

Airton Isaac Pereira

**CONVERTOR CC-CC DE ALTO GANHO BASEADO NO  
CONVERTOR CUK**

Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido ao Departamento de  
Engenharia Elétrica e Eletrônica da  
Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Roberto Francisco  
Coelho, Dr.  
Coorientador: Lenon Schmitz, M. Eng.

Florianópolis  
2017

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Pereira, Airton Isaac

Conversor cc-cc de alto ganho baseado no  
conversor Cuk / Airton Isaac Pereira ; orientador,  
Roberto Francisco Coelho, coorientador, Lenon  
Schmitz, 2017.

84 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro  
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,  
Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor cc-cc. 3.  
Conversor Cuk. 4. Indutor acoplado. 5.  
Multiplicador de tensão. I. Coelho, Roberto  
Francisco. II. Schmitz, Lenon. III. Universidade  
Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia  
Elétrica. IV. Título.

Airton Isaac Pereira

**CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO BASEADO NO  
CONVERSOR CUK**

Este Trabalho foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pela Banca  
Examinadora

Florianópolis, 07 de Dezembro de 2017.



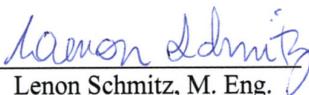
Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**



Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.  
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina



Lenon Schmitz, M. Eng.  
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Rafael Henrique Eckstein, M.  
Instituto Federal de Santa Catarina



Marcos Antônio Salvador, M. Eng.  
Universidade Federal de Santa Catarina



Este trabalho é dedicado aos meus pais.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais José e Maria Ângela, por todo seu esforço para garantir que eu chegasse até aqui. Todo o suporte e dedicação foram essenciais para meu desenvolvimento profissional e pessoal, em especial por possuir dois filhos morando em cidades diferentes, sei que não foi fácil e espero poder retribuir algum dia.

À minha irmã Júlia por todos os momentos de parceria, mesmo distantes geograficamente sempre fomos muito próximos. Aos meus avôs e avós pela participação ativa na minha criação e formação de caráter.

A todos os colegas e amigos que fiz ao longo desses cinco anos, por ajudarem em minha jornada e por participarem de ótimas lembranças que levarei por toda minha vida. Em especial ao Eduardo e Leonardo pelas infundáveis horas de estudo e parceria dentro e fora do âmbito acadêmico.

Ao meu orientador Professor Roberto Coelho e coorientador Lenon Schmitz, pela enorme paciência e dedicação, mostrando serem excelentes tutores. Ao INEP em geral por sua excelência na pesquisa sobre eletrônica de potência e pelo espírito de companheirismo que existe em seus membros.

Por fim a todos que contribuíram, direta ou indiretamente, para que eu vencesse mais uma etapa de minha vida, mesmo sem citar nomes os mesmos sabem de sua contribuição e de minha eterna gratidão. Muito obrigado.



Se eu vi mais longe, foi por estar sobre ombros de gigantes.  
(Isaac Newton)



## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo sobre um conversor cc-cc de alto ganho e alto rendimento baseado no conversor Cuk com indutor acoplado e multiplicador de tensão, proposto para ser utilizado em aplicações fotovoltaicas. Inicialmente, uma breve fundamentação teórica em que se analisam técnicas para aumento do ganho estático do conversor Boost clássico é realizada. Posteriormente é apresentado o conversor proposto, mostrando seu princípio de funcionamento, as principais formas de onda e o equacionamento referente às etapas ressonante e condições para comutação suave. Por fim, um protótipo de 200 W, com tensão de entrada de 55-85 V e tensão de saída de 400 V, é construído para verificar a análise desenvolvida. Resultados experimentais demonstram que a eficiência máxima obtida é de aproximadamente 96,5% e que as eficiências ponderadas CEC são superiores a 95% para toda a faixa de tensão de entrada.

**Palavras-chave:** Conversor cc-cc. Conversor Cuk. Indutor acoplado. Multiplicador de tensão.



## ABSTRACT

This work presents a study about a high step-up high efficiency dc-dc converter based on the Cuk converter with coupled inductor and voltage multiplier proposed to be applied on photovoltaics applications. Initially, it is made a brief theoretical foundation where it is analyzed the techniques used to increase the voltage gain of the classic Boost converter. Afterward, it is introduced the proposed converter, showing its operations principles, key waveforms, and the equations related to resonant modes and soft-switching conditions. Finally, a 200-W prototype with 55-85-V input and 400-V output voltages is built to verify the developed analysis. The experimental results show that the maximum obtained efficiency is nearly 96.5% and the weighted California Energy Commission (CEC) efficiencies are greater than 95% over all the input voltage range.

**Keywords:** Coupled inductor. Cuk converter. Dc-dc converter. Voltage multiplier.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Modelo comutado do conversor Boost. ....	29
Figura 2.2 – Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica. ....	30
Figura 2.3 – Exemplo de um conversor Boost com cascateamento. ....	31
Figura 2.4 – Exemplo de um conversor Boost com multiplicador de tensão. ....	31
Figura 2.5 – Exemplo de conversor Boost com indutor acoplado.....	32
Figura 2.6 – Modelo comutado do conversor Cuk. ....	32
Figura 3.1 – Modelo comutado do conversor proposto.....	35
Figura 3.2 – Modelo comutado do conversor proposto com filtro LC..	36
Figura 3.3 – Etapas de operação (Etapa 1 à 4). ....	38
Figura 3.4 – Etapas de operação (Etapa 5 à 8). ....	39
Figura 3.5 – Principais formas de onda do conversor proposto. ....	40
Figura 3.6 – Ganho estático da topologia proposta em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação.....	42
Figura 3.7 – Ganho estático do conversor proposto por [9] baseado no Boost e do conversor proposto baseado no Cuk com $n = 3$ .....	45
Figura 3.8 – Comparação entre a corrente média no indutor magnetizante. ( $n = 3, V_o = 400 \text{ V}, f_s = 100 \text{ kHz}, L_m = 20 \mu\text{H}$ ) .....	46
Figura 3.9 – Comparação entre a ondulação da corrente no indutor magnetizante. ( $n = 3, V_o = 400 \text{ V}, f_s = 100 \text{ kHz}, L_m = 20 \mu\text{H}$ ) .....	47
Figura 4.1 – Capacitância necessária para garantir ZCS no diodos $D_o$ e $D_1$ . ....	52
Figura 4.2 – Fotografia do protótipo. ....	55
Figura 4.3 – Simulação do conversor em plena carga.....	57
Figura 4.4 – Resultado experimental do conversor em plena carga. (1) $v_{S1}$ , (2) $v_{S2}$ , (3) $i_1$ .....	57
Figura 4.5 - Simulação do conversor em meia carga. ....	58
Figura 4.6 - Resultado experimental do conversor em meia carga. (1) $v_{S1}$ , (2) $v_{S2}$ , (3) $i_1$ . ....	58
Figura 4.7 - Simulação do conversor em baixa carga.....	59
Figura 4.8 - Resultado experimental do conversor com baixa carga. (1) $v_{S1}$ , (2) $v_{S2}$ , (3) $i_1$ . ....	59
Figura 4.9 – Simulação do conversor com tensão de entrada de 25 V..	60
Figura 4.10 – Resultado experimental com tensão de entrada de 25 V. (1) $V_o$ , (2) $v_{S1}$ , (3) $i_1$ , (4) $V_i$ . ....	60

Figura 4.11 - Simulação do conversor com tensão de entrada de 30 V.	61
Figura 4.12 - Resultado experimental com tensão de entrada de 30 V. (1) $V_o$ , (2) $v_{S1}$ , (3) $i_1$ , (4) $V_i$ .	61
Figura 4.13 - Simulação do conversor com tensão de entrada de 35 V.	62
Figura 4.14 - Resultado experimental com tensão de entrada de 35 V. (1) $V_o$ , (2) $v_{S1}$ , (3) $i_1$ , (4) $V_i$ .	62
Figura 4.15 - Simulação do conversor com tensão de entrada de 40 V.	63
Figura 4.16 - Resultado experimental com tensão de entrada de 40 V. (1) $V_o$ , (2) $v_{S1}$ , (3) $i_1$ , (4) $V_i$ .	63
Figura 4.17 – Tempo morto entre os interruptores. (1) $v_{S1}$ , (2) $v_{S2}$ .	64
Figura 4.18 – Comutação suave no interruptor $S_1$ . (1) $v_{S1}$ , (3) $i_1$ .	65
Figura 4.19 - Comutação suave no interruptor $S_2$ . (2) $v_{S2}$ , (3) $i_1$ .	65
Figura 4.20 – Comutação suave dos diodos $D_o$ e $D_1$ . (1) $v_{D1}$ , (3) $v_{D2}$ , (2) $i_2$ .	66
Figura 4.21 – Curvas de rendimento para várias tensões de entrada. ...	67
Figura 4.22 – Curva do rendimento ponderado CEC.	67

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do conversor.....	51
Tabela 2 - Esforços no interruptor $S_1$ . ....	53
Tabela 3 – Esforços no interruptor $S_2$ .....	53
Tabela 4 – Esforços no diodo $D_1$ .....	53
Tabela 5 – Esforços no diodo $D_o$ .....	54
Tabela 6 – Esforços no capacitor $C_f$ .....	54
Tabela 7 – Esforços no capacitor $C_e$ .....	54
Tabela 8 – Esforços no capacitor $C_b$ . ....	54
Tabela 9 – Esforços no capacitor $C_1$ . ....	54
Tabela 10 – Esforços no capacitor $C_o$ . ....	54
Tabela 11 – Componentes utilizados no protótipo. ....	55
Tabela 12 – Elementos magnéticos. ....	55



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

### SIGLAS E ACRÔNIMOS

ANEEL  
CEC  
MPPT  
SMD  
ZCS  
ZVS

Agência Nacional de Energia Elétrica  
*California Energy Commission*  
*Maximum Power Point Tracker*  
*Surface Mounted Components*  
*Zero-Current Switching*  
*Zero-Voltage Switching*



# LISTA DE SÍMBOLOS

## UNIDADES

A	Ampère
V	Volt
W	Watt
s	segundo
H	Henry
F	Farad
Hz	Hertz
T	Tesla

## PREFIXOS

giga (G)	$10^9$
mega (M)	$10^6$
kilo(k)	$10^3$
mili (m)	$10^{-3}$
micro ( $\mu$ )	$10^{-6}$
nano (n)	$10^{-9}$
pico (p)	$10^{-12}$

## SÍMBOLOS ADOTADOS NOS EQUACIONAMENTOS E PARA REFERENCIAR ELEMENTOS DE CIRCUITO

$A_e$	Área efetiva da secção transversal do núcleo
$A_w$	Área da janela do núcleo
$C_1$	Capacitor $C_1$
$C_2$	Capacitor $C_2$
$C_b$	Capacitor $C_b$
$C_{j1}$	Capacitor parasita do interruptor $S_1$
$C_{j2}$	Capacitor parasita do interruptor $S_2$
$C_o$	Capacitor de saída
$D$	Razão cíclica
$D_{Bt}$	Razão cíclica do conversor Boost
$D_{Ck}$	Razão cíclica do conversor Cuk
$D_1$	Diodo $D_1$
$D_2$	Diodo $D_2$
$D_o$	Diodo $D_o$
$f_s$	Frequência de comutação

$I_{Lm}$	Corrente média do indutor magnetizante
$I_{Lm.Bt}$	Corrente média do indutor magnetizante do Boost
$I_{Lm.Ck}$	Corrente média do indutor magnetizante do Cuk
$\Delta I_{Lm}$	Ondulação de corrente no indutor magnetizante
$\Delta I_{Lm.Bt}$	Ondulação de corrente no indutor magnetizante do Boost
$\Delta I_{Lm.Ck}$	Ondulação de corrente no indutor magnetizante do Cuk
$L_1$	Indutor $L_1$
$L_2$	Indutor $L_2$
$L_e$	Indutor de entrada
$L_f$	Indutor de filtro
$L_k$	Indutor de dispersão
$L_m$	Indutor magnetizante
$M$	Ganho estático
$M_{Bt}$	Ganho estático do conversor Boost
$M_{Ck}$	Ganho estático do conversor Cuk
$n$	Relação de transformação
$n_{Bt}$	Relação de transformação do conversor Boost
$n_{Ck}$	Relação de transformação do conversor Cuk
$R$	Resistência da carga
$R_L$	Resistência do indutor
$R_e$	Relação entre a resistência da carga e a resistência do indutor
$S_1$	Interruptor $S_1$
$S_2$	Interruptor $S_2$
$T_S$	Tempo de comutação
$V_i$	Tensão de entrada
$V_o$	Tensão de saída
$\omega_{01}$	Frequência angular da primeira etapa ressonante
$\omega_{02}$	Frequência angular da segunda etapa ressonante
$Z_{01}$	Impedância equivalente da primeira etapa ressonante
$Z_{02}$	Impedância equivalente da segunda etapa ressonante

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>27</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO TEÓRICA.....</b>	<b>29</b>
2.1	CONVERSORES BASEADO NO BOOST .....	29
2.2	CONVERSOR BASEADO NO CUK.....	32
<b>3</b>	<b>CONVERSOR PROPOSTO .....</b>	<b>35</b>
3.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	36
3.2	GANHO ESTÁTICO .....	40
3.3	ETAPAS RESSONANTES .....	42
3.4	COMPARAÇÃO COM CONVERSORES DE ALTO GANHO BASEADOS NO CONVERSOR BOOST .....	44
3.4.1	Ganho estático .....	44
3.4.2	Volume do elemento magnético .....	45
3.4.3	Tensão nos componentes semicondutores.....	47
3.5	COMUTAÇÃO SUAVE.....	48
3.5.1	ZVS na ativação de $S_1$ .....	48
3.5.2	ZVS na ativação de $S_2$ .....	49
3.5.3	ZCS na desativação de $D_0$ .....	49
3.5.4	ZCS na desativação de $D_1$ .....	49
<b>4</b>	<b>EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA.....</b>	<b>51</b>
4.1	ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR .....	51
4.2	PROJETO E DIMENSIONAMENTO.....	51
4.2.1	Relação de transformação $n$ .....	51
4.2.2	Indutância $L_e$ e $L_m$ .....	51
4.2.3	Capacitância $C_b$ .....	52
4.2.4	Capacitância $C_e$ e $C_1$ .....	52
4.2.5	Capacitância $C_o$ .....	53
4.2.6	Filtro LC de entrada ( $C_f$ e $L_f$ ).....	53
4.2.7	Esforços nos componentes.....	53
4.2.8	Determinação dos componentes do estágio de potência... 54	

4.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	56
4.3.1	Ensaio de variação de carga.....	56
4.3.2	Ensaio de variação da tensão de entrada.....	56
4.3.3	Comutação suave.....	64
4.3.4	Rendimento.....	66
5	CONCLUSÃO.....	69
	REFERÊNCIAS.....	71
	APÊNDICE A – Planilha de Cálculo.....	73
	APÊNDICE B – Projetos dos Magnéticos.....	77
	ANEXO A – Esquemático e Layout.....	83

## 1 INTRODUÇÃO

A demanda por energias renováveis tem aumentado consideravelmente nas últimas décadas [1]. Dentre as fontes de energia renovável, uma das tecnologias mais promissoras é a energia solar fotovoltaica; espera-se que em 2040 esta seja uma das maiores fontes alternativas de geração [2]. No Brasil, a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, que posteriormente foi alterada pela Resolução Normativa nº 687/2015, regulamentou a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica [3], impulsionando a instalação de tais sistemas em edifícios residenciais, comerciais e empresariais.

Como a tensão fornecida por módulos fotovoltaicos é baixa, entre 25 e 40 V, é comum que esses sistemas sejam constituídos por módulos conectados em série (*string*) para que a tensão resultante esteja próxima da tensão da rede, facilitando a etapa de inversão realizada por um único inversor central (comumente denominado inversor *string*). No entanto, em aplicações residências é comum o surgimento de sombreamentos parciais e outras incompatibilidades entre módulos, fazendo com que o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) seja prejudicado devido à conexão serie dos módulos fotovoltaicos.

Uma solução promissora para o problema supracitado é a utilização de microinversores. Essa tecnologia permite a conexão de um único módulo fotovoltaico à rede elétrica comercial, possibilitando o rastreamento individual do ponto de máxima potência. Além disso, o emprego de microinversores apresenta outras vantagens em relação às *strings*, como por exemplo, maior rendimento global, menor custo inicial de investimento, baixo custo de instalação, maior segurança, bem como flexibilidade e modularidade [3],[4].

Existem duas principais configurações de microinversores: com estágio único e com duplo estágio. Os microinversores de estágio único, como o proposto por [5], utilizam em boa parte variações da topologia Flyback. Já os microinversores de duplo estágio utilizam um estágio cc-cc que eleva a tensão para níveis da rede e um segundo estágio, como o proposto por [4], que alterna a tensão para conexão com a rede elétrica comercial.

Os microinversores em dois estágios possuem a vantagem da possibilidade de se evitar o uso de capacitores eletrolíticos [6], aumentando a sua confiabilidade e permitindo o fornecimento de um equipamento com garantia similar a de módulos fotovoltaicos, que costumam ser da ordem de 20-25 anos.

Este trabalho será focado no estágio cc-cc de um microinversor fotovoltaico de dois estágios, propondo uma topologia que cumpra as especificações necessárias para o processamento de energia de módulos individuais. Vale ressaltar que este trabalho não abordará estratégias de controle utilizada no estágio cc-cc (algoritmos de MPPT).

Para elevar a tensão dos módulos é possível utilizar variações do conversor Boost com indutor acoplado como mostrado por [3]. Porém um ponto negativo dos conversores Boost com indutores acoplados é a descontinuidade da corrente de entrada, o que não é recomendável em aplicações envolvendo módulos fotovoltaicos. Esse problema não é encontrado em um conversor Cuk com indutor acoplado, pois o mesmo apresenta entrada em corrente e, por isso, foi proposto como topologia de estudo.

Este trabalho está dividido em cinco capítulos principais, incluindo este capítulo introdutório. O segundo capítulo é formado pela revisão teórica, que trata de variações topológicas do conversor Boost, bem como de uma introdução ao funcionamento do conversor Cuk. O terceiro capítulo apresenta o conversor proposto, incluindo as etapas de operação, as principais formas de onda, o equacionamento teórico e demais análises relevantes para o entendimento da topologia. Na sequência, o capítulo quatro descreve o projeto e o dimensionamento de um protótipo do conversor proposto, além de apresentar os resultados experimentais que comprovam a sua correta operação. Por fim, o quinto capítulo apresenta as considerações finais, assim como possíveis trabalhos futuros.

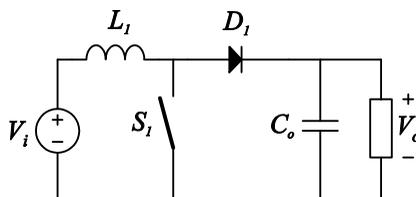
## 2 REVISÃO TEÓRICA

Neste capítulo será realizada uma revisão bibliográfica de alguns dos principais conversores cc-cc de alto ganho voltado ao processamento de energia fotovoltaica a partir de microinversores.

### 2.1 CONVERSORES BASEADO NO BOOST

O conversor Boost, ilustrado na Figura 2.1, é amplamente utilizado em aplicações fotovoltaicas por ser um conversor elevador e apresentar característica de entrada em corrente, visto que a presença de uma baixa ondulação da corrente é de suma importância para eficiência do rastreamento de máxima potência. Dentre as demais qualidades do conversor Boost destacam-se a sua simplicidade e a quantidade reduzida de componentes, o que diminui custo e volume.

Figura 2.1 – Modelo comutado do conversor Boost.

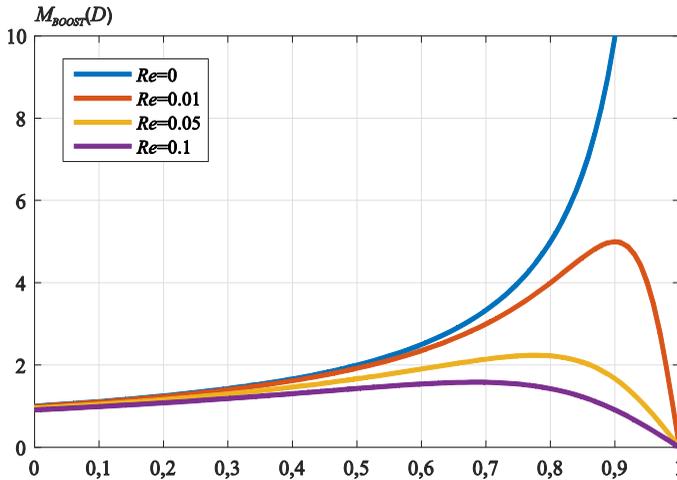


Apesar de o ganho estático do conversor Boost ideal tender ao infinito quando a razão cíclica aproxima-se da unidade, o seu ganho estático real, quando as perdas são consideradas, pode ser bastante limitado. A fim de ilustrar essa limitação, o ganho estático do conversor Boost, levando em conta a resistência serie equivalente do indutor  $L_1$  é descrito em (1) [7].

$$M_{BOOST} = \frac{1}{1-D} \left[ \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 R}} \right] \quad (1)$$

Considerando  $R_e$  a razão entre a resistência serie do indutor e a resistência de carga, é possível obter o ganho estático real em função da razão cíclica, como mostra a Figura 2.2.

Figura 2.2 – Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica.

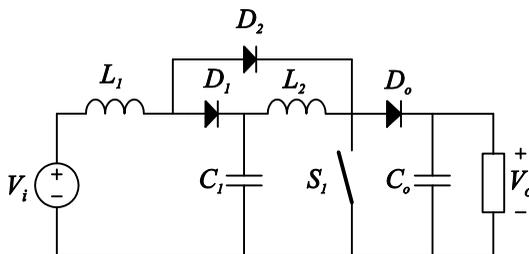


Como mostrado na Figura 2.2 o ganho estático real máximo do conversor Boost costuma ser bastante limitado (próximo de cinco para a resistência do indutor correspondente a 1% da resistência da carga), depois disso o conversor passa por uma redução de seu ganho estático ao aumentar a razão cíclica, devido principalmente aumento das perdas de condução. Por conta disso o conversor Boost clássico não é apropriado para aplicações fotovoltaicas que necessitam de um ganho estático elevado, como é o caso dos microinversores.

A fim de aumentar o ganho estático do conversor Boost várias técnicas vêm sendo propostas na literatura. Dentre essas técnicas, as mais comuns são o cascateamento de conversores, a utilização de multiplicadores de tensão e o emprego de indutores acoplados [3].

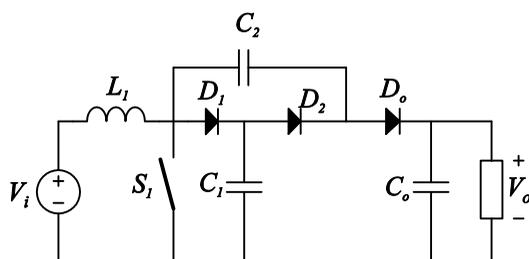
O cascateamento do conversor consiste em adaptar a topologia original de forma a possuir tantos estágios quanto necessários para a elevação do ganho. Seus benefícios residem em sua simplicidade e modularidade, pois é possível acrescentar estágios sem grandes alterações na topologia. Porém, a cada novo estágio é acrescentado um indutor, isso significa que o volume do conversor aumenta consideravelmente a cada estágio, pois em geral, os elementos magnéticos são os limitantes do volume em um conversor. A Figura 2.3 mostra o conversor Boost quadrático que emprega dois conversores Boost clássico em cascata.

Figura 2.3 – Exemplo de um conversor Boost com cascateamento.



Esse problema não aparece na variação do Boost que utiliza multiplicadores de tensão, pois a cada estágio é acrescentado um capacitor ao invés de um indutor. Assim como no cascateamento as vantagens dos multiplicadores de tensão estão em sua simplicidade e modularidade, somado ao menor volume comparado ao cascateamento. Ainda assim, em aplicações envolvendo microinversores, em que é necessário um ganho entre 10 e 20 vezes, o uso do conversor Boost com multiplicadores de tensão torna-se inviável devido ao alto número de estágios necessários, o que prejudica o volume do conversor e aumenta as perdas devido ao grande número de componentes. A Figura 2.4 mostra o conversor Boost com uma célula multiplicadora de tensão.

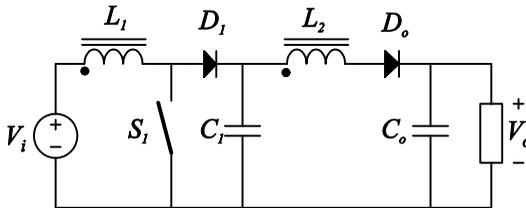
Figura 2.4 – Exemplo de um conversor Boost com multiplicador de tensão.



Para evitar a necessidade de vários estágios é possível utilizar variações do conversor Boost que empregam indutores acoplados. Tais conversores apresentam vantagens em relação às estruturas topológicas supracitadas por não necessitarem de estágios adicionais para realizar a elevação de tensão, visto que o ganho estático pode ser ajustado pela relação de transformação do indutor acoplado. Por conta disso, atualmente, existe uma tendência em se usar topologias contendo

indutores acoplados em aplicações em que se requer um alto ganho de tensão. A Figura 2.5 mostra o conversor Boost com indutor acoplado.

Figura 2.5 – Exemplo de conversor Boost com indutor acoplado.



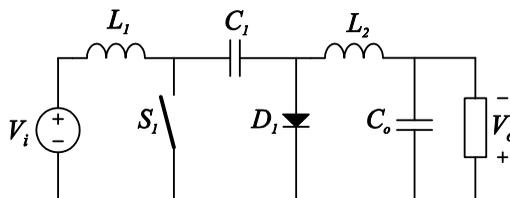
Um problema na utilização de indutores acoplados em conversores Boost é o fato de a corrente de entrada se tornar descontínua. Isso pode ser resolvido com a adição de um filtro de entrada, constituindo uma desvantagem por aumentar o número de componentes e tornar o controle mais complexo.

Além do conversor Boost, esses métodos podem ser utilizados em outras topologias para elevar seus ganhos estáticos. Partindo desse princípio, propõe-se nesse trabalho a utilização da técnica de indutores acoplados ao conversor Cuk, por também ser uma topologia muito utilizada em aplicações fotovoltaicas e possibilitar a manutenção da característica de entrada em corrente mesmo com a utilização de indutores acoplados.

## 2.2 CONVERSOR BASEADO NO CUK

O conversor Cuk, apresentado na Figura 2.6 é um conversor cc-cc à acumulação capacitiva que tem a propriedade de realizar transferência de energia entre duas fontes cc de corrente [8]. Isso significa que, devido ao indutor de entrada e de saída, a ondulação de corrente tanto na entrada quanto na saída podem ser baixas.

Figura 2.6 – Modelo comutado do conversor Cuk.



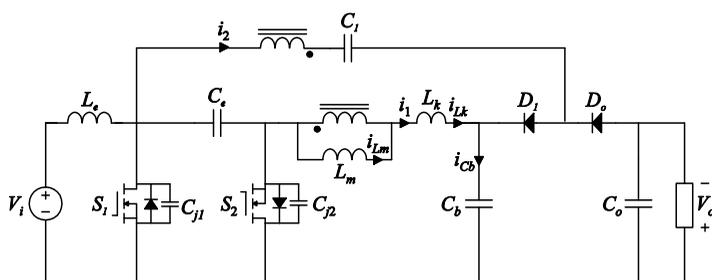
Uma vez que o conversor Cuk possui dois indutores, o indutor da saída pode ser utilizado para a técnica de indutor acoplado, similarmente ao que realizado no conversor Boost, enquanto o indutor a entrada é mantido na sua configuração original, mantendo a característica de entrada em corrente do conversor Cuk. Esse tipo de estrutura pode ser bastante interessante para aplicações fotovoltaicas e será objeto de estudo nos próximos capítulos.



### 3 CONVERSOR PROPOSTO

Neste capítulo será realizada a análise teórica do conversor proposto. A Figura 3.1 ilustra o modelo comutado do conversor cc-cc de alto ganho baseado no Cuk clássico com indutor acoplado e multiplicador de tensão. Na análise aqui realizada, o indutor acoplado foi representado por um transformador ideal com indutâncias magnetizante ( $L_m$ ) e de dispersão ( $L_k$ ) referidas ao primário. A fonte de tensão ( $V_i$ ) representa a tensão oriunda do módulo fotovoltaico e em paralelo com os interruptores estão os diodos intrínsecos e os capacitores de junção do MOSFET ( $C_{j1}$  e  $C_{j2}$ ).

Figura 3.1 – Modelo comutado do conversor proposto.



Conforme pode ser observado na Figura 3.1, o conversor proposto possui característica de entrada em corrente, o que constitui uma vantagem em relação aos conversores de alto ganho com indutor acoplado baseados no conversor Boost. No entanto, ao realizar o projeto desse indutor para atender a baixa ondulação de corrente requerida para módulos fotovoltaicos, verifica-se que o indutor de entrada do conversor proposto se torna extremamente volumoso.

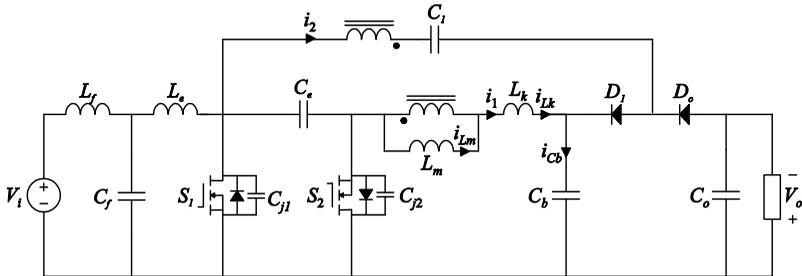
A fim de contornar esse problema, propõe-se o emprego de um filtro LC na entrada do conversor proposto, conforme apresentado na Figura 3.2. Esse filtro adicional permite que uma baixa indutância seja utilizada em  $L_e$ , enquanto o indutor  $L_f$  pode ser o próprio cabo de conexão do módulo fotovoltaico, reduzindo o volume da estrutura. Tal alteração resulta, ainda, em outra importante vantagem, pois passa a possibilitar a comutação suave na entrada em condução do interruptor  $S_1$ .

Ressalta-se que para evitar curto-circuito no capacitor  $C_e$ , os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  devem operar com tempo morto. Tal tempo morto auxilia os interruptores a operarem com comutação suave, o que será

mais detalhado posteriormente, possibilitando aumento da eficiência do conversor. Além do mais, este conversor apresenta etapas ressonantes devido à indutância de dispersão em série com o capacitor  $C_b$ .

Levando em conta esses fenômenos o conversor proposto apresenta oito etapas de operação como mostrado a seguir na Figura 3.3 e na Figura 3.4.

Figura 3.2 – Modelo comutado do conversor proposto com filtro LC.



### 3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

#### ▪ Etapa 1:

Esta etapa inicia com o bloqueio do interruptor  $S_2$ , sendo que  $S_1$  já estava previamente bloqueado. Além disso, as correntes magnetizante e de entrada descarregam  $C_{j1}$  enquanto carregam  $C_{j2}$ . Durante esta etapa a carga é suprida pela energia armazenada em  $C_o$ . O término dessa etapa ocorre quando o diodo interno de  $S_1$  entra em condução.

#### ▪ Etapa 2:

Esta etapa inicia com a condução do diodo interno de  $S_1$ . Com isso, a corrente do primário flui através do diodo interno de  $S_1$  e a tensão sobre  $S_1$  é zero, provendo comutação com tensão nula (ZVS). Além disso, a tensão sobre o indutor magnetizante é  $V_{ce} - V_{Cb}$ , a corrente magnetizante decresce linearmente e o diodo  $D_o$  é ativado. Durante esta etapa o capacitor  $C_1$  e o secundário do indutor acoplado fornecem energia para  $C_o$  e para a carga. O término dessa etapa ocorre quando o interruptor  $S_1$  entra em condução.

#### ▪ Etapa 3:

Esta etapa inicia com a condução do interruptor  $S_1$ . Com isso,  $S_1$  é ativada sobre ZVS, a corrente magnetizante ainda decresce linearmente e

$D_o$  ainda conduz,  $C_1$  e o secundário do indutor acoplado ainda fornecem energia para  $C_o$  e para a carga. O término dessa etapa ocorre quando a corrente no secundário chega à zero, bloqueando o diodo  $D_o$ .

▪ Etapa 4:

Esta etapa inicia com o fim da corrente no secundário do indutor acoplado e bloqueio do diodo  $D_o$ . Durante esta etapa a carga é suprida pela energia armazenada em  $C_o$  e a corrente magnetizante continua decrescendo linearmente. O término dessa etapa ocorre quando o interruptor  $S_1$  é bloqueado.

▪ Etapa 5:

Esta etapa inicia com o bloqueio do interruptor  $S_1$ , sendo que  $S_2$  já estava previamente bloqueado. Além disso, as correntes magnetizante e de entrada descarregam  $C_{j2}$  enquanto carregam  $C_{j1}$ . Durante esta etapa a carga é suprida pela energia armazenada em  $C_o$ . O término dessa etapa ocorre quando o diodo interno de  $S_2$  entra em condução.

▪ Etapa 6:

Esta etapa inicia com a condução do diodo interno de  $S_1$ . Com isso, a corrente do primário flui através do diodo interno de  $S_2$  e a tensão sobre  $S_2$  é zero, provendo comutação com tensão nula (ZVS). Além disso, a tensão sobre o indutor magnetizante é  $-V_{Cb}$ , a corrente magnetizante cresce linearmente e o diodo  $D_1$  é ativado. Durante esta etapa os capacitores  $C_b$  e  $C_e$  e o secundário do indutor acoplado provem energia para  $C_1$  e  $C_o$  continua a suprir a carga. O término dessa etapa ocorre quando o interruptor  $S_2$  entra em condução.

▪ Etapa 7:

Esta etapa inicia com a condução do interruptor  $S_2$ . Com isso,  $S_2$  é ativada sobre ZVS, a corrente magnetizante ainda cresce linearmente e  $D_1$  ainda conduz,  $C_1$  ainda é carregado por  $C_b$ ,  $C_e$  e o secundário do indutor acoplado e  $C_o$  ainda supre a carga. O término dessa etapa ocorre quando a corrente no secundário chega à zero, bloqueando o diodo  $D_1$ .

▪ Etapa 8:

Esta etapa inicia com o fim da corrente no secundário do indutor acoplado e bloqueio do diodo  $D_1$ . Durante esta etapa a carga é suprida pela energia armazenada em  $C_o$  e a corrente magnetizante continua crescendo linearmente. O término dessa etapa ocorre quando o interruptor  $S_2$  é bloqueado.

Figura 3.3 – Etapas de operação (1 a 4).

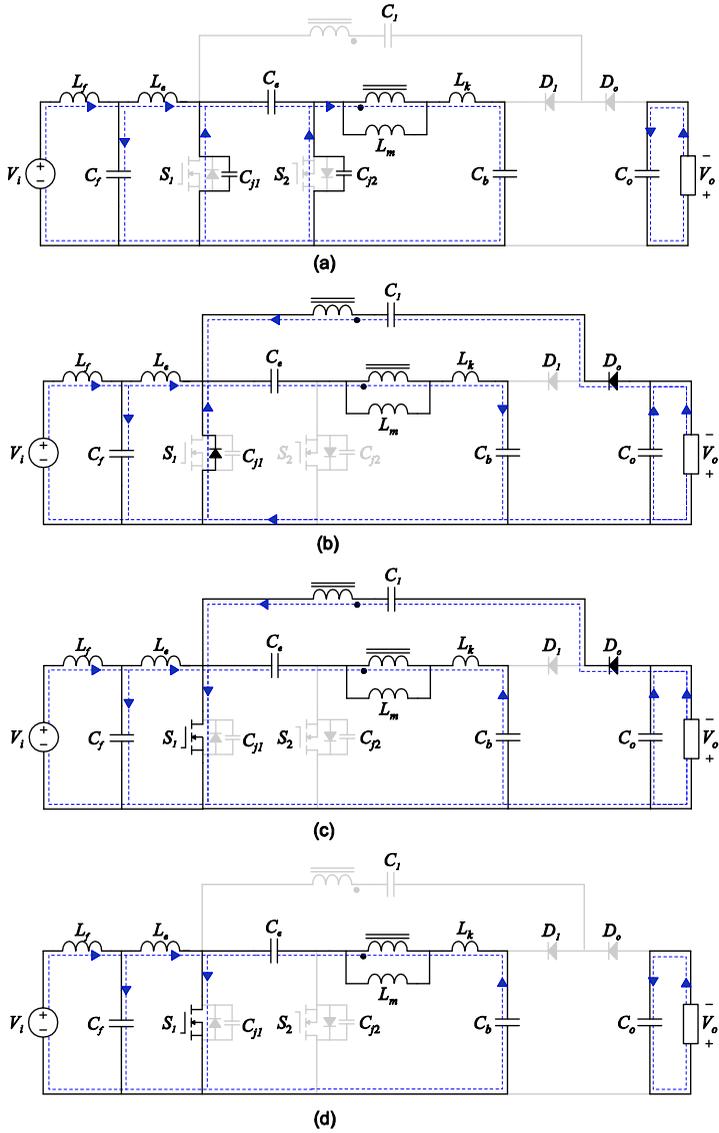
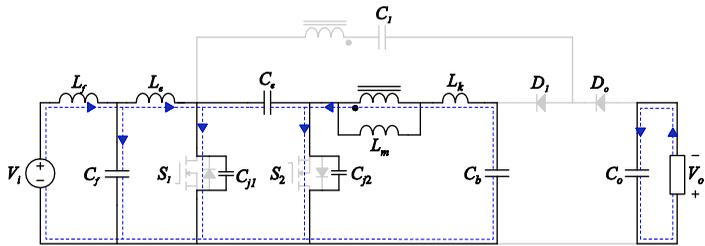
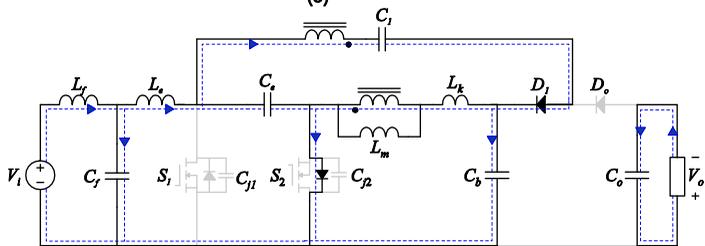


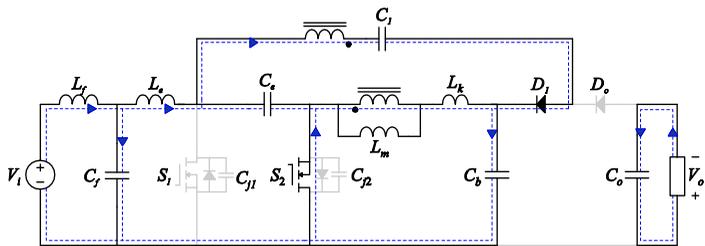
Figura 3.4 – Etapas de operação (5 a 8).



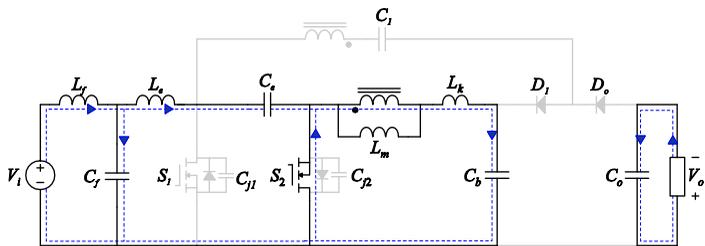
(e)



(f)



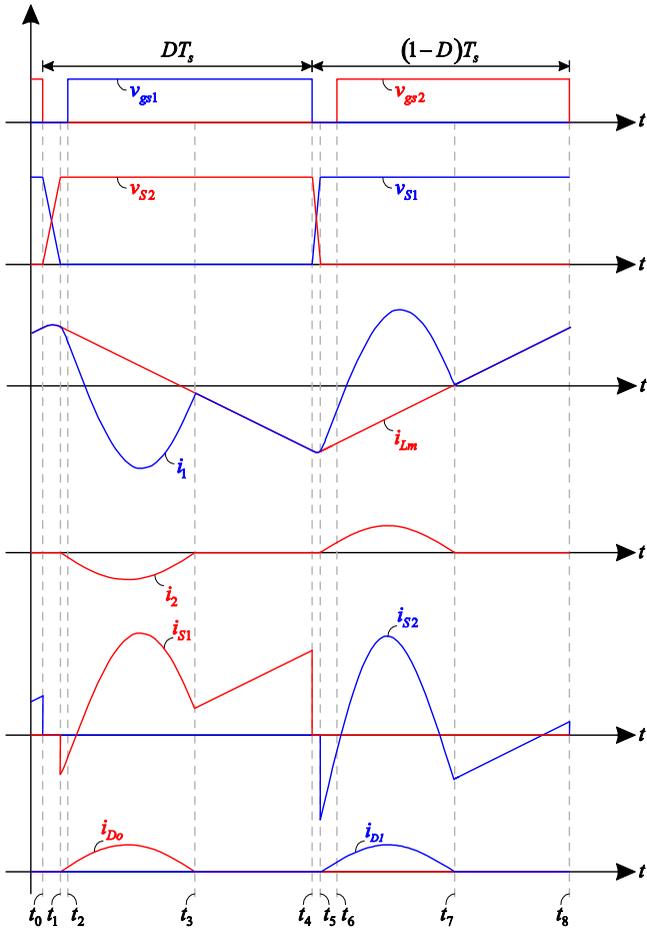
(g)



(h)

Para facilitar a visualização das etapas de operação, a Figura 3.5 apresenta algumas formas de onda importantes para o entendimento do conversor.

Figura 3.5 – Principais formas de onda do conversor proposto.



### 3.2 GANHO ESTÁTICO

De posse das etapas de operação do conversor proposto é possível definir o ganho estático da topologia. Para simplificar a análise pode-se

desconsiderar o tempo de carga e descarga dos capacitores parasitas dos interruptores, ou seja, os modos 1 e 5. Assim, os tempos de comutação dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são dados respectivamente por:

$$DT_S \approx t_4 - t_1, \quad (2)$$

$$(1-D)T_S \approx t_8 - t_5. \quad (3)$$

Sabendo que os valores médios das tensões no indutor de entrada e nos indutores acoplados são nulos, são escritas as seguintes equações:

$$\langle v_{Le} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{DT_S} (V_i) dt + \int_{DT_S}^{T_S} (V_i - V_{Ce}) dt \right] = 0, \quad (4)$$

$$\langle v_{Lm} + v_{Lk} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{DT_S} (V_{Ce} - V_{Cb}) dt + \int_{DT_S}^{T_S} (-V_{Cb}) dt \right] = 0, \quad (5)$$

$$\langle nv_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[ \int_0^{DT_S} (V_o - V_{C1}) dt + \int_{DT_S}^{T_S} (V_{Ce} + V_{Cb} - V_{C1}) dt \right] = 0. \quad (6)$$

Adicionalmente, como mostrado nos modos 6 e 7, tem-se que:

$$V_{C1} \approx (n+1)V_{Cb} + V_{Ce} \quad (7)$$

A partir das equações acima é possível obter as tensões médias dos capacitores  $C_e$ ,  $C_b$  e  $C_1$ , bem como o ganho estático do conversor:

$$V_{Ce} = \frac{V_i}{1-D}, \quad (8)$$

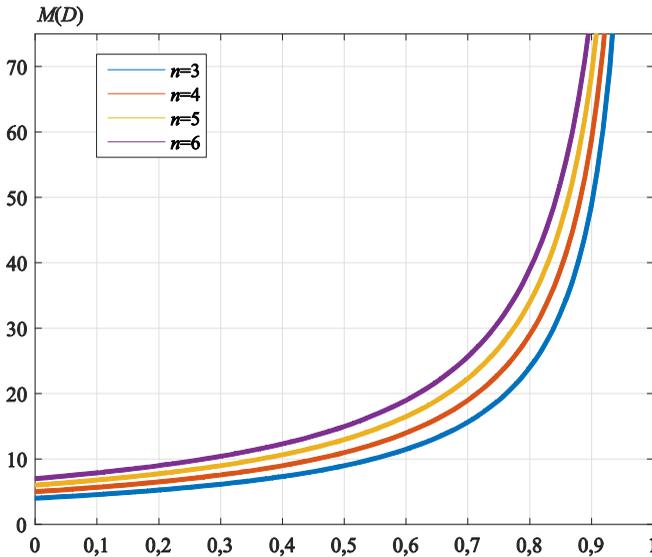
$$V_{Cb} = DV_{Ce}, \quad (9)$$

$$V_{C1} = \frac{(nD + D + 1)V_i}{1-D}, \quad (10)$$

$$M = \frac{1+n+D}{1-D}. \quad (11)$$

A Figura 3.6 mostra o ganho estático para alguns valores de relação de transformação do indutor acoplado. Nota-se que o conversor proposto apresenta um comportamento semelhante ao Cuk clássico, porém atua como conversor elevador de tensão mesmo com razão cíclica inferior a 50%.

Figura 3.6 – Ganho estático da topologia proposta em função da razão cíclica para diferentes valores de relação de transformação.



### 3.3 ETAPAS RESSONANTES

A seguir será calculado o comportamento das etapas ressonantes. Essas etapas serão importantes futuramente para o dimensionamento do conversor, pois é a partir delas que são derivadas as condições necessárias para a comutação suave dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  e dos diodos  $D_1$  e  $D_o$ .

As equações de estado do circuito ressonante de  $t_1$  a  $t_3$  podem ser descritas como:

$$nL_k \frac{di_{Lk}}{dt} = nV_{Ce} + V_{C1} - nv_{Cb} - V_o, \quad (12)$$

$$C_b \frac{dv_{Cb}}{dt} = i_{Lk}. \quad (13)$$

Mediante (12) e (13) é possível obter  $v_{Cb}$  e  $i_{Lk}$ :

$$v_{Cb} \approx V_{Ce} + \frac{V_{C1} - V_o}{n} - \left( V_{Ce} + \frac{V_{C1} - V_o}{n} - v_{Cb}(t_1) \right) \dots, \quad (14)$$

$$\cos(\omega_{01}(t - t_1)) + Z_{01} i_{Lk}(t_1) \text{sen}(\omega_{01}(t - t_1))$$

$$i_{Lk} \approx \frac{1}{Z_{01}} \left( V_{Ce} + \frac{V_{C1} - V_o}{n} - v_{Cb}(t_1) \right) \text{sen}(\omega_{01}(t - t_1)) + \dots \quad (15)$$

$$+ i_{Lk}(t_1) \cos(\omega_{01}(t - t_1))$$

De modo que a impedância  $Z_{01}$  e a frequência angular ressonante  $\omega_{01}$  são dadas por:

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L_k}{C_b}}, \quad (16)$$

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_b}}. \quad (17)$$

As equações de estado do circuito ressonante de  $t_4$  a  $t_6$  podem ser descritas como:

$$nL_K \frac{di_{Lk}}{dt} = V_{C1} - (n+1)v_{Cb} - V_{Ce}, \quad (18)$$

$$nC_b \frac{dv_{Cb}}{dt} = (n+1)i_{Lk} - I_{Lm}. \quad (19)$$

Por meio de (18) e (19) acima é possível obter  $v_{Cb}$  e  $i_{Lk}$ :

$$v_{Cb} \approx \frac{V_{C1} - V_{Ce}}{n+1} - \left( \frac{V_{C1} - V_{Ce}}{n+1} - v_{Cb}(t_4) \right) \dots, \quad (20)$$

$$\cos(\omega_{02}(t - t_4)) + Z_{02} i_{Lk}(t_4) \text{sen}(\omega_{02}(t - t_4))$$

$$i_{Lk} \approx \frac{1}{Z_{02}} \left( \frac{V_{C1} - V_{Ce}}{n+1} - v_{Cb}(t_4) \right) \text{sen}(\omega_{02}(t - t_4)) + \dots \quad (21)$$

$$+ i_{Lk}(t_4) \cos(\omega_{02}(t - t_4))$$

Em que a impedância  $Z_{02}$  e a frequência angular ressonante  $\omega_{02}$  são dadas por:

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{L_k}{C_b}}, \quad (22)$$

$$\omega_{02} = \frac{(n+1)}{n} \frac{1}{\sqrt{L_k C_b}} . \quad (23)$$

### 3.4 COMPARAÇÃO COM CONVERSORES DE ALTO GANHO BASEADOS NO CONVERSOR BOOST

Uma topologia utilizada para as mesmas aplicações do conversor apresentado é o conversor proposto por [9]. Tal conversor é baseado no conversor Boost com dois interruptores, também utiliza a técnica de indutor acoplado com multiplicador de tensão para aumentar seus ganhos estáticos e apresenta comutação suave do tipo ZVS na entrada em condução dos interruptores e comutação suave do tipo ZCS no bloqueio dos diodos. Assim se faz necessário uma comparação entre as duas topologias concorrentes a fim de demonstrar a viabilidade da topologia proposta. Nesta seção, os subscritos  $Bt$  e  $Ck$  representam, respectivamente, os conversores baseados no Boost e no Cuk.

#### 3.4.1 Ganho estático

O ganho estático do conversor proposto por [9] é dado por:

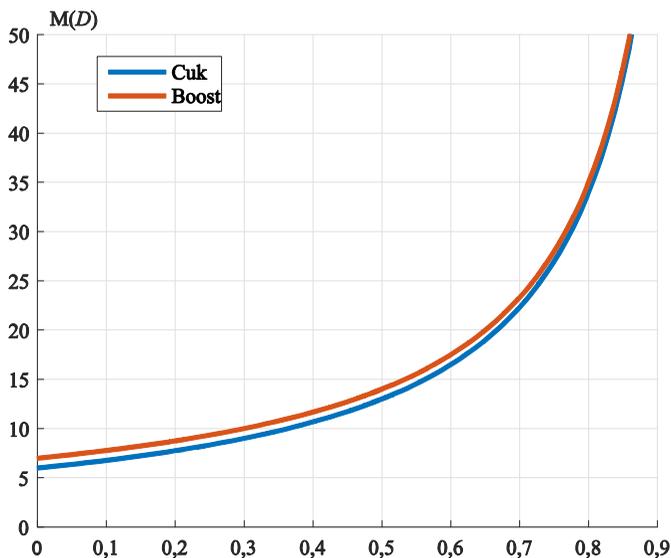
$$M_{Bt} = \frac{2 + n_{Bt}}{1 - D_{Bt}} . \quad (24)$$

Em contrapartida, mediante (11), sabe-se que o ganho estático do conversor proposto é pode ser descrito por:

$$M_{Ck} = \frac{1 + D_{Ck} + n_{Ck}}{1 - D_{Ck}} . \quad (25)$$

A Figura 3.7 apresenta o ganho estático das duas topologias em função da razão cíclica para uma relação de transformação  $n$  igual a 3. Nota-se que o ganho estático do conversor baseado no conversor Boost é levemente maior, o que implica a possibilidade de uma razão cíclica um pouco menor para atingir o mesmo ganho de tensão na saída do conversor. Ademais, verifica-se que com o aumento da razão cíclica a diferença entre os ganhos estáticos se torna menor.

Figura 3.7 – Ganho estático do conversor proposto por [9] baseado no Boost e do conversor proposto baseado no Cuk com  $n = 3$ .



### 3.4.2 Volume do elemento magnético

O tamanho do magnético utilizado é proporcional à energia armazenada em seu entreferro:

$$A_e A_w \propto \frac{1}{2} L_m I_{Lm} (I_{Lm} + \Delta I_{Lm}) . \quad (26)$$

Com isso, tanto o valor médio da corrente magnetizante quanto a sua ondulação são terminantes na estimativa do volume do indutor acoplado.

Para o conversor baseado no Boost [9] a corrente magnetizante e a sua ondulação são dados respectivamente por:

$$I_{Lm.Bt} = M_{Bt} I_o , \quad (27)$$

$$\Delta I_{Lm.Bt} = \frac{D_{Bt} V_i}{2L_{m.Bt} f_S} . \quad (28)$$

Já para o conversor proposto, baseado no conversor Cuk, o valor médio da corrente magnetizante e sua ondulação são descritos respectivamente por:

$$I_{Lm.Ck} = I_o, \quad (29)$$

$$\Delta I_{Lm.Ck} = \frac{D_{Ck} V_i}{2L_{m.Ck} f_s}. \quad (30)$$

A Figura 3.8 compara o valor médio da corrente no indutor magnetizante em função da tensão de entrada dos dois conversores, sendo possível notar a vantagem do indutor acoplado do conversor proposto por apresentar um menor valor médio de corrente para qualquer tensão de entrada. Já a Figura 3.9 mostra a ondulação da corrente no indutor magnetizante, mostrando uma pequena vantagem do conversor baseado no Boost. Essa vantagem é resultante da necessidade de uma menor razão cíclica para se obter o mesmo ganho estático.

Figura 3.8 – Comparação entre a corrente média no indutor magnetizante.

( $n = 3$ ,  $V_o = 400$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_m = 20$   $\mu$ H)

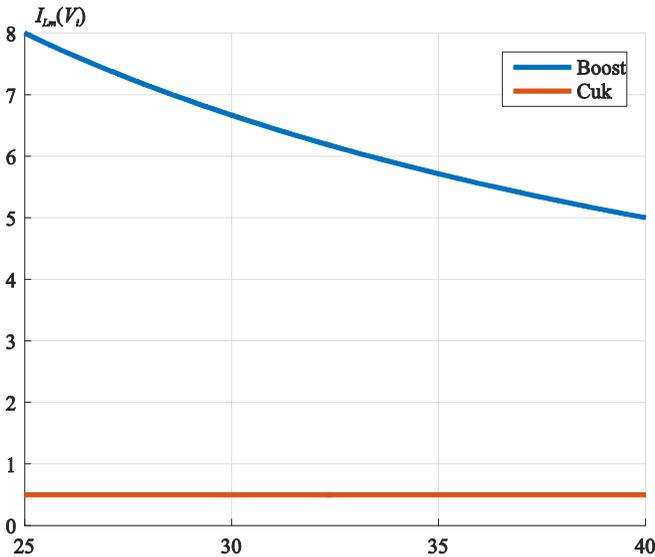
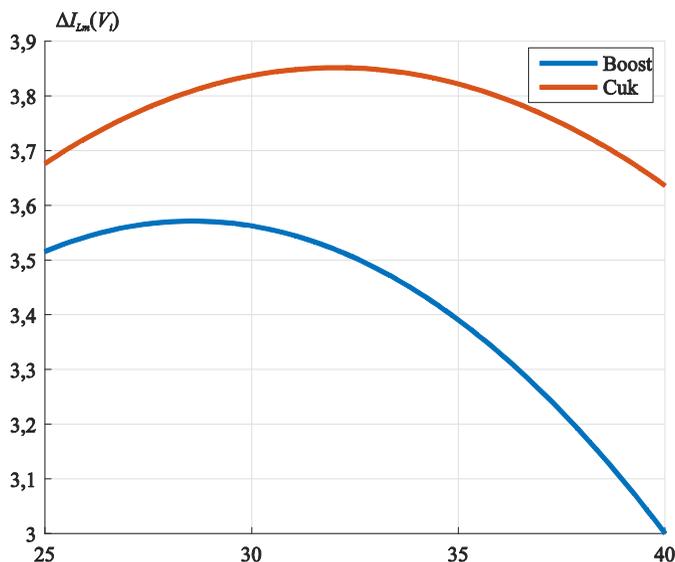


Figura 3.9 – Comparação entre a ondulação da corrente no indutor magnetizante. ( $n = 3$ ,  $V_o = 400$  V,  $f_s = 100$  kHz,  $L_m = 20$   $\mu$ H)



### 3.4.3 Tensão nos componentes semicondutores

Outro parâmetro importante é a tensão reversa de pico nos interruptores e diodos. No entanto, para ambos os conversores os esforços são os mesmos, dados por:

$$\hat{V}_s = \frac{1}{1-D} V_i, \quad (31)$$

$$\hat{V}_d = \frac{1+n}{1-D} V_i. \quad (32)$$

A comparação aqui realizada mostra uma pequena diferença entre os conversores, podendo significar vantagens ou desvantagens dependendo da aplicação. Porém, em aplicações fotovoltaicas o conversor proposto possui uma pequena vantagem devido à necessidade de um menor indutor acoplado, porém essa vantagem é suprimida pela adição do indutor de entrada que aumenta o volume total do conversor.

### 3.5 COMUTAÇÃO SUAVE

Em conversores comutados em alta frequência as perdas por comutação representam um limitante considerável no rendimento do conversor. Por conta disso é interessante que se utilize comutação suave.

Para o conversor proposto é possível realizar comutação dos tipos ZVS para os interruptores e ZCS para os diodos. Dessa forma, é necessário o conhecimento de alguns parâmetros importantes como, por exemplo, o tempo morto mínimo necessário para que se descarreguem os capacitores parasitas dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Além disso, é necessário definir o valor máximo da capacitância  $C_b$  de forma que a etapa ressonante termine antes do momento da comutação, garantindo corrente nula no secundário do indutor acoplado e consequentemente nos diodos  $D_1$  e  $D_o$ .

A seguir serão calculados os parâmetros necessários para garantir a comutação suave. Com estes valores limitantes será possível dimensionar os componentes utilizados no conversor.

#### 3.5.1 ZVS na ativação de $S_1$

Para garantir que não existirá tensão e corrente ao mesmo tempo no MOSFET  $S_1$  é necessário que a corrente magnetizante carregue e descarregue  $C_{j2}$  e  $C_{j1}$  respectivamente. Assim a condição necessária é mostrada abaixo:

$$\frac{1}{2}L_m i_{Lm}(t_0)^2 + \frac{1}{2}L_e i_{Le}(t_0)^2 \geq \frac{1}{2}(C_{j1} + C_{j2})V_{Ce}^2. \quad (33)$$

O tempo morto necessário é:

$$\Delta t_{S1} = t_2 - t_0 \geq \frac{4C_{j1}V_{Ce}}{(I_{Le} - I_{Lm}) - (\Delta I_{Lm} + \Delta I_{Le})}. \quad (34)$$

Simplificando tem-se:

$$I_{Le} - I_{Lm} = (M - 1)I_o, \quad (35)$$

$$\Delta I_{Lm} + \Delta I_{Le} = \frac{(L_e + L_m)DV_i}{2L_m L_e f_S}. \quad (36)$$

Além disso, a corrente de entrada subtraída da corrente magnetizante deve ser negativa para que seja possível descarregar  $C_{j1}$ , assim:

$$I_{Le} - I_{Lm} < \Delta I_{Lm} + \Delta I_{Le} , \quad (37)$$

$$\frac{L_e L_m}{L_e + L_m} < \frac{D(1-D)V_i}{2I_o(2D+n)f_s} . \quad (38)$$

### 3.5.2 ZVS na ativação de $S_2$

Para garantir que não existirá tensão e corrente ao mesmo tempo no MOSFET  $S_2$  é necessário que a corrente magnetizante carregue e descarregue  $C_{j1}$  e  $C_{j2}$  respectivamente. Assim a condição necessária é mostrada abaixo:

$$\frac{1}{2}L_m i_{Lm}(t_4)^2 + \frac{1}{2}L_e i_{Le}(t_4)^2 \geq \frac{1}{2}(C_{j1} + C_{j2})V_{Ce}^2 . \quad (39)$$

O tempo morto necessário é:

$$\Delta t_{S2} = t_6 - t_4 \geq \frac{4C_{j2}V_{Ce}}{(I_{Le} - I_{Lm}) + (\Delta I_{Lm} + \Delta I_{Le})} . \quad (40)$$

### 3.5.3 ZCS na desativação de $D_o$

A corrente  $I_2$  deve ir à zero antes que  $S_2$  seja acionada, assim:

$$C_b \leq \frac{1}{L_k} \left[ \frac{DT_s}{\pi} \right]^2 . \quad (41)$$

### 3.5.4 ZCS na desativação de $D_1$

A corrente  $I_2$  deve ir à zero antes que  $S_1$  seja acionada, assim:

$$C_b \leq \frac{1}{L_k} \left[ \frac{(n+1)(1-D)T_s}{n\pi} \right]^2 . \quad (42)$$



## 4 EXPERIMENTAÇÃO PRÁTICA

A fim de validar o estudo realizado, construiu-se um protótipo do conversor de alto ganho baseado no conversor Cuk com indutor acoplado e multiplicador de tensão.

### 4.1 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

O projeto do conversor proposto foi realizado a partir das especificações apresentadas na Tabela 1. Tais especificações foram definidas considerando a sua aplicação em microinversores fotovoltaicos.

Tabela 1 – Especificações do conversor.

Tensão de entrada	25-40 V
Tensão de saída	400 V
Potência de saída	200 W
Frequência de comutação	100 kHz

### 4.2 PROJETO E DIMENSIONAMENTO

O projeto completo do conversor Cuk de alto ganho está disponibilizado no Apêndice A em forma de planilha de cálculo. A seguir são discutidas as principais considerações de projeto e o dimensionamento dos componentes do estágio de potência.

#### 4.2.1 Relação de transformação $n$

Para definir a relação de transformação mais adequada para o indutor acoplado considerou-se o valor que mais se aproximasse do resultado de (43), obtida a partir de (11).

$$n = M(1 - D) - D - 1 \quad (43)$$

Sendo o ganho estático  $M$  referente ao valor médio do intervalo de tensão de entrada, especificado na Tabela 1, e  $D$  igual a 0,5. Com isso o conversor trabalhará em uma região com perdas de condução mais amenas.

#### 4.2.2 Indutância $L_e$ e $L_m$

De acordo com (38) a relação entre a indutância de entrada e indutância magnetizante deve possuir um valor máximo, como é mais

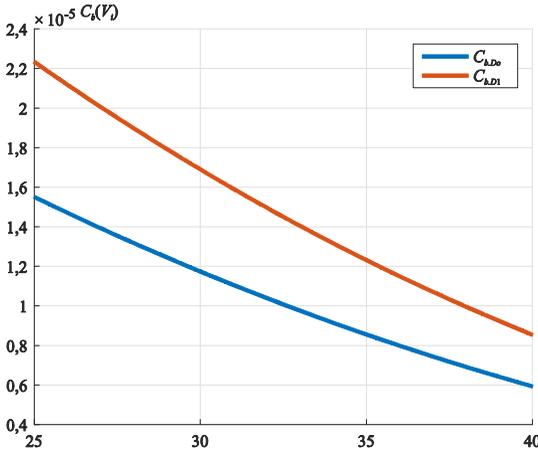
difícil obter qualquer valor para  $L_m$ , então  $L_m$  terá um valor fixo e  $L_e$  será determinado por:

$$L_e \leq \frac{L_m D(1-D)V_i}{\left[2L_m I_o(2D+n)f_s\right] - D(1-D)V_i} \quad (44)$$

### 4.2.3 Capacitância $C_b$

De acordo com as seções 3.5.3 e 3.5.4, a capacitância  $C_b$  possui um valor máximo para que exista ZCS nos diodos  $D_o$  e  $D_1$ . Esse valor foi obtido a partir da Figura 4.1, na qual foi escolhido um valor inferior ao menor valor resultante de (41) e (42).

Figura 4.1 – Capacitância necessária para garantir ZCS no diodos  $D_o$  e  $D_1$ .



### 4.2.4 Capacitância $C_e$ e $C_1$

O critério utilizado para dimensionar os capacitores  $C_e$  e  $C_1$  será baseado na ondulação de tensão. Considerou-se aceitáveis ondulações de tensão inferiores a 5% da tensão nominal, conforme (45) e (46).

$$C_e \geq \frac{I_o M(1-D)^2}{0,05 V_i f_s} \quad (45)$$

$$C_1 \geq \frac{I_o D(1-D)}{0,05(nD + D + 1)V_i f_s} \quad (46)$$

#### 4.2.5 Capacitância $C_o$

Para determinar a capacitância  $C_o$  foi considerada uma ondulação de tensão máxima de 0,5% em condições nominais de operação:

$$C_o \geq \frac{I_o D}{0,005 V_o f_s} \quad (47)$$

#### 4.2.6 Filtro LC de entrada ( $C_f$ e $L_f$ )

O filtro de entrada foi dimensionado para que a corrente de entrada ficasse na ordem de 1% de ondulação. Para o indutor  $L_f$  foi considerado a própria indutância do cabo de um módulo fotovoltaico (aproximadamente 2  $\mu\text{H}$ ), enquanto a capacitância  $C_f$  foi definida mediante simulação.

#### 4.2.7 Esforços nos componentes

Para o dimensionamento dos componentes do conversor é necessário conhecer os seus esforços de tensão e corrente. Para isso foi utilizado o *software* PSIM, com ele é possível simular os esforços nos componentes para diferentes valores de tensão de entrada. A seguir são apresentadas as tabelas contendo os esforços para o conversor proposto.

Tabela 2 - Esforços no interruptor  $S_1$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
Corrente média (A)	8,03	6,74	5,83	5,10
Corrente eficaz (A)	11,16	10,11	9,49	9,16
Corrente de pico (A)	20,79	20,25	20,61	21,60
Tensão reversa (V)	61,86	62,56	63,44	64,47

Tabela 3 – Esforços no interruptor  $S_2$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
Corrente média (A)	1,78	1,95	2,12	2,34
Corrente eficaz (A)	3,88	3,83	3,84	3,78
Corrente de pico (A)	18,62	17,86	17,16	15,82
Tensão reversa (V)	61,93	62,59	63,36	64,28

Tabela 4 – Esforços no diodo  $D_1$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
Corrente média (A)	0,5	0,5	0,5	0,5
Corrente eficaz (A)	1,02	1,01	1,00	1,00
Tensão reversa (V)	370	374	378	381

Tabela 5 – Esforços no diodo  $D_o$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
<b>Corrente média (A)</b>	0,5	0,5	0,5	0,5
<b>Corrente eficaz (A)</b>	1,06	1,07	1,07	1,08
<b>Tensão reversa (V)</b>	370	373	377	380

Tabela 6 – Esforços no capacitor  $C_f$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
<b>Tensão de pico (V)</b>	25,10	30,12	35,12	40,12
<b>Corrente eficaz (A)</b>	4,27	4,45	4,42	4,21

Tabela 7 – Esforços no capacitor  $C_e$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
<b>Tensão de pico (V)</b>	61,94	62,6	63,44	64,47
<b>Corrente eficaz (A)</b>	7,14	7,08	7,08	7,10

Tabela 8 – Esforços no capacitor  $C_b$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
<b>Tensão de pico (V)</b>	38,57	34,86	31,22	27,70
<b>Corrente eficaz (A)</b>	7,57	7,47	7,44	7,50

Tabela 9 – Esforços no capacitor  $C_1$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
<b>Tensão de pico (V)</b>	265,8	245,5	225,4	205,8
<b>Corrente eficaz (A)</b>	1,47	1,47	1,47	1,47

Tabela 10 – Esforços no capacitor  $C_o$ .

	25 V	30 V	35 V	40 V
<b>Tensão de pico (V)</b>	400	400	400	400
<b>Corrente eficaz (A)</b>	0,94	0,94	0,95	0,96

#### 4.2.8 Determinação dos componentes do estágio de potência

Por meio do projeto do Apêndice A e dos esforços de tensão e corrente nos componentes do estágio de potência, optou-se por utilizar os componentes apresentados na Tabela 11.

Os projetos do indutor de entrada  $L_e$  e do indutor acoplado estão presentes no Apêndice B, de modo que as informações mais relevantes obtidas a partir desses projetos estão descritas na Tabela 12.

Tabela 11 – Componentes utilizados no protótipo.

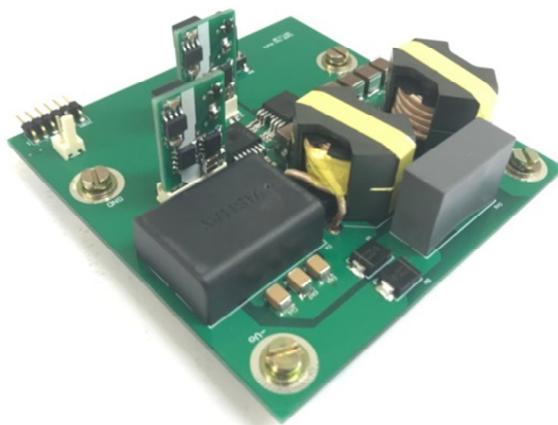
<b>Componentes do Estágio de Potência</b>	
$S_1, S_2$	IPB039N10N3
$D_1, D_o$	ES3G
$C_f$	4(//) x 20 $\mu$ F / 100V cerâmico
$C_e$	1 x 20 $\mu$ F / 100V cerâmico
$C_b$	3(//) x 1 $\mu$ F / 100V cerâmico
$C_1$	1 x 1 $\mu$ F / 400V filme
$C_o$	1 x 5 $\mu$ F / 400V filme

Tabela 12 – Elementos magnéticos.

<b>Indutor Acoplado</b>	
<b>Núcleo</b>	RM10 - EPCOS N87
<b>Primário</b>	5E 150xAWG38
<b>Secundário</b>	25E 30xAWG38
$n$	4.78
$L_m/L_k$	22 $\mu$ H / 226 nH
<b>Indutor de entrada</b>	
<b>Núcleo</b>	RM10 - EPCOS N87
<b>Enrolamento</b>	10E 150xAWG38
$L_e$	10 $\mu$ H

A Figura 4.2 apresenta o protótipo construído em laboratório. O esquemático completo e o *layout* estão disponíveis no Anexo A.

Figura 4.2 – Fotografia do protótipo.



## 4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo da Figura 4.2 foi testado para diferentes valores de tensão de entrada e condições de carga, de modo que os principais resultados serão apresentados a seguir.

### 4.3.1 Ensaio de variação de carga

Para validação do modelo proposto é necessário comprovar a semelhança entre algumas formas de onda obtidas em simulação e de forma experimental. Dentre elas estão a forma de onda da corrente do enrolamento primário do indutor acoplado, visto que comprova a existência das etapas ressonantes, e as tensões nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , pois mostra sua complementaridade. Na Figura 4.3 e na Figura 4.4 é possível observar essa comparação para a operação em plena carga e com 30 V de tensão de entrada.

Além do ensaio em plena carga é importante refazer o mesmo ensaio com cargas diferentes, comumente é feito em meia carga (50% da carga nominal) e em baixa carga (10% da carga nominal). Na Figura 4.5 e na Figura 4.6 é mostrada a comparação entre simulação e ensaio experimental do conversor com 30 V de tensão de entrada e em meia carga e na Figura 4.7 e na Figura 4.8 é mostrado a mesma comparação, porém em baixa carga. É importante ressaltar que a escala da corrente do enrolamento primário foi erroneamente ajustada, deve-se considerar 10 A/div ao invés de 20 A/div.

É possível observar que em meia carga ainda existe etapa ressonante, porém em baixa carga essa etapa é comprometida, afetando negativamente o rendimento do conversor por conta da perda de comutação suave. Isso mostra a importância do dimensionamento correto para o bom funcionamento do conversor.

### 4.3.2 Ensaio de variação da tensão de entrada

Outro ensaio muito importante é referente à variação da tensão de entrada mantendo carga plena. Esse ensaio consiste em aplicar a tensão de entrada igual a 25 V, 30 V, 35 V e 40 V. As Figura 4.9 – Figura 4.16 mostram a comparação entre simulação e resultado experimental do ensaio de variação da tensão de entrada.

É possível notar que em nenhum dos ensaios referentes à variação de tensão de entrada o conversor perde suas etapas ressonantes. Isso demonstra o dimensionamento apropriado do conversor proposto, uma vez que a faixa de tensão de entrada proposta varia entre 25 V e 40 V.

Figura 4.3 – Simulação do conversor em plena carga.

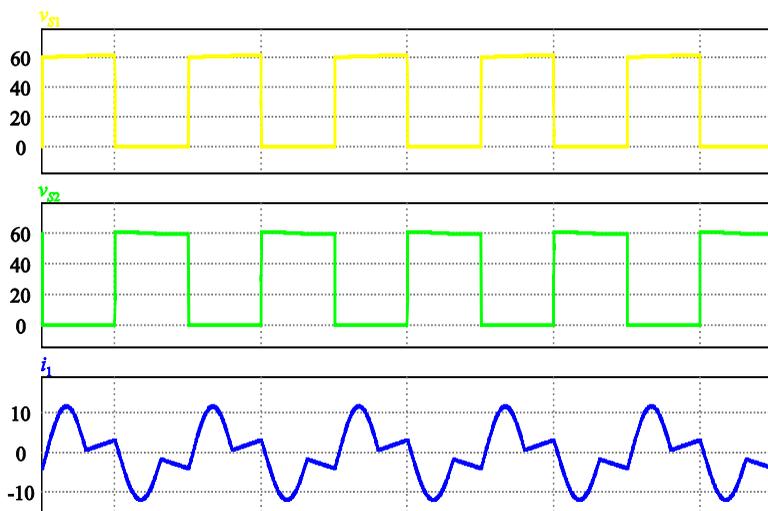


Figura 4.4 – Resultado experimental do conversor em plena carga.

(1)  $v_{S1}$ , (2)  $v_{S2}$ , (3)  $i_1$ .

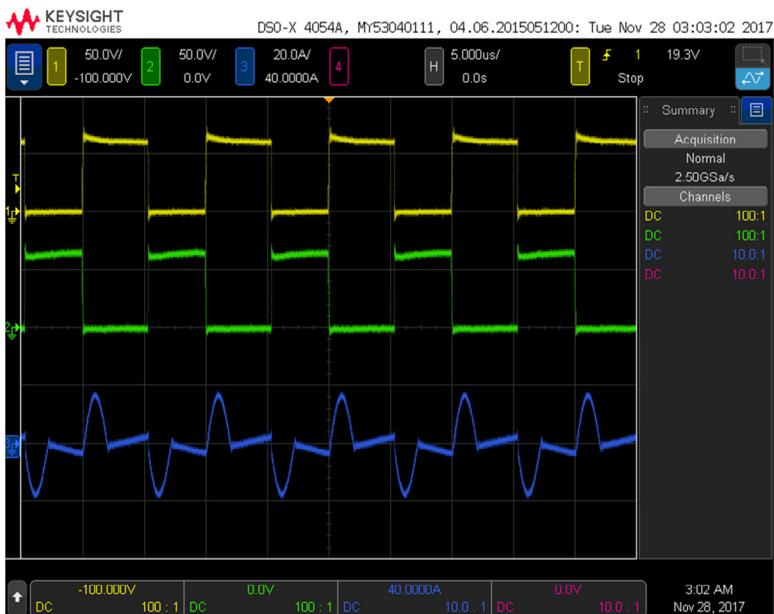


Figura 4.5 - Simulação do conversor em meia carga.

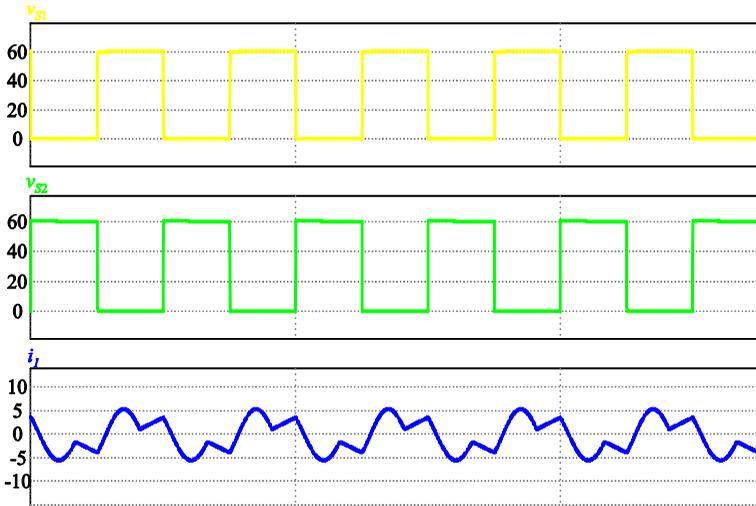


Figura 4.6 - Resultado experimental do conversor em meia carga.

(1)  $v_{S1}$ , (2)  $v_{S2}$ , (3)  $i_1$ .



Figura 4.7 - Simulação do conversor em baixa carga.

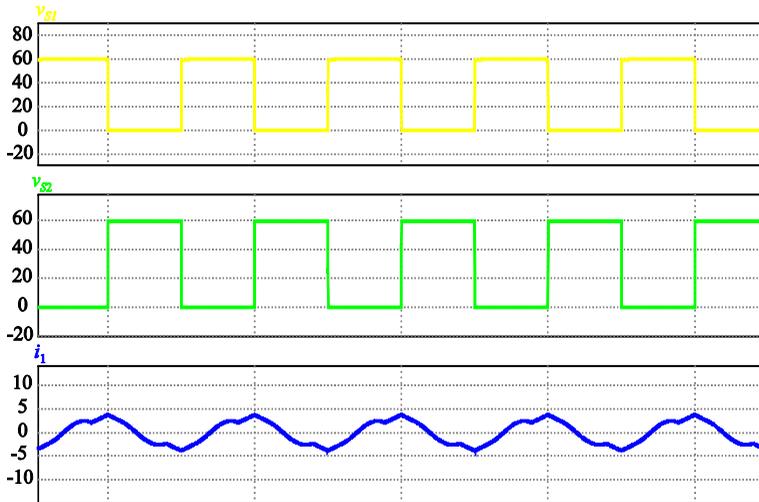


Figura 4.8 - Resultado experimental do conversor com baixa carga.  
(1)  $v_{S1}$ , (2)  $v_{S2}$ , (3)  $i_1$ .

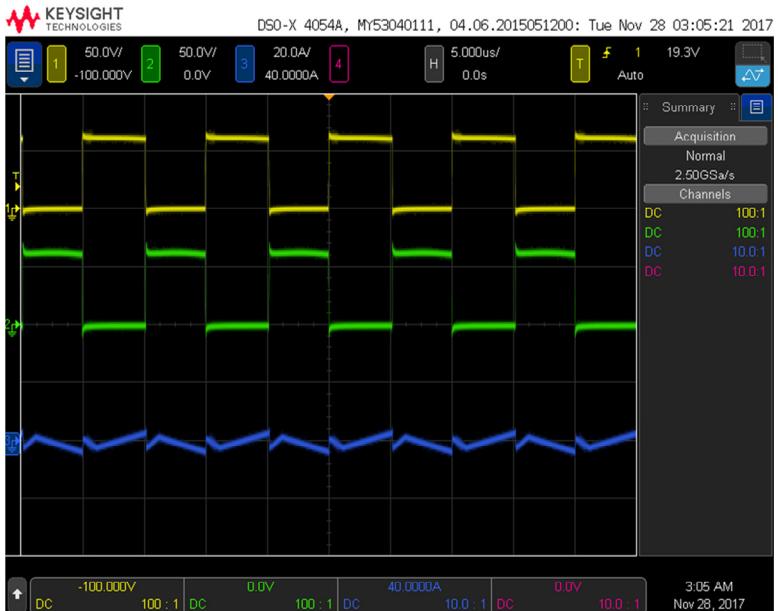


Figura 4.9 – Simulação do conversor com tensão de entrada de 25 V.

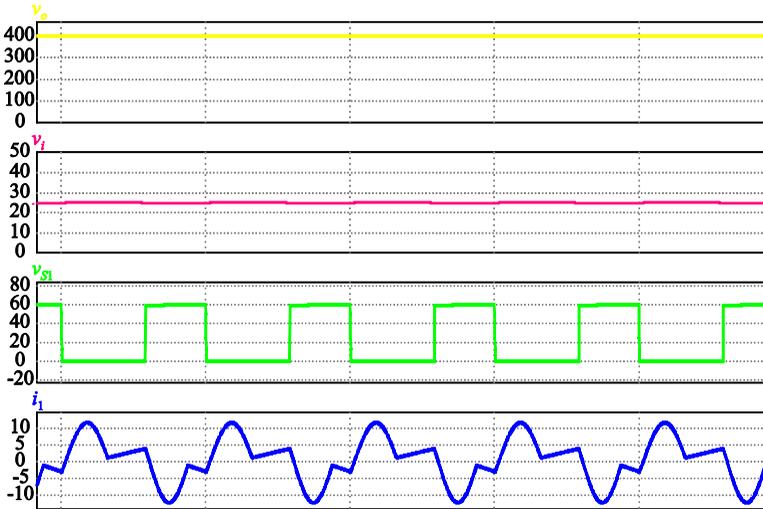


Figura 4.10 – Resultado experimental com tensão de entrada de 25 V.

(1)  $V_o$ , (2)  $v_{S1}$ , (3)  $i_1$ , (4)  $V_i$ .



Figura 4.11 - Simulação do conversor com tensão de entrada de 30 V.

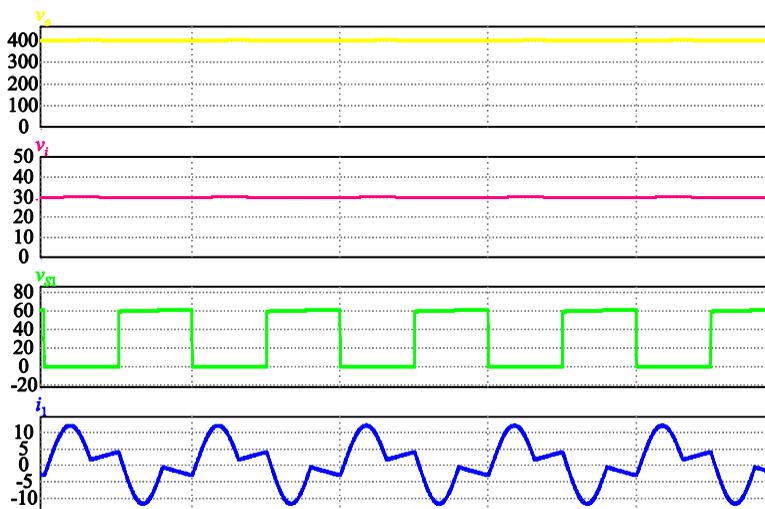


Figura 4.12 - Resultado experimental com tensão de entrada de 30 V.

(1)  $V_o$ , (2)  $v_{S1}$ , (3)  $i_1$ , (4)  $V_i$ .



Figura 4.13 - Simulação do conversor com tensão de entrada de 35 V.

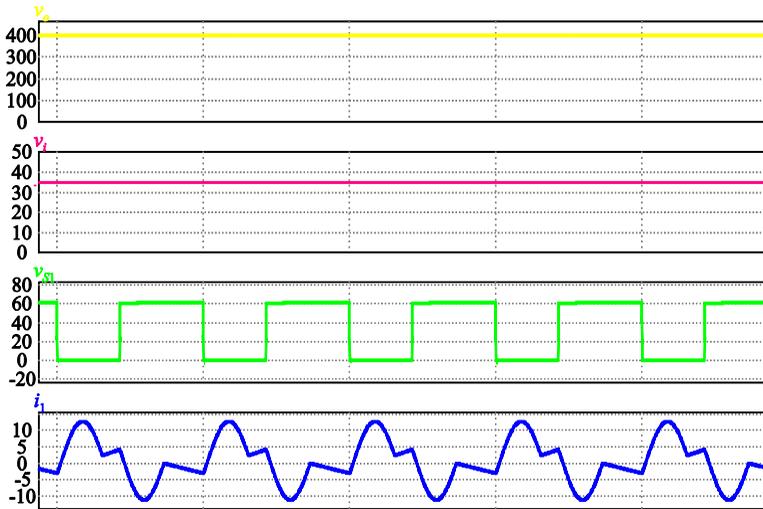


Figura 4.14 - Resultado experimental com tensão de entrada de 35 V.

(1)  $V_o$ , (2)  $v_{S1}$ , (3)  $i_1$ , (4)  $V_i$ .



Figura 4.15 - Simulação do conversor com tensão de entrada de 40 V.

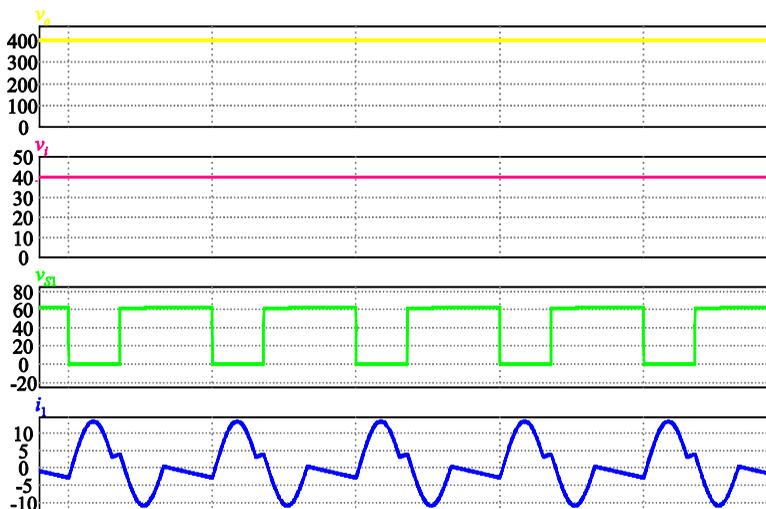


Figura 4.16 - Resultado experimental com tensão de entrada de 40 V.

(1)  $V_o$ , (2)  $v_{S1}$ , (3)  $i_1$ , (4)  $V_i$ .



### 4.3.3 Comutação suave

A comutação suave nos interruptores está relacionada ao tempo morto entre os mesmos. Como mostra a Figura 4.17, o tempo morto (200 ns) entre os interruptores, atendendo o valor mínimo previsto no Apêndice A.

Figura 4.17 – Tempo morto entre os interruptores. (1)  $v_{S1}$ , (2)  $v_{S2}$ .



Além do tempo morto é necessário confirmar se existem, simultaneamente, corrente e tensão no momento da comutação. Entretanto, não é possível medir a corrente do interruptor por terem sido utilizados componentes de tecnologia de montagem superficial (SMD – *Surface Mounted Components*). Para contornar essa situação foi medida a corrente no enrolamento primário do indutor acoplado, haja vista que, como mostrado na seção 3.1, a corrente no interruptor é nula momentos antes do início da etapa ressonante. Feito essa consideração a Figura 4.18 e a Figura 4.19 confirmam a existência de comutação suave nos interruptores. Já a comutação suave nos diodos é garantida quando a etapa ressonante termina antes da comutação dos interruptores conforme demonstrado na seção 3.5. A Figura 4.20 mostra esta condição sendo atendida.

Figura 4.18 – Comutação suave no interruptor  $S_1$ . (1)  $v_{S1}$ , (3)  $i_1$ .

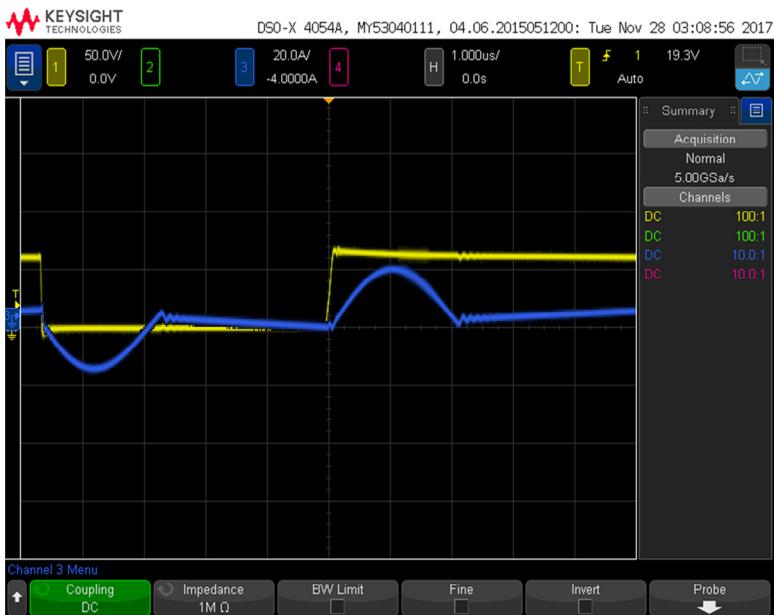
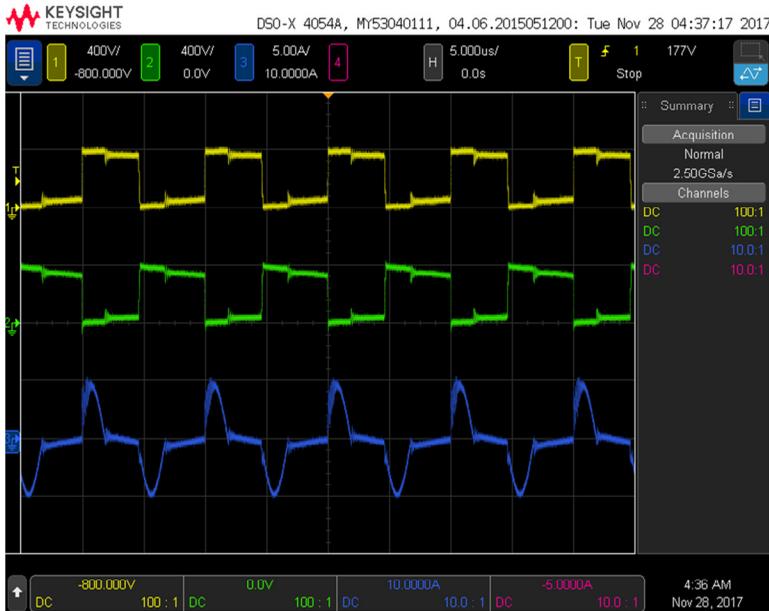


Figura 4.19 - Comutação suave no interruptor  $S_2$ . (2)  $v_{S2}$ , (3)  $i_1$ .



Figura 4.20 – Comutação suave dos diodos  $D_o$  e  $D_1$ . (1)  $v_{D1}$ , (3)  $v_{D2}$ , (2)  $i_2$ .



#### 4.3.4 Rendimento

O ensaio de rendimento do protótipo do conversor proposto foi realizado experimentalmente a partir do Power Analyzer WT500. A Figura 4.21 apresenta os resultados obtidos para diferentes níveis de potência e valores de tensão de entrada.

Os resultados de rendimento da Figura 4.21 foram utilizados para o cálculo do rendimento da Comissão Energética da Califórnia (*California Energy Commission* - CEC) apresentado na Figura 4.22, em que o rendimento equivalente do conversor é definido pela seguinte média ponderada:

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + \dots + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (48)$$

Tais resultados mostram que o conversor proposto possui um alto rendimento em uma grande faixa de operação. Com isso, a topologia apresentada mostra-se eficaz em aplicações que demandam alto ganho e alto rendimento, como é o caso de microinversores fotovoltaicos.

Figura 4.21 – Curvas de rendimento para várias tensões de entrada.

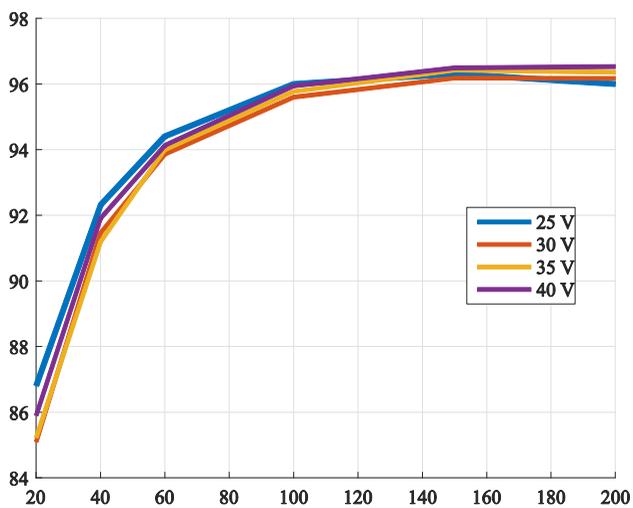
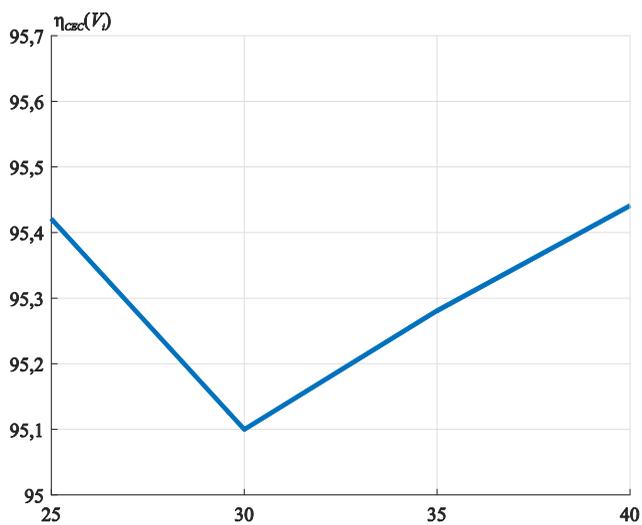


Figura 4.22 – Curva do rendimento ponderado CEC.





## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho de conclusão de curso teve como objetivo propor uma nova topologia de conversor cc-cc para aplicações fotovoltaicas. Essa topologia foi baseada no conversor Cuk e possui um indutor acoplado e uma célula multiplicadora de tensão como forma de aumentar o ganho estático da estrutura, podendo elevar a tensão de entrada entre 10 e 20 vezes.

Apesar de possuir naturalmente entrada em corrente, foi proposta a adição de um filtro LC de entrada como forma de diminuir o volume do indutor de entrada. Além disso, a topologia proposta apresenta dois elementos magnéticos, o que representa uma desvantagem em relação ao conversor Boost com variações similares, mesmo possuindo um indutor acoplado com volume menor.

Para comprovar a eficácia dessa topologia foi dimensionado e construído um protótipo capaz de processar 200 W e operar com tensão de entrada variando entre 25 e 40 V com tensão de saída de 400 V. O protótipo atendeu a todas as especificações de projeto, atingindo rendimento máximo superior a 96,5% e rendimento ponderado CEC na ordem de 95% para toda a faixa de tensão de entrada.

Com isso, a topologia apresentada representa uma importante contribuição para a área de conversores cc-cc, trazendo vantagens em relação a conversores utilizados em aplicações semelhantes [9], como um indutor acoplado com menor volume. Em razão disso, o conversor se mostra promissor em aplicações fotovoltaicas, podendo ser utilizado em microinversores para a conexão de apenas um módulo à rede elétrica comercial.

Como trabalhos futuros é possível otimizar os parâmetros dos elementos magnéticos, visando diminuir seu volume, verificar sua operação com métodos de rastreamento de máxima potência e avaliar se a vantagem oferecida pela comutação suave compensa a utilizar um indutor de entrada volumoso. Ademais, pretende-se submeter um artigo para publicação contendo os resultados obtidos até o momento.



## REFERÊNCIAS

- [1] J. Selvaraj, N. A. Rahim, “Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller,” *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 149-158, Jan. 2009.
- [2] W. Li, X. He, “Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications,” *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, Abr. 2011.
- [3] L. Schmitz, “Conversores cc-cc não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor Boost com célula de ganho,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [4] G. C. Knabben, “Microinversor fotovoltaico não isolado de dois estágios,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- [5] A. C. Nanakos, E. C. Tatakis, N. P. Papanikolaou, “A weighted-efficiency-oriented design methodology of flyback inverter for ac photovoltaic modules,” *IEEE Tran. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3221-3233, Jul. 2012.
- [6] A. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen, “A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems,” *IEEE Tran. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2711-2726, Jun. 2013.
- [7] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2<sup>a</sup> ed. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2001.
- [8] D. C. Martins, I. Barbi, *Eletrônica de potência: conversores cc-cc básicos não isolados*, 2<sup>a</sup> ed. Florianópolis, SC, Brasil: Edição dos autores, 2006.
- [9] B. Gu, J. Dominic, V. Chen, L. Zhang, J.-S. Lai, “Hybrid transformer ZVS-ZCS dc-dc converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for photovoltaic module applications,” *IEEE Tran. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 2127-2136, Abr. 2015.



## APÊNDICE A – Planilha de Cálculo

### Especificações:

Tensão de entrada mínima:  $V_{i_{min}} := 25V$

Tensão de entrada máxima:  $V_{i_{max}} := 40V$

Tensão de saída:  $V_o := 400V$

Potência de saída:  $P_o := 200W$

Corrente de saída:  $I_o := \frac{P_o}{V_o} = 0.5A$

Frequência de comutação:  $f_s := 100kHz$

Indutância de entrada:  $L_e := 10\mu H$

Indutância magnetizante:  $L_m := 20\mu H$

Indutância de dispersão:  $L_k := 0.220 \cdot \mu H$

Capacitância parasita de  $S_1$ :  $C_{j1} := 2000pF$

Capacitância parasita de  $S_2$ :  $C_{j2} := 2000pF$

### Relações importantes:

Tensão de entrada média:  $V_i := \frac{V_{i_{max}} + V_{i_{min}}}{2} = 32.5V$

Ganho estático:  $M := \frac{V_o}{V_i}$

Relação de transformação:  $n(D) := \text{ceil}[M \cdot (1 - D) - 1 - D]$

$$n := n(0.5) = 5$$

Razão cíclica:  $D := \frac{M - 1 - n}{M + 1}$

Corrente média no indutor  $L_e$ :  $I_{Le} := M \cdot I_o$

Corrente média no indutor  $L_m$ :  $I_{Lm} := I_o$

Ondulação da corrente no indutor  $L_e$ :  $\Delta I_{Le} := \frac{D \cdot V_i}{2 \cdot L_e \cdot f_s}$

Ondulação da corrente no indutor  $L_m$ :  $\Delta I_{Lm} := \frac{D \cdot V_i}{2 \cdot L_m \cdot f_s}$

Tensão média no capacitor  $C_e$ :  $V_{Ce} := \frac{V_i}{1 - D}$

Indutância máxima de  $L_e$ :

$$L_{e.max} := \frac{L_m \cdot D \cdot (1 - D) \cdot V_i}{\left[ 2 \cdot L_m \cdot I_o \cdot (2 \cdot D + n) \cdot f_s \right] - D \cdot (1 - D) \cdot V_i} = 42.727 \cdot \mu H$$

Capacitância mínima de  $C_e$ :

$$C_{e.min} := \frac{I_o \cdot M \cdot (1 - D)^2}{0.05 \cdot V_i \cdot f_s} = 10.478 \cdot \mu F$$

Capacitância mínima de  $C_1$ :

$$C_{1.min} := \frac{I_o \cdot D \cdot (1 - D)}{0.05 \cdot (n \cdot D + D + 1) \cdot V_i \cdot f_s} = 0.2 \cdot \mu F$$

Capacitância mínima de  $C_o$ :

$$C_{o.mim} := \frac{I_o \cdot D}{0.005 \cdot V_o \cdot f_s} = 1.185 \cdot \mu F$$

Tempo morto mínimo:

$$\Delta t_{S1} := \frac{4 \cdot C_{j1} \cdot V_{Ce}}{(I_{Le} - I_{Lm}) - (\Delta I_{Le} + \Delta I_{Lm})} = 0.084 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{S2} := \frac{4 \cdot C_{j2} \cdot V_{Ce}}{(I_{Le} - I_{Lm}) + (\Delta I_{Le} + \Delta I_{Lm})} = 0.029 \cdot \mu s$$



## APÊNDICE B – Projetos dos Magnéticos

### 1) Indutor acoplado

#### Especificações:

Potência do conversor:	$P_o := 200W$
Tensão de saída	$V_o := 400V$
Corrente de saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 0.5A$
Tensão de entrada:	$V_i := 30V$
Relação de transformação:	$n := 5$
Frequência de comutação:	$f_s := 100kHz$
Ganho estático:	$M := \frac{V_o}{V_i} = 13.333$
Razão cíclica:	$D := \frac{M - (1 + n)}{M + 1} = 0.512$
Indutancia magnetizante:	$L_m := 20\mu H$
Corrente magnetizante:	$I_{Lm} := I_o$
Ondulação da corrente magnetizante:	$\Delta I_{Lm} := \frac{D \cdot V_i}{2 \cdot L_m \cdot f_s} = 3.837 A$
Corrente magnetizante máxima:	$I_M := I_{Lm} + \Delta I_{Lm} = 4.337 A$
Corrente magnetizante mínima:	$I_m := I_{Lm} - \Delta I_{Lm} = -3.337 A$

Corrente eficaz no primário:  $I_{1ef} := 6.86A$

Corrente eficaz no secundário:  $I_{2ef} := 1.46A$

Fluxo magnético máximo:  $B_{max} := 0.2T$

Máxima densidade de corrente:  $J_{max} := 6 \frac{A}{mm^2}$

Fator de enrolamento:  $k_w := 0.4$

Fator de utilização do primário:  $k_{u1} := \frac{1}{1 + \sqrt{n \cdot \frac{I_{2ef}}{I_{1ef}}}} = 0.492$

### Determinação do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_m \cdot I_M \cdot I_{1ef}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w \cdot k_{u1}} = 0.252 \text{ cm}^4$$

Escolha RM10 EPCOS N87:  $A_e A_w = 0.4067 \text{ cm}^4$        $\mu_c := 1500$

$A_e := 98 \text{ mm}^2$        $A_w := 41.5 \text{ mm}^2$        $MLT := 52 \text{ mm}$        $l_e := 44 \text{ mm}$

### Cálculo do número de espiras:

$$N_1 := \text{ceil} \left( \frac{L_m \cdot I_M}{A_e \cdot B_{max}} \right) = 5$$

$N_2 := n \cdot N_1 = 25$

### Cálculo do entreferro:

$$\delta_{Lm} := \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot N_1^2}{L_m} - \frac{l_e}{\mu_c} = 0.125 \text{ mm}$$

## Determinação dos condutores:

Condutor do enrolamento primário: Litz 150 x AWG38

Condutor do enrolamento secundário: Litz 30 x AWG38

$$A_{cu1} := 150 \cdot 0.008 \text{mm}^2 = 1.2 \cdot \text{mm}^2 \quad A_{t1} := 150 \cdot 0.013 \text{mm}^2 = 1.95 \cdot \text{mm}^2$$

$$A_{cu2} := 30 \cdot 0.008 \text{mm}^2 = 0.24 \cdot \text{mm}^2 \quad A_{t2} := 30 \cdot 0.013 \text{mm}^2 = 0.39 \cdot \text{mm}^2$$

Densidade de corrente:

$$J_1 := \frac{I_{1ef}}{A_{cu1}} = 5.717 \cdot \frac{A}{\text{mm}^2} \quad J_2 := \frac{I_{2ef}}{A_{cu2}} = 6.083 \cdot \frac{A}{\text{mm}^2}$$

Comprimentos dos chicotes:

$$l_1 := N_1 \cdot MLT = 0.26 \text{ m} \quad l_2 := N_2 \cdot MLT = 1.3 \text{ m}$$

## Possibilidade de execução:

$$k_u := 1.05 \frac{N_1 \cdot A_{t1} + N_2 \cdot A_{t2}}{A_w} = 0.493$$

## 2) Indutor de entrada

### Especificações:

Indutancia:  $L_l := 10 \mu\text{H}$

Corrente eficaz:  $I_{ef} := 8 \text{ A}$

Corrente de pico:  $I_p := 14.2 \text{ A}$

Fluxo magnético máximo:  $B_{max} := 0.15 \text{ T}$

Máxima densidade de corrente:  $J_{max} := 650 \frac{A}{cm^2}$

Fator de utilização:  $k_w := 0.7$

### Determinação do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_I \cdot I_p \cdot I_{ef}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} = 0.166 \cdot cm^4$$

Escolha RM10 EPCOS N87:  $A_e A_w = 0.4067 \text{ cm}^4$       $\mu_c := 1500$

$A_e := 98 \text{ mm}^2$       $A_w := 41.5 \text{ mm}^2$       $MLT := 52 \text{ mm}$       $l_e := 44 \text{ mm}$

### Cálculo do número de espiras:

$$N_L := \text{ceil} \left( \frac{L_I \cdot I_p}{A_e \cdot B_{max}} \right) = 10$$

### Cálculo do entreferro:

$$\delta_{Lm} := \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot N_L^2}{L_I} - \frac{l_e}{\mu_c} = 0.279 \text{ mm}$$

### Determinação dos condutores:

Condutor: Litz 150 x AWG38

$$A_{cu} := 150 \cdot 0.008 \text{ mm}^2 = 1.2 \cdot \text{mm}^2$$

$$A_t := 150 \cdot 0.013 \text{ mm}^2 = 1.95 \cdot \text{mm}^2$$

Densidade de corrente:

$$J_o := \frac{I_{ef}}{A_{cu}} = 6.667 \cdot \frac{A}{\text{mm}^2}$$

Comprimentados chicotes:

$$l_I := N_L \cdot MLT = 0.52 \text{ m}$$

Possibilidade de execução:

$$k_u := \frac{N_L \cdot A_t}{k_w \cdot A_w} = 0.671$$



# ANEXO A – Esquemático e Layout

