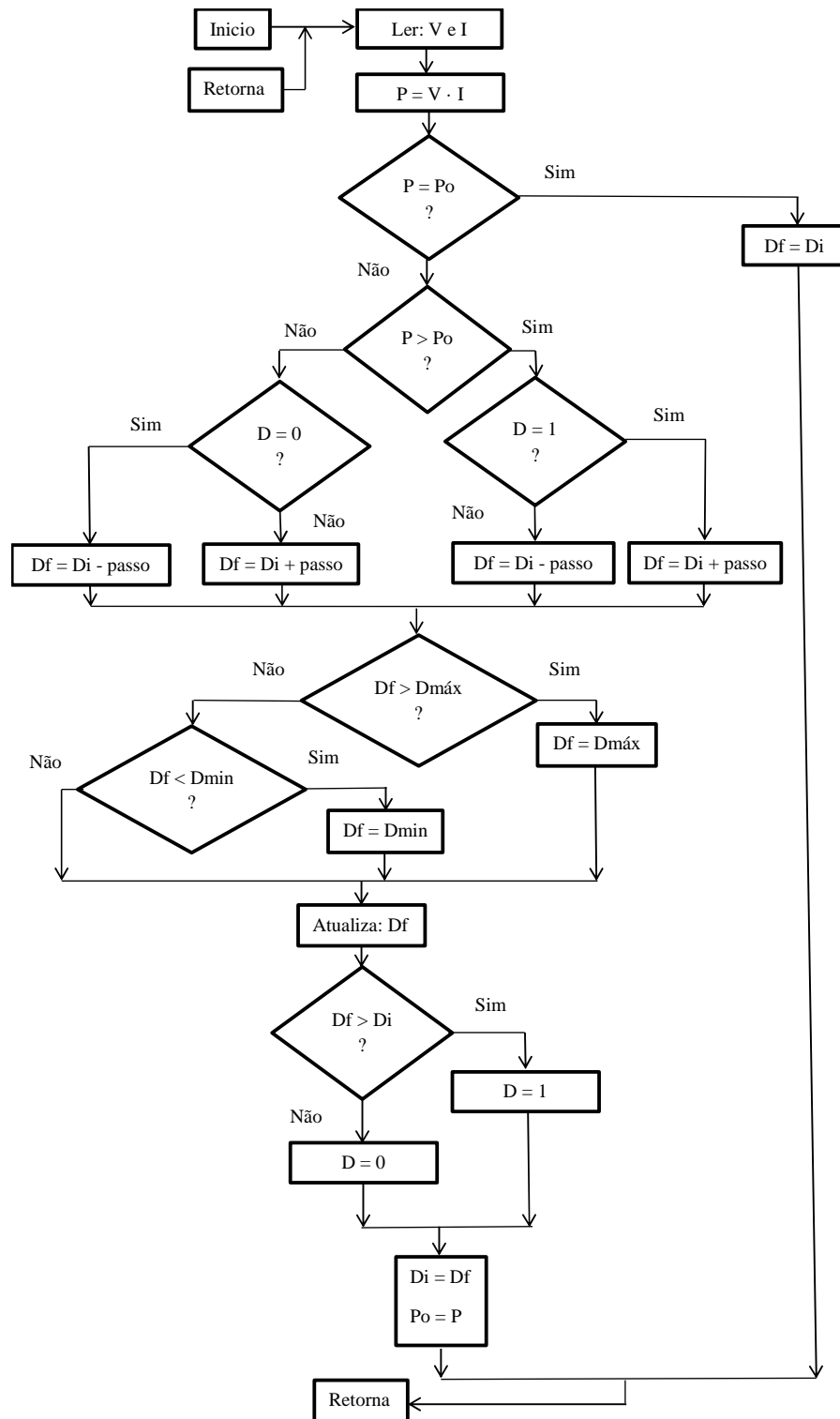
Para implementação do algoritmo *P&O* e rastreamento do *MPP* do módulo FV nos resultados experimentais, que serão apresentados posteriormente, uma placa foi confeccionada (Figura 3.8). Esta placa basicamente é constituída por um sensor de corrente *SMD* (ACS712ELCTR-30A-T) da *Allegro* (ALLEGRO, 2017) (sob a placa), um divisor resistivo (funcionando como um sensor de tensão), um microcontrolador PIC18F2550 da *Microchip* (MICROCHIP, 2009) e um drive IRS4427 da *International Rectifier* (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006), sendo este último responsável pelo acionamento do interruptor do conversor CC-CC. O esquemático completo da placa e a lista dos componentes utilizados se encontra no apêndice B.

Figura 3.8 - Placa para rastrear o *MPP* do módulo FV.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 3.9, é mostrado o fluxograma do algoritmo *P&O*. Inicialmente a tensão (V) e a corrente (I) do módulo FV são lidas, sendo o produto das duas grandezas a potência atual (P) do módulo FV. De posse de ' P ' é observado se a potência do módulo FV alterou. Caso tenha alterado, verifica-se se ' P ' é maior ou menor que a potência anterior (P_o). Com esta informação, uma decisão será tomada na razão cíclica atual (D_f), levando em consideração a razão cíclica anterior (D_i), sendo esta informação armazenada em ' D '. Conseqüentemente, ' D_f ' será incrementado ou decrementado do 'passo'. Um limite máximo ($D_{máx}$) e mínimo ($D_{mín}$) é estabelecido para a razão cíclica. Por fim, ' P_o ' e ' D_i ' são atualizados e o ciclo se repete. O algoritmo completo, o qual foi implementado no microcontrolador se encontra no apêndice C, tendo como referência para isto (MIYADAIRA, 2009).

Figura 3.9 - Fluxograma da técnica de rastreamento *P&O*.

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado que as características do módulo FV é dependente das condições climáticas. Com os resultados obtidos pela ferramenta que traça a curva do

módulo FV, foi possível verificar isto na prática. Após análise dos resultados, os parâmetros a serem considerados no projeto do conversor CC-CC foram estabelecidos.

Foi visto ainda, a necessidade de rastrear o *MPP* do módulo FV, já que este sofre variações com a mudança climática. Uma breve revisão bibliográfica das técnicas utilizadas para este fim foi realizada, sendo observado que quanto mais eficaz o algoritmo, mais complexo se torna seu controle.

Por fim, foi apresentada a placa utilizada para implementar o algoritmo de *MPPT*. A técnica de *MPPT P&O*, a qual foi adotada neste trabalho, teve o seu fluxograma e funcionamento mostrado.

4 CONVERSOR PROPOSTO

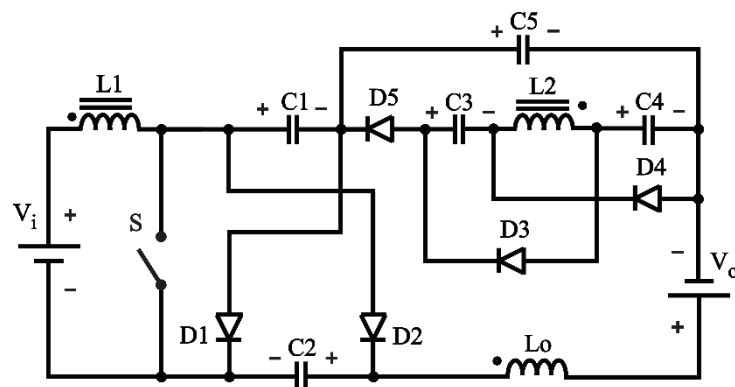
O conversor CC-CC de alto ganho proposto por este trabalho terá a sua descrição mais detalhada neste capítulo. Inicialmente será apresentado e analisado suas etapas de operação em modo de condução contínuo (MCC). Em seguida, o equacionamento do ganho estático do conversor será mostrado. Uma simplificação do conversor proposto baseado no seu funcionamento será analisada. Por fim, as principais equações do conversor, os esforços de tensão e corrente dos componentes, serão mostrados.

4.1 Etapas de Operação

O conversor proposto que foi mostrado no capítulo 2 e novamente apresentado na Figura 4.1, terá suas etapas de operação analisadas. As principais formas de ondas são mostradas na Figura 4.2. Os circuitos equivalentes que representam as etapas de operação para um ciclo de comutação, são mostrados da Figura 4.3 à Figura 4.6. Na Figura 4.2, V_{gs} representa o sinal do comando do interruptor.

Os indutores acoplado operam com um fluxo em modo de condução contínua, que por sua vez pode ser observado pela corrente de operação destes (I_{LM}) na Figura 4.2. Sendo I_{LM} obtida com a soma da corrente de L1 com (L2 vezes a relação de espiras).

Figura 4.1 - Conversor proposto.

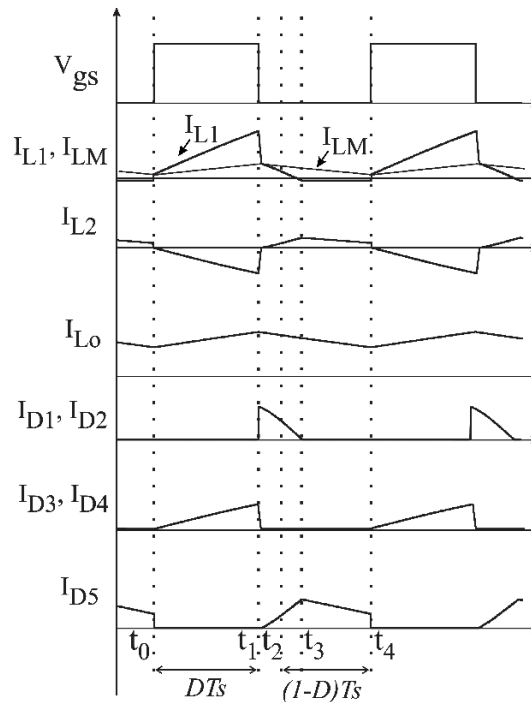


Fonte: Elaborada pelo autor.

Para análise das etapas de operação do conversor foi assumido:

- Elementos parasitas, bem como indutância de dispersão e resistência série foram desconsiderados;
- A tensão nos capacitores é considerada constante;
- Todos os semicondutores são ideais;
- O coeficiente de acoplamento do magnético é unitário.

Figura 4.2 - Principais formas de ondas do conversor proposto.

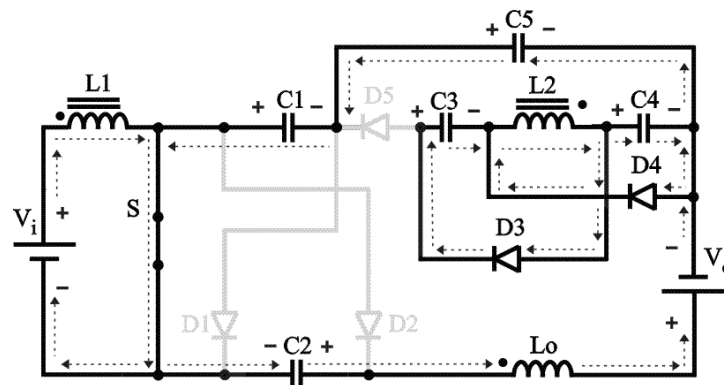


Fonte: Elaborada pelo autor.

4.1.1 Primeira Etapa de Operação [$t_0 - t_1$]

O interruptor S está conduzindo e os diodos D1, D2 e D5 estão bloqueados. A energia armazenada no indutor L2 é transferida para os capacitores C3 e C4, carregando-os em paralelo através dos diodos D3 e D4, respectivamente. Já os capacitores C1, C2 e C5 descarregam em série para a saída. Os indutores L1 e Lo armazenam energia. A etapa termina quando o interruptor S é bloqueado. A Figura 4.3 representa a etapa de operação. Nesta etapa, a tensão nos indutores acoplados L1 e L2 e no indutor de saída Lo, são expressas nas equações (3.1), (3.2) e (3.3), respectivamente.

Figura 4.3 - Primeira etapa de operação [$t_0 - t_1$].



Fonte: Elaborada pelo autor.

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

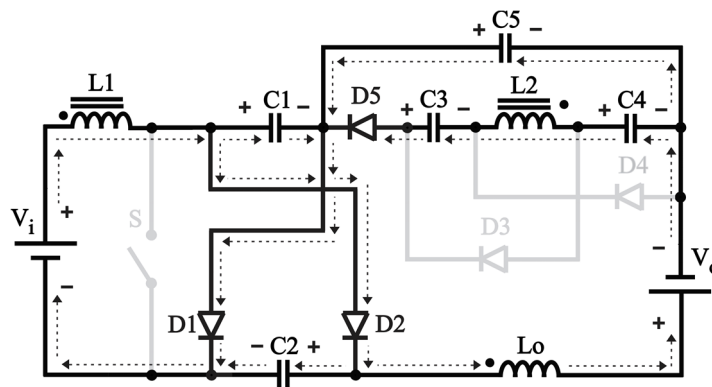
$$V_{L2} = V_{C3} = V_{C4} \quad (3.2)$$

$$V_{Lo} = V_{C1} + V_{C2} + V_{C5} - V_o \quad (3.3)$$

4.1.2 Segunda Etapa de Operação [t₁ - t₂]

Ao bloquear o interruptor S, o indutor L1 transfere a energia armazenada na etapa anterior, carregando os capacitores C1 e C2 em paralelo através dos diodos D1 e D2, respectivamente. O diodo D5 é acionado, enquanto os diodos D3 e D4 são bloqueados. Os capacitores C3 e C4 começam a descarregar em série e o capacitor C5 continua descarregando. O indutor Lo transfere energia para saída, enquanto o indutor L2 armazena energia. A etapa continua até o instante em que o capacitor C5 começa a carregar. A Figura 4.4 ilustra a etapa de operação. Para esta etapa, as equações (3.4), (3.5) e (3.6) representam as tensões nos indutores acoplados L1 e L2 e no indutor de saída Lo, respectivamente.

Figura 4.4 - Segunda etapa de operação [t₁ - t₂].



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$V_{L1} = V_i - V_{C2} \quad (3.4)$$

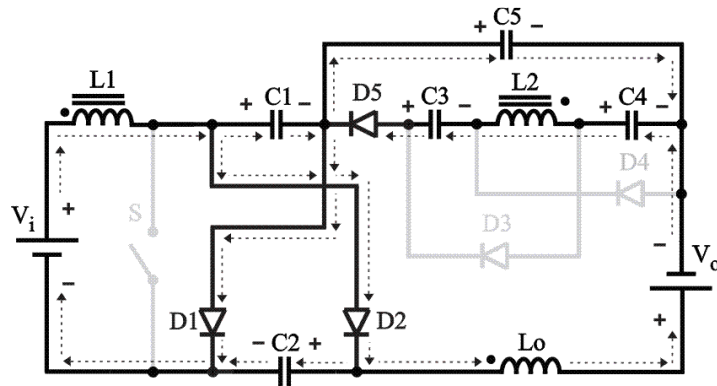
$$V_{L2} = V_{C3} + V_{C4} - V_{C5} \quad (3.5)$$

$$V_{Lo} = V_{C1} + V_{C5} - V_o \quad (3.6)$$

4.1.3 Terceira Etapa de Operação [t₂ - t₃]

A etapa anterior se repete, com exceção do capacitor C5 que deixa de descarregar e começa a carregar. A etapa termina com o bloqueio de D1 e D2. A Figura 4.5 mostra a etapa de operação. As equações da tensão nos indutores acoplados L1 e L2 e no indutor de saída Lo, são as mesmas apresentadas na segunda etapa.

Figura 4.5 - Terceira etapa de operação [t₂ - t₃].

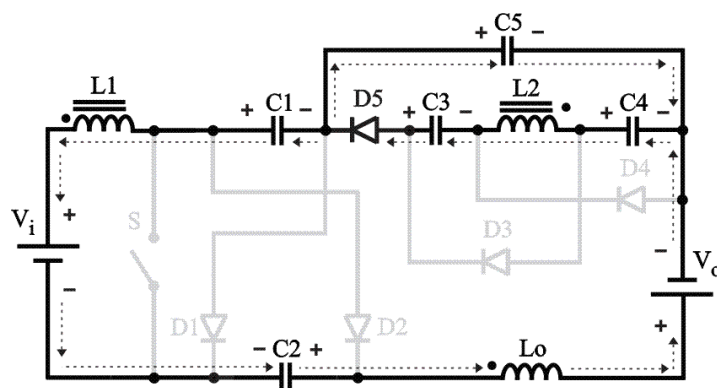


Fonte: Elaborada pelo autor.

4.1.4 Quarta Etapa de Operação [t₃ - t₄]

Com o bloqueio dos diodos D1 e D2, os capacitores C1 e C2 começam a descarregar em série. Os diodos D3 e D4 continuam bloqueados e os capacitores C3 e C4 continuam descarregando em série. Nesta etapa, o indutor Lo continua fornecendo energia para saída e o indutor L2 continua armazenando energia. Durante esta etapa, a corrente no indutor L1 tem o seu fluxo invertido para a fonte de tensão da entrada. A etapa termina quando o interruptor S é acionado, repetindo com isso todas as etapas. A Figura 4.6 apresenta a etapa de operação. A tensão nos indutores acoplados L1 e L2 e no indutor de saída Lo, para esta etapa, são demonstradas nas equações (3.7), (3.8) e (3.9), respectivamente.

Figura 4.6 - Quarta etapa de operação [t₃ - t₄].



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$V_{L1} = V_i - V_{C1} - V_{C2} - V_{C5} + V_{Lo} + V_o \quad (3.7)$$

$$V_{L2} = V_{C3} + V_{C4} - V_{C5} \quad (3.8)$$

$$V_{Lo} = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{C4} + V_{L1} - V_{L2} - V_o - E \quad (3.9)$$

4.1.5 Simplificação do Funcionamento do Conversor Proposto

Conforme foi comentado acima, a célula formada pelos capacitores C1 e C2 carrega em paralelo através dos diodos D1 e D2, apresentado na Figura 4.4 e Figura 4.5, segunda e terceira etapa de operação respectivamente. Já a descarga destes capacitores (C1 e C2) ocorre em série, durante a primeira etapa de operação (Figura 4.3) e quarta (Figura 4.6). De modo parecido é a operação da célula com os capacitores C3 e C4, que carregam em paralelo através dos diodos D3 e D4, durante a primeira etapa de operação (Figura 4.3). Estes capacitores (C3 e C4) são descarregados em série durante a segunda, terceira e quarta etapas de operação, mostrado na Figura 4.4, Figura 4.5 e Figura 4.6 respectivamente.

O funcionamento das duas células é semelhante. Os capacitores C1 e C2 possuem o mesmo nível de tensão durante o processo de carga, já que estão em paralelo. O mesmo ocorre com os capacitores C3 e C4, que possuem o mesmo nível de tensão quando estão carregando. Com a descarga dos capacitores (C1 e C2), a tensão deles se soma, já que eles estão em série. Os capacitores (C3 e C4) também ficam em série quando estão descarregando, fazendo com que a tensão deles se some também. Desta forma verifica-se que as duas células funcionam como um degrau de tensão, que ora tem o nível de tensão de um capacitor e ora o nível de tensão da soma dos dois capacitores.

4.2 Cálculo do Ganho Estático

Para obtenção do ganho estático as seguintes considerações devem ser feitas:

$$V_{L2} = V_{L1} \cdot n \quad (3.10)$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C12} \quad (3.11)$$

$$V_{C3} = V_{C4} = V_{C34} \quad (3.12)$$

Considerando n a relação de transformação nos indutores acoplados, D a razão cíclica e T_s o período de comutação.

Sendo a tensão média no indutor igual a zero, (3.13) é formulada a partir de (3.1) e (3.4).

$$(V_i) \cdot D \cdot T_s + (V_i - V_{C12}) \cdot (1 - D) \cdot T_s = 0 \quad (3.13)$$

Resolvendo (3.13), a tensão nos capacitores C1 e C2 é obtida em (3.14).

$$V_{C12} = \frac{V_i}{1 - D} \quad (3.14)$$

A tensão no indutor L2 foi obtida a partir de (3.2) e (3.5), resultando em (3.15).

$$(V_{C34}) \cdot D \cdot Ts + (2 \cdot V_{C34} - V_{C5}) \cdot (1 - D) \cdot Ts = 0 \quad (3.15)$$

Resolvendo a equação (3.15), a tensão no capacitor C5 é (3.16).

$$V_{C5} = \frac{V_{C34} \cdot (2 - D)}{1 - D} \quad (3.16)$$

Substituindo a equação (3.4) em (3.10), (3.17) pode ser obtida, o qual expressa a tensão no indutor L2.

$$V_{L2} = V_i \cdot n - V_{C12} \cdot n \quad (3.17)$$

A tensão no indutor L2 pode ser reescrita usando (3.2) e (3.17), resultando em (3.18)

$$(V_{C34}) \cdot D \cdot Ts + (V_i \cdot n - V_{C12} \cdot n) \cdot (1 - D) \cdot Ts = 0 \quad (3.18)$$

Substituindo a equação (3.14) em (3.18) o valor da tensão nos capacitores C3 e C4 pode ser obtido em (3.19).

$$V_{C34} = V_i \cdot n \quad (3.19)$$

A partir de (3.3) e (3.6), a tensão no indutor de saída Lo pode ser determinada (3.20)

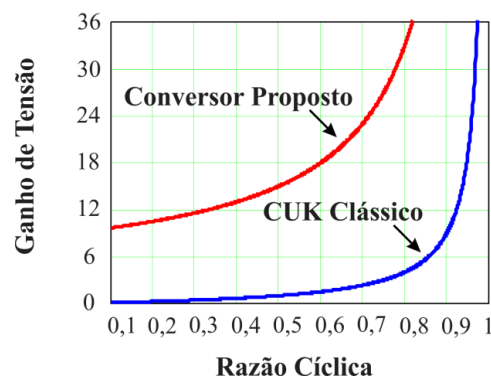
$$(2 \cdot V_{C12} + V_{C5} - V_o) \cdot D \cdot Ts + (V_{C12} + V_{C5} - V_o) \cdot (1 - D) \cdot Ts = 0 \quad (3.20)$$

Substituindo (3.14), (3.16) e (3.19) em (3.20), obtém-se o ganho estático do conversor.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + D + n \cdot (2 - D)}{1 - D} \quad (3.21)$$

A Figura 4.7 apresenta uma comparação entre as curvas do ganho estático versus a razão cíclica do conversor proposto e o conversor CUK clássico.

Figura 4.7 - Comparação da curva do ganho estático versus razão cíclica.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Verifica-se na Figura 4.7 que para uma razão cíclica de 0,6, o ganho de tensão do conversor CUK clássico é 2 vezes a tensão da sua entrada, enquanto o conversor proposto tem um ganho de tensão 18 vezes a tensão de entrada. Deste modo é possível verificar o alto ganho estático que foi proporcionado no conversor proposto, com a combinação das células multiplicadoras de tensão e o indutor acoplado.

4.3 Dimensionamento do Conversor Proposto

As principais equações para o dimensionamento do conversor proposto, bem como os esforços de tensão e corrente dos componentes serão apresentadas abaixo, o qual foi utilizado como referência (BASCOPE; PERIN, 1997), (IOINOVICI, 2013), (HART, 2011), (KAZIMIERCZUK, 2008), (KAZIMIERCZUK, 2014) e (KONDRATH; KAZIMIERCZUK, 2010). Os parâmetros do conversor são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetro para dimensionamento do conversor proposto.

Parâmetro	Valor
Potência de entrada (P_i)	200 W
Tensão de entrada (V_i)	24 V
Tensão de saída (V_o)	380 V
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Rendimento (η)	95 %
Relação de espiras (n)	4

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.1 Equações Básicas

As equações básicas para o dimensionamento são apresentadas abaixo, tendo seus resultados mostrados na Tabela 2. A razão cíclica nominal do conversor é descrita em (3.22). Já a potência de saída do conversor é dimensionada por (3.23), sendo a corrente média da saída do conversor obtida em (3.24). Para a corrente média na entrada (3.25) é calculada.

$$D = \frac{V_i \cdot (1 + 2 \cdot n) - V_o}{V_i \cdot (n - 1) - V_o} \quad (3.22)$$

$$P_o = P_i \cdot \eta \quad (3.23)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.24)$$

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} \quad (3.25)$$

Tabela 2 - Valores das equações básicas.

Parâmetro	Valor
Ração cíclica nominal (D)	0,53
Potência de saída (P_o)	190 W
Corrente média na saída (I_o)	500 mA
Corrente média na entrada (I_i)	8,33 A

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.2 Dimensionamento dos Indutores Acoplado

Para o dimensionamento dos indutores acoplado foram consideradas as equações abaixo, sendo para isso desprezado a indutância de dispersão. Os resultados das equações são mostrados na Tabela 3. Considerando a variação de corrente nos indutores acoplado dimensionada por (3.26), a indutância do indutor primário é encontrada por (3.27) e do secundário por (3.28). Já a indutância mutua é obtida em (3.29), sendo o fator de acoplamento (k) considerado unitário (1).

$$\Delta_{IL} = 60\% \cdot I_i \quad (3.26)$$

$$L_1 = \frac{V_i \cdot D}{\Delta_{IL} \cdot f_s} \quad (3.27)$$

$$L_2 = n^2 \cdot L_1 \quad (3.28)$$

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (3.29)$$

Para o dimensionamento da corrente média, eficaz, máxima e mínima do indutor acoplado, (3.30), (3.31), (3.32) e (3.33) podem ser utilizadas respectivamente.

$$IL_{1_med} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i} \quad (3.30)$$

$$IL_{1_ef} = I_i \cdot \sqrt{D} \quad (3.31)$$

$$IL_{1_max} = I_i + \frac{\Delta_{IL}}{2} \quad (3.32)$$

$$IL_{1_min} = I_i - \frac{\Delta_{IL}}{2} \quad (3.33)$$

Já no indutor secundário a corrente média, eficaz e máxima são obtidas por (3.34), (3.35) e (3.36) respectivamente.

$$IL_{2_med} = \frac{IL_{1_med}}{n} \quad (3.34)$$

$$IL_{2_ef} = \frac{I_o}{1-D} \quad (3.35)$$

$$IL_{2_max} = \frac{IL_{1_max}}{n} \quad (3.36)$$

Tabela 3 - Valores calculados para os indutores acoplado.

Parâmetro	Valor	Componente Especificado
Varição de corrente no indutor acoplado (Δ_{IL})	5 A	Núcleo:
Indutância no primário (L_1)	51 μ H	MMT140EE4012;
Indutância no secundário (L_2)	818 μ H	Fabricante: Magmattec.
Indutância mutua (M)	204,5 μ H	
Corrente média no primário (IL_{1_med})	7,92 A	
Corrente eficaz no primário (IL_{1_ef})	6,1 A	
Corrente máxima no primário (IL_{1_max})	10,8 A	
Corrente mínima no primário (IL_{1_min})	5,8 A	
Corrente média no secundário (IL_{2_med})	1,98 A	
Corrente eficaz no secundário (IL_{2_ef})	1,07 A	
Corrente máxima no secundário (IL_{2_max})	2,7 A	

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.3 Dimensionamento do Indutor de Saída (L_o)

As equações para o dimensionamento do indutor de saída são apresentadas abaixo. Os resultados das equações são apresentados na Tabela 4. A variação de corrente no indutor de saída pode ser encontrada por (3.37), já a indutância em (3.38).

$$\Delta_{ILO} = 30\% \cdot I_o \quad (3.37)$$

$$L_o = \frac{V_i \cdot D}{\Delta_{ILO} \cdot f_s} \quad (3.38)$$

Os esforços de corrente no indutor de saída podem ser dimensionados pelas equações abaixo. A corrente média é expressa por (3.39), a eficaz por (3.40), a máxima por (3.41) e a mínima por (3.42).

$$IL_{o_med} = I_o \quad (3.39)$$

$$IL_{o_ef} = I_o \quad (3.40)$$

$$IL_{o_max} = I_o + \frac{\Delta_{ILO}}{2} \quad (3.41)$$

$$IL_{o_min} = I_o - \frac{\Delta_{ILO}}{2} \quad (3.42)$$

Tabela 4 - Valores calculados para o indutor de saída.

Parâmetro	Valor	Componente Especificado
Varição de corrente no indutor de saída (ΔI_{Lo})	150 mA	Núcleo:
Indutância do indutor de saída (L_o)	1,7 mH	NEE - 20/10/5-IPI2R;
Corrente média no indutor de saída (I_{Lo_med})	500 mA	Fabricante: Thornton.
Corrente eficaz no indutor de saída (I_{Lo_ef})	500 mA	
Corrente máxima no indutor de saída (I_{Lo_max})	580 mA	
Corrente mínima no indutor de saída (I_{Lo_min})	430 mA	

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.4 Dimensionamento do Interruptor

Os esforços de tensão no interruptor podem ser dimensionados pelas equações abaixo. Os resultados das equações são mostrados na Tabela 5. A tensão máxima, média e eficaz são obtidas por (3.43), (3.44) e (3.45) respectivamente.

$$V_{S_max} = \frac{V_i}{1-D} \quad (3.43)$$

$$V_{S_med} = V_{S_max} \cdot (1-D) \quad (3.44)$$

$$V_{S_ef} = V_{S_max} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.45)$$

Em (3.46) é calculado a máxima corrente no interruptor, já em (3.47) à média e em (3.48) a eficaz.

$$I_{S_max} = I_{L_{P_max}} + I_{L_{P_med}} \quad (3.46)$$

$$I_{S_med} = \frac{D}{2} \cdot (I_{L_{P_min}} + I_{S_max}) \quad (3.47)$$

$$I_{S_ef} = \sqrt{\frac{D}{4} \cdot \left[(2 \cdot I_{L_{P_min}})^2 + (2 \cdot I_{L_{P_min}}) \cdot I_{S_max} + (I_{S_max})^2 \right]} \quad (3.48)$$

Tabela 5 - Valores dos esforços de tensão e corrente no interruptor.

Parâmetro	Valor	Componente Especificado
Tensão máxima no interruptor (V_{S_max})	51,33 V	MOSFET
Tensão média no interruptor (V_{S_med})	24 V	(IRFB4310);
Tensão eficaz no interruptor (V_{S_ef})	35,1 V	V_{DSS} : 100 V;
Corrente máxima no interruptor (I_{S_max})	18,75 A	I_D : 140 A;
Corrente média no interruptor (I_{S_med})	6,54 A	$R_{DS(on)}$: 5,6 m Ω .
Corrente eficaz no interruptor (I_{S_ef})	9,7 A	

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.5 Dimensionamento dos Diodos D1 e D2

Os diodos D1 e D2 estão submetidos ao mesmo nível de tensão e corrente. A Tabela 6 mostra os resultados das equações a seguir. A tensão máxima pode ser calculada por (3.49), a média por (3.50) e a eficaz por (3.51). Já a corrente máxima, média e eficaz são obtidas por (3.52), (3.53) e (3.54) respectivamente.

$$V_{D1_max} = \frac{V_i}{1-D} \quad (3.49)$$

$$V_{D1_med} = V_{D1_max} \cdot D \quad (3.50)$$

$$V_{D1_ef} = V_{D1_max} \cdot \sqrt{D} \quad (3.51)$$

$$I_{D1_max} = \frac{IL_{P_max}}{2} \quad (3.52)$$

$$I_{D1_med} = \frac{1-D}{2} \cdot \left(\frac{I_i}{2} - 3 \cdot I_o \right) \quad (3.53)$$

$$I_{D1_ef} = \frac{\left(I_{D1_med} \right)^2}{(1-D)^2} \quad (3.54)$$

Tabela 6 - Valores dos esforços de tensão e corrente nos diodos D1 e D2.

Parâmetro	Valor	Componente Especificado
Tensão máxima nos diodos D1 e D2 (V_{D1_max})	51,33 V	Diodo <i>Schottky</i> (MBR580); V_{RRM} : 80 V; I_F : 5 A.
Tensão média nos diodos D1 e D2 (V_{D1_med})	27,33 V	
Tensão eficaz nos diodos D1 e D2 (V_{D1_ef})	37,5 V	
Corrente máxima nos diodos D1 e D2 (I_{D1_max})	5,4 A	
Corrente média nos diodos D1 e D2 (I_{D1_med})	620 mA	
Corrente eficaz nos diodos D1 e D2 (I_{D1_ef})	1,78 A	

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.6 Dimensionamento dos Diodos D3 e D4

O nível de tensão e corrente nos diodos D3 e D4 também são iguais, o qual são dimensionados abaixo e apresentado seu resultado na Tabela 7. A tensão máxima é expressa em (3.55), a média em (3.56) e a eficaz em (3.57).

$$V_{D3_max} = \frac{V_i \cdot n}{1-D} \quad (3.55)$$

$$V_{D3_med} = V_{D3_max} \cdot (1-D) \quad (3.56)$$

$$V_{D3_ef} = V_{D3_max} \cdot \sqrt{1-D} \quad (3.57)$$

A corrente nos diodos D3 e D4 podem ser calculados pelas equações apresentadas abaixo, sendo a média em (3.58) a máxima em (3.59) e a eficaz em (3.60).

$$I_{D3_med} = I_o \quad (3.58)$$

$$I_{D3_max} = \frac{I_{D3_med} \cdot 2}{D} \quad (3.59)$$

$$I_{D3_ef} = I_{D3_max} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (3.60)$$

Tabela 7 - Valores dos esforços de tensão e corrente nos diodos D3 e D4.

Parâmetro	Valor	Componente Especificado
Tensão máxima nos diodos D3 e D4 (V_{D3_max})	205,33 V	Diodo Schottky – <i>Silicon Carbide</i> (IDT02S60C); V_{RRM} : 600 V; I_F : 2 A.
Tensão média nos diodos D3 e D4 (V_{D3_med})	96 V	
Tensão eficaz nos diodos D3 e D4 (V_{D3_ef})	140,4 V	
Corrente média nos diodos D3 e D4 (I_{D3_med})	500 A	
Corrente máxima nos diodos D3 e D4 (I_{D3_max})	1,9 A	
Corrente eficaz nos diodos D3 e D4 (I_{D3_ef})	790 mA	

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.7 Dimensionamento do Diodo D5

Os esforços de tensão e corrente no diodo D5 podem ser dimensionados pelas equações abaixo, tendo seus resultados mostrados na Tabela 8. A tensão máxima, média e eficaz deste pode ser obtida por (3.61), (3.62) e (3.63) respectivamente.

$$V_{D5_max} = \frac{V_i \cdot n}{1-D} \quad (3.61)$$

$$V_{D5_med} = V_{D5_max} \cdot D \quad (3.62)$$

$$V_{D5_ef} = V_{D5_max} \cdot \sqrt{D} \quad (3.63)$$

Já a corrente média, máxima e eficaz no diodo D5 é expressa em (3.64), (3.65) e (3.66) respectivamente.

$$I_{D5_med} = I_o \quad (3.64)$$

$$I_{D5_max} = \frac{I_{D5_med} \cdot 2}{1-D} \quad (3.65)$$

$$I_{D5_ef} = I_{D5_max} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (3.66)$$

Tabela 8 - Valores dos esforços de tensão e corrente no diodo D5.

Parâmetro	Valor	Componente Especificado
Tensão máxima no diodo D5 (V_{D5_max})	205,33 V	Diodo Schottky – <i>Silicon Carbide</i> (IDT02S60C); V_{RRM} : 600 V; I_F : 2 A.
Tensão média no diodo D5 (V_{D5_med})	109,33 V	
Tensão eficaz no diodo D5 (V_{D5_ef})	150 V	
Corrente média no diodo D5 (I_{D5_med})	500 mA	
Corrente máxima no diodo D5 (I_{D5_max})	2,14 A	
Corrente eficaz no diodo D5 (I_{D5_ef})	730 mA	

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.8 Dimensionamento dos Capacitores

As tensões de operação dos capacitores foram dimensionadas pelas equações já apresentadas no tópico 3.2 deste capítulo, sendo apresentado seu resultado na Tabela 9. Os valores das capacitâncias foram ajustados via testes de bancada.

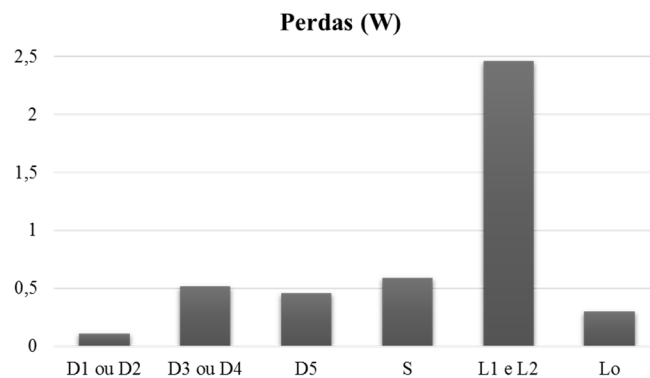
Tabela 9 - Valores de esforços de tensão nos capacitores.

Parâmetro	Valor	Componentes Especificados
Tensão média nos capacitores C1 e C2 (V_{C12})	51,33 V	10 μ F/100V (MLCCSMD)
Tensão média nos capacitores C3 e C4 (V_{C34})	96 V	2 μ F/400V (MKP- 379)
Tensão média no capacitor C5 (V_{C5})	301,33 V	

Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, nos apêndices D, E e F se encontra as planilhas com os cálculos do dimensionamento aqui apresentados, bem como o cálculo das perdas estimadas dos componentes do conversor, o qual tem o seu resumo apresentado na Figura 4.8.

Figura 4.8 - Perdas estimadas dos componentes do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

No gráfico da Figura 4.8 não foi considerado as perdas auxiliares e dos capacitores. Porém, somando as perdas obtidas nos semicondutores e indutor de saída, ela é aproximadamente a obtida pelo indutor acoplado. Deste modo, este último ocasiona um impacto maior no rendimento do conversor do que os outros componentes.

4.4 Considerações Finais

O conversor proposto foi analisado neste capítulo, o qual foi visto o seu funcionamento através das etapas de operação. O ganho estático do conversor proposto foi obtido, que após a comparação com o ganho estático do conversor CUK clássico, verificou-se o alto ganho estático que foi obtido com o conversor proposto.

Após analisar as etapas de operação foi simplificado o funcionamento do conversor proposto. Foi visto que este possui duas células, sendo cada uma formada por dois capacitores e dois diodos, as quais funcionam com um degrau de tensão, que ora tem o nível de tensão de um capacitor e ora o nível de tensão da soma dos dois capacitores. As principais equações utilizadas para dimensionar os componentes do conversor proposto, bem como seus esforços de tensão e corrente foram apresentados. Por fim, foi verificado que a perda de potência no indutor acoplado, possui uma influência maior no rendimento do conversor do que a ocorrida nos outros componentes.

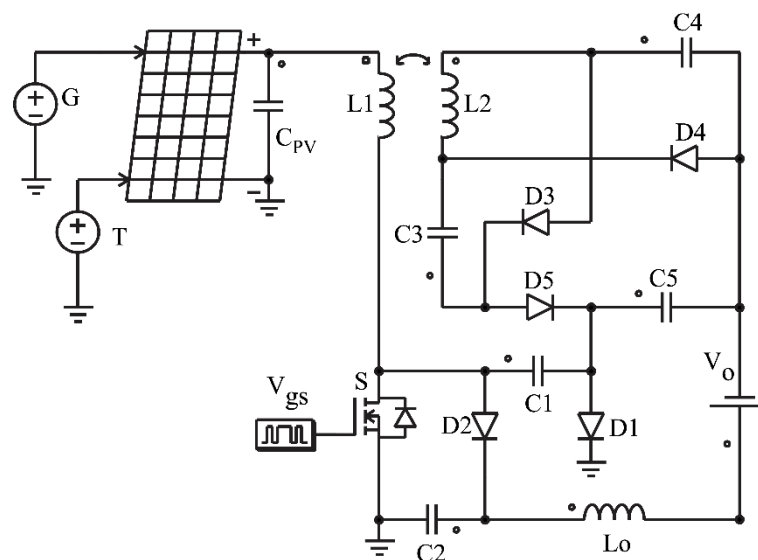
5 RESULTADOS SIMULADOS

Os resultados simulados do conversor proposto, com o módulo FV como fonte primária juntamente com o barramento CC, serão apresentados neste capítulo. Posteriormente, o rastreamento do ponto de máxima potência do módulo FV com o algoritmo Perturba e Observa será verificado.

5.1 Simulação do Conversor Proposto

O circuito utilizado para simulação do conversor é apresentado na Figura 5.1, que é o mesmo apresentado na Figura 2.9, diferenciando apenas do interruptor S que foi substituído pelo *MOSFET*, juntamente com o seu sinal de gatilho V_{gs} . A fonte de entrada foi substituída pelo modelo de simulação do módulo FV KD210GX-LPU da *Kyocera*. Os parâmetros necessários para a simulação foram obtidos no datasheet do fabricante (KYOCERA, 2016), já o método utilizado é descrito em (PSIM, 2012). Por fim, o capacitor de desacoplamento C_{PV} foi acrescentado no circuito. Para a simulação do módulo FV, este precisa de dois parâmetros de entrada, a irradiação solar (G) e a temperatura (T), os quais foram utilizados para G : 1000 W/m^2 e T : $54,9 \text{ }^\circ\text{C}$. A temperatura do módulo FV utilizada para simulação, é a mesma que foi observada durante a exposição a luz solar, a qual já foi apresentado no capítulo 3.

Figura 5.1 - Circuito de simulação do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os resultados de simulação do conversor proposto são apresentados abaixo, sendo este operado em 200 W com tensão de entrada de 24 V e tensão de saída de 380 V . A frequência

de comutação do conversor é 50 kHz. As especificações dos componentes do conversor são descritas na Tabela 10.

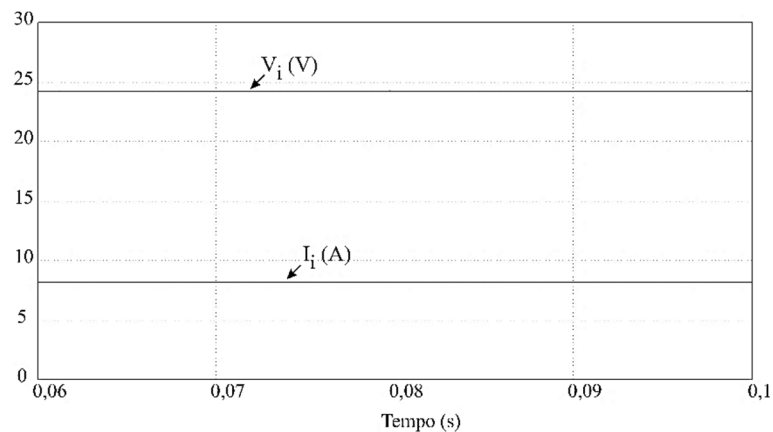
Tabela 10 - Especificação dos componentes do conversor.

Componente	Valor
$C1 = C2$	20 μF
$C3 = C4 = C5$	2 μF
C_{PV}	880 μF
L_o	1,7 mH
Indutor acoplado	$N_p : N_s = 1 : 4$ $L1 = 51 \mu\text{H}$ $L2 = 818 \mu\text{H}$

Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão e corrente na entrada do conversor (saída do módulo FV) com uma potência de 200 W são apresentadas na Figura 5.2.

Figura 5.2 - Tensão e corrente na entrada do conversor.

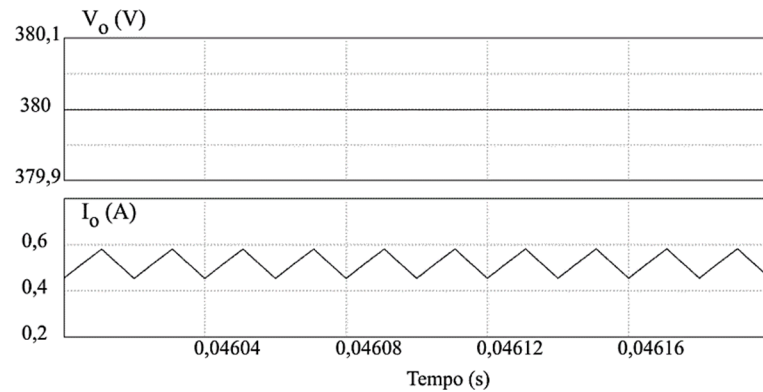


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 5.3 mostra a tensão (V_o) e corrente (I_o) na saída do conversor. Por apresentar característica de fonte de corrente na saída, este injeta corrente no barramento CC. Com a conexão do barramento CC, a tensão de saída do conversor possui o mesmo nível de tensão deste, além de não apresentar oscilações.

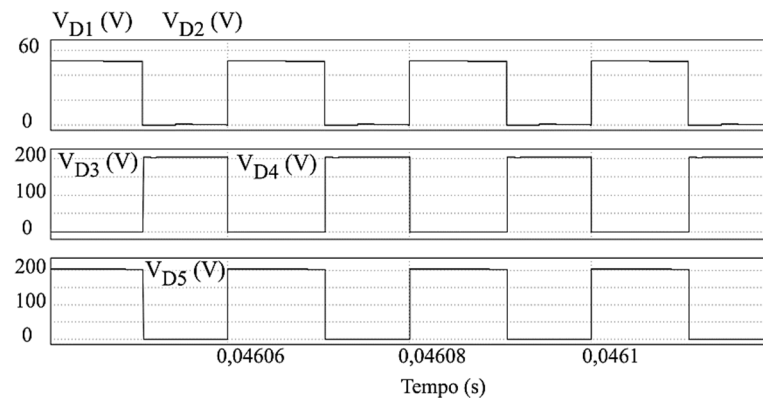
As tensões nos diodos são mostradas na Figura 5.4. Observa-se que a forma de onda da tensão nos diodos D1 e D2 são idênticas, bem como a dos diodos D3 e D4. A tensão nos diodos D1 e D2 é inferior a 60 V, e nos diodos D3, D4 e D5 inferior a 200 V.

Figura 5.3 - Tensão e corrente na saída do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

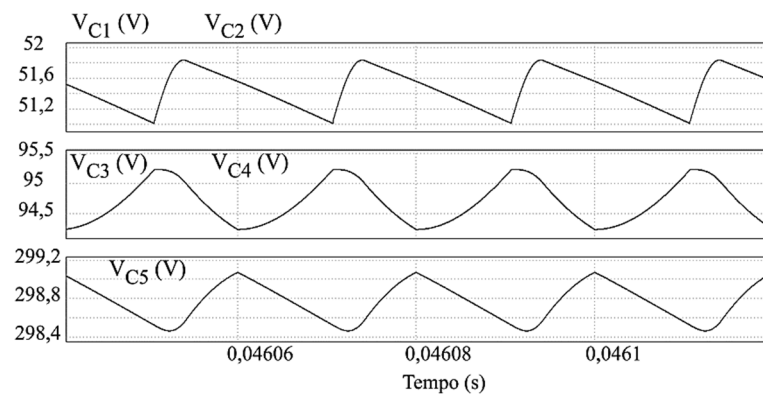
Figura 5.4 - Tensão nos diodos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A carga e descarga dos capacitores podem ser vistas na Figura 5.5. A forma de onda da tensão nos capacitores C1 e C2 são idênticas, do mesmo modo que nos capacitores C3 e C4. O nível de tensão nos capacitores é inferior a 100 V, com exceção do capacitor C5, sobre o qual a tensão se aproxima de 300 V.

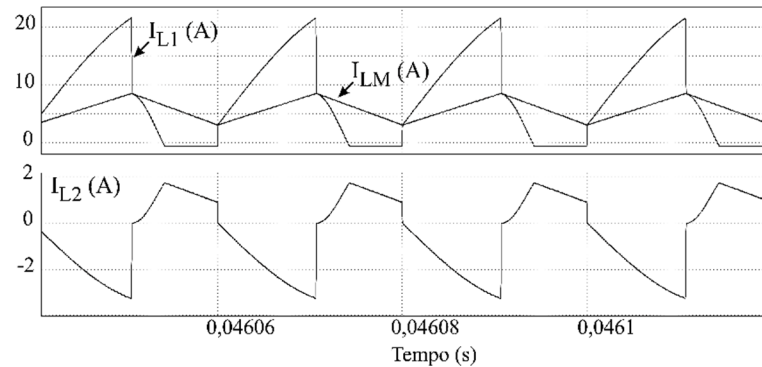
Figura 5.5 - Tensão nos capacitores.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A forma de onda da corrente nos indutores acoplados (L1 e L2) pode ser observada na Figura 5.6. Conforme foi exposto nas etapas de operação, verifica-se o armazenamento e subsequente transferência de energia pelos indutores acoplados. Já a operação dos indutores acoplados em modo de condução contínua é confirmada por I_{LM} .

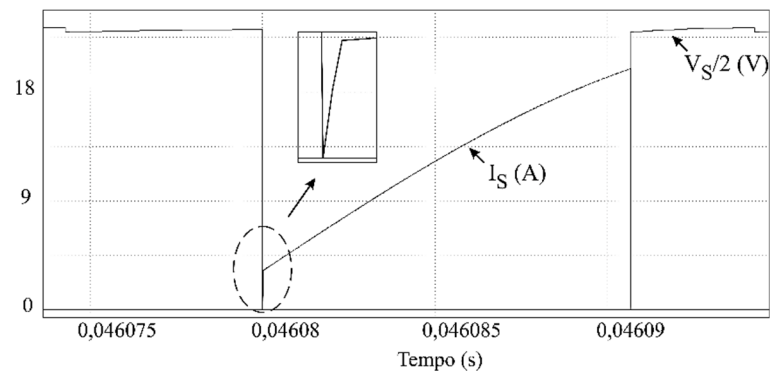
Figura 5.6 - Corrente nos indutores acoplado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O detalhe da comutação no interruptor é apresentado na Figura 5.7, verifica que este comuta com zero de corrente no ligar (ZCS - *Zero Current Switching*).

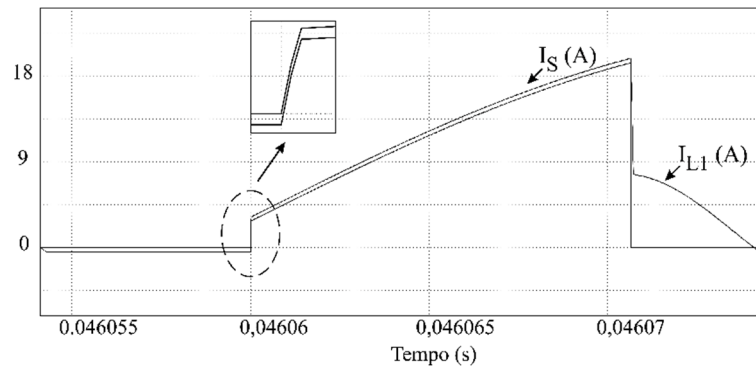
Figura 5.7 - Comutação do interruptor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O atraso da corrente do *MOSFET* no ligar que foi visto na Figura 5.7, pode ser observado juntamente com a corrente no indutor acoplado L1 na Figura 5.8, que por sua vez, tem o mesmo comportamento. Foi visto na quarta etapa de operação do conversor proposto (Figura 4.6), que uma corrente negativa circula pelo indutor L1, sendo assim, na próxima etapa de operação que é a primeira (Figura 4.3), a corrente no indutor L1 passa a ser positiva, o qual ocasiona um atraso na corrente, influenciando diretamente na obtenção do ZCS no interruptor.

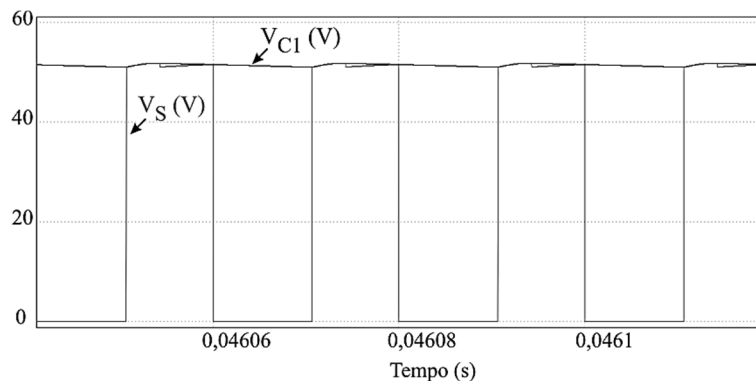
Figura 5.8 - Corrente no indutor L1 e *MOSFET*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 5.9 mostra o grampeamento da tensão do *MOSFET* pelo capacitor C1. Diferente do conversor CUK clássico, onde o interruptor é submetido à tensão de saída deste, no conversor proposto o interruptor é submetido à tensão de 52 V do capacitor C1.

Figura 5.9 - Tensão no *MOSFET* e capacitor C1.

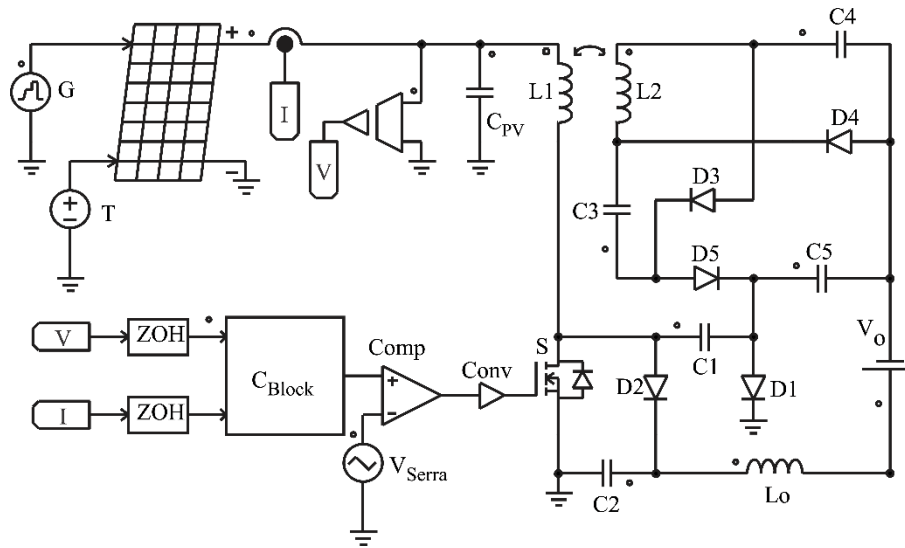


Fonte: Elaborada pelo autor.

5.2 Simulação do Conversor com o *MPPT*

Após a análise do funcionamento do conversor, a Figura 5.10 mostra o conversor com o acréscimo do bloco 'C_{Block}', o qual foi utilizado para implementar o código do algoritmo de *MPPT* na simulação. Este bloco recebe uma amostra da tensão (V) e corrente (I) do módulo FV, em uma frequência determinada por 'ZOH'. Após a análise feita pelo algoritmo, o seu resultado é comparado por 'Comp', com uma fonte de tensão com formato de dente de serra (V_{Serra}), na frequência de comutação. O resultado da comparação é convertido de analógico para digital através de 'Conv', de modo que o interruptor (S) possa ser controlado. A fonte que simula a irradiação solar (G) foi modificada, para que assim, a irradiação pudesse ter variações, conforme mostrado na Figura 5.11. Deste modo, o circuito foi simulado, tendo seus resultados mostrados abaixo.

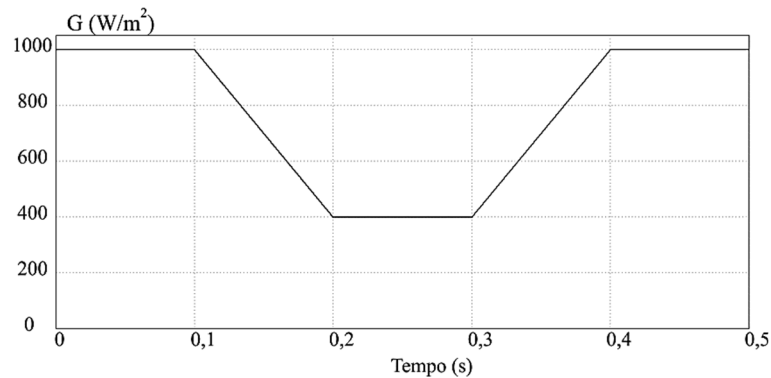
Figura 5.10 - Circuito do conversor simulado com o *MPPT*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 5.11 mostra a curva da irradiação solar, que foi utilizada para simular o funcionamento do *MPPT*, em diversas ocasiões. Conforme será mostrado na Figura 5.12 e Figura 5.13, a mudança da irradiação solar afetará a potência fornecida pelo módulo FV, forçando assim, o algoritmo rastrear o novo *MPP*.

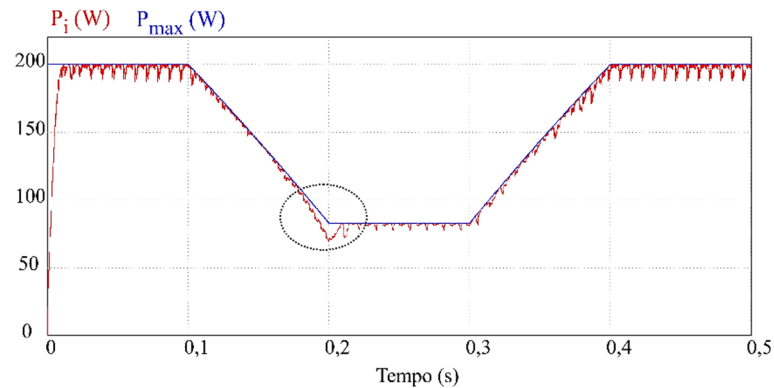
Figura 5.11 - Variação da irradiação solar durante a simulação.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A simulação do rastreamento do *MPP* do módulo FV é apresentada na Figura 5.12. Observa-se que com a utilização do algoritmo de *MPPT P&O*, a potência de entrada do conversor (P_i) consegue acompanhar a máxima potência do módulo FV (P_{max}), mesmo em momentos em que a irradiação solar é alterada. Entretanto, durante a variação da irradiação solar o algoritmo acaba perdendo o *MPP* (em destaque), mas logo após retorna novamente ao *MPP*. Outro ponto a ser notado é a oscilação de P_i em torno do *MPP*, a qual chega a 12,7 W.

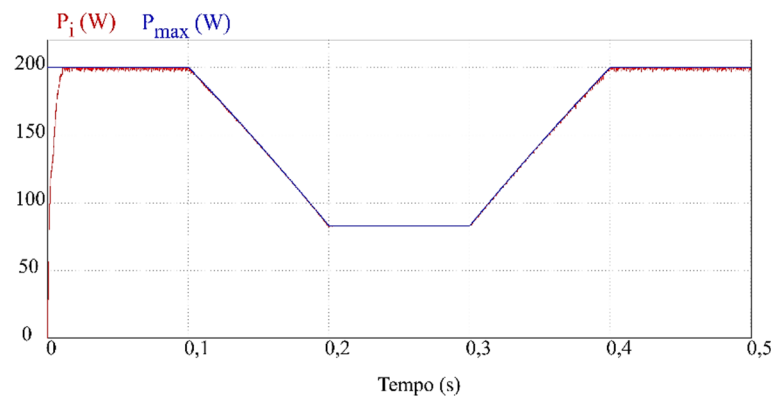
Figura 5.12 - Potência de entrada do conversor com ondulação no *MPP*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com o propósito de aproveitar a máxima potência possível do módulo FV, os problemas apresentados na Figura 5.12 devem ser evitados. Deste modo, tanto o passo de incremento do algoritmo, quanto seu tempo de atualização, deve ser escolhido para proporcionar um rastreamento com perdas reduzidas. Na Figura 5.13 pode ser visto o *MPPT* do módulo FV, o qual teve uma baixa ondulação da potência de entrada do conversor (P_i) em torno do *MPP*, além do mais, obteve uma rápida resposta durante as mudanças climáticas.

Figura 5.13 - Potência de entrada do conversor com baixa ondulação no *MPP*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3 Considerações Finais

As principais formas de ondas do conversor proposto foram apresentadas. O nível de tensão submetido nas chaves foi baixo, sendo que o exigido nos diodos foi no máximo 200 V. Já no interruptor, que por sua vez tem sua tensão grampeada pelo capacitor C1, foi 52 V. Além disto, o interruptor também teve comutação *ZCS* na entrada em condução.

O rastreamento do *MPP* do módulo FV foi conseguido pelo algoritmo de *MPPT* *P&O*, o qual foi observado que o passo de incremento do algoritmo de *MPPT* e o seu tempo de

atualização, influencia na oscilação de potência em torno do *MPP* e a sua resposta durante as mudanças climáticas. Sendo assim, para evitar um aumento nas perdas do sistema, o passo de incremento do algoritmo e seu tempo de atualização, se tornam variáveis que devem ser escolhidas cuidadosamente.

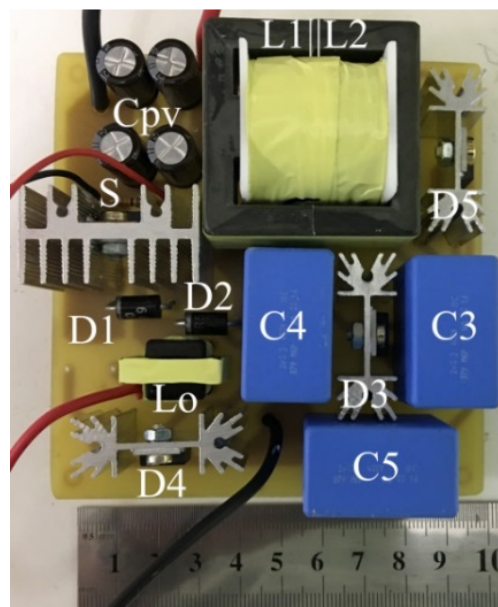
6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após apresentar os resultados simulados do conversor proposto, neste capítulo os resultados experimentais serão demonstrados. Um protótipo do conversor proposto foi desenvolvido, analisado e testado juntamente com o barramento CC e o rastreamento do ponto de máxima potência do módulo FV. O *MPPT* foi avaliado por meio de emulação e irradiação solar.

6.1 Resultados Experimentais do Conversor Proposto

Um protótipo foi implementado no laboratório para teste e validação da praticabilidade do conversor proposto, apresentado na Figura 6.1. Os capacitores SMD (multicamadas cerâmico) se encontram soldados abaixo da placa. Os resultados foram analisados com um osciloscópio modelo MSO5034 da Tektronix em carga plena. O conversor é operado em 200 W com tensão de entrada de 24 V e tensão de saída de 380 V. A frequência de comutação do conversor é 50 kHz. As especificações do conversor, as quais foi dimensionada no capítulo 4 são descritas na Tabela 11. Como fonte de entrada do conversor, foi utilizado um simples módulo FV KD210GX-LPU fabricado pela Kyocera, o qual seus dados já foram apresentados e analisados no capítulo 3.

Figura 6.1 - Experimental protótipo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

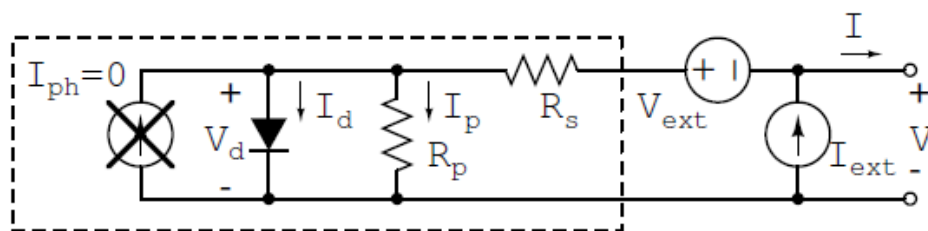
Tabela 11 - Especificação do protótipo.

Parâmetro	Especificação
S	IRFB4310
$D1 = D2$	MBR580
$D3 = D4 = D5$	IDT02S60C
$C1 = C2$	4 x (10 μ F/100V) Multicamadas Cerâmico-MLCC-SMD
$C3 = C4 = C5$	2 μ F/400V (MKP-379 fabricante Vishay)
Cpv	4 x (220 μ F/35V) (fabricante Epcos)
Lo	1,7 mH (NEE - 20/10/5 - IP12R fabricante Thornton)
Indutor Acoplado	Núcleo: MMT140EE4012 fabricante Magmattec $Np : Ns = 1 : 4$ $L1 = 51 \mu$ H $L2 = 818 \mu$ H

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 6.2 mostra o modelo utilizado para emular o módulo FV proposto por (QIN; KIM; PILAWA-PODGURSKI, 2013), o qual foi adotado neste trabalho para a obtenção dos resultados experimentais em laboratório. Com este método o módulo FV não é exposto à irradiação solar, com isso, não possui corrente fotogerada ($I_{ph}=0$). Uma fonte de corrente externa (I_{ext}) é conectada no módulo FV e conforme foi verificado por (QIN; KIM; PILAWA-PODGURSKI, 2013), uma fonte de tensão externa (V_{ext}) em série com o módulo FV se faz necessário, para que assim, possa ajustar a tensão de circuito aberto deste. Deste modo, o módulo FV pode ser emulado em laboratório, preservando as suas características físicas presentes no seu modelo elétrico, que está representado pelas resistências série (R_s) e paralela (R_p) e o diodo intrínseco.

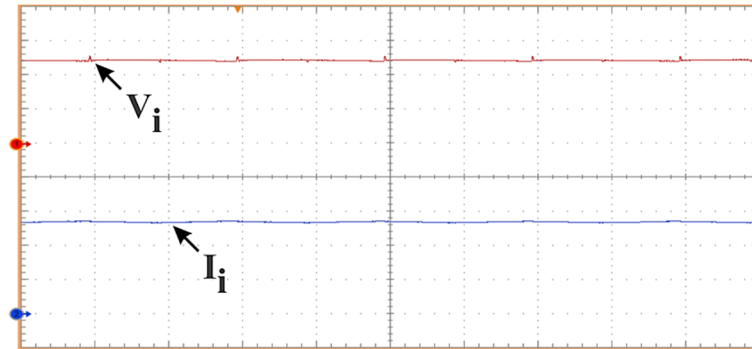
Figura 6.2 - Emulação do módulo FV.



Fonte: Adaptado de (QIN; KIM; PILAWA-PODGURSKI, 2013).

A tensão e corrente da entrada do conversor (saída do módulo FV) são apresentadas na Figura 6.3. Verifica nesta forma de onda que tanto a tensão quanto a corrente praticamente não apresentam oscilações em regime permanente, deste modo, não prejudicará a decisão por parte do algoritmo de *MPPT*, o qual tem como referência estas medidas.

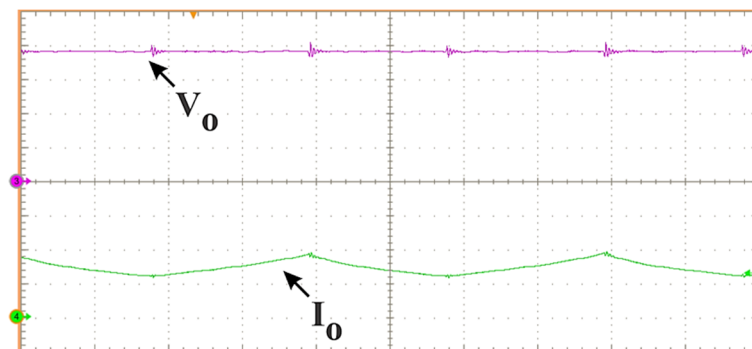
Figura 6.3 - Tensão V_i (10 V/div) e corrente I_i (3 A/div) na entrada. Base de tempo (10 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A forma de onda da corrente que é injetada pelo conversor e a tensão de saída deste são mostradas na Figura 6.4. Conforme já apresentado na simulação, verifica-se também de forma experimental que a tensão na saída do conversor é livre de oscilação, com o mesmo nível de tensão do barramento CC.

Figura 6.4 - Tensão V_o (100 V/div) e corrente I_o (300 mA/div) na saída do conversor. Base de tempo (5 μ s/div).

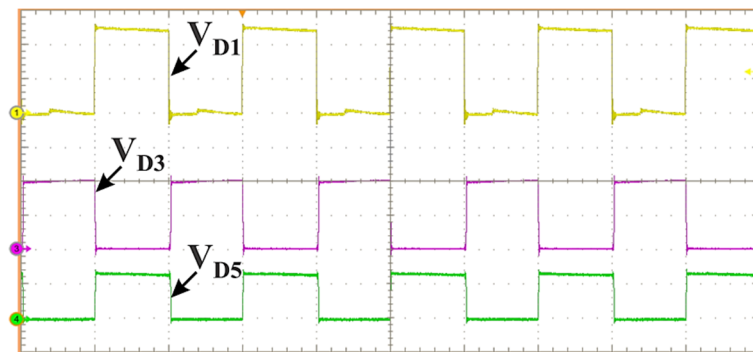


Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.5 mostra o estresse de tensão nos diodos. A tensão nos diodos D1 e D2 são idênticas, bem como a dos diodos D3 e D4. O conversor proposto pode obter alto ganho de tensão com estresse de tensão reduzido nos diodos. Além do mais, as oscilações de tensão durante a comutação destes são mínimas.

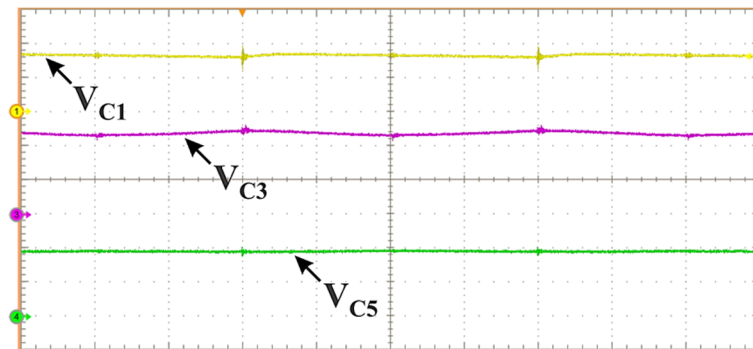
A tensão nos capacitores é mostrada na Figura 6.6. A tensão nos capacitores C1 e C2 são idênticas, bem como a dos capacitores C3 e C4. Com a exceção do capacitor C5, os outros são submetidos a uma tensão média abaixo de 100 V.

Figura 6.5 - Tensão nos diodos, D1 (20 V/div), D3 (100 V/div) e D5 (150 V/div). Base de tempo (10 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

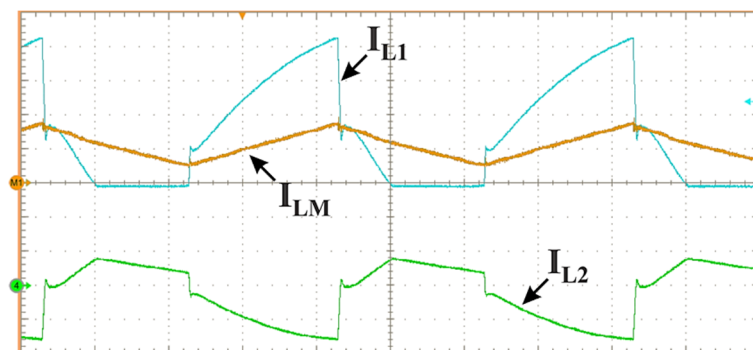
Figura 6.6 - Tensão nos capacitores, C1 (30 V/div), C3 (40 V/div) e C5 (150 V/div). Base de tempo (5 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.7 mostra a forma de onda da corrente nos indutores acoplados L1, L2 e a corrente de operação deles I_{LM} . Conforme mostrado na simulação, a operação em modo de condução contínua dos indutores acoplados, novamente é confirmada por I_{LM} .

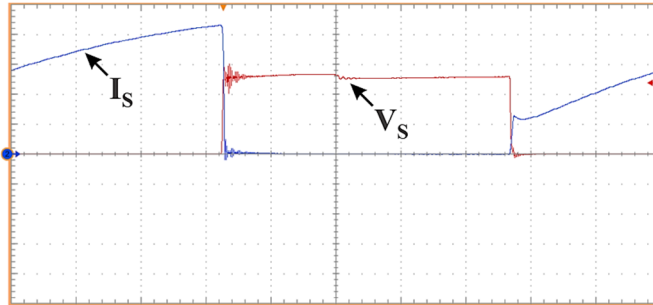
Figura 6.7 - Corrente nos indutores acoplado L1 (5 A/div) e L2 (2 A/div) e corrente de operação I_{LM} (5 A/div). Base de tempo (5 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

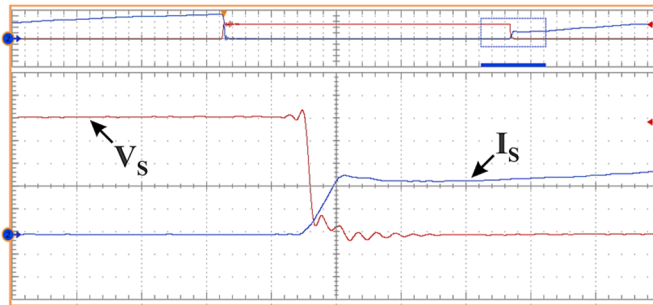
O resultado experimental da forma de onda da corrente e tensão do interruptor são mostrados na Figura 6.8. Fica claro na forma de onda da Figura 6.9 o ZCS no ligar do interruptor. Deste modo, uma redução nas perdas por comutação foi alcançada.

Figura 6.8 - Tensão V_S (20 V/div) e corrente I_S (5 A/div) no interruptor. Base de tempo (2 $\mu\text{s/div}$).



Fonte: Elaborada pelo autor.

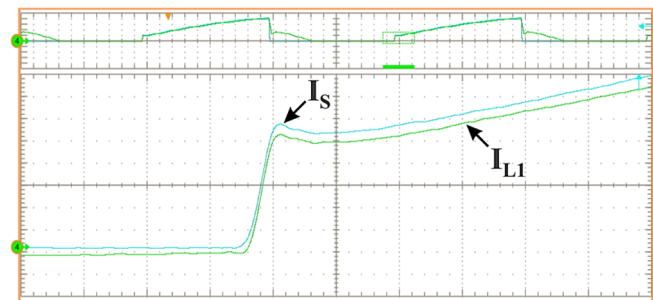
Figura 6.9 - Detalhe da tensão V_S (10 V/div) e corrente I_S (2,5 A/div) durante a comutação do interruptor no ligar. Base de tempo (0,2 $\mu\text{s/div}$).



Fonte: Elaborada pelo autor.

O detalhe da corrente no interruptor e no indutor acoplado L1 é mostrado na Figura 6.10. Conforme já comentado e mostrado na Figura 5.8, o indutor acoplado L1 influenciou diretamente na obtenção do ZCS no interruptor.

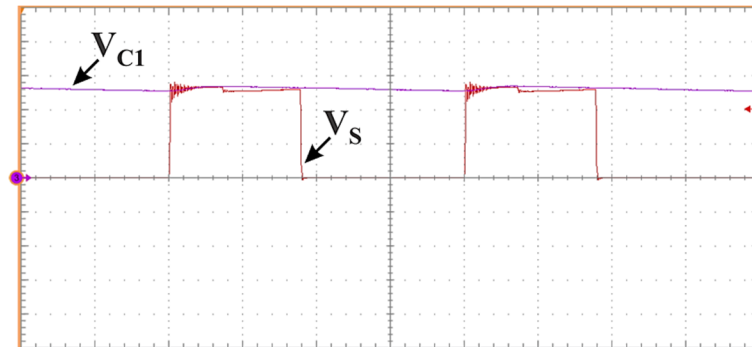
Figura 6.10 - Detalhe da corrente no interruptor I_S (1 A/div) e no indutor acoplado L1 (1 A/div). Base de tempo (0,25 $\mu\text{s/div}$).



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 6.11 mostra a tensão submetida no interruptor e no capacitor C1. Verifica que a tensão no interruptor é grampeada pela tensão V_{C1} , o qual é menor que 60 V.

Figura 6.11 - Tensão no interruptor V_S (20 V/div) e capacitor C1 (20 V/div). Base de tempo (5 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

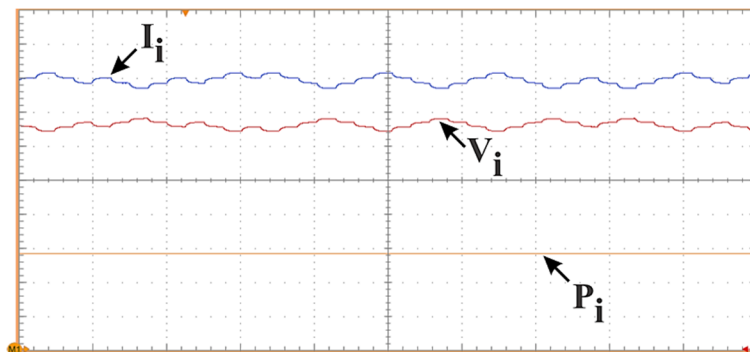
6.2 Rastreamento do *MPP* do Módulo FV

O detalhe do funcionamento do algoritmo *P&O* pode ser observado na Figura 6.12. Fica visível uma oscilação na corrente e tensão, a qual é típica do algoritmo. Durante a simulação foi visto que as perdas do sistema podem elevar-se, caso o passo de incremento e o tempo de atualização do algoritmo, não sejam escolhidos adequadamente. Após a análise experimental em bancada, foi verificado qual o melhor passo de incremento, bem como o tempo de atualização a ser utilizado no algoritmo. Deste modo, foi adotado um passo de incremento de 1 % da razão cíclica, com um tempo de atualização de 12,5 ms.

6.2.1 Rastreamento do *MPP* do Módulo FV Emulado

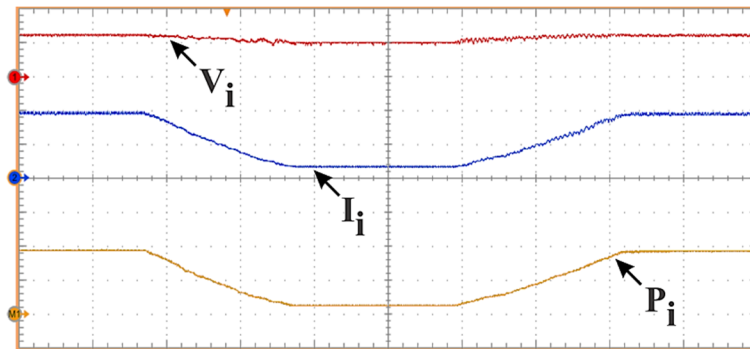
O resultado do rastreamento do *MPP* do módulo FV sendo emulado é apresentado na Figura 6.13. Para que fosse possível verificar o funcionamento do *MPPT* durante um momento em que a irradiação emulada fosse alterada, uma variação na corrente fornecida pela fonte foi forçada. Verifica que a corrente de entrada do conversor (I_i) está sendo diretamente afetada, que conseqüentemente, afeta a potência de entrada do conversor (P_i), já que a tensão praticamente não se altera. O resultado na forma de onda de P_i com a mudança da irradiação (emulada), foi muito parecido ao ocorrido na simulação (Figura 5.13).

Figura 6.12 - Tensão V_i (3 V/div), corrente I_i (900 mA/div) e potência P_i (50 W/div) na entrada do conversor. Base de tempo (50 ms/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.13 - Tensão V_i (20 V/div), corrente I_i (4 A/div) e potência P_i (100 W/div) na entrada do conversor com degrau. Base de tempo (20 s/div).



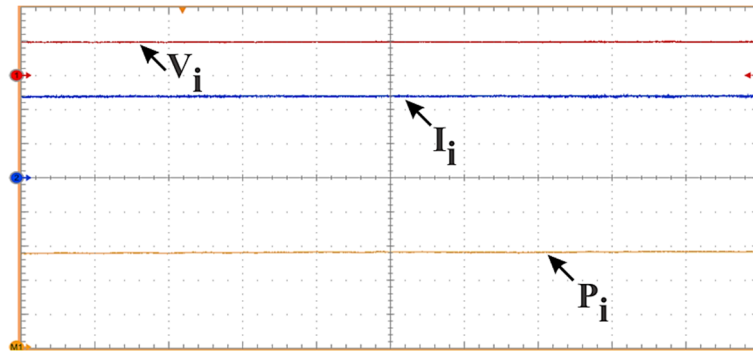
Fonte: Elaborada pelo autor.

6.2.2 Rastreamento do MPP do Módulo FV com Irradiação Solar

Os resultados experimentais com o módulo FV exposto a irradiação solar são apresentados na Figura 6.14 e Figura 6.15. Na Figura 6.14 verifica que a tensão, corrente e potência de saída do módulo FV (entrada do conversor), permaneceram constantes em um momento em que a irradiação solar não alterou. A potência fornecida pelo módulo FV neste momento foi de 140 W.

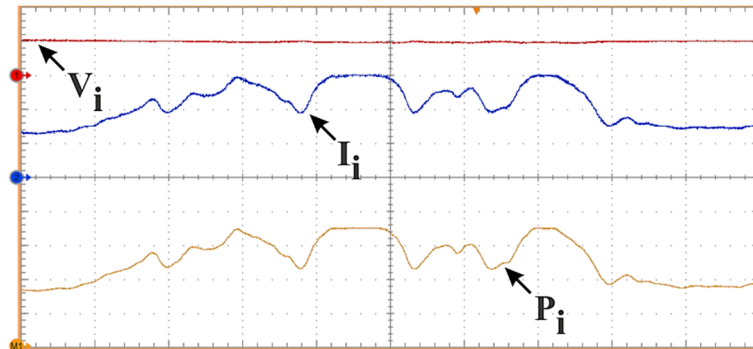
A Figura 6.15 mostra o resultado durante a variação da irradiação solar, que por sua vez, influenciou a corrente fotogerada pelo módulo FV. Verifica que a tensão praticamente não sofreu alteração, já a potência acompanhou as mudanças da corrente, sendo o valor máximo obtido de 180 W.

Figura 6.14 - Tensão V_i (20 V/div), corrente I_i (3 A/div) e potência P_i (50 W/div) na entrada do conversor. Base de tempo (5 s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.15 - Tensão (20 V/div), corrente (3 A/div) e potência (50 W/div) na entrada do conversor com variação da irradiação solar. Base de tempo (50 s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor.

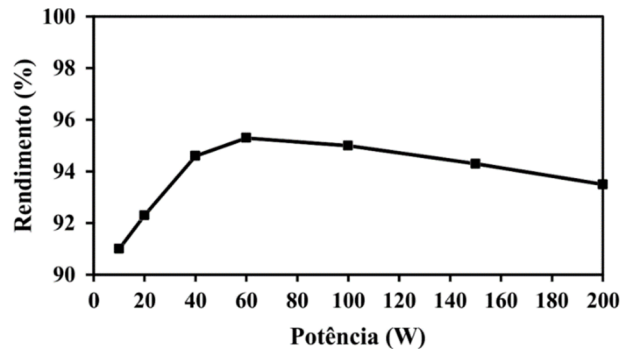
6.3 Rendimento

Para a curva de rendimento do conversor um analisador de potência modelo PA 4000 da Tektronix foi usado. A curva é mostrada na Figura 6.16. Um rendimento máximo de 95,3 % foi obtido e 93,5 % em carga plena. Pelo fato deste conversor ser aplicado a um módulo fotovoltaico, o padrão de rendimento EURO (6.1) e CEC (6.2) devem ser avaliados (ONGUN; OZDEMIR, 2013):

$$\eta_{EURO} = (0,03 \cdot 91\%) + (0,06 \cdot 92,3\%) + (0,13 \cdot 94,6\%) + (0,1 \cdot 95,3\%) + (0,48 \cdot 95\%) + (0,2 \cdot 93,5\%) = 94,4\% \quad (6.1)$$

$$\eta_{CEC} = (0,04 \cdot 92,3\%) + (0,05 \cdot 94,6\%) + (0,12 \cdot 95,3\%) + (0,21 \cdot 95\%) + (0,53 \cdot 94,3\%) + (0,05 \cdot 93,5\%) = 94,5\% \quad (6.2)$$

Figura 6.16 - Curva de rendimento do conversor proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O rendimento máximo obtido em (DAS; AGARWAL, 2016), (HWU; YAU, 2014), (KAO; CHEN; HSIEH, 2013), (LIU; LI, 2015), (LIU; LI; AI, 2016) e (SATHYAN et al., 2015) foi entre 94,8 % e 97 %. Entretanto, os conversores propostos nestas referências têm em comum a característica de fonte de tensão na saída, que os diferencia do conversor proposto neste trabalho, o qual possui característica de fonte de corrente na saída. Para que os conversores citados acima possam ser utilizados no barramento CC, se faz necessário uma adequação deles. Com isso, são adicionados componentes, o que pode ocasionar numa redução do rendimento dos conversores.

6.4 Considerações Finais

O protótipo do conversor proposto de 200 W foi apresentado e analisado neste capítulo, o qual obteve um rendimento máximo de 95,3 %. Com a obtenção dos resultados experimentais é possível verificar, que o conversor proposto obtém alto ganho de tensão, com reduzido estresse de tensão nos semicondutores.

O interruptor é acionado em *ZCS*, o qual contribuiu para o alto rendimento. Além do mais, o interruptor opera com uma tensão abaixo de 60 V. O rendimento nos padrões EURO e CEC foram 94,4 % e 94,5 %, respectivamente.

O rastreamento do *MPP* do módulo FV foi comprovado, tanto para emulação, quanto a exposição às condições climáticas naturais. Os resultados mostraram que o algoritmo de *MPPT P&O*, funcionou com êxito.

7 CONCLUSÃO FINAL

Com o intuito de injetar corrente em um barramento CC a partir de um módulo FV, foi realizado um estudo dos meios para este fim. Com isso, verificou-se que a tensão do módulo FV deveria se adequar ao nível do barramento CC. Por sua vez, normalmente é utilizado para isso um conversor CC-CC de alto ganho, com um transformador, ou indutores acoplado ou capacitores comutados ou a união destes.

Este trabalho propõe um conversor de alto ganho estático, com elevado rendimento e característica de fonte de corrente, tanto na entrada quanto na saída. Para isso, combinou-se as características do conversor clássico CC-CC CUK, com as células de capacitores comutados e indutores acoplado para proporcionar o alto ganho de tensão.

Uma análise das características do módulo FV foi feita, com o auxílio de uma ferramenta desenvolvida durante o mestrado. Através desta ferramenta, foi possível observar que as grandezas físicas do módulo FV, são dependentes das condições climáticas locais. Deste modo, possibilitou uma melhor especificação dos parâmetros iniciais de projeto do conversor. Foi visto ainda, a necessidade de rastrear o *MPP* do módulo FV, já que este sofre variações com a mudança climática.

Um protótipo de 200 W alimentado pelo módulo FV (KD210GX-LPU) fabricado pela Kyocera e tensão de saída de 380 V foi implementado. O conversor apresentou um rendimento máximo de 95,3%, já nos padrões EURO e CEC foram 94,4% e 94,5%, respectivamente. Um alto ganho de tensão foi obtido, com reduzido estresse de tensão nos semicondutores. Além disso, o interruptor é acionado em *ZCS* e opera com uma tensão abaixo de 60 V.

Também foi realizado o rastreamento do *MPP* do módulo FV, tanto por emulação, quanto a exposição às condições climáticas naturais. Os resultados mostraram que o algoritmo de *MPPT P&O*, funcionou com êxito.

Como proposta de trabalhos futuros, propõe-se uma otimização no projeto do indutor acoplado, de maneira a reduzir as perdas deste. Um estudo para implementação de um sistema completo em uma nanorede CC se faz necessário.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO

VASCONCELOS JR., MANUEL DE O.; ARAÚJO, FRANCILINO C.; ARAGÃO, FRANCISCO ALDINEI P.; DE SOUZA, KLEBER C. A.; SÁ JR., EDILSON M., High Static Gain DC-DC Converter CUK with Current Source Characteristic for Nanogrid Application. **Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2017 IEEE 8th International Symposium**, Abril 2017.

REFERÊNCIAS

- ALLEGRO. **Current Sensor - ACS712ELCTR-30A-T**. Disponível em: <https://www.google.com.br/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&ved=0ahUKEwiG_NveyMXWAhXGFZAKHQgSBfgQFgg4MAA&url=http%253A%252F%252Fwww.allgromicro.com%252F~%252Fmedia%252FFiles%252FData sheets%252FACS712-Datasheet.ashx&usg=AFQjCNEsuWeWEong-Vn4AXDUAjxA>. Acesso em: 20 fev. 2017.
- ANEEL. **Resolução Normativa nº 687, de 24 de Novembro de 2015**, 2015.
- ANEEL. **Unidades Consumidoras com Geração Distribuída**. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/outorgas/geracao/-/asset_publisher/mJhnKli7qcJG/content/registro-de-central-geradora-de-capacidade-reduzida/655808?inheritRedirect=false&redirect=http%253A%252F%252Fwww.aneel.gov.br%252Foutorgas%252Fgeracao%253Fp_p_id%253D101_INSTA>. Acesso em: 14 dez. 2017.
- ASTE, N.; ADHIKARI, R.; DEL PERO, C. Photovoltaic Technology for Renewable Electricity Production: Towards Net Zero Energy Buildings. **International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)**, p. 446–450, 2011.
- AXELROD, B.; BERKOVICH, Y.; IOINOVICI, A. Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC – DC PWM Converters. **IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS**, v. 55, n. 2, p. 687–696, 2008.
- BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. **O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência**. 1ª edição ed. Porto Alegre, Brasil: [s.n.].
- BASTIDAS-RODRIGUEZ, J. D. et al. Maximum Power Point Tracking Architectures for Photovoltaic Systems in Mismatching Conditions: a Review. **IET Power Electronics**, v. 7, n. 6, p. 1396–1413, 2014.
- BESHEER, A. H.; ADLY, M. Ant Colony System Based PI Maximum Power Point Tracking for Stand Alone Photovoltaic System. **IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2012, Proceedings**, p. 693–698, 2012.
- COELHO, R. F. **Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à rede elétrica para Alimentação ininterrupta de Cargas CC a partir de Fontes Renováveis**. [s.l.] Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.
- COELHO, R. F.; CONGER, F. M.; MARTINS, D. C. A MPPT Approach Based on Temperature Measurements Applied in PV Systems. **9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2010**, p. 1–6, 2010.
- DAS, M.; AGARWAL, V. Design and Analysis of a High Efficiency DC-DC Converter with Soft Switching Capability for Renewable Energy Applications Requiring High Voltage Gain. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 5, p. 2936–2944, 2016.
- DE SOUZA, J. P. et al. A High Static Gain CUK DC-DC Converter. **IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2016**, n. Ccm, p. 1–6, 2015.
- DIAS, M. V. X.; BOROTNI, E. D. C.; HADDAD, J. Geração Distribuída no Brasil: Oportunidades e Barreiras. **Sociedade Brasileira de Planejamento Energético - SBPE**,

Revista Brasileira de Energia, v. 11, p. 1–11, 2004.

DÍAZ, E. R. et al. Intelligent DC Microgrid Living Laboratories - A Chinese-Danish Cooperation Project. **IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)**, p. 365–370, 2015.

DRAGICEVIC, T. et al. DC Microgrids — Part II: A Review of Power Architectures , Applications , and Standardization Issues. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3528–3549, 2016.

EMERGE ALLIANCE. **Emerge Alliance**. Disponível em: <<http://www.emergealliance.org>>. Acesso em: 23 jan. 2017.

ENEL. **Enel Começa Operação do Parque Solar Lapa no Brasil**. Disponível em: <<https://www.enel.com.br/pr/midia/press/d201706-enel-comea-operao-do-parque-solar-lapa-no-brasil.html>>. Acesso em: 7 ago. 2017.

EPE. **Demanda de Energia 2050**, 2014.

EPE. **Balanco Energético Nacional - Ano Base 2016**, 2017a.

EPE. **Plano Decenal de Expansão de Energia 2026**, 2017b.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, n. 2, p. 439–449, 2007.

FEMIA, N. et al. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 4, p. 963–973, 2005.

FREITAS, A. A. A. **Conversor CC/CC de Alto Ganho sem Capacitor Eletrolítico Aplicado a um Sistema Fotovoltaico**. [s.l.] Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, 2012.

GANESAN, S. I. et al. Control Scheme for a Bidirectional Converter in a Self-Sustaining Low-Voltage DC Nanogrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 10, p. 6317–6326, 2015.

GHARREB, A. T.; MOHAMED, A. A.; MOHAMMED, O. A. DC Microgrids and Distribution Systems: An Overview. **Electric Power Systems Research, IEEE**, p. 1–5, 2013.

GLOBO. **Jornal Nacional - Nordeste Puxa a Produção de Energia Eólica no Brasil, que Bate Recordes**. Disponível em: <<http://g1.globo.com/jornal-nacional/noticia/2017/07/nordeste-puxa-producao-de-energia-eolica-no-brasil-que-bate-recordes.html>>. Acesso em: 20 jul. 2017a.

GLOBO. **França Inaugura Primeira Estrada Solar do Mundo**. Disponível em: <<http://g1.globo.com/mundo/noticia/franca-inaugura-primeira-estrada-solar-do-mundo.ghtml>>. Acesso em: 15 fev. 2017b.

HART, D. W. **Power Electronics**. 1ª edição ed. New York, USA: [s.n.].

HWU, K. I.; YAU, Y. T. High Step-up Converter Based on Coupling Inductor and Bootstrap Capacitors with Active Clamping. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p.

2655–2660, 2014.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **Folha de Dados do Drive IRS4427**. Disponível em: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/202427/IRF/IRS4427.html>>. Acesso em: 9 jan. 2017.

IOINOVICI, A. **Power Electronics and Energy Conversion Systems**. 1ª edição ed. Noida, India: [s.n.]. v. 1

ISTOÉ. **Suécia vai Eliminar Impostos sobre Energia Solar**. Disponível em: <<http://istoe.com.br/suecia-vai-eliminar-impostos-sobre-energia-solar/>>. Acesso em: 20 fev. 2017.

KABALCI, E.; GOKKUS, G.; GORGUN, A. Design and Implementation of a PI-MPPT Based Buck-Boost Converter. **ECAI 2015 - International Conference - 7th Edition**, p. 1–6, 2015.

KAO, S.-K.; CHEN, J.-F.; HSIEH, Y.-P. Zero Voltage Switching High Step-up DC-DC Converter with Coupled-Inductor. **Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 1st International**, p. 199–204, 2013.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width Modulated DC – DC Power Converters**. 1ª edição ed. Chennai, India: [s.n.].

KAZIMIERCZUK, M. K. **High-Frequency Magnetic Components**. 2ª edição ed. Chennai, India: [s.n.].

KONDRATH, N.; KAZIMIERCZUK, M. K. Inductor Winding Loss Owing to Skin and Proximity Effects Including Harmonics in Non-isolated Pulse-width Modulated DC – DC Converters Operating in Continuous Conduction Mode. **IET Power Electronics**, v. 3, n. October 2009, p. 989–1000, 2010.

KUO, Y. C.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 48, n. 3, p. 594–601, 2001.

KYOCERA. **Folha de Dados - Módulo Fotovoltaico KC65T**. Disponível em: <<https://www.kyocerasolar.com/dealers/product-center/archives/spec-sheets/KC65T.pdf>>. Acesso em: 8 fev. 2016.

KYOCERA. **Folha de Dados - Módulo Fotovoltaico KD210GX-LPU**. Disponível em: <<http://www.buildsite.com/pdf/kyocera/KD210GX-LPU-Product-Data-382306.pdf>>. Acesso em: 22 jul. 2016.

LEVRON, Y.; SHMILOVITZ, D. Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 60, n. 3, p. 724–732, 2013.

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.

LIU, H. C.; LI, F. Novel High Step-Up DC-DC Converter with an Active Coupled-Inductor Network for a Sustainable Energy System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 6476–6482, 2015.

- LIU, H.; LI, F.; AI, J. A Novel High Step-Up Dual Switches Converter with Coupled Inductor and Voltage Multiplier Cell for a Renewable Energy System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 4974–4983, 2016.
- LUKAS, M.; KIMBALL, J. W. High Gain DC – DC Converter Based on the Cockcroft – Walton Multiplier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 9, p. 6405–6415, 2016.
- MARSZAL, A. J. et al. Zero Energy Building - A Review of Definitions and Calculation Methodologies. **Energy and Buildings - Elsevier**, v. 43, n. 4, p. 971–979, 2011.
- MICROCHIP. **Folha de Dados do Microcontrolador Pic18F4550**. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632e.pdf>>. Acesso em: 16 jan. 2017.
- MIYADAIRA, A. N. **Microcontroladores PIC18 Aprenda e Programa em Linguagem C**. 1ª Edição ed. São Paulo, Brasil: [s.n.].
- MME. **Relatório Smart Grid do Grupo de Trabalho de Redes Elétricas Inteligentes**. [s.l: s.n.].
- MULLER, G. DE M. **Impacto de Novas Tecnologias e Smart Grids na Demanda de Longo Prazo do Sistema Elétrico Brasileiro**. [s.l.] Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2016.
- NAKAMURA, Y. et al. The Concept for Spreading Distributed Energy System. **International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid, IGBSG**, p. 1–5, 2014.
- NARENDIRAN, S. Grid tie Inverter and MPPT - A Review. **IEEE - International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies, ICCPCT**, p. 564–567, 2013.
- OLIVEIRA, T. R. **Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um Protótipo de Nanorrede CC Dedicado aos Setores Residencial e Comercial**. [s.l.] Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.
- ONGUN, İL.; OZDEMIR, E. Weighted Efficiency Measurement of PV Inverters: Introducing Nizmir. **Journal of Optoelectronics and Advanced Materials**, v. 15, n. 5, p. 550–554, 2013.
- PAZ, F.; ORDONEZ, M. Zero Oscillation and Irradiance Slope Tracking for Photovoltaic MPPT. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 11, p. 6138–6147, 2014.
- PAZ, F.; ORDONEZ, M. High-Performance Solar MPPT Using Switching Ripple Identification Based on a Lock-In Amplifier. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3595–3604, 2016.
- PRABHALA, V. A. K. et al. A DC-DC Converter with High Voltage Gain and Two Input Boost Stages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4206–4215, 2016.
- PSIM. **PSIM Tutorial How to Use the SimCoupler Module**.
- QIN, S.; KIM, K. A.; PILAWA-PODGURSKI, R. C. N. Laboratory Emulation of a Photovoltaic Module for Controllable Insolation and Realistic Dynamic Performance. **IEEE - Power and Energy Conference**, p. 23–29, 2013.
- R, S.; KANAKASABAPATHY, P. Switched-Capacitor/Switched-Inductor CUK-Derived

Hybrid Converter for Nanogrid Applications. **International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication - ICCPEIC**, p. 430–435, 2015.

REBUS ALLIANCE. **Rebus Alliance - the Open Standard for Clean Power Distribution**. Disponível em: <<http://www.rebuspower.com>>. Acesso em: 23 jan. 2017.

REDES INTELIGENTES, B. **Redes Inteligentes no Brasil**. Disponível em: <www.redesinteligentesbrasil.org.br>. Acesso em: 6 set. 2017.

SANTOS, R. L. et al. Low Cost Educational Tool to Trace the Curves PV Modules. **IEEE Latin America Transactions**, v. 15, n. 8, p. 1–8, 2017.

SATHYAN, S. et al. Soft-Switching DC-DC Converter for Distributed Energy Sources with High Step-up Voltage Capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 11, p. 7039–7050, 2015.

SEVERINO, M. M.; CAMARGO, I. M. DE T.; DE OLIVEIRA, M. A. G. Geração Distribuída: Discussão Conceitual e Nova Definição. **Revista Brasileira de Energia**, v. 14, n. 61, p. 47–69, 2008.

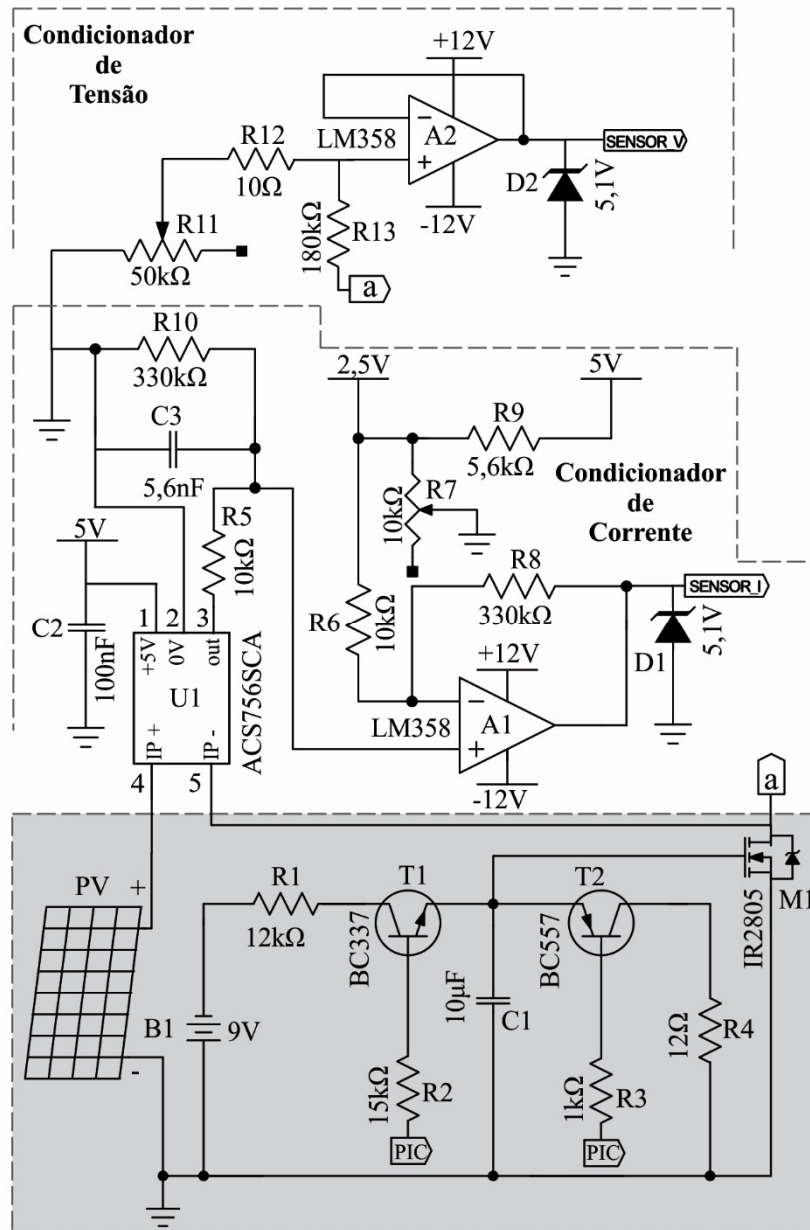
SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 1, p. 89–98, 2013.

TELBANY, M. E. EL; YOUSSEF, A.; ZEKRY, A. A. Intelligent Techniques for MPPT Control in Photovoltaic Systems : A Comprehensive Review. **International Conference on Artificial Intelligence with Applications in Engineering an Technology**, p. 17–22, 2014.

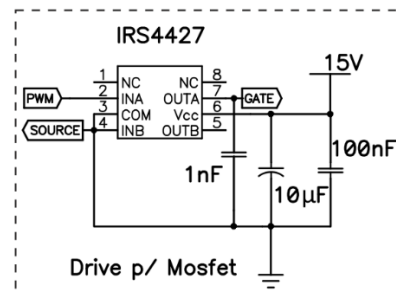
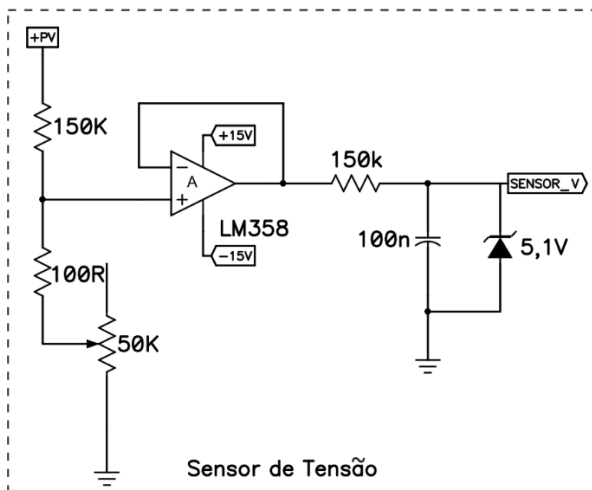
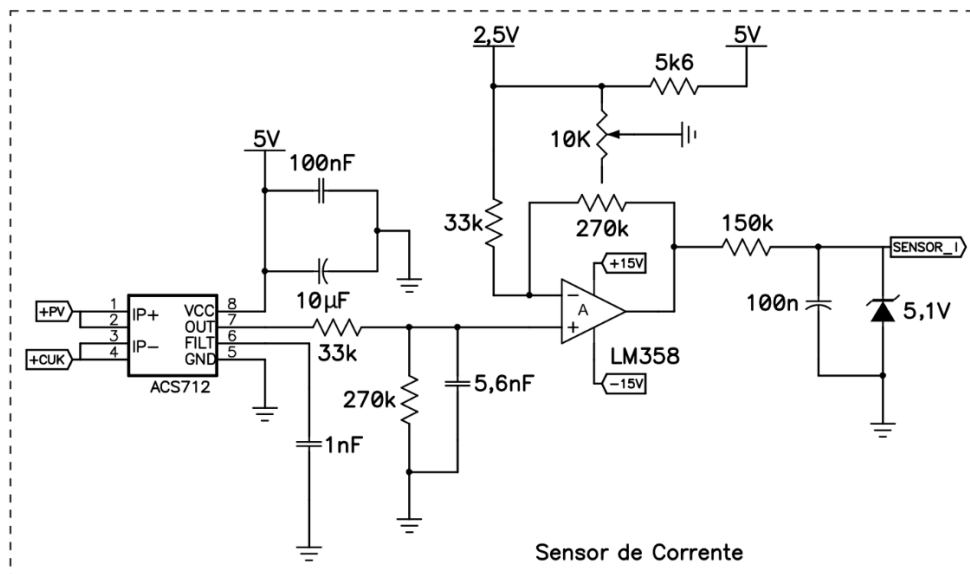
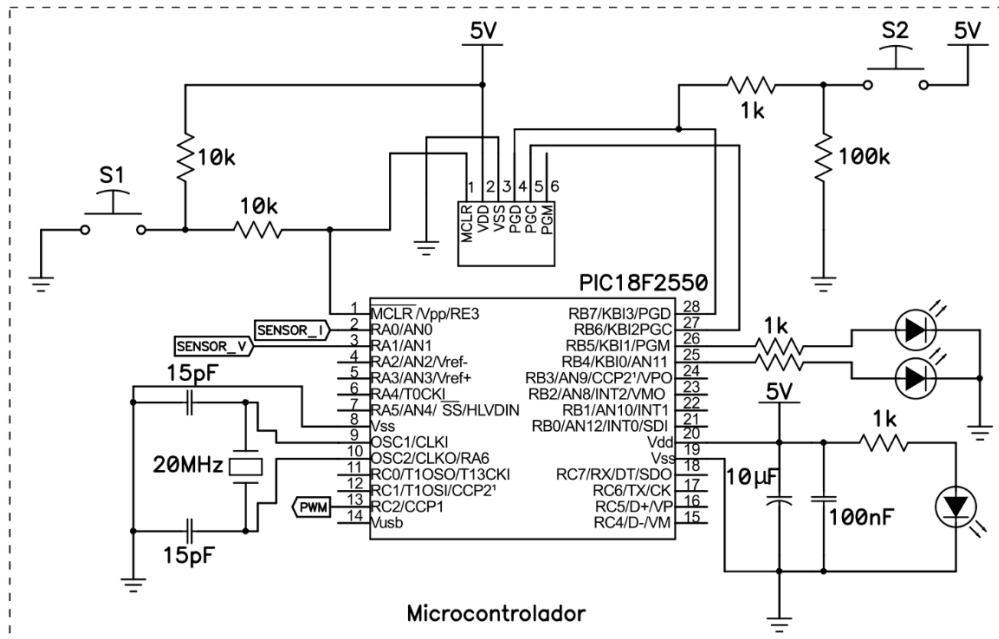
WU, T. F. et al. Design and Development of DC-Distributed System with Grid Connection for Residential Applications. **IEEE - 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia**, p. 235–241, 2011.

ZHAO, Q.; LEE, F. C. High-Efficiency, High Step-up DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 1, p. 65–73, 2003.

APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO DA FERRAMENTA UTILIZADA PARA TRAÇAR AS CURVAS DO MÓDULO FV



APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO DA PLACA UTILIZADA PARA RASTREAR O MPP DO MÓDULO FV



APÊNDICE C - CÓDIGO DO ALGORITMO DE *MPPT P&O* DESENVOLVIDO NO MPLAB X E IMPLEMENTADO NO PIC 18F2550

```
#include <stdlib.h>

#include <delays.h>

#include <adc.h>

#include <timers.h>

#include <pwm.h>

#include <stdio.h>

// Fcristal = 20MHz

// Fosc = 48MHz - Fonte: 96MHz PLL/2

// Tciclo = 4/Fosc = 0,083us

#pragma config PLLDIV = 5

#pragma config CPUDIV = OSC1_PLL2

#pragma config USBDIV = 2

#pragma config FOOSC = HSPLL_HS

#pragma config WDT = OFF // Desabilita o Watchdog Timer (WDT).

#pragma config PWRT = ON // Habilita o Power-up Timer (PWRT).

#pragma config BOR = ON // Brown-out Reset (BOR) habilitado somente no hardware.

#pragma config BORV = 1 // Voltagem do BOR é 4,33V.

#pragma config PBADEN = OFF // RB0,1,2,3 e 4 configurado como I/O digital.

#pragma config LVP = OFF // Desabilita o Low Voltage Program.

#pragma config VREGEN = ON // Habilita o regulador de tensão da USB.

#define Led_1 PORTBbits.RB4

#define Led_2 PORTBbits.RB5

#define Botton PORTBbits.RB7

unsigned long Vmed, Imed;

unsigned char Enviar_Dado, Pisca_Led;
```

```

void ISR_alta_prioridade(void);
#pragma code int_alta=0x08
void int_alta(void)
{
    _asm GOTO ISR_alta_prioridade _endasm
}
#pragma code
#pragma interrupt ISR_alta_prioridade
void ISR_alta_prioridade(void)
{
    static unsigned long acumV, acumI;
    static int acum,x;
    if(Enviar_Dado==1) // Medição da tensão e corrente do módulo FV.
    {
        Vmed=0; // Inicializa a média da tensão e corrente
        Imed=0;
        acumV=0;
        acumI=0;
        acum=0;
        while(acum<=29) //30 med. 6,9ms
        {
            if(INTCONbits.TMR0IF==1) // Cada med. 24us
            {
                if(Botton==1) // Se o botão for apertado, será mostrado o valor de tensão e corrente do AD,
                {
                    // piscando os leds.
                    for (x=0; x>10000; x++)
                    {
                        if (Botton==0) x=0;
                    }
                }
                Botton=0;
            }
        }
    }
}

```

```

        Pisca_Led=1;
    }
    SetChanADC(ADC_CH0); // Carrega o canal analógico 0. (AN0)-Corrente.
    ConvertADC(); // Inicia a conversão
    while(BusyADC()); // Aguarda o fim da conversão
    acumI+=ReadADC(); // Armazena a Corrente

    SetChanADC(ADC_CH1); // Carrega o canal analógico 1. (AN1)-Tensão.
    ConvertADC(); // Inicia a conversão
    while(BusyADC()); // Aguarda o fim da conversão
    acumV+=ReadADC(); // Armazena a Tensão
    acum++; // Contagem das medições.
}
INTCONbits.TMR0IF = 0; // Limpa o flag Timer 0.
TMR0H=0x83; // Tempo de Estouro 200us.
}
Vmed=(acumV/30); // Obtém a média da tensão e corrente após ... leituras.
Imed=(acumI/30);
Enviar_Dado=0; // Após o fim das leituras do AD estas serão analisadas no programa principal
}
if(Enviar_Dado==2) // Começa o processo de incremento da razão cíclica.
{
    if(INTCONbits.TMR0IF==1)
    {
        if(Botton==1) // A razão cíclica será incrementada.
        {
            for (x=0; x>10000; x++)
            {
                if (Botton==0) x=0;
            }
            Botton=0;

```



```

        Pisca_Led++;
        Enviar_Dado=3;
    }
}
}
INTCONbits.TMR0IF = 0; // Limpa o flag Timer 0.
TMR0H=0x83; // Tempo de Estouro 200us.
}
/***** Método MPPT P&O *****/
unsigned int Logica_P_O(unsigned long P,unsigned long Po,short int D,unsigned int Di,unsigned int
passo)
{
    unsigned int Df;
    if(P > Po) // A Potência aumentou
    {
        if(D == 1) Df = Di + passo; // aumenta razão cíclica
        else Df = Di - passo; // diminui razão cíclica
    }
    else // A Potência diminuiu
    {
        if(D == 0) Df = Di + passo; // aumenta razão cíclica
        else Df = Di - passo; // diminui razão cíclica
    }
    if(Df > 168) Df = 166; // limite máximo 70%
    if(Df < 24) Df = 26; // limite mínimo 10%
    return Df; // Retorna a nova razão cíclica
}

int main(int argc, char** argv)
{
    unsigned long P, Po;

```

```

unsigned int Df, Di, passo;

unsigned int V_AD[4], I_AD[4], contador, tempo;

short int D; // Variável que irá verificar se a razão cíclica aumentou ou diminuiu.

```

```

Pisca_Led=0;

tempo=0;

contador=0; // Inicialização

Di = 84; //35%

Df = 0;

Po = 0;

passo = 2; //1% = 2,4

```

```

TRISA = 0b0001111; // RA0 a RA3 - entrada e RA4 a RA6 - saída.

TRISB = 0b11000000; // RB0 a RB5 - saída e RB6 até RB7 - entrada.

TRISC = 0b11000000; // RC0 a RC5 - saída e RC6 a RC7 - entrada.

```

```

OpenTimer0(TIMER_INT_OFF // Desabilita a interrupção do Timer 0.

           &T0_8BIT // Modo de 8bits.

           &T0_SOURCE_INT // Seleciona a fonte interna.

           &T0_PS_1_8); // Prescaler igual a 8 (1:8).

```

```

OpenTimer2(TIMER_INT_OFF // Desabilita a interrupção do Timer2.

           &T2_POST_1_10

           &T2_PS_1_4); // Prescaler igual a 4 (1:4).

```

```

INTCONbits.TMR0IE = 1; // habilita TMR0. // Configuração Timer0

INTCONbits.TMR0IF = 0; // Limpa o flag Timer 0.

TMR0H=0x83; // Tempo de Estouro 200us.

PIR1bits.TMR2IF=0; // Configuração Timer2

IPR1bits.TMR2IP=0;

PIE1bits.TMR2IE=1;

```

```

RCONbits.IPEN=1; // Configuração das prioridades

INTCONbits.GIEH=1;

INTCONbits.GIEL=0;

WriteTimer2(0); // Limpa o registro.

OpenPWM1(59); // período

SetDCPWM1(Df); // Inicializa o duty cycle.

OpenADC(ADC_FOSC_16 // Seleção da fonte de clock para conversão A/D.
        &ADC_RIGHT_JUST // Resultado justificado para a direita.
        &ADC_4_TAD, // Configuração do tempo de aquisição automático. (4*Tad = 3,2us)
        ADC_CH0 // Seleciona o canal 0 (AN0)
        &ADC_INT_OFF // Interrupção desabilitada.
        &ADC_VREFPLUS_VDD // Vref+ = Vcc
        &ADC_VREFMINUS_VSS, // Vref- = Vss
        ADC_4ANA); // Habilita o canal AN0 a AN3.

Delay10TCYx(5); // Delay de 50 ciclos de máquina.

Enviar_Dado=2; // Fica esperando o botão ser apertado para incrementar o PWM.

while(1)
{
    /******* Método MPPT *****/

    if(Enviar_Dado==0) // Cada atualização da razão cíclica será em 7,1ms.
    {
        P = (Vmed)*(Imed); // Cálculo da nova potência.

        if(P != Po) // Se a potência atual é diferente da potência anterior.
        {
            Df = Logica_P_O(P,Po,D,Di,passo); // Chamada a função que faz a lógica P&O.

            if(Df >= Di) D = 1; // Razão cíclica aumentou.
        }
    }
}

```

```

else D = 0; // Razão cíclica diminuiu.

Di = Df; // Razão ciclica anterior recebe a atual.

Po = P; // Potência anterior recebe a atual.

SetDCPWM1(Df); // Atualiza a nova largura de pulso (PWM).
}
else Df = Di;

/***** Pisca os leds de acordo com os valor lidos no AD *****/
if(Pisca_Led==1)
{
    Led_1=1;

    Led_2=1;

    Delay10KTCYx(500);

    Delay10KTCYx(500);

    Led_1=0;

    Led_2=0;

    Delay10KTCYx(500);

    Delay10KTCYx(500);

    // Armazena o valor da corrente após ser convertida pelo AD

    I_AD[0]=Imed/1000; // Milhar
    I_AD[1]=(Imed-((I_AD[0])*1000))/100; // Centena
    I_AD[2]=(Imed-(((I_AD[0])*1000)+((I_AD[1])*100)))/10; // Dezena
    I_AD[3]=(Imed-(((I_AD[0])*1000)+((I_AD[1])*100)+((I_AD[2])*10))); // Unidade

    /*** Pisca o Led_1 de acordo com o valor presente no I_AD ***/
    while (contador<4)
    {
        while(tempo<I_AD[contador]) // Piscará o valor da Milhar, depois a Centena ...
        {
            Led_1=1;

```

```
    Delay10KTCYx(500);
    Delay10KTCYx(500);
    Led_1=0;
    Delay10KTCYx(500);
    Delay10KTCYx(500);
    tempo++;
}
// Com um piscar dos leds muda de casa decimal
Led_1=1;
Led_2=1;
Delay10KTCYx(500);
Delay10KTCYx(500);
Led_1=0;
Led_2=0;
Delay10KTCYx(500);
Delay10KTCYx(500);
contador++;
tempo=0;
}
// Com três piscar dos leds muda a leitura para a tensão
Led_1=1;
Led_2=1;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=0;
Led_2=0;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=1;
Led_2=1;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=0;
Led_2=0;
```

```

Delay10KTCYx(500);

Led_1=1;

Led_2=1;

Delay10KTCYx(500);

Led_1=0;

Led_2=0;

Delay10KTCYx(500);

// Armazena o valor de tensão após ser convertido pelo AD
V_AD[0]=Vmed/1000;
V_AD[1]=(Vmed-((V_AD[0])*1000))/100;
V_AD[2]=(Vmed-(((V_AD[0])*1000)+((V_AD[1])*100)))/10;
V_AD[3]=(Vmed-(((V_AD[0])*1000)+((V_AD[1])*100)+((V_AD[2])*10)));
contador=0; // Inicializa o contador

/**/ Pisca o Led_2 de acordo com o valor presente no V_AD ***/
while (contador<4)
{
    while(tempo<V_AD[contador]) // Piscará o valor da Milhar, depois a Centena ...
    {
        Led_2=1;

        Delay10KTCYx(500);

        Delay10KTCYx(500);

        Led_2=0;

        Delay10KTCYx(500);

        Delay10KTCYx(500);

        tempo++;
    }

    // Com um piscar dos leds muda de casa decimal

    Led_1=1;

    Led_2=1;

```

```

    Delay10KTCYx(500);
    Delay10KTCYx(500);
    Led_1=0;
    Led_2=0;
    Delay10KTCYx(500);
    Delay10KTCYx(500);
    contador++;
    tempo=0;
}
contador=0;
Pisca_Led=0;
}
Enviar_Dado=1; // Ler o valor da tensão e corrente no AD
}
/**/ Atualização da razão cíclica após o botão ser apertado /**/
if(Enviar_Dado==3)
{
    if(Pisca_Led>0 && Pisca_Led<5) // Será incrementada a razão cíclica até 40%.
    {
        Led_1=1; // Um piscar dos leds indica que a razão cíclica foi incrementada
        Led_2=1;
        Delay10KTCYx(500);
        Delay10KTCYx(500);
        Led_1=0;
        Led_2=0;
        Df=Df+24; // Incremento da razão cíclica em 10%.
        SetDCPWM1(Df); // Atualiza a nova largura de pulso (PWM).

        if(Pisca_Led==4) // Fim de incremento da razão cíclica e início do MPPT.
        {
            Delay10KTCYx(500); // No quarto incremento da razão cíclica os leds picarão três vezes.

```

```
Led_1=1;
Led_2=1;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=0;
Led_2=0;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=1;
Led_2=1;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=0;
Led_2=0;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=1;
Led_2=1;
Delay10KTCYx(500);
Led_1=0;
Led_2=0;
Delay10KTCYx(500);
Enviar_Dado=1; //Ler o valor da tensão e corrente no AD
Pisca_Led=0;
}
else
{
    Enviar_Dado=2; //Aguarda o botão ser apertado para incrementar o PWM.
}
}
}
}
```


APÊNDICE D - PLANILHA DE DIMENSIONAMENTO DO CONVESOR

Desenvolvedores: Manuel Vasconcelos, Francilino Araújo, Kleber Souza e Edilson Sá

1 PARÂMETROS DO CONVERSOR

$P_i := 200$	[W]	(Potência de entrada)
$V_i := 24$	[V]	(Tensão de entrada)
$V_o := 380$	[V]	(Tensão de saída)
$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	(Frequência de operação)
$\eta := 0.95$		(Rendimento do conversor)
$n := 4$		(Relação de espiras)
$k := 1$		(Fator de acoplamento do indutor acoplado)

2 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

2.1 Razão Cíclica

$$D := \frac{[V_i \cdot (1 + 2 \cdot n) - V_o]}{V_i \cdot (n - 1) - V_o} = 0.53$$

2.2 Ganho Estático

$$G := \frac{V_i [1 + D + n \cdot (2 - D)]}{1 - D} = 380$$

2.3 Potência de Saída

$$P_o := P_i \cdot \eta = 190 \quad [W]$$

2.4 Corrente de Saída

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 0.5 \quad [A]$$

2.5 Corrente de Entrada

$$I_i := \frac{P_i}{V_i} = 8.33 \quad [A]$$

2.6 Variação da Corrente do Indutor Acoplado

$$\Delta_{IL} := 60\% \cdot I_i = 5 \quad [\text{A}]$$

2.7 Indutor Primário

$$L_p := \frac{V_i \cdot D}{\Delta_{IL} \cdot f_s} = 51.1 \times 10^{-6} \quad [\text{H}] \quad (\text{Indutância do primário})$$

$$I_{P_med} := \frac{V_o \cdot I_o}{V_i} = 7.92 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente média do primário})$$

$$I_{P_ef} := I_i \cdot \sqrt{D} = 6.08 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente eficaz do primário})$$

$$I_{P_max} := I_i + \frac{\Delta_{IL}}{2} = 10.833 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente máxima do primário})$$

$$I_{P_min} := I_i - \frac{\Delta_{IL}}{2} = 5.83 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente mínima do primário})$$

2.8 Indutor Secundário

$$L_s := n^2 \cdot L_p = 817.9 \times 10^{-6} \quad [\text{H}] \quad (\text{Indutância do secundário})$$

$$I_{S_med} := \frac{I_{P_med}}{n} = 1.98 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente média no secundário})$$

$$I_{S_ef} := \frac{I_o}{1 - D} = 1.07 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente eficaz do secundário})$$

$$I_{S_max} := \frac{I_{P_max}}{n} = 2.71 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente de pico no secundário})$$

2.9 Indutância Mutua

$$M := k \cdot \sqrt{L_p \cdot L_s} = 204.5 \times 10^{-6} \quad [\text{H}]$$

2.10 Variação da Corrente do Indutor de Saída

$$\Delta_{ILO} := 30\% \cdot I_o = 0.15 \quad [\text{A}]$$

2.11 Indutor de Saída

$$L_o := \frac{V_i \cdot D}{\Delta I_{Lo} \cdot f_s} = 1.7 \times 10^{-3} \quad [\text{H}] \quad (\text{Indutância de saída})$$

$$I_{Lo_med} := I_o = 0.5 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente média})$$

$$I_{Lo_ef} := I_o = 0.5 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente eficaz})$$

$$I_{Lo_max} := I_o + \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = 0.58 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente máxima})$$

$$I_{Lo_min} := I_o - \frac{\Delta I_{Lo}}{2} = 0.43 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente mínima})$$

2.12 Nível de Tensão nos Capacitores

$$V_{C12} := \left(\frac{V_i}{1 - D} \right) = 51.33 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão média nos capacitores C1 e C2})$$

$$V_{C34} := V_i \cdot n = 96 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão média nos capacitores C3 e C4})$$

$$V_{C5} := \frac{[V_{C34} \cdot (2 - D)]}{1 - D} = 301.33 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão média no capacitor C5})$$

3 ANÁLISE DE PERDAS NOS COMPONENTES

3.1 Transistor MOSFET IRFB4310

$$I_{S_max} := I_{P_max} + I_{P_med} = 18.75 \quad [A] \text{ (Corrente máxima)}$$

$$I_{S_med} := \left(\frac{D}{2}\right) \cdot (I_{P_min} + I_{S_max}) = 6.54 \quad [A] \text{ (Corrente média)}$$

$$I_{S_ef} := \sqrt{\left(\frac{D}{4}\right) \cdot \left[(2 \cdot I_{P_min})^2 + (2 \cdot I_{P_min}) \cdot I_{S_max} + (I_{S_max})^2 \right]} = 9.7 \quad [A] \text{ (Corrente eficaz)}$$

$$V_{S_max} := \frac{V_i}{1 - D} = 51.33 \quad [V] \text{ (Tensão máxima)}$$

$$V_{S_med} := V_{S_max} \cdot (1 - D) = 24 \quad [V] \text{ (Tensão média)}$$

$$V_{S_ef} := V_{S_max} \cdot \sqrt{1 - D} = 35.1 \quad [V] \text{ (Tensão eficaz)}$$

3.1.1 Dados:

$$I_{CM} := I_{S_ef} \quad [A] \text{ (Corrente de coletor nominal)}$$

$$V_{CE} := V_{S_max} \quad [V] \text{ (Tensão coletor emissor)}$$

$$I_{Dss} := 250 \cdot 10^{-6} \quad [A] \text{ (Corrente de saturação de dreno p/ 125°C)}$$

$$R_{DS} := 5.6 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega] \text{ (Resistência no estado ligado)}$$

$$t_{rN} := 110 \cdot 10^{-9} \quad [s] \text{ (Tempo de subida)}$$

$$t_{fN} := 78 \cdot 10^{-9} \quad [s] \text{ (Tempo de descida)}$$

$$t_{conT} := D \cdot \frac{1}{f_s} = 1.06 \times 10^{-5} \quad [s] \text{ (Tempo de condução)}$$

$$T := \frac{1}{f_s} = 2 \times 10^{-5} \quad (\text{Período})$$

$$C_{rSS} := 280 \cdot 10^{-12} \quad [F] \text{ (Reverse Transfer Capacitance)}$$

$$C_{oss} := 540 \cdot 10^{-12} \quad [F] \text{ (Output Capacitance)}$$

3.1.2 Calculo da capacitância efetiva

$$C_{ds50} := C_{oss} - C_{rSS} = 260 \times 10^{-12} \quad [F] \text{ (Capacitância efetiva para a tensão de operação no datasheet "50V")}$$

$$C_{ds} := \sqrt{50} \cdot \frac{C_{ds50}}{\sqrt{V_{S_max}}} = 256.6 \times 10^{-12} \quad [\text{F}] \quad (\text{Capacitância corrigida p/ tensão de operação "VSpico"})$$

3.1.3 Perda na condução

$$P_{rDS} := R_{DS} \cdot I_{S_ef}^2 = 526.61 \times 10^{-3} \quad [\text{W}]$$

3.1.4 Perda por comutação no ligar

$$P_{on} := \frac{2}{3} f_s \cdot C_{ds} \cdot V_{S_max}^2 = 22.54 \times 10^{-3} \quad [\text{W}]$$

3.1.5 Perda por comutação no desligar

$$P_{off} := \frac{4}{3} f_s \cdot C_{ds} \cdot V_{S_max}^2 = 45.08 \times 10^{-3} \quad [\text{W}]$$

3.1.6 Potência dissipada transistor

$$P_{totT} := P_{on} + P_{off} + P_{rDS} = 594.22 \times 10^{-3} \quad [\text{W}]$$

3.2 Diodo D1 ou D2 (MBR580)

$$I_{D12_max} := \frac{I_{Lp_max}}{2} = 5.417 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente máxima})$$

$$I_{D12_med} := \left(\frac{1-D}{2} \right) \cdot \left(\frac{I_i}{2} - 3 \cdot I_o \right) = 0.62 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente média})$$

$$I_{D12_ef} := \frac{I_{D12_med}^2}{(1-D)^2} = 1.78 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente eficaz})$$

$$V_{D12_max} := \frac{V_i}{1-D} = 51.33 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão máxima})$$

$$V_{D12_med} := V_{D12_max} \cdot D = 27.33 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão média})$$

$$V_{D12_ef} := V_{D12_max} \sqrt{D} = 37.46 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão eficaz})$$

3.2.1 Dados:

$$V_{RM} := V_{D12_max} \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão reversa})$$

$$I_{Tr} := 0.2 \cdot 10^{-3} \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente de recuperação reversa p/ 50°C})$$

$t_{rr} := 10 \cdot 10^{-9}$	[s]	(Tempo de recuperação reversa)
$V_{Fo} := 0.7$	[V]	(Tensão de limiar do diodo)
$V_{FN} := 0.80$	[V]	(Queda de tensão nominal sobre o diodo)
$I_{FN} := I_{D12_ef}$	[A]	(Corrente de condução nominal do diodo)
$I_{D12_med} = 0.62$	[A]	(Corrente média no intervalo de tempo de condução)
$t_b := \frac{t_{rr}}{3} = 3.33 \times 10^{-9}$	[s]	

3.2.2 Comutação

$$P_{comD12} := \left(\frac{1}{2}\right) \cdot V_{RM} \cdot I_{rr} \cdot t_b \cdot f_s = 8.556 \times 10^{-7} \quad [W]$$

3.2.3 Condução

$$P_{conD12} := \left[V_{Fo} + (V_{FN} - V_{Fo}) \cdot \frac{(I_{D12_med})}{I_{FN}} \right] \cdot I_{D12_med} \cdot \frac{(1 - D)}{2} = 0.11 \quad [W]$$

3.2.4 Potência dissipada diodo

$$P_{totD12} := (P_{comD12} + P_{conD12}) = 0.11 \quad [W]$$

3.3 Diodo D3 ou D4 (IDT02S60C)

$$I_{D34_med} := I_o = 0.5 \quad [A] \quad (\text{Corrente média})$$

$$I_{D34_max} := \frac{I_{D34_med}^2}{D} = 1.88 \quad [A] \quad (\text{Corrente máxima})$$

$$I_{D34_ef} := I_{D34_max} \sqrt{\frac{D}{3}} = 0.79 \quad [A] \quad (\text{Corrente eficaz})$$

$$V_{D34_max} := \frac{V_i \cdot n}{1 - D} = 205.33 \quad [V] \quad (\text{Tensão máxima})$$

$$V_{D34_med} := V_{D34_max} \cdot (1 - D) = 96 \quad [V] \quad (\text{Tensão média})$$

$$V_{D34_ef} := V_{D34_max} \sqrt{1 - D} = 140.4 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão eficaz})$$

3.3.1 Dados:

$$V_{RM34} := V_{D34_max} \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão reversa})$$

$$I_{rr34} := 3 \cdot 10^{-6} \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente de recuperação reversa p/ } 50^\circ\text{C})$$

$$t_{rr34} := 10 \cdot 10^{-12} \quad [\text{s}] \quad (\text{Tempo de recuperação reversa})$$

$$V_{Fo34} := 1.7 \quad [\text{V}] \quad (\text{Tensão de limiar do diodo})$$

$$V_{FN34} := 2.1 \quad [\text{V}] \quad (\text{Queda de tensão nominal sobre o diodo})$$

$$I_{FN34} := I_{D34_ef} \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente de condução nominal do diodo})$$

$$I_{D34_med} = 0.5 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente média no intervalo de tempo de condução})$$

$$t_{b34} := \frac{t_{rr}}{3} = 3.33 \times 10^{-9} \quad [\text{s}]$$

3.3.2 Comutação

$$P_{comD34} := \left(\frac{1}{2}\right) \cdot V_{RM34} \cdot I_{rr34} \cdot t_{b34} \cdot f_s = 5.133 \times 10^{-8} \quad [\text{W}]$$

3.3.3 Condução

$$P_{conD34} := \left[V_{Fo34} + (V_{FN34} - V_{Fo34}) \cdot \frac{(I_{D34_med})}{I_{FN34}} \right] \cdot I_{D34_med} \cdot D = 0.52 \quad [\text{W}]$$

3.3.4 Potência dissipada diodo

$$P_{totD34} := (P_{comD34} + P_{conD34}) = 0.52 \quad [\text{W}]$$

3.4 Diodo D5 (IDT02S60C)

$$I_{D5_med} := I_o = 0.5 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente média})$$

$$I_{D5_max} := \frac{I_{D5_med} \cdot 2}{1 - D} = 2.14 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente máxima})$$

$$I_{D5_ef} := I_{D5_max} \cdot \frac{\sqrt{(1 - D)}}{2} = 0.731 \quad [\text{A}] \quad (\text{Corrente eficaz})$$

$$V_{D5_max} := \frac{V_i \cdot n}{1 - D} = 205.33 \quad [V] \quad (\text{Tensão máxima})$$

$$V_{D5_med} := V_{D5_max} \cdot D = 109.33 \quad [V] \quad (\text{Tensão média})$$

$$V_{D5_ef} := V_{D5_max} \cdot \sqrt{D} = 149.83 \quad [V] \quad (\text{Tensão eficaz})$$

3.4.1 Dados:

$$V_{RM5} := V_{D5_max} \quad [V] \quad (\text{Tensão reversa})$$

$$I_{rr5} := 3 \cdot 10^{-6} \quad [A] \quad (\text{Corrente de recuperação reversa p/ 25°C})$$

$$t_{rr5} := 10 \cdot 10^{-12} \quad [s] \quad (\text{Tempo de recuperação reversa})$$

$$V_{Fo5} := 1.7 \quad [V] \quad (\text{Tensão de limiar do diodo})$$

$$V_{FN5} := 2.1 \quad [V] \quad (\text{Queda de tensão nominal sobre o diodo})$$

$$I_{FN5} := I_{D5_ef} \quad [A] \quad (\text{Corrente de condução nominal do diodo})$$

$$I_{D5_med} = 0.5 \quad [A] \quad (\text{Corrente média no intervalo de tempo de condução})$$

$$t_{b5} := \frac{t_{rr}}{3} = 3.33 \times 10^{-9} \quad [s]$$

3.4.2 Comutação

$$P_{comD5} := \left(\frac{1}{2}\right) \cdot V_{RM5} \cdot I_{rr5} \cdot t_{b5} \cdot f_s = 5.133 \times 10^{-8} \quad [W]$$

3.4.3 Condução

$$P_{conD5} := \left[V_{Fo5} + (V_{FN5} - V_{Fo5}) \cdot \frac{(I_{D5_med})}{I_{FN5}} \right] \cdot I_{D5_med} \cdot (1 - D) = 0.46 \quad [W]$$

3.4.4 Potência dissipada diodo

$$P_{totD5} := P_{comD5} + P_{conD5} = 0.46 \quad [W]$$

APÊNDICE E - PLANILHA DE DESENVOLVIMENTO DOS INDUTORES ACOPLADO

Desenvolvedores: Manuel Vasconcelos, Francilino Araújo, Kleber Souza e Edilson Sá

1 - Especificações:

$\Delta I_L := 5$	[A]	(Variação da corrente)
$L1 := 51 \cdot 10^{-6}$	[H]	(Indutância do primário)
$IL1_{peak} := 10.8$	[A]	(Valor de pico da corrente no primário)
$IL1_{rms} := 6$	[A]	(Valor eficaz da corrente no primário)
$IL1_{cc} := 7.9$	[A]	(Valor médio da corrente no primário)
$L2 := 818 \cdot 10^{-6}$	[H]	(Indutância no secundário)
$IL2_{peak} := 2.7$	[A]	(Valor de pico da corrente no secundário)
$IL2_{rms} := 1.1$	[A]	(Valor eficaz da corrente no secundário)
$IL2_{cc} := 1.9$	[A]	(Valor médio da corrente no secundário)
$f := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	(Frequência de operação)
$D_{max} := 0.6$		(Ração cíclica)
$K_w := 0.4$		(Fator de enrolamento)
$J := 400$	[A/cm ²]	(Densidade de corrente)
$B_{max} := 0.3$	[T]	(Densidade de fluxo máximo)
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	(Permeabilidade do ar)
$\rho_c := 0.8$	[Ω*m]	(Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1)
$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[Ω*m]	(Resistividade do cobre p/ 100°C)
$N := 4$		(Relação de espiras)
$P_v := 100$	[mW/cm ³]	(Perdas relativas do núcleo, Datasheet)
$f_n := 25 \cdot 10^3$	[Hz]	(Frequência de operação do núcleo, Datasheet)
$B_n := 200$	[mT]	(Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet)

Harmônicos de corrente inserir valores

$n := 1 .. 5$ (Número de harmônicos)

$$I_{1mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 9.6 \\ 2.6 \\ 0.98 \\ 0.95 \\ 0.08 \end{pmatrix} \quad I_{2mn} := \begin{pmatrix} 0 \\ 2.1 \\ 0.65 \\ 0.21 \\ 0.22 \\ 0.02 \end{pmatrix}$$

<--- Definir os valores das harmônicas

Obs.: Obtido pela função FFT do PSIM.

2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$\pi := 3.141592654$

```
AWG(Diametro_fio) :=
  r ← 50
  while Diametro_fio ≥  $\frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}}$ 
    r ← r - 1
  r
```

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.034$ [cm²] (Profundidade de penetração)

Diametro_máximo := $2 \cdot \delta = 0.068$ [cm]

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e empilhamento das espiras)

[Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

Diametro_otimo := $2 \cdot \delta \cdot 0.37 = 0.025$ [cm]

AWG(Diametro_otimo) = 30 [AWG]

AWG_utilizado := AWG(Diametro_otimo)

AWG_utilizado = 30 [AWG]

PRIMÁRIO

AWG_utilizado := 25 <<<< **REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO**

Diâmetro máximo do fio sem isolamento:

$$Di_1 := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} \quad Di_1 = 0.045 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento:

$$Sfio_pelicular := \pi \cdot \left(\frac{Di_1}{2} \right)^2 = 1.624 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha dos fios para os enrolamentos:

$$A1_{Cu} := \frac{IL1_{rms}}{J} = 0.015 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos nos enrolamentos:

$$Nfios_1 := \text{ceil} \left(\frac{A1_{Cu}}{Sfio_pelicular} \right) \quad Nfios_1 = 10$$

$$Apr_{Cu} := \frac{A1_{Cu}}{Nfios_1} = 1.5 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

SECUNDÁRIO

AWG_utilizado_s := 29 <<<< **REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO**

Diâmetro máximo do fio sem isolamento:

$$Di_2 := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado_s}{20}} \quad Di_2 = 0.029 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento:

$$Sfio_peliculars := \pi \cdot \left(\frac{Di_2}{2} \right)^2 = 6.463 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha dos fios para os enrolamentos:

$$A2_{Cu} := \frac{IL_{rms}^2}{J} = 2.75 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

$$N_{fios_2} := \text{ceil}\left(\frac{A2_{Cu}}{S_{fio_peliculars}}\right) \quad N_{fios_2} = 5$$

$$Asr_{Cu} := \frac{A2_{Cu}}{N_{fios_2}} = 5.5 \times 10^{-4} \quad [cm^2]$$

Fio a serem utilizados

$$AWG_{utilizado} = 25 \quad N_{fios_1} = 10 \quad (\text{Primário})$$

$$AWG_{utilizado_s} = 29 \quad N_{fios_2} = 5 \quad (\text{Secundário})$$

PRIMÁRIO

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Di_{1_iso} := Di_1 + 0.028\sqrt{Di_1} = 0.051 \quad [cm]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_{1_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{Di_{1_iso}}{2}\right)^2 = 2.078 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

Densidade de corrente final será:

$$J_{final} := \frac{IL_{rms}}{S_{fio_pelicular} \cdot N_{fios_1}} = 369.567 \quad [A/cm^2]$$

SECUNDÁRIO

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Di_{2_iso} := Di_2 + 0.028\sqrt{Di_2} = 0.033 \quad [cm]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio}_{2_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{Di_{2_iso}}{2} \right)^2 = 8.777 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final será:

$$J_{2_final} := \frac{IL_{2_rms}}{S_{\text{fio_peliculars}} \cdot N_{\text{fios}_2}} = 340.381 \quad [\text{A/cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$Po := 200$$

$$kv := 0.4$$

$$ku := 0.5$$

$$\eta := 0.95$$

$$AeAw := \frac{\sqrt{\frac{4}{3} \cdot D_{\text{max}} \frac{Po}{\eta} \cdot 10^4}}{kv \cdot ku \cdot J \cdot f \cdot B_{\text{max}}} = 1.569$$

<--- Aproximado pelo cálculo de um flyback.

$$AeAw = 1.569 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NÚCLEO

$$\text{nucleo} := \text{"EE4012_Mag"}$$

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 2.45 \\ 0.714 \\ 3000 \\ 5.6 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE3007_Mag"}$$

$$\begin{pmatrix} 1.22 \\ 1.19 \\ 8.174 \\ 1.45 \\ 3000 \\ 6.7 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE3014_Mag"}$$

$$\begin{pmatrix} 1.53 \\ 1.7 \\ 6.164 \\ 2.6 \\ 3000 \\ 7 \\ 7.9 \\ 1.1 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE4012_Mag"}$$

$$\begin{pmatrix} 2.4 \\ 2.56 \\ 12.69 \\ 6.14 \\ 3000 \\ 10.5 \\ 9.7 \\ 1.5 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE4220_Mag"}$$

$A_e = 1.53$	[cm ²]	(Área da seção)
$A_w = 1.7$	[cm ²]	(Área da janela)
$V_e = 6.164$	[cm ³]	(Volume efetivo)
$A_e A_w = 2.6$	[cm ⁴]	(Produto da área do núcleo)
$\mu_{rc} = 3 \times 10^3$		(Permeabilidade relativa)
$l_t = 7$	[cm]	(Comprimento médio de uma espira)
$l_e = 7.9$	[cm]	(Comprimento efetivo)
$D = 1.1$	[cm]	(Comprimento da janela)

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL_1 := \text{ceil} \left(\frac{L_1 \cdot IL_{\text{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\text{max}}} \right) = 13 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL_2 := NL_1 \cdot N = 52 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot NL_1^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_1}$$

$$l_g = 0.064 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

PRIMÁRIO

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$De_1 := \sqrt{\frac{(AI_{Cu} \cdot 4)}{\pi}} = 0.138 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$De_{1_iso} := De_1 + N_{fios_1} \cdot 0.028 \sqrt{De_1} = 0.242 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{1_camadas} := \frac{2D}{De_{1_iso}} = 9.08 \quad (\text{Número de fios por camada})$$

$$N_{l_1} := \frac{NL_1}{N_{1_camadas}} = 1.432 \quad (\text{Número de camadas})$$

SECUNDÁRIO

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$De_2 := \sqrt{\frac{(A^2_{Cu} \cdot 4)}{\pi}} = 0.059 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$De_{2_iso} := De_2 + N_{fios_2} \cdot 0.028 \sqrt{De_2} = 0.093 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{2_camadas} := \frac{2D}{De_{2_iso}} = 23.598 \quad (\text{Número de fios por camada})$$

$$N_{l_2} := \frac{NL_2}{N_{2_camadas}} = 2.204 \quad (\text{Número de camadas})$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A1_{Cu_isol} := S_{fio1_iso} \cdot NL_1 \cdot N_{fios1}$$

$$A1_{Cu_isol} = 0.27 \quad [cm^2]$$

$$A2_{Cu_isol} := S_{fio2_iso} \cdot NL_2 \cdot N_{fios2}$$

$$A2_{Cu_isol} = 0.228 \quad [cm^2]$$

$$A_{Cu_isol.total} := A1_{Cu_isol} + A2_{Cu_isol}$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol.total}}{A_w} \quad ku = 0.293$$

$$Possibilidade := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator ku é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE4012_Mag"		(Núcleo utilizado)
$A_e = 1.53$	[cm ²]	(Área da seção)
$A_w = 1.7$	[cm ²]	(Área da janela)
$V_e = 6.164$	[cm ³]	(Volume efetivo)
$A_e A_w = 2.6$	[cm ⁴]	(Produto da área do núcleo)
$\mu_{rc} = 3 \times 10^3$		(Permeabilidade relativa)
$l_t = 7$	[cm]	(Comprimento médio de uma espira)
$l_e = 7.9$	[cm]	(Comprimento efetivo)

5.1 Perdas no Núcleo

$\Delta B := \frac{B_{\max} \Delta I_L}{I L l_{\text{peak}}} = 0.139$	[T]	(Variação da densidade de fluxo)
$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.069$	[T]	(Amplitude da densidade de fluxo pág 124 livro Kazimierczuk)
$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \frac{\mu_0}{10^{-7}}} = 1.061 \times 10^{-4}$		(Coeficiente de perdas por histerese)
$K_E := \frac{(\pi \cdot A_e) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 1.502 \times 10^{-4}$		(Coeficiente de perdas por correntes parasitas)
$\alpha := \frac{P_v \cdot 10^{-3}}{f_n \cdot (B_n \cdot 10^{-3})^2} = 1 \times 10^{-4}$		(Coeficiente de perdas no núcleo)
$P_H := B_m^2 \cdot \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.149$	[W]	(Perdas por histerese)
$P_E := B_m^2 K_E f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 0.011$	[W]	(Perdas por correntes parasitas)
$P_n := P_H + P_E = 0.16$	[W]	(Perdas do núcleo)

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$lw_1 := NL_1 \cdot l_t = 91 \quad [\text{cm}] \quad (\text{Primário})$$

$$lw_2 := NL_2 \cdot l_t = 364 \quad [\text{cm}] \quad (\text{Secundário})$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc1} := \frac{\rho_w}{N_{fios1}} \cdot \frac{4 \cdot lw_1 \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (Di_1 \cdot 10^{-2})^2} = 12.892 \times 10^{-3} \quad [\Omega] \quad (\text{Primário})$$

$$R_{wcc2} := \frac{\rho_w}{N_{fios2}} \cdot \frac{4 \cdot lw_2 \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (Di_2 \cdot 10^{-2})^2} = 259.061 \times 10^{-3} \quad [\Omega] \quad (\text{Secundário})$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wDC}) são dependentes da resistência (R_{wDC}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc1} := IL_{rms}^2 \cdot R_{wcc1} = 0.464 \quad [\text{W}]$$

$$P_{wcc2} := IL_{rms}^2 \cdot R_{wcc2} = 0.313 \quad [\text{W}]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wAC}) são independentes da corrente no indutor e são proporcionais à variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$d_p := 0.8 \cdot (d_i / p)$ (Diâmetro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo")

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_1 := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{Di_1}{\delta}\right) \cdot \sqrt{d_p} = 0.994 \quad (\text{Primário})$$

$$A_2 := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{Di_2}{\delta}\right) \cdot \sqrt{d_p} = 0.627 \quad (\text{Secundário})$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$FRS_{1n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A_1 \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A_1 \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A_1 \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A_1 \cdot \sqrt{n})} = \dots \quad (\text{Primário})$$

$$FRS_{2n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A_2 \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A_2 \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A_2 \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A_2 \cdot \sqrt{n})} = \dots \quad (\text{Secundário})$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$FRP_{1n} := \frac{(\sinh(A_1 \cdot \sqrt{n}) - \sin(A_1 \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A_1 \cdot \sqrt{n}) + \cos(A_1 \cdot \sqrt{n})} = \dots \quad (\text{Primário})$$

$$FRP_{2n} := \frac{(\sinh(A_2 \cdot \sqrt{n}) - \sin(A_2 \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A_2 \cdot \sqrt{n}) + \cos(A_2 \cdot \sqrt{n})} = \dots \quad (\text{Secundário})$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$FRn_{1n} := A_1 \cdot \sqrt{n} \cdot \left[FRS_{1n} + 2 \cdot (N_{l1}^2 - 1) \cdot \frac{FRP_{1n}}{3} \right] = \dots \quad (\text{Primário})$$

$$FRn_{2n} := A_2 \sqrt{n} \cdot \left[FRS_{2n} + 2 \cdot (Nl_2^2 - 1) \cdot \frac{FRP_{2n}}{3} \right] = \dots \quad (\text{Secundário})$$

5.3.6 Fator de Perdas do Enrolamento

$$FRhca_{1n} := \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left[FRn_{1n} \cdot \left(\frac{I_{1mn_n}}{IL_{1rms}} \right)^2 \right] = \dots$$

$$FRhca_1 := \sum FRhca_{1n} = 1.756 \quad (\text{Primário})$$

$$FRhca_{2n} := \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left[FRn_{2n} \cdot \left(\frac{I_{2mn_n}}{IL_{2rms}} \right)^2 \right] = \dots$$

$$FRhca_2 := \sum FRhca_{2n} = 2.271 \quad (\text{Secundário})$$

5.3.7 Potência Dissipada CA pelo Enrolamento

$$Pwca_1 := Pwcc_1 \cdot FRhca_1 = 0.815 \quad [W] \quad (\text{Primário})$$

$$Pwca_2 := Pwcc_2 \cdot FRhca_2 = 0.712 \quad [W] \quad (\text{Secundário})$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$Pw := Pwcc_1 + Pwca_1 + Pwcc_2 + Pwca_2 = 2.304 \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := Pw + P_n = 2.464 \quad [W]$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE4012_Mag"		(Núcleo utilizado)
lg = 0.064	[cm]	(Gap)
ku = 0.293		(Possibilidade de execução $ku < 0.4$)
Possibilidade = "OK"		

PRIMÁRIO

NL ₁ = 13		(Número de espiras)
AWG_utilizado = 25	[AWG]	(Tipo de Fio)
Nfios ₁ = 10		(Número de fios em paralelo)
J _{1final} = 369.567	[A/cm ²]	(Densidade final de corrente)

SECUNDÁRIO

NL ₂ = 52		(Número de espiras)
AWG_utilizado _s = 29	[AWG]	(Tipo de Fio)
Nfios ₂ = 5		(Número de fios em paralelo)
J _{2final} = 340.381	[A/cm ²]	(Densidade final de corrente)

PERDAS

P _H = 0.149	[W]	(Perdas por histerese no núcleo)
P _E = 0.011	[W]	(Perdas por corrente parasitas no núcleo)
P _n = 0.16	[W]	(Perdas totais no núcleo)
P _{wcc1} = 0.464	[W]	(Perdas CC no cobre do primário)
P _{wcc2} = 0.313	[W]	(Perdas CC no cobre do secundário)
P _{wca1} = 0.815	[W]	(Perdas CA no cobre do primário)
P _{wca2} = 0.712	[W]	(Perdas CA no cobre do secundário)
P _w = 2.304	[W]	(Perdas totais no cobre)
P _t = 2.464	[W]	(Perdas totais no indutor)
$\frac{P_t \cdot 100}{200} = 1.232$	[%]	(Porcentagem das perdas no indutor)

APÊNDICE F - PLANILHA DE DESENVOLVIMENTO DO INDUTOR DE SAÍDA

Desenvolvedores: Manuel Vasconcelos, Francilino Araújo, Kleber Souza e Edilson Sá

1 - Especificações:

$L := 1.7 \cdot 10^{-3}$	[H]	(Indutância)
$\Delta I_L := 0.15$	[A]	(Variação da corrente)
$I_{L_{peak}} := 0.58$	[A]	(Valor de pico da corrente)
$I_{L_{rms}} := 0.5$	[A]	(Valor eficaz da corrente)
$I_{L_{cc}} := 0.5$	[A]	(Valor médio de corrente)
$f := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	(Frequência de operação)
$D_{max} := 0.6$		(Ração cíclica para o conversor)
$K_w := 0.4$		(Fator de enrolamento)
$J := 400$	[A/cm ²]	(Densidade de corrente)
$B_{max} := 0.3$	[T]	(Densidade de fluxo máximo)
$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	(Permeabilidade do ar)
$\rho_c := 0.8$	[Ω*m]	(Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1)
$\rho_w := 2.3 \cdot 10^{-8}$	[Ω*m]	(Resistividade do cobre p/ 100°C)

Harmônicos de corrente inserir valores

$n := 1 \dots 5$ (Número de harmônicos)

$$I_{mn_n} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{max})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{max})} \right] \right| = \dots \quad I_{mn} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.06 \\ 9.305 \times 10^{-3} \\ 4.136 \times 10^{-3} \\ 3.764 \times 10^{-3} \\ 0 \end{pmatrix}$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L , para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diâmetro_fio}) := \left\{ \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diâmetro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ \quad r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.034 \quad (\text{Profundidade de penetração})$$

$$\text{Diâmetro_máximo} := 2 \cdot \delta = 0.068 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e empilhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$\text{Diâmetro_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.024 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diâmetro_otimo}) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diâmetro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado} = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 26 \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.041 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 1.29 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento:

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{rms}}}{J} = 1.25 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) = 1$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 1.25 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{rms}}}{S_{\text{fio_pelicular}} \cdot N_{\text{fios}}} = 387.715 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$\text{AWG_utilizado} = 26 \quad N_{\text{fios}} = 1$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_i + 0.028 \sqrt{D_i} = 0.046 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2} \right)^2 = 1.673 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L \cdot I_{\text{rms}} \cdot I_{\text{peak}} \cdot 10^4}{K_w \cdot J \cdot B_{\text{max}}}$$

$$A_e A_w = 0.103 \quad [\text{cm}^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NÚCLEO

nucleo := "EE2005"

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0.31 \\ 0.48 \\ 0.827 \\ 0.145 \\ 1750 \\ 3.8 \\ 4.3 \\ 0.63 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE2005"}$$

$$\begin{pmatrix} 0.52 \\ 0.87 \\ 1.748 \\ 0.452 \\ 1750 \\ 5.2 \\ 5.75 \\ 0.87 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE2507"}$$

$$\begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 2.45 \\ 0.714 \\ 1750 \\ 5.6 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE3007"}$$

$$\begin{pmatrix} 1.22 \\ 1.19 \\ 8.174 \\ 1.45 \\ 1750 \\ 6.7 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix} \text{ if nucleo = "EE3014"}$$

$A_e = 0.31$	[cm ²]	(Área da seção)
$A_w = 0.48$	[cm ²]	(Área da janela)
$V_e = 0.827$	[cm ³]	(Volume efetivo)
$A_e A_w = 0.145$	[cm ⁴]	(Produto da área do núcleo)
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		(Permeabilidade relativa)
$l_t = 3.8$	[cm]	(Comprimento médio de uma espira)
$l_e = 4.3$	[cm]	(Comprimento efetivo)
$D = 0.63$	[cm]	(Comprimento da janela)

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$NL = 106.022 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 106 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$l_g = 0.026 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.04 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{\text{fios}} \cdot 0.028 \sqrt{D_e} = 0.045 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{\text{camadas}} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 27.7 \quad (\text{Número de fios por camada})$$

$$N_1 := \frac{NL}{N_{\text{camadas}}} = 3.827 \quad (\text{Número de camadas})$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{\text{Cu_isol}} := S_{\text{fio_iso}} \cdot NL \cdot N_{\text{fios}}$$

$$A_{\text{Cu_isol}} = 0.177 \quad [\text{cm}^2]$$

$$k_u := \frac{A_{\text{Cu_isol}}}{A_w} \quad k_u = 0.37$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE2005"		(Núcleo utilizado)
$A_e = 0.31$	[cm ²]	(Área da seção)
$A_w = 0.48$	[cm ²]	(Área da janela)
$V_e = 0.827$	[cm ³]	(Volume efetivo)
$A_e A_w = 0.145$	[cm ⁴]	(Produto da área do núcleo)
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		(Permeabilidade relativa)
$l_t = 3.8$	[cm]	(Comprimento médio de uma espira)
$l_e = 4.3$	[cm]	(Comprimento efetivo)

5.1 Perdas no Núcleo

$\Delta B := \frac{B_{\max} \Delta I_L}{I_{\text{peak}}} = 0.078$	[T]	(Variação da densidade de fluxo)
$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.039$	[T]	(Valor de pico da variação da densidade)
$K_H := \frac{4}{\mu_{rc} \cdot \mu_0} = 1.819 \times 10^3$		(Coeficiente de perdas por histerese)
$K_E := \frac{(\pi \cdot A_e) \cdot 10^{-4}}{4 \cdot \rho_c} = 3.043 \times 10^{-5}$		(Coeficiente de perdas por correntes parasitas)
$P_H := B_m^2 K_H \cdot f \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 0.113$	[W]	(Perdas por histerese)
$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 9.469 \times 10^{-5}$	[W]	(Perdas por correntes parasitas)
$P_n := P_H + P_E = 0.113$	[W]	(Perdas do núcleo)

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot l_t = 402.8 \quad [\text{cm}]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_w}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 718.389 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wdc}) são dependentes da resistência (R_{wdc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{Lcc}^2 \cdot R_{wcc} = 0.18 \quad [\text{W}]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcionais a variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$d_p := 0.8 \quad (d_i / p) \quad (\text{Diâmetro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A := \left(\frac{\pi}{4}\right)^4 \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{dp} = 0.886$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{Rn_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_1^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

5.3.6 Fator de Perdas do Enrolamento

$$F_{Rhca_n} := \left(\frac{1}{2}\right) \cdot \left[F_{Rn_n} \cdot \left(\frac{I_{mn_n}}{I_{rms}}\right)^2 \right] = \dots$$

$$FRhca := \sum F_{Rhca} = 0.016$$

5.3.7 Potência Dissipada CA pelo Enrolamento

$$Pwca := Pwcc \cdot FRhca = 2.816 \times 10^{-3} \quad [W]$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := P_{wcc} + P_{wca} = 0.182 \quad [\text{W}]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := P_w + P_n = 0.296 \quad [\text{W}]$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE2005"		(Núcleo utilizado)
NL = 106		(Número de espiras)
AWG_utilizado = 26	[AWG]	(Tipo de Fio)
$N_{\text{fios}} = 1$		(Número de fios em paralelo)
lg = 0.026	[cm]	(Gap)
ku = 0.37		(Possibilidade de execução $ku < 0.4$)
Possibilidade = "OK"		
$J_{\text{final}} = 387.715$	[A/cm ²]	(Densidade final de corrente)
$P_{\text{H}} = 0.113$	[W]	(Perdas por histerese no núcleo)
$P_{\text{E}} = 9.469 \times 10^{-5}$	[W]	(Perdas por corrente parasitas no núcleo)
$P_{\text{n}} = 0.113$	[W]	(Perdas totais no núcleo)
$P_{\text{wcc}} = 0.18$	[W]	(Perdas CC no cobre)
$P_{\text{wca}} = 2.816 \times 10^{-3}$	[W]	(Perdas CA no cobre)
$P_{\text{w}} = 0.182$	[W]	(Perdas totais no cobre)
$P_{\text{t}} = 0.296$	[W]	(Perdas totais no indutor)