



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA  
CURSO ENGENHARIA ELÉTRICA

DOUGLAS FLORENTIN DE NADAI

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

FLORIANÓPOLIS  
2022



Douglas Florentin de Nadai

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

Trabalho de Conclusão do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina, como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Lenon Schmitz, Dr.

Coorientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Florianópolis  
2022

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

A ficha de identificação é elaborada pelo próprio autor  
Maiores informações em:  
<http://portalbu.ufsc.br/ficha>

Douglas Florentin de Nadai

**Título: Conversor cc-cc de alto ganho baseado no conversor Landsman**

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.



Documento assinado digitalmente  
**Miguel Moreto**  
Data: 28/11/2022 20:09:00-0300  
CPF: \*\*\*.850.100-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Miguel Moreto, Dr.**  
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica



Documento assinado digitalmente  
**Lenon Schmitz**  
Data: 28/11/2022 18:16:36-0300  
CPF: \*\*\*.982.279-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Lenon Schmitz, Dr.**  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

**Banca Examinadora:**



Documento assinado digitalmente  
**Roberto Francisco Coelho**  
Data: 28/11/2022 19:58:05-0300  
CPF: \*\*\*.034.249-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.**  
Coorientador  
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente  
**RAFAEL HENRIQUE ECKSTEIN**  
Data: 30/11/2022 15:40:07-0300  
CPF: \*\*\*.065.429-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Rafael Henrique Eckstein, Me.**  
Instituto Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente  
**CHRISTOPHER DA FONSECA GONCALVES**  
Data: 28/11/2022 19:50:54-0300  
CPF: \*\*\*.447.580-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Eng. Eletric. Christopher da Fonseca Gonçalves**  
Universidade Federal de Santa Catarina



Aos meus pais



## **AGRADECIMENTO**

Aos meus pais Valdecir e Crispina que sempre me apoiaram e aconselharam sobre as decisões que tive que tomar desde que sai da minha cidade para estudar em 2017, além do meu irmão Erick que mesmo de longe sempre me apoiou durante esta jornada. Em especial a minha mãe que sempre trabalhou muito e não mediu esforços para que eu e meu irmão tivéssemos uma condição e uma estrutura que ela não teve acesso quando mais jovem.

A todos os colegas e amigos que fiz durante esses anos de estudo, que com certeza fizeram com que a trajetória se tornasse mais leve e prazerosa. Em especial aos meus amigos Jonas Schultz, Yago Nunes e Nicolas Ryberg com os quais passei por muitos momentos relacionados aos estudos e a amizade que fizemos fora do ambiente da classe de aula.

Ao meu orientador Professor Lenon Schmitz e coorientador Professor Roberto Coelho por toda a paciência e tempo dedicado para me auxiliar no desenvolvimento deste trabalho, além de se mostrarem como excelentes tutores, sempre se mostraram à disposição para tirar qualquer tipo de dúvida que surgia para mim.

Por fim a todos que contribuíram, de forma direta ou indireta, neste processo que fez com que eu aprendesse muito sobre a vida e que, com certeza, foi uma porta de entrada para as próximas etapas da minha vida pessoal e profissional. Muito obrigado.



“O sucesso nada mais é que ir de fracasso em  
fracasso sem que se perca o entusiasmo.”  
(Winston Churchill)



## RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo sobre um conversor cc-cc elevador alto ganho e rendimento baseado no conversor Landsman com uma estrutura composta por multiplicadores de tensão e um indutor acoplado que é denominada célula de ganho. O estudo desta topologia foi feito com o intuito da sua utilização em aplicações fotovoltaicas, por conta disso, inicialmente é feita uma contextualização do tema e, na sequência, apresentado um breve estudo a respeito do conversor Landsman, no qual são apresentadas algumas das características do conversor, equações de projeto e algumas das limitações do seu uso em aplicações fotovoltaicas. Posteriormente, é apresentado o conversor proposto, mostrando o seu princípio de funcionamento, suas principais formas de onda e o desenvolvimento das equações necessárias para fazer o seu dimensionamento. Por fim, com a utilização de componentes disponíveis no laboratório, foi feita a montagem de um protótipo de 150 W, com tensão de entrada 25-40V e tensão de saída de 400 V com o intuito de fazer a validação do estudo teórico desenvolvido durante o trabalho.

**Palavras-chave:** Células multiplicadoras de tensão. Conversores cc-cc de alto ganho. Indutor acoplado. Conversor Landsman.



## ABSTRACT

This work presents the study of a high gain and efficient dc-dc step-up converter based on the Landsman converter with a structure composed of voltage multipliers and a coupled inductor which is called a gain cell. The study of this topology was made with the intention of its use in photovoltaic applications, because of this, initially a contextualization of the theme is made, after that, a brief study is made about the Landsman converter in which some of the characteristics of the converter are presented, its design equations and some of the limitations of its usage in photovoltaic applications. Subsequently, the proposed converter is presented, showing its working principle, the main waveforms and the development of the equations necessary to sizing the converter. Finally, with the use of components available in the laboratory, a 150 W prototype was assembled, with an input voltage of 25-40V and an output voltage of 400 V in order to validate the theoretical study developed during the study.

**Keywords:** Landsman converter. Coupled inductor. High step-up dc-dc converters. Voltage multiplier cells.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Topologia do conversor Landsman original. ....	31
Figura 2 – Conversor Landsman durante a 1ª etapa de operação. ....	32
Figura 3 - Conversor Landsman durante a 2ª etapa de operação. ....	33
Figura 4 - Forma de onda da tensão e da corrente no indutor L2. ....	35
Figura 5 - Forma de onda da tensão e da corrente no interruptor S1. ....	35
Figura 6 - Forma de onda da tensão e da corrente no diodo D1. ....	36
Figura 7 – Forma de onda da tensão e da corrente no capacitor C1. ....	36
Figura 8 – Forma de onda da tensão e da corrente no capacitor C2. ....	36
Figura 9 - Forma de onda da tensão e da corrente no indutor L1. ....	37
Figura 10 – Forma de onda da corrente no capacitor C2. ....	38
Figura 11 – Forma de onda da tensão sobre o indutor L2. ....	42
Figura 12 – Modelagem do conversor Landsman levando em consideração as não idealidades. ....	44
Figura 13 – Ganho do conversor levando em consideração a não idealidade do indutor. ....	45
Figura 14 – Eficiência do conversor ao levar em consideração as perdas no indutor. ....	46
Figura 15 – Modelo elétrico do indutor acoplado. ....	49
Figura 16 – Forma de onda da tensão no secundário do indutor acoplado. ....	50
Figura 17 – Possíveis casos de conexão dos multiplicadores de tensão ao indutor acoplado. .	52
Figura 18 – Célula de ganho contendo um multiplicador de tensão à montante e outro à jusante do secundário do indutor acoplado. ....	53
Figura 19 – Ganho do conversor proposta contendo células de ganho genéricas. ....	55
Figura 20 – Forma de onda da corrente que passa pelo indutor. ....	56
Figura 21 – Forma de onda da tensão no secundário do indutor acoplado. ....	57
Figura 22 – Forma de onda da corrente que passa pelo indutor magnetizante. ....	59
Figura 23 – Valor crítico para o parâmetro K para diferentes topologias. ....	61
Figura 24 – Topologia escolhida para realizar os estudos. ....	62
Figura 25 – Principais formas de onda nos componentes da topologia escolhida. ....	63
Figura 26 – Conversor na 1ª etapa de funcionamento. ....	64
Figura 27 – Conversor na 2ª etapa de funcionamento. ....	64
Figura 28 – Conversor na 3ª etapa de funcionamento. ....	65
Figura 29 – Conversor na 4ª etapa de funcionamento. ....	66

Figura 30 – Conversor na 5ª etapa de funcionamento. ....	66
Figura 31 – Formas de onda ao desconsiderar as etapas 2 e 5 do conversor.....	67
Figura 32 – Forma de onda da corrente sobre o interruptor $S_1$ .....	68
Figura 33 – Valor crítico para o parâmetro K para a célula de ganho escolhida.....	73
Figura 34 – Forma de onda da corrente em $C_o$ .....	74
Figura 35 – Topologia do conversor ao utilizar interruptores ao invés de diodo.....	80
Figura 36 – Principais formas de onda ao utilizar um interruptor no lugar de $D_1$ .....	81
Figura 37 – Foto da placa utilizada. ....	81
Figura 38 – Esquemático da placa utilizada. ....	82
Figura 39 – Montagem final da topologia proposta. ....	83
Figura 40 – Forma de onda do sinal de controle gerado pelo microprocessador. ....	84
Figura 41 – Principais formas de onda do conversor obtidas no experimento.....	84



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Índices a e b para o caso I.....	50
Tabela 2 – Índices a e b para o caso II.....	51
Tabela 3 – Índices a e b para o caso III.....	51
Tabela 4 – Índices a e b para o caso IV .....	51
Tabela 5 – Especificação do conversor desejado .....	75
Tabela 6 – Especificação do indutor acoplado utilizado .....	76

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	<i>Corrente Contpinua</i>
LKC	<i>Lei de Kirchhoff das correntes</i>
LKT	<i>Lei de Kirchhoff das tensões</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MCC	<i>Modo de condução contínua</i>
MCD	<i>Modo de condução descontínua</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

$a$	Índice da célula de ganho
$b$	Índice da célula de ganho
$D$	Razão cíclica
$D_1$	Diodo $D_1$
$L_1$	Indutor $L_1$
$L_2$	Indutor $L_2$
$C_1$	Capacitor $C_1$
$C_2$	Capacitor $C_2$
$V_i$	Tensão de entrada do conversor
$S_1$	Interruptor $S_1$
$V_o$	Tensão na saída do conversor
$V_{c1}$	Tensão sobre o capacitor $C_1$
$V_{c1ca}(t)$	Parcela alternada da tensão no capacitor $C_1$
$V_{c2}$	Tensão sobre o capacitor $C_2$
$V_{c2ca}(t)$	Parcela alternada da tensão no capacitor $C_2$
$V_{L1}$	Tensão sobre o indutor $L_1$
$f_s$	Frequência de comutação
$\Delta V_{c1}$	Ondulação da tensão $V_{c1}$
$\Delta V_{c2}$	Ondulação da tensão $V_{c2}$
$I_{L1}$	Corrente no indutor $L_1$
$i_{L1ca}(t)$	Parcela alternada da corrente $I_{L1}$
$I_{in}$	Corrente na entrada do conversor
$T_s$	Período de comutação do conversor
$M$	Ganho estático do conversor
$Q$	Carga armazenada em um capacitor
$\Delta I_{L2}$	Ondulação da corrente $I_{L2}$
$I_{L2}$	Corrente no indutor $L_2$
$I_{out}$	Corrente na saída do conversor
$\delta i_{L2}$	Variação percentual da corrente $I_{L2}$
$\delta v_{c2}$	Variação percentual de $V_{c2}$
$P_{out}$	Potência na saída do conversor
$i_{c1}$	Corrente no capacitor $C_1$
$\delta v_{c1}$	Variação percentual de $V_{c1}$
$V_{L2}$	Tensão sobre o indutor $L_2$
$\lambda$	Fluxo magnético
$\Delta i_{L1}$	Ondulação da corrente $I_{L1}$
$\delta i_{L1}$	Variação percentual da corrente $I_{L1}$

$V_{S1m\acute{a}x}$	Tensão máxima sobre $S_1$
$V_{D1m\acute{a}x}$	Tensão máxima sobre $D_1$
$I_{rms}$	Valor eficaz da corrente
$I_{D1rms}$	Valor eficaz da corrente sobre $D_1$
$I_{S1rms}$	Valor eficaz da corrente sobre $S_1$
$I_{m\acute{e}d}$	Corrente média
$R_{L2}$	Resistor para modelar as perdas em $L_2$
$R_{on}$	Resistor para modelar as perdas em $S_1$
$V_d$	Fonte de tensão para modelar a queda de tensão em $D_1$
$R_d$	Resistor para representar as perdas em $D_1$
$\eta$	Rendimento do conversor
$n$	Razão entre o número de espiras do primário e secundário do indutor
$V_a$	Tensão no secundário do indutor acoplado na 1ª etapa de operação
$V_b$	Tensão no secundário do indutor acoplado na 2ª etapa de operação
$V_{cg}$	Tensão fornecida pela célula de ganho
$L_m$	Indutor magnetizante
$I_2$	Corrente no secundário do indutor acoplado
$I_M$	Valor de pico da corrente magnetizante
$I_{Lm}$	Corrente que circula em $L_m$
$M_{dcm}$	Ganho do conversor quando ele opera no MCD
$K$	Parâmetro adimensional K
$K_{crit}$	Valor crítico para o parâmetro K
$C_{cg}$	Capacitores da célula de ganho
$L_k$	Indutor de dispersão
$C_o$	Capacitor de saída do conversor
$R_o$	Carga alimentada pelo conversor
$I_{Lkp}$	Valor de pico da corrente sobre $L_k$
$I_m$	Valor mínimo da tensão sobre $L_m$
$D_{cg}$	Diodo da célula de ganho
$V_{Dcgm\acute{a}x}$	Valor de pico da tensão sobre o diodo $D_{cg}$
$I_{Dcgm\acute{a}x}$	Corrente máxima sobre o diodo $D_{cg}$
$D_2$	Diodo na saída do conversor
$I_{D2m\acute{a}x}$	Corrente máxima que circula sobre $D_2$
$I_{D2ef}$	Valor eficaz da corrente que circula sobre $D_2$
$i_{co}$	Corrente que circula sobre $C_o$

## SUMÁRIO

1	Introdução Geral .....	27
1.1	Objetivo e contribuições .....	28
1.2	Estrutura do documento .....	29
2	Conversor Landsman .....	31
2.1	Modo de Condução Contínua.....	32
2.1.1	Etapas de Operação .....	32
2.1.2	Formas de Onda .....	33
2.1.3	Ganho Estático .....	37
2.1.4	Equações de Projeto .....	38
2.2	Análise com Perdas .....	43
2.3	Conclusão.....	47
3	Conversor Landsman com célula de ganho .....	49
3.1	Célula de Ganho.....	49
3.2	Modo de Condução Contínua.....	54
3.3	Modo de Condução Descontínua .....	55
3.4	Modo de Condução Crítica .....	59
3.5	Etapas de Operação do Conversor em MCC.....	61
3.5.1	Primeira etapa .....	62
3.5.2	Segunda etapa .....	64
3.5.3	Terceira etapa.....	65
3.5.4	Quarta etapa .....	65
3.5.5	Quinta etapa .....	66
3.6	Equações de projeto .....	67
3.6.1	Interruptor $S_1$ .....	67
3.6.2	Diodo $D_1$ .....	69
3.6.3	Corrente no secundário do indutor acoplado .....	70
3.6.4	Diodos da célula de ganho .....	71
3.6.5	Diodo $D_2$ .....	72
3.6.6	Capacitores da célula de ganho.....	72
3.6.7	Indutância magnetizante .....	73
3.6.8	Capacitância de entrada $C_1$ .....	74
3.6.9	Indutância de entrada $L_1$ .....	74
3.6.10	Capacitância de saída.....	74
3.7	Conclusão.....	75
4	Exemplo de projeto.....	77

4.1 Seleção dos componentes .....	77
4.1.1 Indutor acoplado .....	77
4.1.2 Indutor e capacitor do filtro de entrada .....	78
4.1.3 Capacitor $C_2$ .....	78
4.1.4 Capacitores da célula de ganho .....	79
4.1.4 Capacitor de saída $C_o$ .....	79
4.1.4 Diodos da célula de ganho.....	79
4.1.6 Interruptor $S_1$ .....	79
4.1.7 Diodo $D_1$ .....	80
4.1.8 Placa de circuito impresso .....	81
4.2 Resultados obtidos.....	83
4.3 Conclusão .....	85
5 Considerações finais.....	87
6 Referências .....	89

### INTRODUÇÃO GERAL

A demanda por fontes renováveis de energia tem aumentado consideravelmente nas últimas décadas em virtude da escassez de combustíveis fósseis e a crescente preocupação com os impactos ambientais causados pelo seu uso. Dentre as fontes de energia renovável, uma das tecnologias mais promissoras é a energia solar fotovoltaica. No Brasil, conforme o Plano Decenal de Energia para 2030 [11], a estimativa é de que a geração fotovoltaica corresponderá a aproximadamente 10% da energia gerada em território nacional.

Entretanto, para que se possa utilizar a energia fotovoltaica, é necessário fazer a adequação dela tendo em vista que a tensão gerada pelos módulos fotovoltaicos é contínua, já a rede de distribuição das concessionárias opera com tensão alternada e possui amplitude que difere da amplitude da tensão de saída dos módulos. Por conta disso, acabam sendo utilizados inversores que são dispositivos responsáveis por converter a tensão contínua dos módulos em tensão alternada para que dessa forma a energia possa ser injetada na rede elétrica.

Por conta de a tensão fornecida por módulos fotovoltaicos ser baixa, entre 25 e 40 V, é comum que os sistemas sejam construídos por módulos conectados em série (*string*) para que a tensão resultante do arranjo fique mais próxima da tensão da rede, facilitando dessa forma a etapa de inversão que é realizada por um único inversor. No entanto, principalmente em sistemas residenciais, é comum o surgimento de sombreamentos parciais e outras incompatibilidades entre os módulos que podem ser causadas pelo uso de módulos de diferentes fabricantes, instalação com orientação divergente, exposição à poeira ou sujeira, entre outros. Essas divergências acabam dificultando o rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracker* - MPPT) devido à ligação em série dos módulos fotovoltaicos.

Uma solução promissora para o problema descrito, é a utilização de microinversores fotovoltaicos, os quais são capazes de realizar a conexão de um único módulo fotovoltaico à rede elétrica da concessionária, possibilitando dessa forma, o rastreamento individual do ponto de máxima potência. O uso de microinversores tem se mostrado cada vez mais frequente por conta de terem vantagens em relação aos inversores tradicionais como o menor custo de fabricação por meio da produção em larga escala, maior segurança e simplicidade na instalação

[4].

Os microinversores estão presentes principalmente de duas formas: com estágio único e com duplo estágio. Os microinversores de estágio único, como proposto por [2], normalmente utilizam variações da topologia Flyback. Já os microinversores de duplo estágio utilizam um estágio cc-cc que faz com que a tensão seja elevada para os níveis da rede e, posteriormente, um segundo estágio faz com que a tensão se torne alternada com a mesma frequência da rede.

Os microinversores com duplo estágio possuem como benefício a possibilidade de se evitar o uso de capacitores eletrolíticos, o que acaba aumentando a sua confiabilidade e permite o fornecimento de um equipamento com uma garantia de uso similar a dos módulos fotovoltaicos, que geralmente é na ordem de 20 a 25 anos.

### **1.1 Objetivo e contribuições**

O objetivo principal do Trabalho de Conclusão de Curso a ser feito é realizar o estudo de uma nova topologia de conversor cc-cc elevador capaz de desempenhar o papel do primeiro estágio do microinversor de dois estágios, pois, como será abordado posteriormente, as topologias clássicas de conversores elevadores de tensão possuem limitações que impedem o seu uso. A topologia proposta é baseada no conversor Landsman associado à uma célula de ganho de tensão que é construída por meio da utilização de multiplicadores de tensão associados a indutores acoplados que pode ser utilizada para aprimorar o ganho de qualquer uma das topologias tradicionais de conversores [5].

Após a realização do estudo teórico, foi possível fazer a proposição de uma nova família de conversores cc-cc elevadores em que a diferença entre os seus conversores se dá por meio das diferentes topologias possíveis para a célula de ganho. As principais vantagens do desenvolvimento do estudo generalizado desta família de conversores se dão por conta da possibilidade de ajustar do ganho estático dos conversores por meio do ajuste da relação de espiras do indutor acoplado e utilização de componentes semicondutores com menores esforços de tensão de bloqueio quando comparados com a tensão de saída do conversor. Além disso, a topologia proposta acaba apresentando uma quantidade reduzida de componentes comparado com as demais técnicas utilizadas para obter ganhos maiores do que os ganhos obtidos com as topologias clássicas presentes na literatura.

## 1.2 Estrutura do documento

O trabalho desenvolvido possui um total de 5 capítulos, de modo que o presente capítulo faz uma contextualização da importância do estudo de novas tecnologias capazes de processar a energia proveniente das fontes renováveis que estão cada vez mais presentes no cotidiano da sociedade. O segundo capítulo é desenvolvido com o intuito de apresentar o conversor Landsman bem como fazer uma análise dele para encontrar as relações utilizadas para o seu dimensionamento.

No terceiro capítulo, é feita uma introdução a respeito da célula de ganho que basicamente é um circuito composto por um indutor acoplado em conjunto com multiplicadores de tensão e que é capaz de ser utilizado em diversas topologias já existentes na literatura. Após isso, é feita a análise da topologia proposta com o intuito de desenvolver relações que podem ser utilizadas para o dimensionamento dos componentes que constituem o conversor proposto. Para isso, foi feita uma análise do conversor operando no MCC, no MCD e no modo de condução crítica.

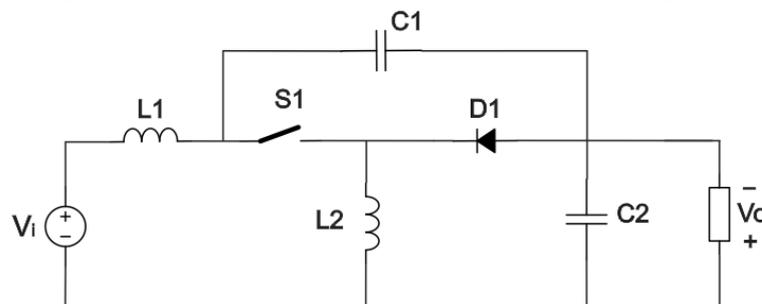
No quarto capítulo, é desenvolvido um protótipo do conversor proposto com a utilização de componentes disponíveis no laboratório com o intuito de validar a análise feita no capítulo anterior. Por fim, no quinto e último capítulo, são feitas as considerações finais a respeito do trabalho desenvolvido, além de apresentadas algumas propostas de futuros trabalhos relacionados ao tema.



## CONVERSOR LANDSMAN

O conversor CC-CC Landsman é um conversor da família Buck-Boost que possui como propriedade a possibilidade de ser utilizado tanto para reduzir quanto aumentar a tensão de entrada. Para razões cíclicas ( $D$ ) menores que 0,5 ( $D < 0,5$ ) a tensão de saída possui módulo menor do que a tensão de entrada. Em contrapartida, para razões cíclicas maiores do que 0,5 ( $D > 0,5$ ), a tensão de saída possui módulo maior do que a tensão de entrada. A topologia do conversor pode ser vista na Figura 1.

Figura 1 - Topologia do conversor Landsman original.



1

Além da sua característica de poder ser um conversor CC-CC elevador, o conversor Landsman mostra-se como uma boa alternativa para diversas aplicações tendo em vista que ele apresenta entrada em corrente (indutor em série com a fonte de tensão). Essa propriedade faz com que a corrente de entrada do conversor possa apresentar baixa ondulação, característica muito importante em aplicações fotovoltaicas, já que a eficiência do rastreamento do ponto de máxima potência é afetada pela ondulação da corrente de entrada.

Da mesma forma que os demais conversores clássicos presentes na literatura, o conversor Landsman pode operar em modo de condução contínua (MCC), no qual a corrente no indutor  $L_2$  é sempre positiva, ou em modo de condução descontínua (MCD), em que a corrente do indutor  $L_2$  tem valor nulo em determinado momento durante o período de comutação.

<sup>1</sup> Fonte: Próprio autor.

De maneira geral, para que o conversor opere no MCC, a ondulação da corrente que flui pelo indutor  $L_2$  deve ser menor, em módulo, que o seu valor médio. Caso a ondulação seja maior do que o valor médio da corrente, haverá instantes em que a corrente que passa pelo indutor será nula, devido ao bloqueio do diodo  $D_1$ . Nesse caso, o indutor  $L_2$  fica desenergizado e o conversor opera em MCD. Visto que em MCD, os valores eficazes de corrente são elevados, implicando redução de rendimento, apenas a operação do conversor Landsman em MCC será avaliado neste capítulo.

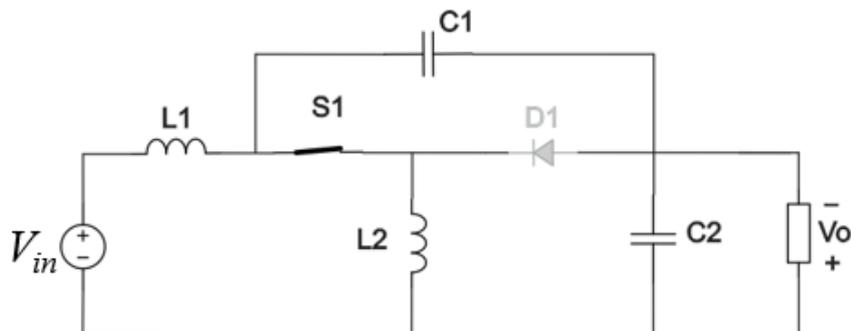
## 2.1 Modo de Condução Contínua

Em MCC o conversor Landsman apresenta basicamente duas etapas de operação, as quais podem ser definidas pelo estado em que o interruptor se encontra. Tais etapas são descritas a seguir.

### 2.1.1 Etapas de Operação

A primeira etapa pode ser vista na Figura 2. Nesta primeira etapa o interruptor encontra-se conduzindo e a fonte de tensão transfere energia para o indutor  $L_2$ , aplicada nos seus terminais é aproximadamente a tensão de entrada ( $V_{in}$ ), portanto a corrente que flui por ele aumenta linearmente. Já o capacitor  $C_1$  está sendo descarregado e a tensão em seus terminais decresce.

Figura 2 – Conversor Landsman durante a 1ª etapa de operação.



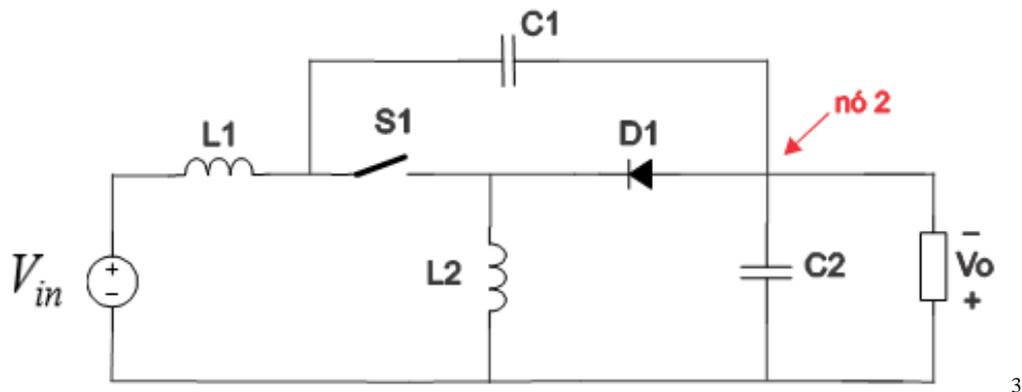
2

A corrente que flui pelo interruptor é a mesma corrente que flui pelo indutor  $L_2$  e, considerando  $S_1$  ideal, a tensão em seus terminais, nesse intervalo é nula. Nessa etapa, o diodo se encontra reversamente polarizado e a tensão em seus terminais possui o módulo da tensão nos terminais do capacitor  $C_1$  com o sinal oposto. Após o interruptor deixar de conduzir, a segunda etapa de operação do conversor se inicia, conforme pode ser observado na Figura 3.

<sup>2</sup> Fonte: Próprio autor.

Na segunda etapa é o diodo  $D_1$  que passa a conduzir corrente, portanto, a tensão em seus terminais passa a ser nula e a corrente que circula por ele é a mesma que circula pelo indutor  $L_2$ . A tensão nos terminais do indutor é a própria tensão de saída do conversor que, por sua vez, possui sinal negativo. Por conta disso, a corrente que circula pelo indutor decresce linearmente.

Figura 3 - Conversor Landsman durante a 2ª etapa de operação.



Nesse intervalo, como comentado anteriormente, o interruptor  $S_1$  não conduz corrente e a tensão em seus terminais é a mesma tensão sobre o capacitor  $C_1$  que, por sua vez, aumenta linearmente em virtude de ele estar sendo carregado pela fonte de tensão  $V_{in}$ . Além disso, a corrente que flui pelo capacitor  $C_1$  é a mesma corrente que flui pela fonte de tensão da entrada.

### 2.1.2 Formas de Onda

Para a determinação das formas de onda do conversor Landsman, são levadas em conta as seguintes hipóteses simplificadoras:

- 1) A tensão de entrada é constante e não possui ondulações e, portanto:

$$v_{in}(t) = V_{in}. \quad (1)$$

- 2) As tensões sobre os capacitores são representadas pelos seus respectivos valores médios (CC) somadas as componentes alternadas:

$$v_{c1}(t) = V_{in} + V_{out} + v_{c1ca}(t), \quad (2)$$

$$v_{c2}(t) = V_{out} + v_{c2ca}(t). \quad (3)$$

<sup>3</sup> Fonte: Próprio autor.

Ao aplicar a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) sobre a malha externa e utilizar as hipóteses citadas previamente, obtém-se a relação:

$$V_{in} - V_{L1} - V_{c1} - V_{c2} = 0, \quad (4)$$

logo:

$$V_{L1} = v_{c2ca}(t) - v_{c1ca}(t). \quad (5)$$

Ao analisar a relação de (4), percebe-se que ela é constituída pela diferença das ondulações das tensões dos capacitores  $C_2$  e  $C_1$ , respectivamente. Dessa forma, a tensão sobre o indutor  $L_1$  tem baixa ondulação, tendo em vista que geralmente os capacitores são projetados de forma a minimizar a tensão de saída sobre os seus respectivos terminais.

Essa propriedade faz com que o conversor Landsman consiga ter uma corrente de entrada com baixa ondulação utilizando-se para tanto, um indutor de baixo valor quando comparado com a indutância necessária para que os outros conversores similares consigam ter a mesma ondulação. Tendo como base a equação (4), levando em consideração apenas as componentes fundamentais das tensões de ondulação, ao fazer a soma dos fasores que representam as tensões sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  tensão a tensão sobre o indutor  $L_1$  pode ser representada de acordo com:

$$v_{L1}(t) \cong \sqrt{\Delta V_{c1}^2 + \Delta V_{c2}^2} \text{sen}(2\pi f_s t). \quad (6)$$

Esta simplificação permite determinar o valor da corrente sobre o indutor, tendo em vista que a reatância de  $L_1$  é dada por:

$$X_L = 2\pi f_s L_1. \quad (7)$$

Dessa forma, a corrente sobre  $L_1$  pode ser representada pela sua parcela contínua ( $I_{in}$ ) somada à sua parcela alternada  $i_{L1ca}$ , ou seja:

$$i_{L1}(t) = I_{in} + i_{L1ca}(t), \quad (8)$$

resultando em:

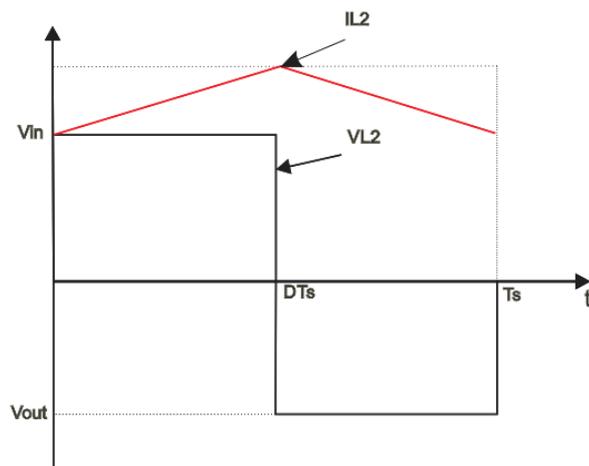
$$I_{L1}(t) = I_{in} + \frac{\sqrt{\Delta V_{c1}^2 + \Delta V_{c2}^2}}{2\pi f_s L_1} \text{sen}(2\pi f_s t - 90^\circ). \quad (9)$$

As formas de onda da corrente e tensão sobre os componentes do conversor são ilustradas nas Figuras 4 – Figura 9. Ao observá-las, percebe-se que a tensão sobre o indutor  $L_1$

possui média zero e formato senoidal com amplitude pequena, portanto, as hipóteses simplificadoras que foram adotadas anteriormente estão condizentes com a realidade.

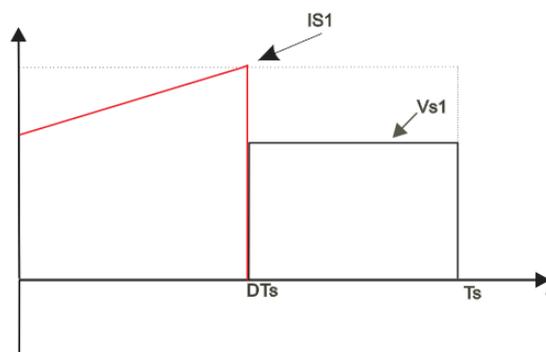
Além disso, nota-se que a ondulação de corrente da entrada pode ser pequena, o que acaba sendo uma vantagem do conversor tendo em vista que, como foi dito anteriormente, isso faz com que o rastreamento do MPPT se torne mais fácil.

Figura 4 - Forma de onda da tensão e da corrente no indutor L2.



4

Figura 5 - Forma de onda da tensão e da corrente no interruptor S1.



5

<sup>4</sup> Fonte: Próprio autor.

<sup>5</sup> Fonte: Próprio autor.

Figura 6 - Forma de onda da tensão e da corrente no diodo D1.

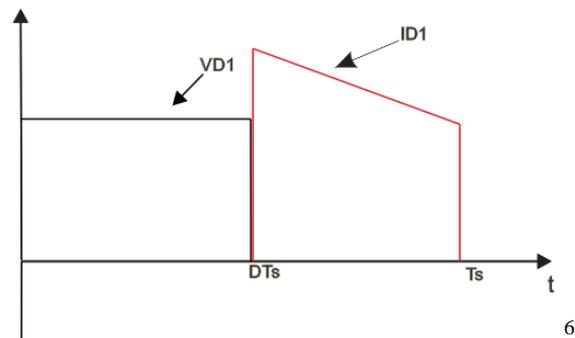


Figura 7 – Forma de onda da tensão e da corrente no capacitor C1.

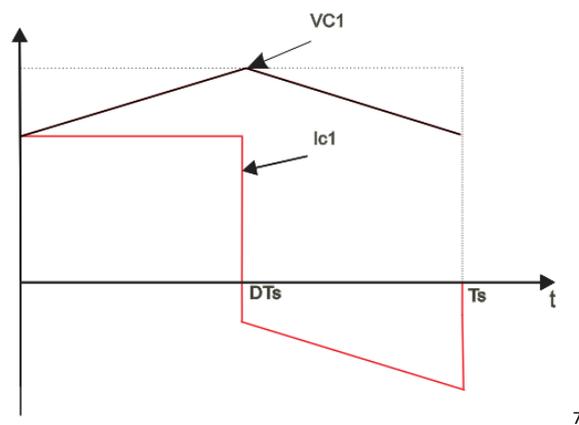
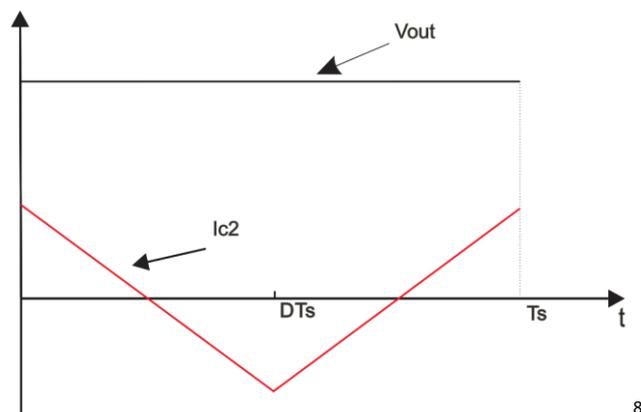


Figura 8 – Forma de onda da tensão e da corrente no capacitor C2.

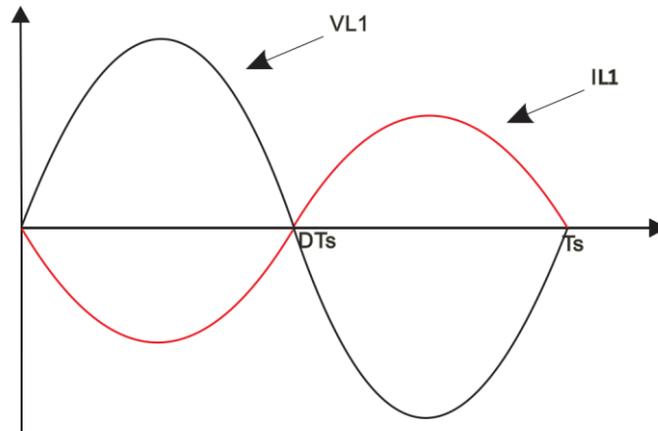


<sup>6</sup> Fonte: Próprio autor.

<sup>7</sup> Fonte: Próprio autor.

<sup>8</sup> Fonte: Próprio autor.

Figura 9 - Forma de onda da tensão e da corrente no indutor L1.



9

### 2.1.3 Ganho Estático

Para encontrar a relação do ganho do conversor Landsman, é feita a análise do conversor levando em consideração a propriedade de que, em regime permanente, o valor médio da tensão sobre o indutor é nulo. Para tanto, a análise será feita levando em consideração a tensão sobre o indutor  $L_2$ .

Como visto anteriormente, na primeira etapa de operação a tensão sobre  $L_2$  é a própria tensão de entrada, já na segunda etapa de operação, a tensão sobre ele é a tensão de saída. Logo, considerando que os elementos do conversor são ideais, ao utilizar a relação da tensão média e igualar ela a zero, chega-se em:

$$V_{L2} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} V_{out} dt \right] = 0, \quad (10)$$

$$DV_{in} + (1-D)V_{out} = 0, \quad (11)$$

$$V_{out} = -\frac{D}{(1-D)}V_{in}. \quad (12)$$

Assim sendo, o ganho estático  $M$  do conversor Landsman é dado por:

$$M = -\frac{D}{(1-D)}, \quad (13)$$

comprovando o fato de ser um conversor da família Buck-Boost, haja vista possibilitar o

<sup>9</sup> Fonte: Próprio autor.

aumento ou a redução da tensão de entrada. Além disso, nota-se que o conversor possui um ganho estático negativo, indicando que a tensão de saída terá polaridade inversa quando comparada com a tensão de entrada.

### 2.1.4 Equações de Projeto

Para garantir que o conversor tenha as formas de onda com as ondulações desejadas, é necessário fazer o dimensionamento adequado de seus elementos passivos.

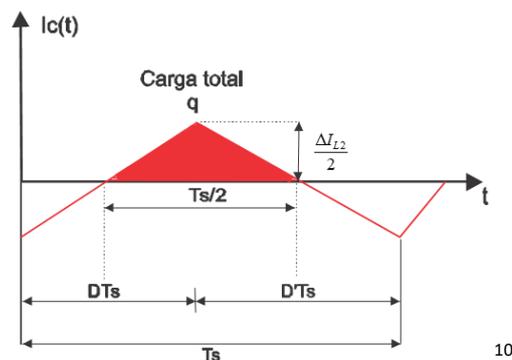
O dimensionamento do capacitor  $C_2$  é realizado por meio da análise da sua carga total, obtida por meio do produto da sua capacitância com a tensão aplicada em seus terminais:

$$Q = CV \quad (14)$$

Ao analisar a Figura 10, verifica-se que também é possível inferir a carga total do capacitor por meio da integral da corrente que flui por ele. Tal integral, por sua vez, pode ser calculada mediante a área hachurada, a qual consiste em um triângulo de altura  $\Delta I_c/2$  e base com dimensão  $T_s/2$ . Dessa forma, é possível obter:

$$Q = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta I_{L2}}{2}. \quad (15)$$

Figura 10 – Forma de onda da corrente no capacitor  $C_2$ .



Assim sendo, ao igualar as equações (14) e (15), chega-se a:

$$C_2 = \frac{\Delta I_{L2}}{8 f_s \Delta V_{c2}}. \quad (16)$$

<sup>10</sup> Retirada de (ERICKSON).

Opcionalmente, ao invés de deixar a relação acima em função dos valores absolutos da ondulação corrente e tensão sobre o capacitor, é possível encontrar uma relação para o dimensionamento do capacitor  $C_2$  em função de valores percentuais dos valores médios da sua tensão e corrente:

$$\delta i_{L2} = \frac{\Delta I_{L2}}{I_{L2}}, \quad (17)$$

$$\delta v_{c2} = \frac{\Delta V_{c2}}{V_{c2}}. \quad (18)$$

Ao analisar o circuito do conversor a partir da Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó do indutor  $L_2$ , percebe-se que o valor médio da corrente que flui no elemento é composto pela soma dos valores médios da corrente de entrada com a corrente de saída. Portanto, é possível encontrar o valor médio da corrente no indutor em função dos demais parâmetros:

$$I_{L2} = I_{in} + I_{out}. \quad (19)$$

$$I_{L2} = MI_{out} + I_{out}, \quad (20)$$

$$I_{L2} = \frac{D}{(1-D)} I_{out} + \frac{(1-D)}{(1-D)} I_{out}, \quad (21)$$

$$I_{L2} = \frac{1}{(1-D)} I_{out}. \quad (22)$$

Pelo fato de o capacitor estar ligado em paralelo com a carga do conversor, o valor médio da tensão em seus terminais terá o mesmo valor médio da tensão de saída. Dessa maneira, ao fazer as devidas substituições em (16), pode-se escrever:

$$C_2 = \frac{\delta i_{L2} P_{out}}{8 \delta v_{c2} (1-D) V_{out}^2 f_s}. \quad (23)$$

Essa equação relaciona a capacitância necessária para garantir a ondulação de tensão desejada nos terminais do capacitor  $C_2$ . Por intermédio da relação encontrada, é possível observar que o valor da capacitância é inversamente proporcional à frequência de chaveamento, portanto, ao utilizar o conversor com frequências maiores é possível trabalhar com capacitores menos volumosos e com um menor custo. Além disso, a capacitância é diretamente proporcional a potência da carga, assim, para potências maiores, mostra-se necessário a utilização de capacitores mais robustos.

Para o dimensionamento da capacitância  $C_1$ , utiliza-se a equação do capacitor que

relaciona a sua tensão com a taxa de variação da corrente que por ele circula:

$$i_{c1} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt}. \quad (24)$$

Na segunda etapa de operação, a corrente que circula por  $C_1$  é a mesma corrente da entrada do conversor. Da mesma forma que foi feito anteriormente, é possível relacionar a corrente de entrada com a corrente de saída por meio da relação de ganho estático  $M$ , portanto:

$$i_{c1} = C_1 \frac{\Delta v_{c1}}{\Delta t} \quad (25)$$

$$\Delta v_{c1} = \frac{I_{in}}{C_1} (1-D)T_s, \quad (26)$$

$$\Delta v_{c1} = \frac{D}{(1-D)} \frac{I_{in}}{C_1} (1-D)T_s, \quad (27)$$

$$\Delta v_{c1} = \frac{P_{out} D}{V_{out} C_1 f_s}. \quad (28)$$

Para encontrar o valor médio da tensão sobre o capacitor  $C_1$ , aplica-se a LKT sobre a malha mais externa do conversor. Ao fazer isso, verifica-se que a ele é a soma do valor médio da tensão na entrada com o valor médio da tensão na saída do conversor, já que a tensão média sobre um indutor é nula quando ele opera em regime permanente. Assim, tem-se:

$$v_{c1} = V_{in} + V_{out}, \quad (29)$$

$$v_{c1} = \frac{1}{M} V_{in} + V_{out}, \quad (30)$$

$$v_{c1} = \frac{1-D}{D} V_{out} + \frac{D}{D} V_{out}, \quad (31)$$

$$v_{c1} = \frac{1}{D} V_{out}. \quad (32)$$

Ao encontrar o valor médio da tensão sobre  $C_1$ , é possível fazer com que a relação (28) fique em função de valores percentuais para a variação da tensão sobre o elemento. Dessa forma, ao fazer as devidas substituições, a seguinte equação é encontrada:

$$C_1 = \frac{P_{out} D^2}{\delta v_{c1} V_{out}^2 f_s}. \quad (33)$$

Para o dimensionamento do indutor  $L_2$ , utiliza-se a equação do indutor que relaciona a tensão sobre ele com a taxa de variação da corrente que circula sobre ele:

$$v_{L_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt}. \quad (34)$$

Na primeira etapa de operação, a tensão aplicada sobre  $L_2$  é a própria tensão de entrada. Logo, pode-se escrever que:

$$v_{L_2} = V_{in} = L_2 \frac{\Delta i_{L_2}}{\Delta t}, \quad (35)$$

$$L_2 = \frac{V_{in}}{\Delta i_{L_2}} DT_s. \quad (36)$$

Realizando procedimento análogo ao feito anteriormente, é possível fazer com (36) fique em função de valores percentuais de variação da corrente que circula por  $L_2$ . Dessa maneira, chega-se em:

$$L_2 = \frac{V_{out}^2 (1-D)^2}{P_{out} \delta i_{L_2} f_s}. \quad (37)$$

Por outro lado, para o dimensionamento do indutor  $L_1$ , é feita uma análise análoga à realizada para o capacitor  $C_2$ , de modo que, neste caso, é feita a integração da curva da tensão nos terminais do indutor  $L_1$ .

A Figura 11 ilustra a tensão sobre o indutor  $L_1$ . Por inspeção, verifica-se que a integral da área hachurada pode ser calculada por meio do cálculo da área de um triângulo. A altura do triângulo é a metade da variação da tensão sobre o indutor e a base tem dimensão  $T_s/2$ . Assim, o valor do fluxo magnético  $\lambda$  do indutor  $L_2$  pode ser definido:

$$\lambda = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta V_{C1}}{2}. \quad (38)$$

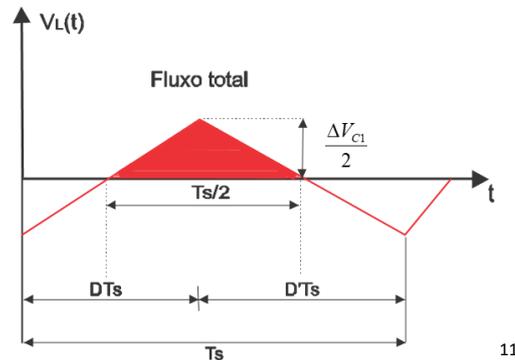
Todavia, o fluxo magnético também pode ser definido por meio de:

$$\lambda = LI, \quad (39)$$

com isso, ao igualar (38) e (39), chega-se a:

$$L_1 = \frac{\Delta V_{C1}}{8 \Delta i_{L1} f_s}. \quad (40)$$

Figura 11 – Forma de onda da tensão sobre o indutor L2.



11

Novamente, para as variações de corrente e tensão é possível encontrar uma relação em função de valores percentuais dos seus respectivos valores médios. Para isso, é necessário encontrar o valor médio da corrente que circula por  $L_1$ , tendo em vista que este elemento se liga em série com a fonte de tensão de entrada, o valor médio da corrente no indutor possui o mesmo valor médio da corrente de entrada  $I_{in}$  conversor. Desse modo, é possível relacioná-lo com o valor médio da corrente de saída por meio do ganho estático  $M$ .

Ao utilizar o valor médio da tensão sobre  $C_1$  encontrado anteriormente e fazer as devidas substituições em (37), é possível encontrar uma relação para o dimensionamento do indutor  $L_1$  levando em consideração os demais parâmetros do conversor:

$$L_1 = \frac{\delta v_{C1} V_{out}^2 (1-D)}{8 \delta i_{L1} D^2 P_{out} f_s} \quad (41)$$

Feito o dimensionamento dos elementos passivos do conversor, mostra-se necessária a análise dos semicondutores para que se possa realizar o seu correto dimensionamento. Primeiramente, encontram-se os esforços de tensão e corrente em cada um dos elementos. Como visto anteriormente, na primeira etapa o diodo está reversamente polarizado e a tensão em seus terminais tem o mesmo módulo que a tensão sobre o capacitor  $C_1$ , já na segunda etapa de operação, é a tensão sobre os terminais do interruptor quem tem o mesmo módulo que a tensão sobre o capacitor  $C_1$ , portanto, a tensão máxima nos semicondutores tem o mesmo valor que é:

$$V_{S1,máx} = V_{D1,máx} = V_{C1} + \frac{\Delta v_{C1}}{2}, \quad (42)$$

<sup>11</sup> Fonte: Retirada de (ERICKSON).

$$V_{S1,máx} = V_{D1,máx} = \frac{V_{out}}{D} \left( 1 + \frac{\delta v_{C1}}{2} \right). \quad (43)$$

Para a análise dos esforços das correntes no diodo e no interruptor, é levado em consideração que a corrente que flui pelos mesmos é a mesma corrente que flui pelo indutor  $L_2$ , dessa forma, a corrente máxima que passa por eles é:

$$I_{S1,máx} = I_{D1,máx} = I_{L2} + \frac{\Delta i_{L2}}{2}, \quad (44)$$

$$I_{S1,máx} = I_{D1,máx} = \frac{P_{out}}{V_{out}(1-D)} \left( 1 + \frac{\delta i_{L2}}{2} \right). \quad (45)$$

Outro requisito necessário para o dimensionamento dos dispositivos semicondutores é o valor eficaz da corrente que flui por eles. Para calculá-lo, utiliza-se a seguinte equação:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i(t)^2 dt}. \quad (46)$$

Ao utilizar a equação acima, foram encontradas as seguintes relações para encontrar o valor eficaz nos elementos:

$$I_{D1,rms} = \frac{1}{\sqrt{1-D}} \frac{P_{out}}{V_{out}}, \quad (47)$$

$$I_{S1,rms} = \frac{\sqrt{D}}{1-D} \frac{P_{out}}{V_{out}}, \quad (48)$$

Por fim, como requisito para a escolha do diodo apropriado, é necessário encontrar o valor médio da corrente que passa por ele, para isso utiliza-se a seguinte relação:

$$I_{méd} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i(t) dt. \quad (49)$$

Entretanto, ao analisar o circuito, aplicando LCK no nó 2 da Figura 3, verifica-se que o valor médio da corrente no diodo é igual ao valor médio da corrente que circula pela carga, uma vez que o valor médio das correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  é nulo.

## 2.2 Análise com Perdas

Conforme indica a equação (13), teoricamente, o ganho estático  $M$  do conversor

Landsman pode ir ao infinito quando  $D = 1$ . Entretanto, da mesma forma que os demais conversores clássicos presentes na literatura, o ganho do conversor Landsman acaba sendo limitado por conta das não idealidades dos elementos que o compõem.

A fim de demonstrar a referida limitação, foram modeladas as seguintes não idealidades do conversor: 1) perdas no cobre dos enrolamentos do indutor  $L_2$ , modeladas por meio de um resistor série  $R_{L2}$ ; 2) perdas de condução no interruptor devido à queda de tensão direta nos seus terminais, a qual foi modelada mediante um resistor  $R_{on}$ ; e 3) perdas de condução no diodo, modeladas por meio de uma fonte de tensão  $V_{d1}$  e uma resistência no valor  $R_d$ , ambas em série com o diodo ideal. Com isso, o conversor Landsman fica representado conforme a Figura 12.

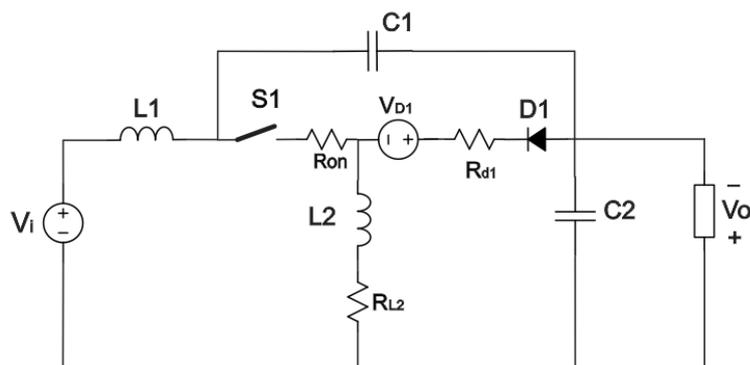
Para encontrar a relação da tensão de saída real do conversor, de forma similar à realizada anteriormente, utiliza-se a característica de que, em regime permanente, a tensão média sobre um indutor é nula, entretanto, dessa vez as não idealidades são levadas em consideração.

Na primeira etapa de funcionamento do conversor o interruptor está conduzindo, dessa forma, ao aplicar a LKT na malha que contém a fonte de tensão, o indutor  $L_1$ , o interruptor  $S_1$  e o indutor  $L_2$ ; encontra-se o seguinte equacionamento para a tensão sobre  $L_2$ :

$$V_{in} - R_{on} I_{L2} - V_{L2} - R_{L2} I_{L2} = 0, \quad (50)$$

$$V_{L2} = V_{in} - (R_{on} + R_{L2}) I_{L2}. \quad (51)$$

Figura 12 – Modelagem do conversor Landsman levando em consideração as não idealidades.



12

Por outro lado, na segunda etapa de operação o diodo está em condução, portanto, ao aplicar a LKT na malha que contém o diodo, o indutor  $L_2$  e a carga, obtém-se a seguinte relação:

<sup>12</sup> Fonte: Próprio autor.

$$-V_{out} - V_{D1} - (R_{d1} + R_{L2})I_{L2} - V_{L2} = 0, \quad (52)$$

$$V_{L2} = -V_{out} - V_{D1} - (R_{d1} + R_{L2})I_{L2}. \quad (53)$$

Com a tensão sobre o indutor nas duas etapas de operação, é possível calcular o valor médio da tensão sobre o indutor:

$$\int_0^{DT_s} [V_{in} - (R_{on} + R_{L2})I_{L2}]dt + \int_{DT_s}^{T_s} [-V_{out} - V_{D1} - (R_{d1} + R_{L2})I_{L2}]dt = 0. \quad (54)$$

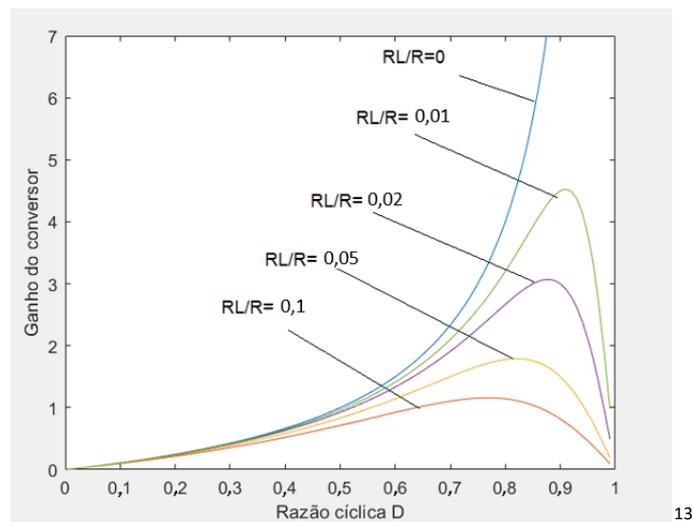
Ao resolver a integral de (51) e fazer as devidas manipulações algébricas, tem-se:

$$V_{out} = \frac{1}{D'}(DV_{in} - DV_{D1}) \left[ \frac{R_{out}(D')^2}{R_{out}(D')^2 + R_{d1}D' + R_{on}D + R_{L2}} \right], \quad (55)$$

em que  $D'$  representa o intervalo de tempo em que o diodo conduz, ou seja,  $D' = 1 - D$ .

A Figura 13 ilustra o gráfico da tensão de saída do conversor para certos valores da resistência  $R_{L2}$  em relação à resistência de carga, considerando, por simplicidade,  $R_{on} = R_{d1} = V_{D1} = 0$ .

Figura 13 – Ganho do conversor levando em consideração a não idealidade do indutor.



Como foi exposto anteriormente, a tensão de saída dos módulos fotovoltaicos normalmente é da ordem de 20 a 40 V e, portanto, para se adequar aos níveis da tensão da rede, seria necessário um ganho de 10 a 20 vezes. Para isso, levando em consideração apenas as

<sup>13</sup> Fonte: Próprio autor.

perdas nos enrolamentos do indutor, seria necessário que a resistência dos enrolamentos dele fosse menor do que 1% da resistência  $R$  de carga. O problema é que para a redução de tal resistência até esses níveis é necessário construir um indutor maior, mais pesado e mais caro.

Além da limitação do ganho do conversor, na prática, a sua eficiência também acaba sendo um fator limitante para a sua utilização. Para mostrar esse entrave, é feita uma análise levando em consideração novamente as não idealidades dos componentes que acabam causando perdas no sistema. É possível mostrar que a corrente de entrada  $I_{in}$  pode ser expressa em função da corrente de saída por meio de:

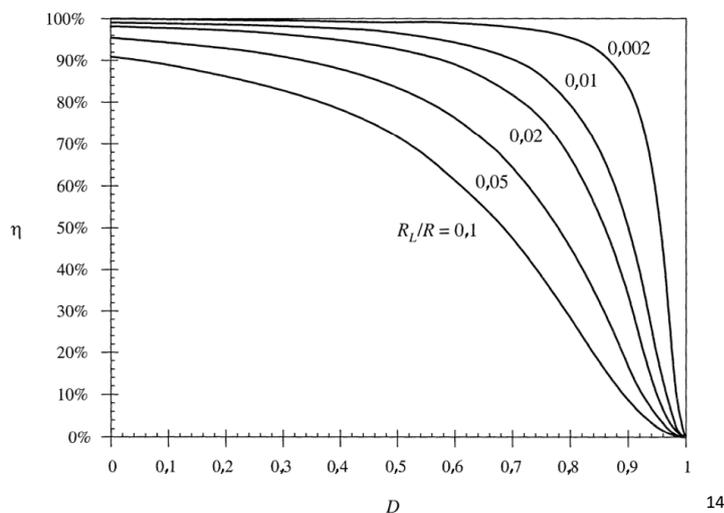
$$I_{in} = \frac{D}{D'} I_{out}. \quad (56)$$

Mediante (53) e a relação entre tensão de entrada e a tensão de saída do conversor levando em consideração as não idealidades dos componentes, dada por (52), incluindo-os na fórmula de rendimento, obtemos a seguinte relação:

$$\eta = \frac{P_{in}}{P_{out}} = \left[ 1 - \frac{D' V_{D1}}{D V_{in}} \right] \left[ \frac{R_{out} (D')^2}{R_{out} (D')^2 + R_{d1} D' + R_{on} D + R_{L2}} \right]. \quad (57)$$

A Figura 14 ilustra o gráfico do rendimento em função da razão cíclica para determinados valores para a razão  $R_{L2}/R$ .

Figura 14 – Eficiência do conversor ao levar em consideração as perdas no indutor.



<sup>14</sup> Fonte: Retirada de (ERICKSON).

É possível observar que quanto maior a relação da resistência do indutor em relação à carga, menor é o rendimento do conversor. Além disso, é possível observar que o rendimento reduz drasticamente à medida que a razão cíclica se aproxima da unidade. É em meio a essas limitações que se mostra necessária a concepção de topologias de alto ganho que consigam atender os requisitos necessários para a sua utilização em microinversores fotovoltaicos.

### 2.3 Conclusão

Este capítulo destinou-se ao estudo da topologia do conversor Landsman original operando no modo de condução contínua. O intuito foi observar as suas etapas de operação para que, dessa forma, fosse possível determinar o ganho do conversor bem como as suas principais formas de onda. Feito isso, foi possível mensurar características como esforços de tensão e corrente em cada um dos componentes, para que, posteriormente fosse possível realizar o dimensionamento correto de cada um deles.

Entretanto, após essa análise introdutória ter sido feita, foram levadas em consideração as não idealidades dos componentes. Ao levá-las em consideração, constatou-se que a topologia possui limitações de ganho e eficiência, o que acaba inviabilizando o seu uso no primeiro estágio de microinversores e, portanto, mostra-se necessário encontrar uma topologia que consiga aplicar um maior ganho sobre a tensão de entrada e que tenha uma eficiência compatível com a exigida na aplicação.



## CONVERSOR LANDSMAN COM CÉLULA DE GANHO

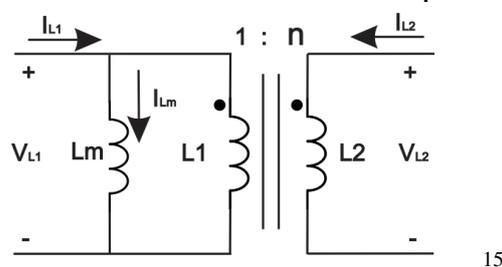
Como apontado no Capítulo 1, os conversores elevadores clássicos da literatura possuem limitações no seu uso em aplicações que requerem alto ganho, isso ocorre em virtude dos elementos parasitas, que causam perdas e redução de eficiência do conversor. Por conta disso, o conceito de célula de ganho foi desenvolvido com o intuito de ser uma alternativa para melhorar o desempenho do ganho e da eficiência dos conversores clássicos.

### 3.1 Célula de Ganho

O principal componente da célula de ganho é o indutor acoplado, elemento que possui princípio de funcionamento semelhante ao do transformador. Entretanto, enquanto o objetivo do transformador é a transferência de potência do primário para o secundário, o indutor acoplado tem como finalidade principal o armazenamento de energia.

Do ponto de vista de modelagem, ambos os componentes são semelhantes, sendo que a principal diferença está no sentido da corrente do secundário do indutor acoplado, tendo em vista que a corrente que circula no seu indutor magnetizante é a soma da corrente do primário com a corrente no secundário refletida para o secundário. Por conta disso, o modelo fica conforme a Figura 15.

Figura 15 – Modelo elétrico do indutor acoplado.



Pelo fato de estar compartilhando o mesmo fluxo magnético (fluxo que passa pelo núcleo ferromagnético) por meio dos dois enrolamentos, a tensão nos terminais dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  podem ser relacionadas por meio de:

<sup>15</sup> Fonte: Próprio autor.

$$V_{L2} = nV_{L1} \quad (58)$$

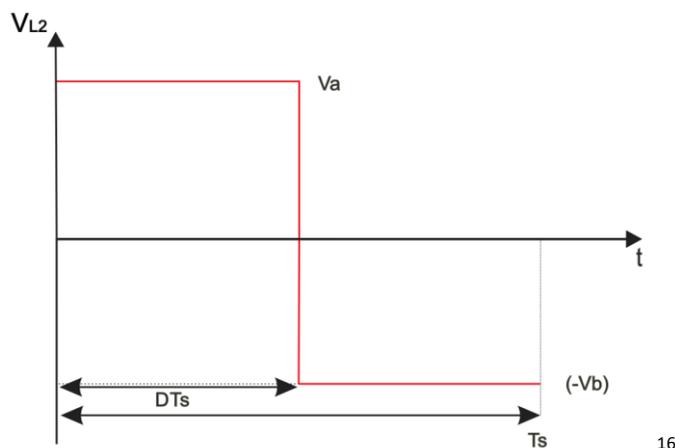
em que  $n$  é a razão entre o número de voltas do enrolamento secundário pelo número de voltas do enrolamento primário:

$$n = \frac{n_2}{n_1}. \quad (59)$$

Além do indutor acoplado, a célula de ganho é formada por multiplicadores de tensão, os quais são circuitos formados por pares de capacitores e diodos e que possuem a propriedade de gerar uma alta tensão contínua quando alimentados por uma tensão alternada. Por conta dessa necessidade de que a tensão seja alternada, conclui-se que para o seu correto funcionamento, é necessário que o primário do indutor acoplado seja alimentado por uma tensão alternada.

Como mostrado no Capítulo 2, na primeira etapa de operação do conversor de Landsman, a tensão do indutor  $L_2$  é a própria tensão de entrada. Já na segunda etapa de operação, a tensão nos seus terminais é negativa e tem o mesmo módulo que a tensão de saída. Dessa forma, mostra-se possível a utilização da célula de ganho com a substituição do indutor  $L_2$  pelo primário do indutor acoplado. A tensão no secundário do indutor acoplado terá, portanto, o formato ilustrado na Figura 16, em que  $V_a$  e  $V_b$  são as tensões no secundário do indutor na primeira e segunda etapa de operação, respectivamente.

Figura 16 – Forma de onda da tensão no secundário do indutor acoplado.



Como a célula de ganho será utilizada para fornecer um ganho adicional ao conversor Landsman, o ganho dos conversores formados a partir da utilização da célula junto com o

<sup>16</sup> Fonte: Próprio autor.

conversor pode ser escrita por (57), sendo  $V_{cg}$  é a tensão fornecida por uma célula de ganho genérica e  $V_L$  é a tensão de saída do conversor Landsman original.

$$V_{out} = V_{cg} + V_L \quad (60)$$

A tensão fornecida por uma célula de ganho, por sua vez, é dada por (58), em que os índices  $a$  e  $b$  são números naturais inteiros e, como será exposto posteriormente, dependem da quantidade e disposição dos multiplicadores de tensão da célula.

$$V_{cg} = aV_a + bV_b \quad (61)$$

Portanto, a tensão de saída de um conversor formado a partir do conversor de Landsman junto à célula de ganho pode ser expressa por:

$$V_{out} = aV_a + bV_b + V_L. \quad (62)$$

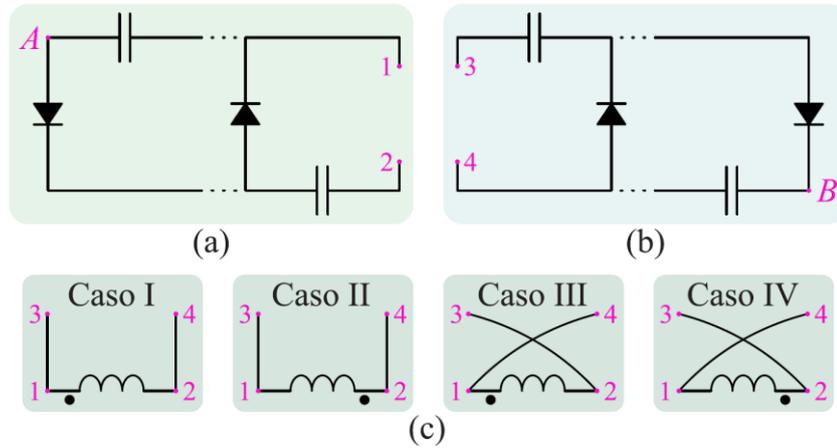
Antes de entrar em detalhes sobre a tensão fornecida pela célula de ganho, é importante salientar que, para a sua construção é possível a utilização dos multiplicadores de tensão à montante do secundário indutor acoplado, ou seja, entre a saída do conversor original e o secundário do indutor acoplado e, é possível também a utilização dos multiplicados à jusante do secundário do indutor, ou seja, entre o indutor e a carga. Por conta disso, há duas possibilidades de conexão entre os multiplicadores de tensão e o indutor acoplado tanto na conexão a montante quanto a jusante:

- 1) Ponto conectado em 1 e não-ponto em 2;
- 2) Ponto conectado em 2 e não-ponto em 1;
- 3) Ponto conectado em 3 e não-ponto em 4;
- 4) Ponto conectado em 4 e não-ponto em 3.

Os multiplicadores de tensão, bem como as quatro possibilidades de conexão da célula de ganho, podem ser vistos na Figura 17.

Para cada um dos 4 casos, os índices  $a$  e  $b$  são determinados por diferentes relações, por conta disso, dependendo dos requisitos de ganho para o conversor, é possível optar por determinada configuração de ligação ou outra. As Tabela 1 – Tabela 4 mostram as relações utilizadas para determinar o ganho da célula para cada um dos 4 casos apresentados, sendo os índices  $NpA$  e  $NpB$  correspondem ao número de pares de capacitores-diodos à montante e à jusante, respectivamente, que são pares. Já os índices  $NiA$  e  $NiB$  correspondem ao número de pares de capacitores-diodos à montante e à jusante, respectivamente, que são ímpares.

Figura 17 – Possíveis casos de conexão dos multiplicadores de tensão ao indutor acoplado.



17

Tabela 1 – Índices  $a$  e  $b$  para o caso I.

$A$	$B$	$a$	$b$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$

Tabela 2 – Índices  $a$  e  $b$  para o caso II.

$A$	$B$	$a$	$b$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$

<sup>17</sup> Fonte: Retirada de (SCHMITZ, 2020).

Tabela 3 – Índices  $a$  e  $b$  para o caso III.

$A$	$B$	$a$	$b$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$

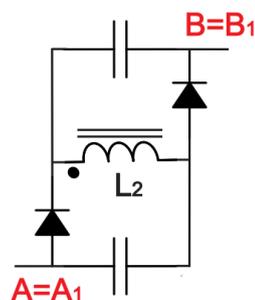
Tabela 4 – Índices  $a$  e  $b$  para o caso IV.

$A$	$B$	$a$	$b$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$

Por meio da obtenção dos índices genéricos da célula de ganho, é possível por meio da relação (58) obter a tensão de saída do conversor proposto.

Com o intuito de demonstrar o ganho proporcionado pela célula de ganho, é considerado a célula de ganho do caso I ilustrada na Figura 18, que possui um multiplicador de tensão à montante e outro à jusante do secundário do indutor acoplado.

Figura 18 – Célula de ganho contendo um multiplicador de tensão à jusante e um à montante.



18

<sup>18</sup> Fonte: Próprio autor.

Por intermédio da utilização da Tabela 1, obtêm-se os seguintes valores para os coeficientes  $a$  e  $b$ :

$$a = \frac{NiA + NiB}{2} = \frac{1+1}{2} = 1, \quad (63)$$

$$b = \frac{NiA + NiB + 2}{2} = \frac{1+1+2}{2} = 2. \quad (64)$$

Substituindo tais coeficiente na equação (59), encontra-se a relação para a tensão de saída do conversor apresentado em função de  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_L$ :

$$V_{out} = V_a + 2V_b + V_L. \quad (65)$$

### 3.2 Modo de Condução Contínua

Como comentado anteriormente, os enrolamentos do primário e secundário do indutor acoplado estão conectados magneticamente por meio do mesmo núcleo ferromagnético, por conta disso, a tensão no secundário do indutor será a tensão nos enrolamentos do primário amplificada pelo fator  $n$ . Sabendo disso, é possível encontrar as tensões no secundário do indutor acoplado para o caso da utilização da célula de ganho junto do conversor Landsman.

Conforme explicitado no Capítulo 2, na primeira etapa de operação do conversor Landsman a tensão no indutor  $L_2$  é igual a tensão de entrada, já na segunda etapa de operação, a tensão no elemento passa a ser a tensão de saída do conversor original, com isso, pode-se encontrar as tensões  $V_a$  e  $V_b$  em função da tensão de entrada do conversor.

$$V_a = nV_{in}, \quad (66)$$

$$V_b = n \frac{D}{(1-D)} V_{in}. \quad (67)$$

Por meio da substituição das relações (66) e (67) e do ganho estático original do conversor Landsman (13) em (62), é possível encontrar a equação que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada do conversor com a célula de ganho genérica e, conseqüentemente, o ganho estático do conversor quando ele opera no modo de condução contínua:

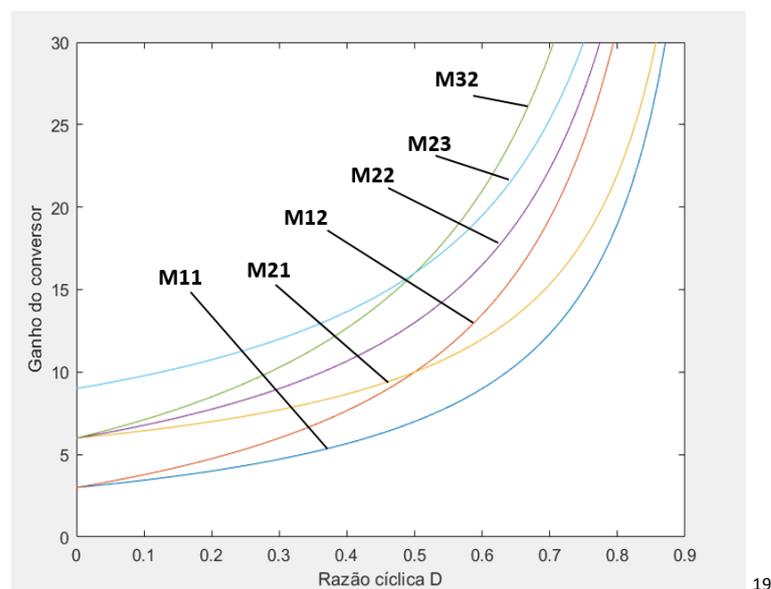
$$V_{out} = a(nV_{in}) + b \left( n \frac{D}{(1-D)} V_{in} \right) + \frac{D}{(1-D)} V_{in}, \quad (68)$$

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D + an - (a - b)nD}{1 - D}. \quad (69)$$

Para visualização e melhor compreensão do ganho estático do conversor Landsman com célula de ganho, na Figura 19 foi plotado o gráfico do ganho do conversor com diversas células de ganho.

Ao analisar o gráfico, verifica-se que para a mesma quantidade de pares capacitor-diodo, o caso I ( $M_{12}$ ) possui ganhos maiores em relação ao caso II ( $M_{21}$ ) para  $D > 0,5$ . Em contrapartida, a célula construída levando em consideração o caso II apresenta um ganho maior para  $D < 0,5$  em comparação ao caso I. Portanto, cabe ao projetista escolher qual a topologia que é mais adequada levando em consideração a razão cíclica que se deseja utilizar na aplicação do conversor.

Figura 19 – Ganho do conversor proposto para diferentes células de ganho.



19

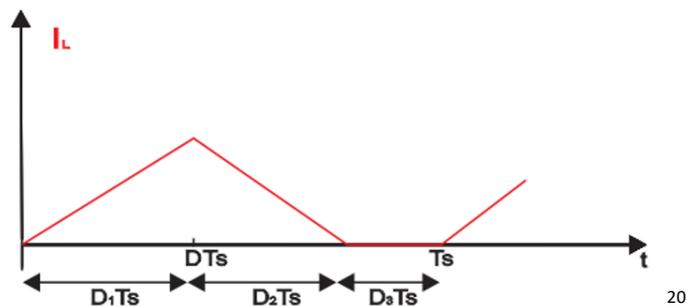
### 3.3 Modo de Condução Descontínua

Do ponto de vista das etapas de operação do conversor, o modo de condução descontínua (MCD) difere do MCC por apresentar uma etapa de funcionamento adicional. No MCC, pelo fato de que em nenhum momento o indutor se desenergizar totalmente, o conversor acaba apresentando apenas 2 etapas de operação como pôde ser visto no Capítulo 2. Já no MCD, durante parte do ciclo de chaveamento, o indutor deixa de estar energizado e a corrente que passa por ele torna-se nula. Por conta disso, há uma terceira etapa que deve ser levada em

<sup>19</sup> Fonte: Próprio autor.

consideração para a análise do conversor. A Figura 20 ilustra a corrente do indutor, sendo  $D_1T_s$  o intervalo em que o interruptor conduz,  $D_2T_s$  o intervalo em que o diodo conduz, e  $D_3T_s$  o intervalo em que ambos estão bloqueados. Aqui será adotado  $D_1 = D$ ,  $D_2 = D_L$  e  $D_3 = 1 - D - D_L$ .

Figura 20 –Forma de onda da corrente que passa pelo indutor.



Na primeira etapa de operação, a tensão sobre os terminais do indutor é a tensão de entrada do conversor. Por conta disso, a corrente que circula sobre ele aumenta linearmente até o seu valor de pico. Na segunda de operação, a tensão sobre o indutor tem o módulo da tensão de saída com sinal negativo, por essa razão, a corrente que circula sobre o indutor decresce linearmente até que o mesmo passe a estar descarregado. Após isso, a tensão e a corrente que circula sobre o elemento são nulas. Por meio dessas informações e da utilização do princípio de que em regime permanente o valor médio da tensão no indutor é nulo, escrever-se:

$$\int_0^{D_1T_s} V_{in} dt + \int_{D_1T_s}^{D_1T_s + D_2T_s} (-V_L) dt + \int_{D_1T_s + D_2T_s}^{T_s} (0) dt = 0, \quad (70)$$

$$V_L = \frac{D_L}{D} V_{in}. \quad (71)$$

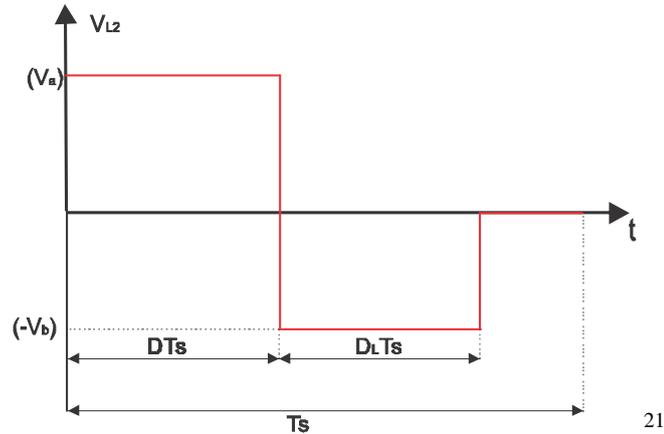
Desta maneira, é possível definir os valores da tensão no secundário do indutor acoplado em cada etapa de operação. Na primeira etapa de operação, a tensão  $V_a$  é dada pela mesma relação que no MCC, ou seja,  $V_a = nV_{in}$ . Já na segunda etapa de operação do conversor, a tensão sobre o secundário é dada por  $V_b = nV_L$ , assim, ao utilizar a relação (71), chega-se a:

$$V_b = n \frac{D_L}{D} V_{in}. \quad (72)$$

A tensão sobre os terminais do secundário, da mesma forma que no modo de condução contínua, permanece sendo retangular e alternada como pode ser vista na Figura 21.

<sup>20</sup> Fonte: Próprio autor.

Figura 21 –Forma de onda da tensão no secundário do indutor acoplado.



Por conta de o comportamento da tensão no secundário do indutor ser semelhante ao comportamento visto no MCC, a tensão fornecida  $V_{cg}$  pela célula de tensão ainda pode ser definida por (58), mostrada anteriormente. Entretanto, neste modo de operação, o ganho estático tem uma dependência do valor da carga, e por conta disso, mostra-se necessária uma análise diferente em relação à análise feita para o MCC.

Primeiramente, levando em consideração o modelo do indutor acoplado da Figura 15, verifica-se que a corrente no indutor magnetizante ( $L_m$ ) é a soma da corrente do primário do indutor com a corrente do secundário refletida para o primário por meio da relação de transformação  $n$ . Conforme explicitado anteriormente, no conversor Landsman, a corrente que circula no indutor  $L_2$  e, conseqüentemente, a corrente que circula pelo primário do indutor acoplado, é a soma da corrente de entrada com a corrente de saída. Portanto, seu valor pode ser obtido por:

$$I_1 = I_{in} + I_{out} = (M + 1)I_{out} . \quad (73)$$

Sabendo que o valor médio da corrente nos capacitores em regime permanente é nula, ao inspecionar a célula de ganho, fica evidente de que o valor médio da corrente que circula pelo secundário do indutor acoplado é o valor médio da corrente de saída. Todavia, o seu sentido depende da quantidade e disposição dos multiplicadores de tensão da célula. O seu sentido pode ser obtido por:

$$I_2 = (b - a)I_{out} . \quad (74)$$

Por meio das relações das correntes do primário e secundário do indutor acoplado, é possível definir o valor médio da corrente no indutor magnetizante:

<sup>21</sup> Fonte: Próprio autor.

$$I_{Lm} = I_1 + nI_2 = (M + 1)I_{out} + n(b - a)I_{out}, \quad (75)$$

$$I_{Lm} = [(M + 1) + n(b - a)]I_{out}. \quad (76)$$

Há também a possibilidade de calcular o valor médio da corrente no indutor magnetizante por meio do cálculo da área da forma de onda de corrente. Mediante a análise da Figura 20, é possível perceber que a forma de onda consiste em um triângulo com altura igual ao valor de pico e base igual ao intervalo de tempo que há corrente através do indutor acoplado.

A corrente de pico  $I_M$  pode ser obtida por meio da relação entre a tensão no indutor e a corrente que circula por ele:

$$V_{in} = L_m \frac{I_M}{DT_s}, \quad (77)$$

$$I_M = \frac{DV_{in}}{L_m f_s}. \quad (78)$$

Dessa maneira, é possível obter o valor médio da corrente magnetizante pelo cálculo da área do triângulo:

$$I_{Lm} = \frac{DV_{in}(D + D_L)}{2L_m f_s}. \quad (79)$$

Igualando (76) com (73), é possível encontrar a corrente de saída do conversor:

$$I_{Lm} = \frac{DV_{in}(D + D_L)}{2L_m f_s [M + 1 + n(b - a)]}. \quad (80)$$

Como visto anteriormente, a tensão de saída do conversor é dada pela soma da tensão de saída do conversor Landsman com a tensão provida pela célula de ganho, dessa maneira:

$$V_{out} = V_{cg} + V_L, \quad (81)$$

$$V_{out} = a(nV_{in}) + b \left( n \frac{D}{D_L} V_{in} \right) + \frac{D}{D_L} V_{in}. \quad (82)$$

Ao fazer as devidas manipulações matemáticas em (79), é possível chegar no equacionamento para o intervalo de tempo em que o diodo conduz em função dos demais parâmetros do conversor:

$$D_L = \frac{(1 + bn)D}{M - an}. \quad (83)$$

Ao substituir a relação encontrada para  $D_L$  em (77) e deixando a corrente de saída em função da tensão de saída e a carga  $R_{out}$  do conversor, uma equação de segundo grau em função do ganho  $M$  é obtida:

$$M^2 - (an)M - \frac{R_{out}D^2}{2L_m f_s} = 0. \quad (84)$$

Ao resolver a equação de segundo grau, chega-se ao ganho estático do conversor quando ele opera no modo de condução descontínua:

$$M_{dcn} = \frac{1}{2} \left[ an + \sqrt{(an)^2 + \frac{2R_{out}D^2}{L_m f_s}} \right], \quad (85)$$

$$M_{dcn} = \frac{1}{2} \left[ an + \sqrt{(an)^2 + \frac{4D^2}{K}} \right], \quad (86)$$

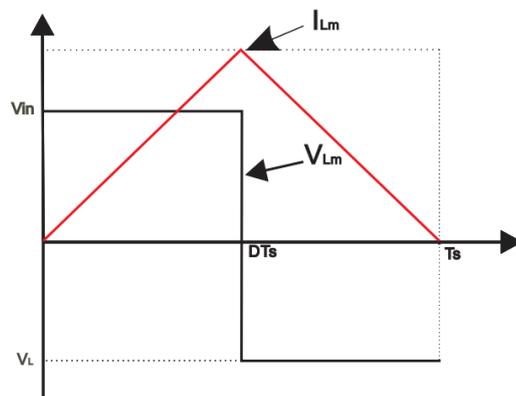
em que o parâmetro  $K$  é dado pela seguinte expressão:

$$K = \frac{2L_m}{R_{out}T_s}. \quad (87)$$

### 3.4 Modo de Condução Crítica

O modo de condução crítica se caracteriza por ser a transição do funcionamento do conversor em MCD e em MCC. Por conta disso, a corrente que circula sobre o indutor se anula exatamente no instante em que se encerra o período de comutação e, a corrente passa a aumentar imediatamente após esse instante. As formas de onda da tensão e da corrente podem ser vistas na Figura 22.

Figura 22 –Forma de onda da corrente que passa pelo indutor magnetizante.



22

<sup>22</sup> Fonte: Próprio autor.

Da mesma forma que foi realizado para o MCD, é possível encontrar o valor médio da corrente no indutor magnetizante por intermédio da área da forma de onda da corrente no elemento. Cabe ressaltar que, neste caso, a corrente de pico  $I_M$  tem o mesmo valor que encontrado na análise anterior, logo:

$$I_M = \frac{DV_{in}}{L_m f_s}. \quad (88)$$

Ao substituir a relação da corrente de pico na relação para encontrar a área do triângulo que representa a forma de onda da corrente no indutor magnetizante obtém-se:

$$I_{Lm} = \frac{DV_{in}}{2L_m f_s}. \quad (89)$$

Na sequência, ao igualar (86) com (73), que é utilizada para encontrar o valor médio da corrente para o conversor operando em qualquer um dos modos de operação, e fazendo as devidas manipulações algébricas, chega-se a:

$$\frac{V_{out}}{R_{out}} = \frac{D}{2L_m f_s [M + 1 + n(b - a)]}. \quad (90)$$

Com o intuito de analisar graficamente a expressão (87), é feita a sua parametrização por meio da utilização do parâmetro adimensional  $K$ , descrito em (84).

A relação para o valor crítico de  $K$  pode ser encontrada por meio da substituição de (84) em (87), portanto:

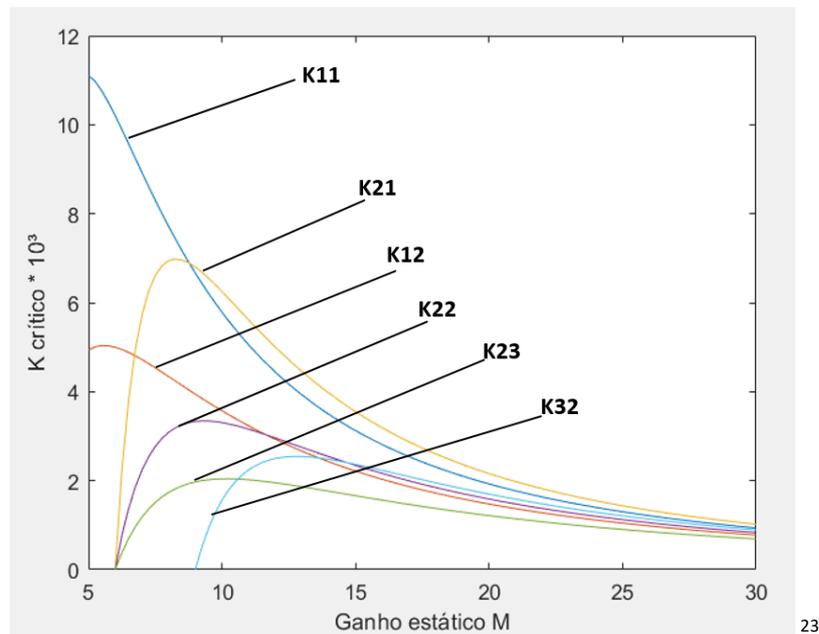
$$K_{crit} = \frac{D}{M [M + 1 + n(b - a)]}. \quad (91)$$

Por meio da utilização da fórmula do ganho estático do conversor (66), é possível encontrar a relação para o valor crítico de  $K$  em função de  $M$ . Dessa maneira, tem-se:

$$K_{crit}(M) = \frac{M - an}{M [M + 1 + n(b - a)]^2}. \quad (92)$$

Pode-se observar por meio da inspeção da relação encontrada em (89) que o valor crítico do parâmetro  $K$  depende da quantidade e disposição dos multiplicadores de tensão, conseqüentemente, há a possibilidade de escolher a célula de ganho que irá atender de forma mais adequada neste quesito. Na Figura 23 é ilustrado o parâmetro  $K$  crítico para diferentes topologias da célula de ganho que possuem a mesma relação de espiras ( $n = 3$ ).

Figura 23 –Valor crítico para o parâmetro  $K$  para diferentes topologias.



Cabe ressaltar que o parâmetro adimensional  $K$  é uma medida da tendência que um conversor tem para operar no modo de condução descontínua, portanto, caso o valor de  $K$  seja maior que o valor de  $K_{crit}$ , o conversor opera no modo condução contínua, caso o valor de  $K$  seja menor que o valor de  $K_{crit}$ , o conversor opera então no modo de condução descontínua.

Conforme visto na Figura 23, o valor crítico do parâmetro  $K$  reduz conforme se aumenta a quantidade de pares diodo-capacitor, dessa forma, conforme há uma quantidade maior de multiplicadores de tensão, acaba sendo necessária uma menor indutância de magnetização para que o conversor consiga operar no MCC e, conseqüentemente, o peso e o volume ocupado pelo núcleo do indutor acoplado acabam sendo menores.

Dessa forma, o projetista acaba tendo um novo grau de liberdade em que, caso ele necessite que o conversor seja mais compacto, por exemplo, há a possibilidade de redução do indutor acoplado utilizado por meio do aumento da quantidade de multiplicadores de tensão do conversor para que ele opere da forma mais otimizada para uma determinada aplicação.

### 3.5 Etapas de Operação do Conversor em MCC

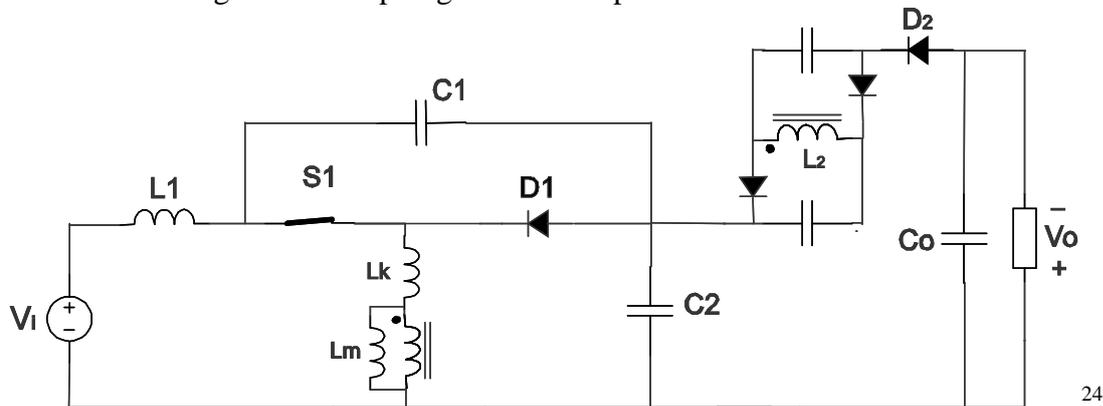
Tendo em vista que o conversor está sendo estudado com o intuito da sua utilização em microinversores fotovoltaicos, mostra-se importante fazer a escolha de uma topologia que atenda aos requisitos necessários para essa aplicação. Por essa razão, foi feita a escolha do conversor que contém a célula de ganho com um multiplicador à montante e um multiplicador

<sup>23</sup> Fonte: Próprio autor.

de tensão à jusante do secundário do indutor acoplado tendo em vista que, ele já possui um ganho satisfatório para o estágio de elevação do microinversor e, dessa forma, evita-se utilização de uma topologia com mais multiplicadores de tensão que tornariam o conversor mais custoso e aumentaria as perdas.

Cabe ressaltar que para a modelagem do indutor acoplado do conversor será feita a utilização de um transformador ideal contendo uma indutância magnetizante em paralelo e um indutor de dispersão em série, ambos referenciados nos enrolamentos primários com o intuito de representar as não idealidades do componente. A Figura 24 mostra a topologia escolhida junto com a representação do indutor acoplado, enquanto suas principais formas de onda são apresentadas na Figura 25, estando de acordo com as etapas de operação descritas a seguir.

Figura 24 – Topologia escolhida para realizar os estudos.



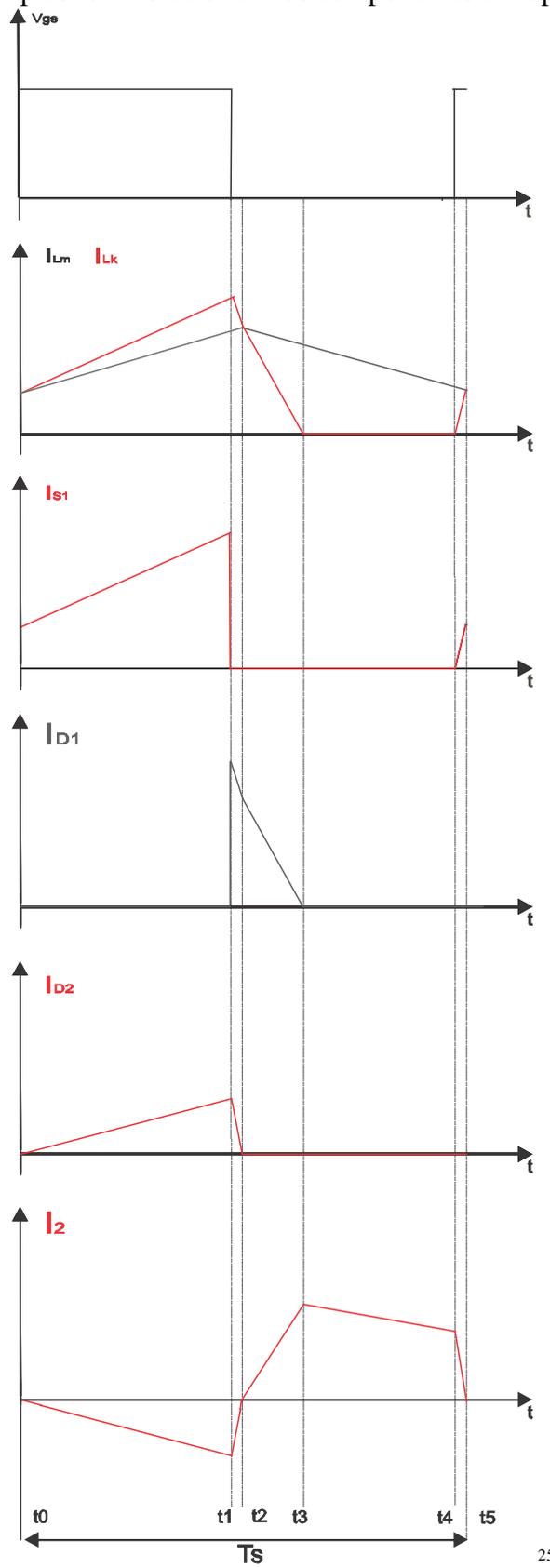
### 3.5.1 Primeira etapa

Na primeira etapa, ilustrada na Figura 26, o interruptor  $S_1$  se encontra conduzindo. Dessa forma, a fonte de tensão  $V_{in}$  transfere energia para o indutor magnetizante ( $L_m$ ) e para o indutor de dispersão ( $L_k$ ). Nesta etapa o diodo  $D_2$  está conduzindo e, os capacitores da célula ( $C_{cg}$ ) e o indutor  $L_m$  via indutor acoplado estão alimentando o capacitor  $C_o$  e a carga  $R_{out}$ , portanto, não há circulação de corrente através dos diodos da célula.

Nessa etapa, o capacitor  $C_2$  está sendo carregado e, portanto, a tensão em seus terminais cresce, enquanto o capacitor  $C_1$  está sendo descarregado. A etapa chega ao fim no instante em que o interruptor  $S_1$  é comandado para bloquear.

<sup>24</sup> Fonte: Próprio autor.

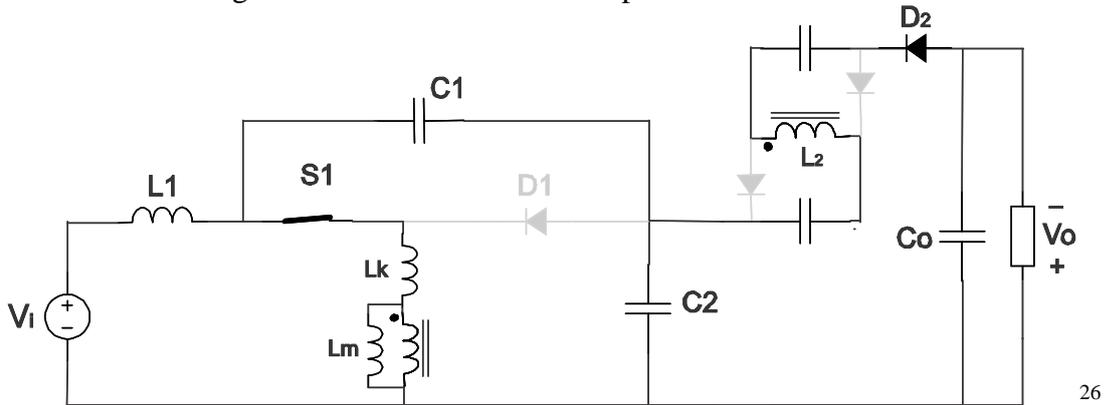
Figura 25 – Principais formas de onda nos componentes da topologia escolhida.



25

<sup>25</sup> Fonte: Próprio autor.

Figura 26 – Conversor na 1ª etapa de funcionamento.



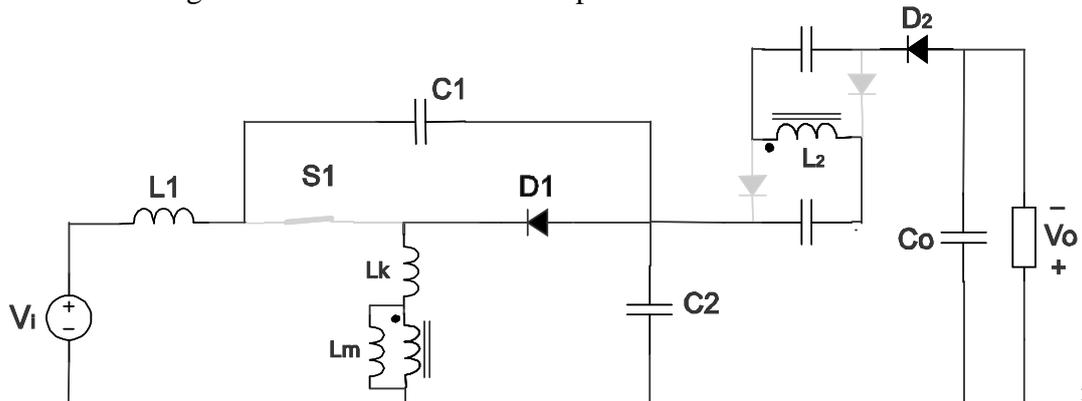
26

### 3.5.2 Segunda etapa

Na segunda etapa de operação, apresentada na Figura 27, o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o diodo  $D_1$  passa a conduzir corrente. Nessa etapa, o diodo  $D_2$  continua conduzindo e os capacitores  $C_{cg}$  e o indutor  $L_m$  via indutor magnetizante permanecem alimentando o capacitor  $C_o$  e a carga  $R_{out}$ .

Nesta etapa o capacitor  $C_2$  permanece sendo carregado enquanto o capacitor  $C_1$  também permanece sendo descarregado. Durante esse intervalo o indutor  $L_k$  está sendo descarregado e o valor da corrente que flui por ele decresce. A etapa chega ao fim no instante em que as correntes no indutor magnetizante e a corrente no indutor de dispersão se igualam.

Figura 27 – Conversor na 2ª etapa de funcionamento.



27

<sup>26</sup> Fonte: Próprio autor.

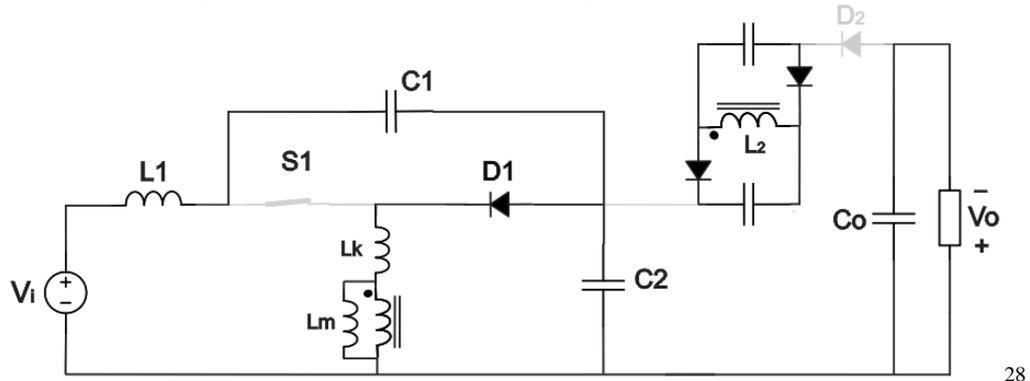
<sup>27</sup> Fonte: Próprio autor.

### 3.5.3 Terceira etapa

No instante em que a corrente no indutor de dispersão se iguala à corrente no indutor magnetizante, a corrente no secundário do indutor acoplado se torna nula. Neste instante de tempo, os capacitores da célula de ganho passam a armazenar energia proveniente do indutor magnetizante por meio do indutor acoplado e, dessa forma, começa a fluir uma corrente através dos diodos da célula. O diodo  $D_2$  deixa de conduzir corrente e a carga  $R_{out}$  passa a ser alimentada pelo capacitor  $C_o$ , tal como ilustra a Figura 28.

Nesta etapa, o capacitor  $C_1$  passa a ser carregado, enquanto o capacitor  $C_2$  começa a descarregar e, portanto, as tensões em seus terminais passam a crescer e a decrescer, respectivamente. A etapa termina quando a energia no indutor de dispersão acaba e, conseqüentemente, sua corrente se torna nula.

Figura 28 – Conversor na 3ª etapa de funcionamento.



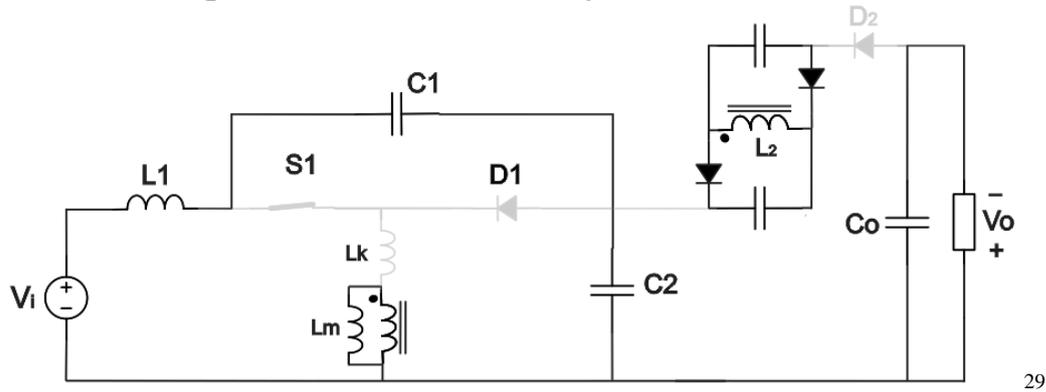
28

### 3.5.4 Quarta etapa

Com o término da energia armazenada no indutor  $L_k$ , o diodo  $D_1$  deixa de conduzir corrente, conforme mostra a Figura 29. A carga permanece sendo alimentada pelo capacitor  $C_o$  e os capacitores da célula de ganho continuam sendo carregado pelo indutor magnetizante via indutor acoplado. O capacitor  $C_2$  continua sendo descarregado, enquanto o capacitor  $C_1$  ainda está sendo carregado. A etapa termina no instante em que o interruptor  $S_1$  é comandado para conduzir a corrente.

<sup>28</sup> Fonte: Próprio autor.

Figura 29 – Conversor na 4ª etapa de funcionamento.



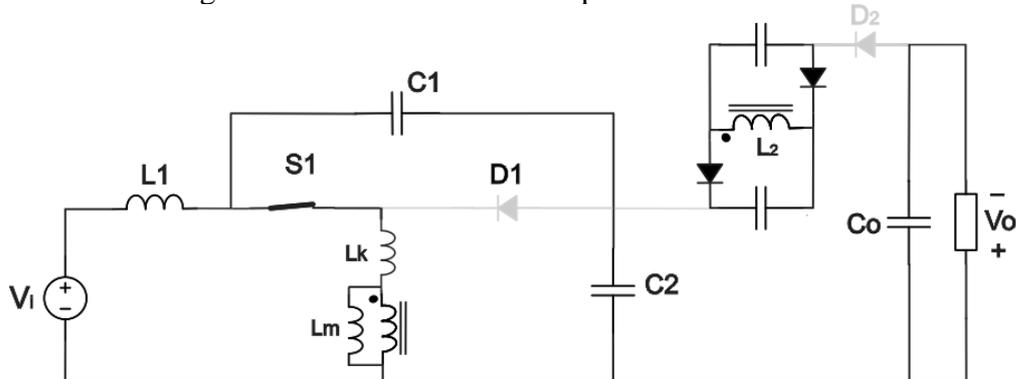
29

### 3.5.5 Quinta etapa

A quinta e última etapa de operação inicia no instante em que o interruptor  $S_1$  passa a conduzir corrente, nesta etapa, o indutor magnetizante segue fornecendo energia para os capacitores da célula de ganho através do indutor acoplado e, portanto, há corrente circulando por meio dos diodos da célula. O diodo  $D_2$  permanece bloqueado e é o capacitor  $C_o$  quem continua fornecendo energia para a carga  $R_{out}$ .

Nesta etapa, o capacitor  $C_2$  começa a ser carregado, enquanto o capacitor  $C_1$  passa a ser descarregado e, com isso, o módulo da tensão em seus terminais começa a diminuir. O indutor  $L_k$  passa a receber energia e, por conta disso, uma corrente começa a circular por ele. A etapa termina no instante em que a corrente em  $L_k$  se iguala à corrente do indutor magnetizante e, portanto, neste exato instante, a corrente no secundário do indutor acoplado se torna nula.

Figura 30 – Conversor na 5ª etapa de funcionamento.



30

<sup>29</sup> Fonte: Próprio autor.

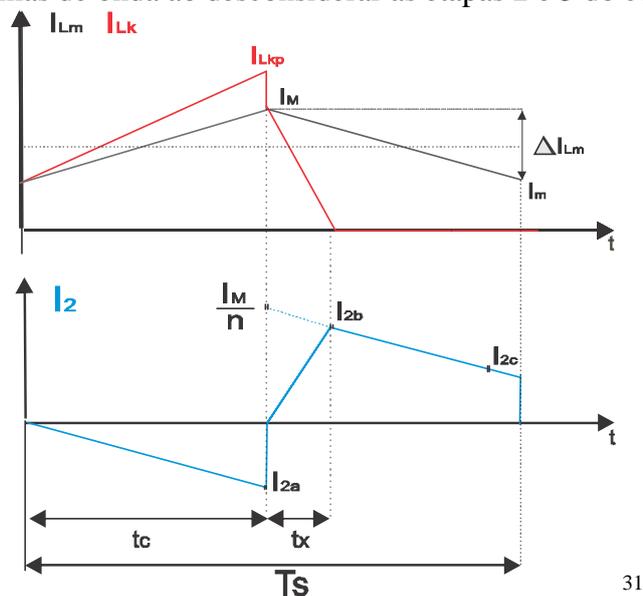
<sup>30</sup> Fonte: Próprio autor.

### 3.6 Equações de projeto

Da mesma forma que no Capítulo 2, mostra-se necessário fazer a análise do circuito do conversor para que se possa encontrar o equacionamento para o projeto dos seus elementos. Entretanto, algumas das equações que foram encontradas no capítulo anterior poderão ser reaproveitadas para o projeto do novo circuito. Neste caso, as equações obtidas para o dimensionamento do indutor  $L_1$ , do capacitor  $C_1$  e capacitor  $C_2$  poderão ser reaproveitadas da análise anterior, entretanto, cabe ressaltar que algumas delas irão passar por algumas alterações em relação à análise feita anteriormente.

Além disso, para facilitar a análise será considerado que a indutância de dispersão é insignificante, fazendo com que as etapas 2 e 5 levantadas anteriormente possam ser desprezadas. Com isso, as formas de onda no indutor magnetizante, no indutor de dispersão e no secundário do indutor acoplado ficam conforme a Figura 24, onde  $t_c$  representa o intervalo de tempo que o interruptor  $S_1$  conduz e  $t_x$  representa o intervalo de tempo que o diodo  $D_1$  conduz.

Figura 31 – Formas de onda ao desconsiderar as etapas 2 e 5 do conversor.



31

#### 3.6.1 Interruptor $S_1$

Primeiramente, ao avaliar a nova disposição, percebe-se que os esforços de tensão sobre o interruptor  $S_1$ , da mesma forma que no conversor Landsman original, possui módulo igual ao módulo da tensão máxima sobre o indutor  $C_1$ . Portanto, novamente, os esforços de tensão podem ser obtidos por meio da utilização da relação (93), em que  $V_L$  corresponde à tensão de

<sup>31</sup> Fonte: Próprio autor.

saída do conversor Landsman original.

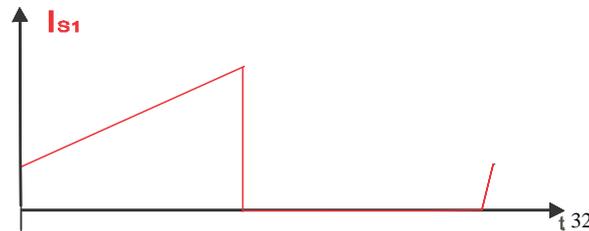
$$V_{S1,máx} = \frac{V_L}{D} \left( 1 + \frac{\delta v_{c1}}{2} \right) \quad (93)$$

Ao analisar as etapas de operação que foram descritas anteriormente, verifica-se que a corrente máxima que circula sobre o interruptor  $S_1$  é o valor máximo da corrente que circula sobre o indutor de dispersão  $L_k$ , portanto, os esforços de corrente de  $S_1$  podem ser estabelecidos ao encontrar o valor de pico da corrente em  $L_k$ . Primeiramente, tendo em vista que o valor médio da corrente em qualquer capacitor é nula em regime permanente, tem-se que o valor médio da corrente no indutor  $L_k$  é dado por:

$$I_{Lk} = (M + 1)I_o. \quad (94)$$

Entretanto, também é possível chegar ao valor médio da corrente que circula no indutor de dispersão ao realizar a integração da forma de onda da Figura 32.

Figura 32 – Forma de onda da corrente sobre o interruptor  $S_1$ .



Ao fazer a integração e fazer os devidos rearranjos, chega-se na expressão (95) para o cálculo do valor médio da corrente em  $L_k$  em que  $I_{Lkp}$  representa o valor de pico da corrente de dispersão e  $I_m$  representa o valor mínimo da corrente que circula sobre o indutor magnetizante:

$$I_{Lk} = \left( I_{Lkp} + I_m \right) \frac{D}{2}. \quad (95)$$

Igualando as expressões (94) e (95):

$$I_{Lkp} = \frac{2}{D} (M + 1)I_o - I_m. \quad (96)$$

Sabe-se que, em regime permanente, o valor médio que circula sobre um capacitor é nula, portanto, ao utilizar a LKC no nó 2, percebe-se que o valor médio da corrente em  $S_1$  é a

<sup>32</sup> Fonte: Próprio autor.

própria corrente de entrada, portanto, o valor médio da corrente em  $S_1$  é dada por:

$$I_{S1} = M(I_o). \quad (97)$$

Para o cálculo do valor eficaz da corrente que circula pelo interruptor  $S_1$  utilizou-se a relação (94) novamente. Além disso, considerou-se que no intervalo de tempo em que ele é comandado a conduzir, a forma de onda pode ser descrita por meio de uma função de primeiro grau genérica do tipo  $x(t) = a.t + b$ , portanto:

$$I_{S1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (i_{S1}(t))^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (at + b)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \frac{a^3}{3} t^3 + abt^2 + b^2 t \right]_0^{DT_s}} \quad (98)$$

Entretanto, ao analisar a forma de onda da corrente no interruptor  $S_1$ , percebe-se que os valores dos coeficientes angulares e lineares são dados pelas equações (99) e (100) respectivamente, portanto, ao substituí-los na equação (98) tem-se (101).

$$a = \frac{I_{Lkp} - I_m}{DT_s} \quad (99)$$

$$b = I_m \quad (100)$$

$$I_{S1,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \frac{(I_{Lkp} - I_m)^2 (DT_s)^3}{3} + \frac{(I_{Lkp} - I_m)}{(DT_s)} I_m DT_s + (I_m)^2 DT_s \right]} \quad (101)$$

Ao fazer as devidas expansões e rearranjos no equacionamento acima, obtém-se:

$$I_{S1,rms} = \sqrt{\frac{D}{3} \left[ (I_{Lkp})^2 + I_{Lkp} I_m + (I_m)^2 \right]}. \quad (102)$$

### 3.6.2 Diodo $D_1$

Ao fazer a análise do conversor, percebe-se que o esforço de tensão sobre o diodo  $D_1$  também é dado pelo valor máximo da tensão sobre o capacitor  $C_1$  tendo em vista que, considerando o interruptor  $S_1$  ideal, ambos os componentes se encontram em paralelo, portanto,  $V_{D1,máx}$  pode ser dada por:

$$V_{D1,máx} = \frac{V_L}{D} \left( 1 + \frac{\delta v_{c1}}{2} \right). \quad (103)$$

Tendo em vista novamente que o valor médio da corrente em um capacitor é nula, percebe-se que o valor médio da corrente no diodo  $D_1$  é a própria corrente de saída  $I_o$ . Para a obtenção do esforço de corrente sobre  $D_1$ , ao analisar a forma de onda, percebe-se que o seu valor máximo coincide com o valor máximo da corrente que circula sobre o indutor

magnetizante, portanto, o esforço é dado pela expressão:

$$I_{S1,máx} = I_M . \quad (104)$$

Ao avaliar na figura 32 a forma de onda da corrente que circula sobre  $D_1$ , percebe-se que ela pode ser descrita por uma equação de primeiro grau do tipo  $x(t) = a.t + b$ . Portanto, para o cálculo do valor eficaz da corrente em  $D_1$  é possível adotar procedimento semelhante ao que foi feito para o cálculo de  $I_{S1,rms}$ . Ao fazer isso, chega-se em:

$$I_{D1,rms} = \sqrt{\frac{D_L}{3}} I_M . \quad (105)$$

### 3.6.3 Corrente no secundário do indutor acoplado

Como visto anteriormente, a corrente no indutor magnetizante pode ser obtida por meio da soma da corrente que chega até o primário que atravessa o indutor de dispersão com a corrente no secundário refletida no primário. Logo, é possível chegar em:

$$i_{Lk}(t) + ni_2(t) = i_{Lm}(t) \Rightarrow i_2(t) = \frac{i_{Lm}(t) - i_{Lk}(t)}{n} . \quad (106)$$

Ao observar a Figura 31, percebe-se que  $I_{2a}$  é dada pelo valor na corrente no secundário no instante de tempo  $t_c$ , conforme:

$$I_{2a} = i_2(t_c) = \frac{i_{Lm}(t_c) - i_{Lk}(t_c)}{n} = \frac{I_M - I_{Lkp}}{n} . \quad (107)$$

Para  $I_{2c}$ , percebe-se que o seu valor coincide com o valor da corrente  $i_2$  no instante de tempo  $T_s$ , portanto, obtém-se:

$$I_{2c} = i_2(T_s) = \frac{i_{Lm}(T_s) - i_{Lk}(T_s)}{n} = \frac{I_m}{n} . \quad (108)$$

Por fim, para o cálculo do valor de  $I_{2b}$ , primeiramente, encontra-se uma expressão que descreva a corrente no secundário do indutor acoplado no intervalo de tempo  $(1 - D - D_L)T_s$  após o fim da terceira etapa de funcionamento do conversor. Ao avaliar a Figura 31, observa-se que a forma de onda é dada por uma equação de primeiro grau que pode ser descrita por (109) no instante de tempo  $t > t_c + t_x$ .

$$i_2(t) = \frac{nI_{2c} - I_M}{n(1-D)T_s} t - \frac{I_M}{n} \quad (109)$$

O valor de  $I_{2b}$  é dado pelo valor da função  $i_2(t)$  encontrada acima para o instante de tempo  $t_c + t_x$ , dessa forma, pode-se escrever:

$$I_{2b} = i_2(t_c + t_x) = \frac{nI_{2c} - I_M}{n(1-D)T_s} D_L T_s - \frac{I_M}{n}. \quad (110)$$

Ao substituir (108) em (110), chega-se a:

$$I_{2b} = \frac{I_m D_L - I_M(1-D-D_L)}{n(1-D)}. \quad (111)$$

### 3.6.4 Diodos da célula de ganho

Por conta de o valor médio da corrente nos capacitores ser nulo em regime permanente, o valor médio da corrente nos diodos da célula de ganho possui também valor igual à ao valor médio da corrente na saída. Já o valor de pico da tensão sobre os diodos  $D_{cg}$  é expresso por:

$$V_{Dcg,max} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (112)$$

Para o cálculo do valor eficaz da corrente sobre os diodos da célula de ganho, tendo em vista que a corrente que circula sobre os diodos da célula de ganho também é composta por segmentos de reta, adotou-se procedimento semelhante ao que foi adotado para o cálculo do valor eficaz da corrente sobre o interruptor  $S_1$ . Ao fazer isso, chega-se na expressão genérica (113) para o cálculo do valor eficaz da corrente sobre os diodos da célula de ganho. Esta expressão pode ser utilizada tanto para células de polaridade positiva quanto negativa.

$$I_{Dcg1,rms} = \sqrt{\frac{D}{3} \left[ (I_{Dcg1a})^2 + \frac{D_L}{3} (I_{Dcg1b})^2 + \frac{1-D-D_L}{3} (I_{Dcg1a}^2 + I_{Dcg1b} I_{Dcg1c} + I_{Dcg1c}^2) \right]} \quad (113)$$

Em que  $I_{Dcg1a}$ ,  $I_{Dcg1b}$  e  $I_{Dcg1c}$  podem ser encontrados pelas expressões (114), (115) e (116) respectivamente e  $p$  é +1 caso a célula de ganho tenha polaridade positiva e -1 para células de polaridade negativa:

$$I_{Dcg1a} = -\frac{I_{2a}}{[(a+b)-(1+c)]} \frac{(1+p)}{2}, \quad (114)$$

$$I_{Dcg1b} = \frac{I_{2b}}{[(a+b)-(1+c)]} \frac{(1-p)}{2}, \quad (115)$$

$$I_{Dcg1c} = \frac{I_{2c}}{[(a+b)-(1+c)]} \frac{(1-p)}{2}. \quad (116)$$

O índice  $c$  corresponde ao número de capacitores que permanecem durante todo o ciclo de funcionamento em paralelo com o enrolamento secundário do indutor acoplado.

Para a identificação dos esforços de corrente sobre os diodos da célula de ganho, é

preciso notar que há corrente circulando sobre eles no momento em que ele o diodo  $D_2$  está bloqueado e, a corrente que circula por eles é a corrente do secundário do indutor acoplado dividida igualmente entre os dois diodos. Portanto, o valor de pico da corrente é dado nos semicondutores é dado pela expressão (117):

$$I_{Dcg,máx} = \frac{I_{2b}}{2}. \quad (117)$$

### 3.6.5 Diodo $D_2$

Por conta de o capacitor  $C_o$  possuir corrente com valor médio igual a zero, o valor médio da corrente que circula sobre o diodo  $D_2$  também é igual ao valor médio da tensão de saída. Da mesma forma que para os diodos  $D_{cg}$  da célula de ganho, o esforço de tensão sobre  $D_2$  é dado pela expressão (112), portanto, o valor de pico da tensão dependerá da relação de espiras do indutor acoplado, da razão cíclica e da tensão de entrada do conversor.

No instante de tempo em que os capacitores  $C_{cg}$  e o indutor magnetizante  $L_m$  via indutor acoplado estão transferindo energia para a carga e o capacitor  $C_o$ , a corrente que flui pelo diodo  $D_2$  é a mesma corrente que circula pelo secundário do indutor acoplado, portanto, para essa topologia, o valor de pico da corrente no diodo coincide com  $I_{2a}$ . Dessa forma, a expressão (116) é obtida:

$$I_{D2,máx} = I_{2a} = \frac{I_M - I_{Lkp}}{n}. \quad (116)$$

Tendo em vista que a forma de onda da corrente em  $D_2$  é composta por segmentos de reta, há a possibilidade de calcular o valor eficaz da corrente de forma semelhante da que foi feita anteriormente, ao fazer isso, chega-se na expressão (117) para o valor RMS da corrente:

$$I_{D2,rms} = I_{D2a} \sqrt{\frac{D}{3}}. \quad (117)$$

### 3.6.6 Capacitores da célula de ganho

Para a determinação dos valores das capacitâncias dos capacitores da célula de ganho é necessário ter atenção pois, em determinadas etapas de operação do conversor, eles entram em ressonância com o indutor de dispersão  $L_k$ . Caso o período de ressonância seja menor ou igual ao intervalo de tempo em que ocorre a etapa ressonante, o conversor irá operar de maneira divergente do que a esperada e, portanto, as equações que foram levantadas anteriormente não serão válidas.

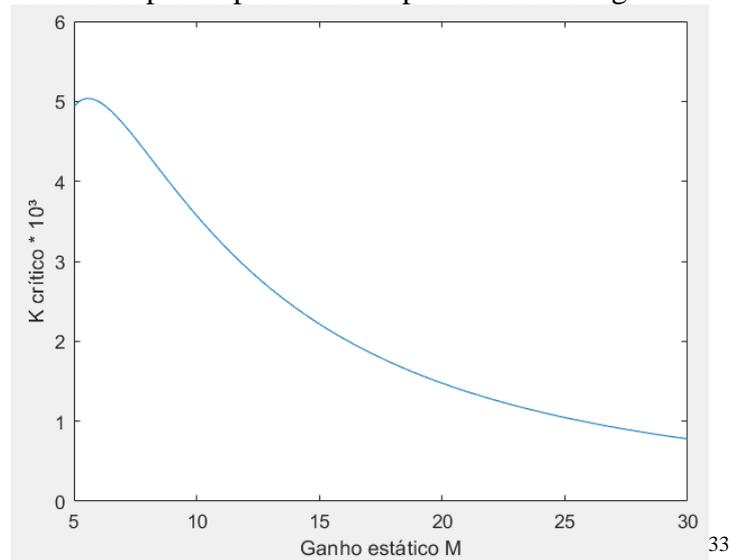
Neste trabalho, para a determinação dos valores das capacitâncias foi feita a utilização

do software PSIM. Dessa forma, os valores obtidos para assegurar que o conversor opere da forma desejada foram obtidos com uma maior acurácia e não se tornaram valores tão elevados que pudessem fazer com que o custo do conversor aumentasse de forma desnecessária e ocupassem um maior volume.

### 3.6.7 Indutância magnetizante

Para a determinação da indutância magnetizante, é feita a análise em cima do parâmetro  $K_{crit}$  que foi determinado anteriormente. Este parâmetro acaba sendo um indicativo da tendência que o conversor tem para operar no modo de condução contínua e, como visto anteriormente, caso o parâmetro adimensional  $K$  possua um valor maior que o valor de  $K_{crit}$ , o conversor irá operar no MCC. Na Figura 33 é mostrado a forma de onda do parâmetro  $K_{crit}$  para o conversor proposto.

Figura 33 – Valor crítico para o parâmetro  $K$  para a célula de ganho escolhida.



Ao determinar um valor para o parâmetro  $K$  que seja maior do que  $K_{crit}$  para o ganho estático desejado, é possível obter o valor da indutância magnetizante necessária para garantir o MCC por meio da utilização da relação (87), portanto:

$$L_m = \frac{P_{out} K}{2 f_s V_{out}^2} \quad (118)$$

Tipicamente, em sistemas fotovoltaicos, espera-se que o conversor opere em MCC não apenas na potência nominal, mas para qualquer potência superior a 10-30% da potência nominal, requerendo uma indutância magnetizante de maior valor.

<sup>33</sup> Fonte: Próprio autor.

### 3.6.8 Capacitância de entrada $C_1$

Na nova topologia, há uma alteração na relação utilizada para encontrar o valor da capacitância  $C_1$ , pois, ao contrário da relação (33) em que a tensão no denominador é a tensão de saída do conversor ( $V_{out}$ ), na nova topologia proposta a tensão no denominador deve ser apenas a tensão de saída do Landsman ( $V_L$ ), portanto, obtém-se:

$$C_1 = \frac{(1-D)^2 P_{out}}{\delta_{vC1} V_{in}^2 f_s}. \quad (119)$$

### 3.6.9 Indutância de entrada $L_1$

De forma semelhante ao que ocorreu anteriormente, para a topologia proposta ocorre uma pequena mudança na relação (41) que foi encontrada anteriormente para dimensionar o indutor  $L_1$ . No numerador, a expressão deixa de conter  $V_{out}$  e passa a conter a tensão de saída  $V_L$  do conversor Landsman original conforme:

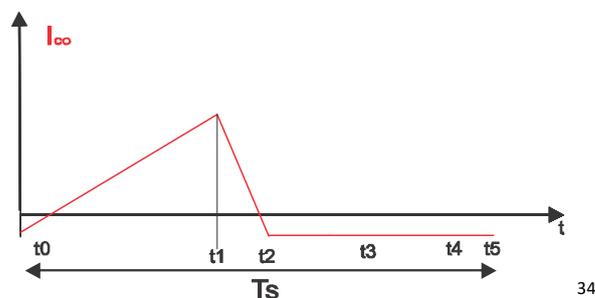
$$L_1 = \frac{V_i^2 \delta_{vC1}}{8 P_{out} \delta_{iL1} f_s (1-D)}. \quad (120)$$

### 3.6.10 Capacitância de saída $C_o$

Para a escolha do capacitor do capacitor de saída, observa-se que ele está em paralelo com a carga, portanto, o esforço de tensão sobre será a própria tensão de saída do conversor. Além disso, verifica-se que a corrente sobre o capacitor de saída é dada pela relação (121) e a sua forma de onda pode ser vista na Figura 34.

$$i_{co} = i_{D2} - i_o \quad (121)$$

Figura 34 – Forma de onda da corrente em  $C_2$ .



<sup>34</sup> Fonte: Próprio autor.

Portanto, ao desconsiderar novamente a 2ª e 5ª etapa de funcionamento do conversor, é possível fazer a mesma análise feita anteriormente para o cálculo do valor eficaz da corrente que circula por ele. Dessa forma, chega-se na seguinte relação para o cálculo do valor RMS da corrente  $I_{co}$ :

$$I_{Co,rms} = \sqrt{\frac{D}{3} [I_o^2 - I_o(I_{D2a} - I_o) + (I_{D2a} - I_o)^2] + \dots} \quad (122)$$

$$+ \frac{D_x}{3} [I_o^2 - I_o(I_{D2b} - I_o) + (I_{D2b} - I_o)^2] + \dots$$

$$+ \frac{1-D-D_x}{3} [(I_{D2b} - I_o)^2 + (I_{D2b} - I_o)(I_{D2c} - I_o) + (I_{D2c} - I_o)^2]$$

Ao fazer uma análise semelhante à análise feita no Capítulo 2 para encontrar a capacitância necessária para o capacitor  $C_o$ , chega-se na seguinte relação:

$$C_o = \frac{\delta_{iL} P_{out}}{8\delta_{vC2} (1-D) V_{out}^2 f_s} \quad (123)$$

### 3.7 Conclusão

Neste capítulo foi feita uma introdução sobre a célula de ganho genérica em que, por meio da escolha da quantidade de multiplicadores de tensão à montante e à jusante do secundário do indutor acoplado, é possível obter diferentes ganhos para o conversor. Dessa forma, pode-se escolher uma determinada topologia levando em consideração os requisitos da aplicação.

Após isso, escolheu-se a topologia do conversor com a célula de ganho contendo um multiplicador de tensão à montante e outro à jusante, essa escolha foi feita tendo em vista que o ganho obtido com ela se mostra adequado ao necessário na aplicação em microinversores e, portanto, evita-se o uso de mais multiplicadores de tensão do que o necessário, que pode fazer com que o conversor tenha um custo mais alto e tenha um volume maior desnecessariamente.

Em seguida, foi feita uma análise levando em consideração os três modos de operação em que o conversor pode operar e, como resultado, foram obtidos os parâmetros para a determinação do valor da indutância magnetizante para que o conversor opere no modo de condução contínua. Por fim, foram descritas as principais formas de onda do conversor para que, dessa forma, fosse possível obter os esforços de corrente e tensão, valor eficaz e médio da corrente nos componentes para realizar a escolha correta de cada um para a construção do conversor.



## EXEMPLO DE PROJETO

Com o intuito de validar os resultados teóricos obtidos no capítulo anterior, foi feita a montagem da topologia proposta em laboratório com os componentes disponíveis, além de ter sido feita a utilização da placa impressa de um conversor já existente. Para as especificações, foi considerada a utilização do conversor em um primeiro estágio de um microinversor fotovoltaico, e, com base nela, foi feita a escolha dos componentes do conversor. A Tabela 5 reúne as especificações consideradas.

Tabela 5 – Especificação do conversor desejado.

Tensão de entrada máxima	40 V
Tensão de entrada mínima	25 V
Potência do conversor	150 W
Tensão de saída	400 V
Frequência de operação	100 kHz

É importante salientar que, em aplicações fotovoltaicas, o conversor tende a operar abaixo da carga nominal na maior parte do tempo, devido à fatores como as condições climáticas e características da própria carga. Portanto, o dimensionamento dos componentes é realizado levando-se em consideração que em certos momentos o conversor operará com uma potência menor do que a nominal.

### 4.1 Seleção dos componentes

Com as especificações do conversor definidas, é possível fazer o dimensionamento dos componentes. A seleção de cada componente será apresentada em detalhes a seguir:

#### 4.1.1 Indutor acoplado

O indutor acoplado foi confeccionado levando em consideração as características listadas na Tabela 6. Para o projeto, foi considerado que o conversor deve operar em modo de condução contínua até uma carga mínima de aproximadamente 30% da carga nominal. Assim, por meio da relação (128), estimou-se que a indutância magnetizante necessária para assegurar

que o conversor opere no modo de condução contínua é de  $70 \mu\text{H}$ . Ademais, a fim de operar com razão cíclica de aproximadamente 50% com tensão de entrada de 30 V, optou-se por uma relação de transformação  $n = 4$ .

Na prática, ao fazer as devidas medições no laboratório, foi constatado que o indutor acoplado construído possui uma indutância magnetizante de  $69 \mu\text{H}$  e uma indutância de dispersão de  $1,28 \mu\text{H}$ , além de que, a relação de transformação  $n$  ficou igual a 4,2.

Tabela 6 – Especificação do indutor acoplado utilizado.

Núcleo	RM12-N97
Número de espiras no primário	13
Número de espiras no secundário	52
Condutor utilizado no primário	Litz 86xAWG41
Condutor utilizado no secundário	Litz 150xAWG38
Indutância magnetizante	$69 \mu\text{H}$
Indutância de dispersão	$1,28 \mu\text{H}$
Relação de transformação	4,2

#### 4.1.2 Indutor e capacitor do filtro de entrada

Para o projeto do filtro de entrada do conversor Landsman com célula de ganho, foi adotada uma ondulação percentual da tensão sobre o capacitor de 0,5%, resultando em uma capacitância  $C_1$  de aproximadamente  $80 \mu\text{F}$ , por intermédio da relação (33). Por outro lado, a ondulação percentual considerada para corrente de entrada foi de 5%, resultando em uma indutância  $L_1$  de  $1,5 \mu\text{H}$ , por meio da relação (41).

Na prática, com o intuito de simplificar a montagem do circuito do conversor, foi possível levar em consideração apenas a indutância do cabo de entrada (em torno de 2 metros), com valor aproximado de  $2 \mu\text{H}$ . Já para o capacitor, foi utilizado um capacitor eletrolítico com capacitância de  $100 \mu\text{F}$  e tensão de 100 V. Nessas condições, os valores percentuais de ondulação de tensão e corrente teóricos ficaram na ordem de 0,4% e 3%, respectivamente.

#### 4.1.3 Capacitor $C_2$

Ao utilizar a relação (23) e considerar uma ondulação percentual da tensão sobre o capacitor  $C_2$  de 1%, chega-se numa capacitância de aproximadamente  $8 \mu\text{F}$ . Entretanto, por conta da disponibilidade de componentes no laboratório, optou-se pela utilização de um capacitor eletrolítico com capacitância de  $47 \mu\text{F}$  e tensão máxima sobre os seus terminais no valor de 160 V, fazendo com a ondulação seja muito menor que a inicialmente projetada.

#### 4.1.4 Capacitores da célula de ganho

Como comentado anteriormente, para a escolha dos capacitores da célula de ganho foram utilizados resultados de simulação. Entretanto, da mesma forma que para o capacitor  $C_2$ , por conta da disponibilidade de componentes no laboratório, optou-se pela escolha de um capacitor sobredimensionado em relação ao valor encontrado na teoria. Assim, na prática, optou-se também pela utilização de um capacitor eletrolítico com capacitância de  $47 \mu\text{F}$  e tensão máxima sobre os terminais no valor de  $160 \text{ V}$ .

#### 4.1.5 Capacitor de saída $C_o$

Levando em consideração a especificação desejada para o conversor, verifica-se que o esforço de tensão sobre o capacitor  $C_o$  possui o valor de  $400 \text{ V}$ , além disso, ao fazer a utilização da relação (122) chega-se no valor de aproximadamente  $1,33 \text{ A}$  para o valor eficaz da corrente que circula em  $C_o$ .

Com a utilização da relação da equação (123), por sua vez, chega-se em um valor de aproximadamente  $0,05 \mu\text{F}$  para a capacitância do capacitor de saída ao se considerar uma ondulação percentual de  $0,5\%$ . Todavia, por conta da disponibilidade de componentes em laboratório, optou-se pela utilização de um capacitor de filme de  $2,2 \mu\text{F}$  e  $450 \text{ V}$ .

#### 4.1.4 Diodos da célula de ganho

Para o dimensionamento dos diodos da célula de ganho, primeiramente utiliza-se a expressão (112) para o cálculo dos esforços de tensão sobre eles. Ao considerar que a tensão de entrada pode chegar até o valor de  $40 \text{ V}$ , encontra-se o valor de aproximadamente  $265 \text{ V}$  para os esforços de tensão. Além disso, ao levar em consideração a tensão de saída de  $400 \text{ V}$  e a potência nominal de  $150 \text{ W}$ , tem-se que o valor médio da corrente dos diodos da célula é igual a  $0,375 \text{ A}$ , visto que em regime permanente o valor médio da corrente em um capacitor é nula.

Com a utilização da expressão (113), verifica-se que o valor eficaz da corrente sobre os diodos da célula de ganho é de aproximadamente  $0,4 \text{ A}$ , e além disso, mediante a equação (117) chega-se em um valor de pico para a corrente no valor de  $0,7 \text{ A}$ . Por conta da disponibilidade de componentes, foi utilizado diodos ES3G para a célula de ganho, com tensão máxima de  $400 \text{ V}$  e corrente de  $3 \text{ A}$ .

#### 4.1.6 Interruptor $S_1$

Primeiramente, ao utilizar a relação (93), chega-se ao valor aproximado de  $60 \text{ V}$  para o esforço de tensão sobre  $S_1$ . Já os esforços de correntes, calculados por meio de (96), (97) e

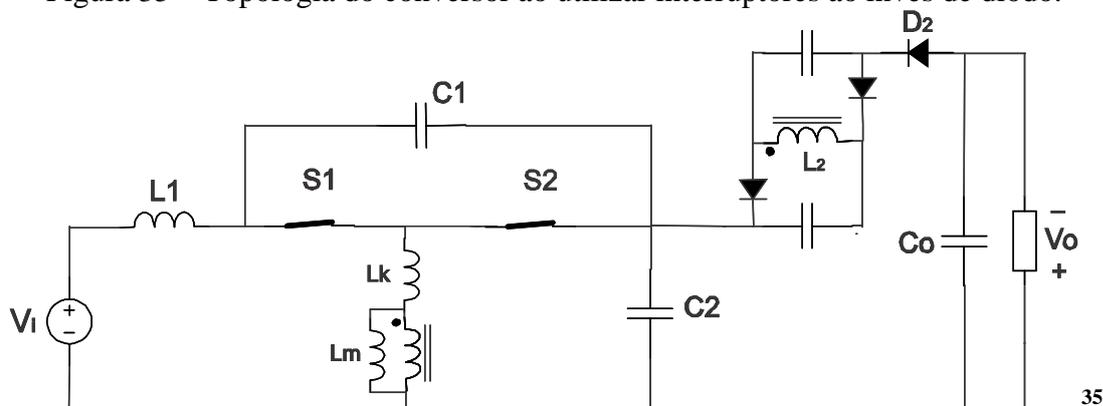
(102), resultaram em uma corrente máxima de 17,5 A, um valor médio de 5 A, e um valor eficaz de 8,1 A, respectivamente. Por conta da disponibilidade de componentes no laboratório, foi utilizado o interruptor IPB039N10N3, de 100 V e 160 A.

#### 4.1.7 Diodo $D_1$

Ao utilizar a relação (105) chega-se para o valor eficaz da corrente que circula sobre  $D_1$  no valor de 1,27 A, além disso, com a utilização da relação (104) chega-se num valor de 6,41 A para o esforço de corrente sobre ele. Como dito anteriormente, o valor médio da corrente que circula sobre o diodo  $D_1$  coincide com o valor médio da corrente na carga: 0,375 A. Além disso, ao utilizar a relação (103), chega-se em valor de aproximadamente 60 V para o esforço de tensão sobre  $D_1$ .

No entanto, por conta da configuração da placa de circuito impresso disponível para os experimentos, foi necessário fazer a utilização de um MOSFET no lugar do diodo  $D_1$ , fazendo com que o protótipo do conversor ficasse conforme a topologia da Figura 35.

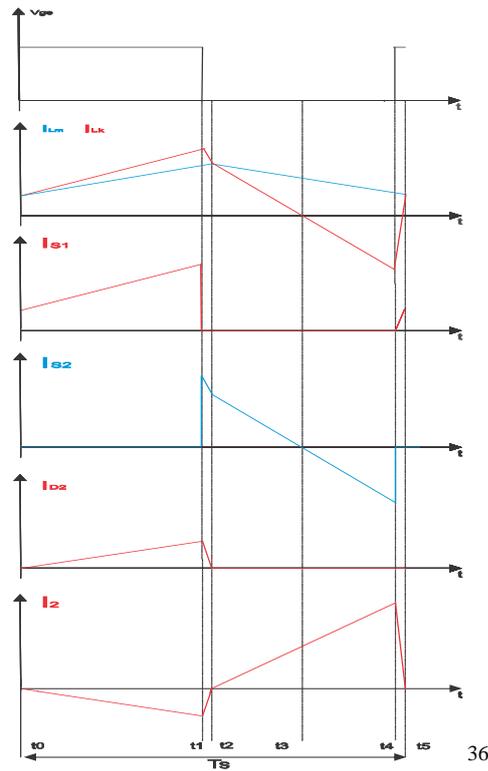
Figura 35 – Topologia do conversor ao utilizar interruptores ao invés de diodo.



Para a montagem do conversor, optou-se novamente pelo MOSFET do modelo IPB039N10N3 e, por conta dessa alteração, o funcionamento do conversor passou a ser um pouco diferente. A principal diferença nas formas de onda ocorre na corrente do indutor de dispersão pois, anteriormente, por conta de o diodo  $D_1$  bloquear, a corrente de dispersão só possuía valores positivos ou nulos. Com a alteração para um MOSFET no lugar do diodo, a corrente no indutor de dispersão passa a ter valores negativos tendo em vista que a corrente que circula pelo interruptor pode ter ambos os sentidos. As principais formas de onda do conversor com a nova configuração podem ser observadas na Figura 36.

<sup>35</sup> Fonte: Próprio autor.

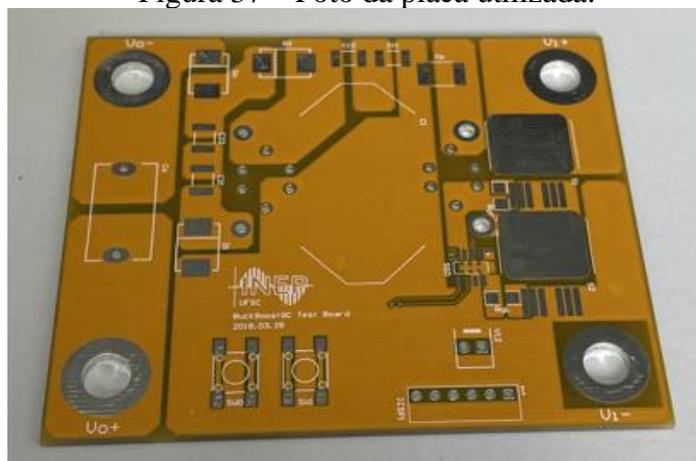
Figura 36 – Principais formas de onda ao utilizar um interruptor no lugar de  $D_1$ .



#### 4.1.8 Placa de circuito impresso

Para a montagem do conversor, foi utilizada uma placa já disponível no laboratório que já tinha sido desenvolvida para a validação de um conversor semelhante ao conversor Landsman com célula de ganho em [5]. Uma fotografia da placa é mostrada na Figura 37, enquanto o esquemático da placa pode ser visto na Figura 38.

Figura 37 – Foto da placa utilizada.

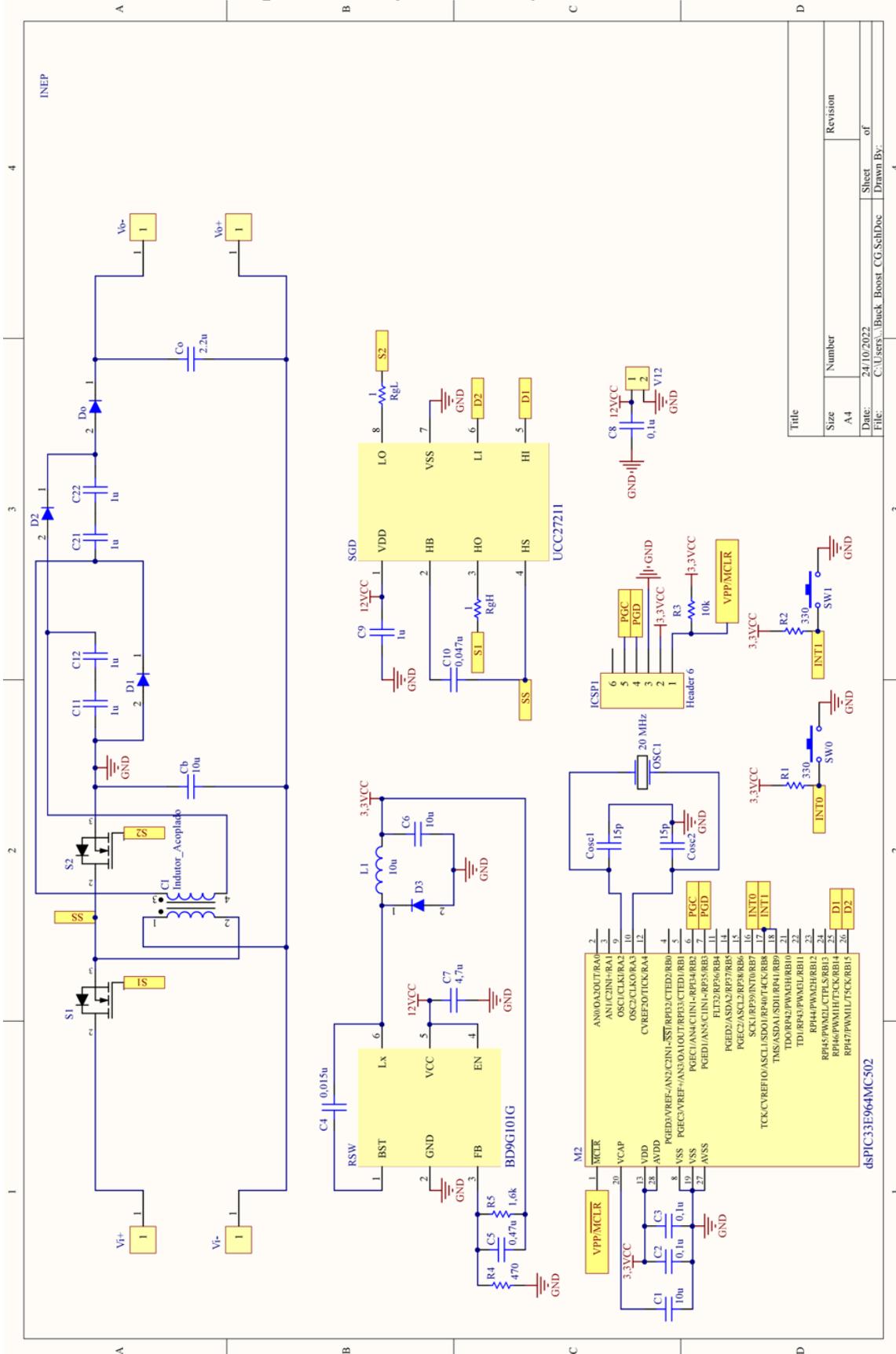


37

<sup>36</sup> Fonte: Próprio autor.

<sup>37</sup> Fonte: Próprio autor.

Figura 38 – Esquemático da placa utilizada.



Title	Size	Number	Revision
	A4		
Date:	24/10/2022		
File:	C:\Users\... \Buck_Boost_CG_SchDoc		
Sheet	of		
Drawn By:			

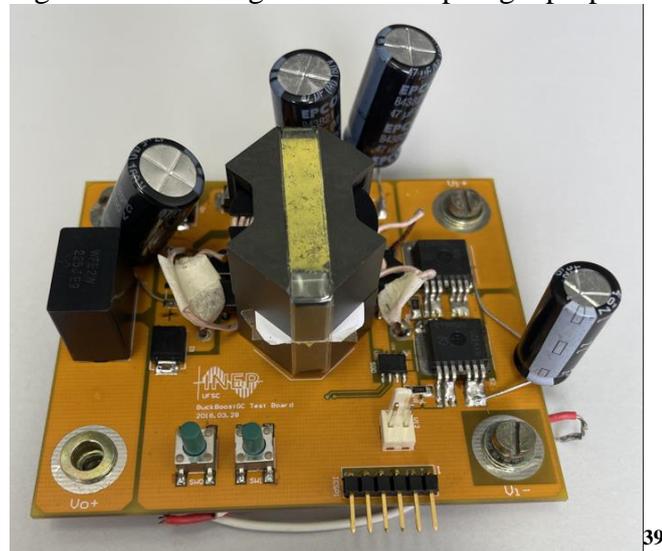
<sup>38</sup> Fonte: (SCHMITZ, 2020).

A placa contém um microcontrolador dsPIC33E964MC502 com um oscilador de cristal para fornecer os sinais de comando dos MOSFETs  $S_1$  e  $S_2$ , com frequência de comutação de 100 kHz. Também são incluídos dois botões junto ao controlador com o intuito de gerar interrupções e, por meio delas, fazer o ajuste da razão cíclica  $D$  do conversor conforme necessário.

Uma vez que o microcontrolador não possui capacidade de tensão e corrente para acionar um MOSFET de potência, os sinais de comando são entregues ao *gate driver* UCC27211, do tipo *bootstrap*, responsável por gerar sinais de *gate* de 12 V e valor máximo de corrente de 4 A. A presença desse circuito motivou a substituição do diodo  $D_2$  pelo MOSFET  $S_2$ , visto que não seria possível comandar o interruptor  $S_1$ , na posição *high-side*, sem um MOSFET na posição *low-side* ( $S_2$ ).

Além disso, na placa também há um regulador de tensão BD9G101G para gerar a tensão de alimentação de 3,3 V do microcontrolador a partir de uma tensão de 12 V obtida externamente. Uma entrada ISPC1 também foi incluída na placa para que fosse possível gravar o programa no microcontrolador. A montagem final da placa pode ser vista na Figura 39.

Figura 39 – Montagem final da topologia proposta.



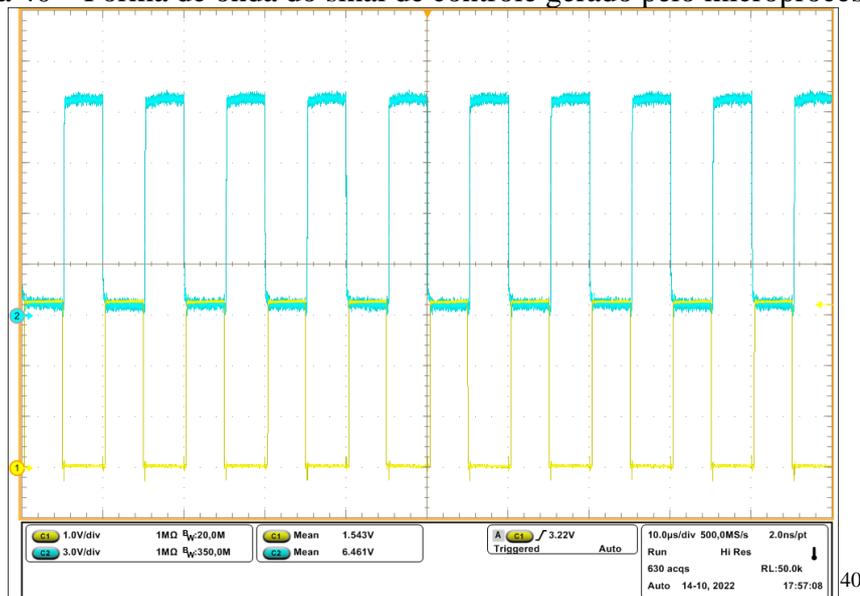
## 4.2 Resultados obtidos

Ao iniciar os experimentos após a implantação do *layout* necessário, verificou-se que o sinal de comando e o sinal de *gate* funcionaram satisfatoriamente, como pode ser analisado na Figura 40, para o MOSFET  $S_1$ .

---

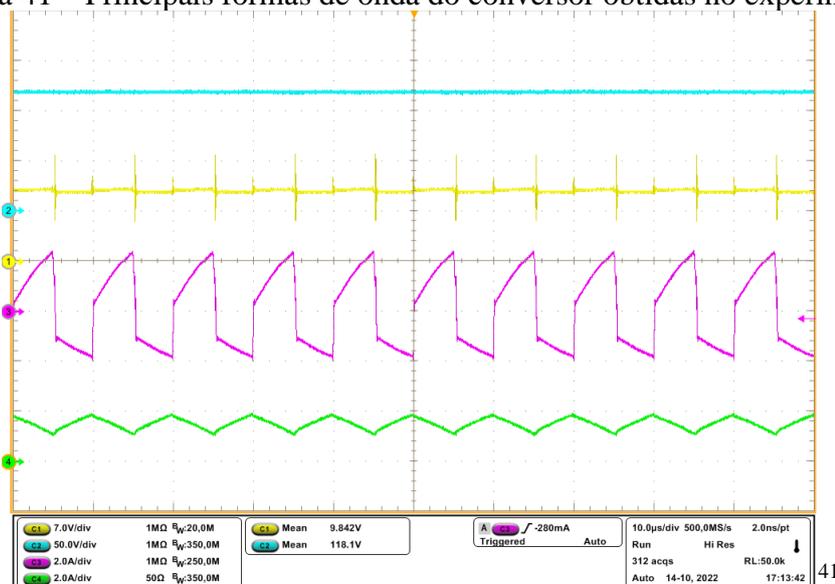
<sup>39</sup> Fonte: Próprio autor.

Figura 40 – Forma de onda do sinal de controle gerado pelo microprocessador.



Optou-se então por iniciar com uma tensão de entrada baixa em relação à tensão nominal de entrada e gradativamente ir aumentando o seu módulo. Na Figura 41 são apresentadas as formas de onda da corrente no indutor de dispersão, ou enrolamento primário do indutor acoplado (na cor roxa), corrente de entrada do conversor (na cor verde), tensão de entrada (na cor amarela) e a tensão de saída do conversor (na cor azul).

Figura 41 – Principais formas de onda do conversor obtidas no experimento.



<sup>40</sup> Fonte: Próprio autor.

<sup>41</sup> Fonte: Próprio autor.

Ao avaliar as formas de onda, verifica-se um ganho de aproximadamente 12 vezes para uma razão cíclica da ordem de 50%. No caso da forma de onda da corrente no indutor de dispersão (ou do enrolamento primário do indutor acoplado) percebe-se que, como previsto anteriormente, a utilização de um interruptor ao invés do diodo  $D_1$  fez com que a forma de onda da corrente no indutor de dispersão apresentasse valores negativos. Por sua vez, a forma de onda da corrente de entrada mostra a tendência de baixa ondulação à medida que a tensão e a potência sejam aumentadas.

Entretanto, conforme aumentou-se gradativamente a tensão de entrada, verificou-se que, a partir de uma dada tensão (15 V), o conversor deixava de funcionar adequadamente tendo em vista que as formas de onda deixavam de se comportar conforme o estudo teórico e, infelizmente, não foi possível chegar na tensão de entrada nominal e, conseqüentemente, na potência nominal de saída. Mesmo reavaliando a montagem do circuito e fazendo medições das demais formas de onda, não foi possível identificar a raiz do problema que está fazendo com que o conversor deixe de operar da forma desejada. Acredita-se, contudo, que o defeito seja relacionado aos MOSFETs, visto que foram reaproveitados de um protótipo antigo.

### 4.3 Conclusão

Com a montagem do conversor com os componentes disponíveis em laboratório em placa existente, foi possível observar que a topologia proposta se mostra como uma alternativa promissora para a utilização em aplicações fotovoltaicas tendo em vista que, nos instantes que o conversor funcionou de forma adequada, ele apresentou um ganho adequado mesmo ao utilizar uma razão cíclica baixa. Ademais, o conversor apresentou uma baixa ondulação para a corrente de entrada do conversor o que, como visto anteriormente, acaba sendo uma característica desejada quando se trabalha com aplicações fotovoltaicas.

Para trabalhos futuros, mostra-se interessante a utilização de uma placa de circuito impresso que tenha sido desenvolvida exclusivamente para a topologia do conversor Landsman com a célula de ganho escolhida para o desenvolvimento do estudo teórico. Além disso, para o desenvolvimento de um novo protótipo do conversor, seriam utilizados componentes com características mais próximas as que foram encontradas com as equações de projeto que foram desenvolvidas no Capítulo 3.



## **CONSIDERAÇÕES FINAIS**

Este trabalho de conclusão de curso teve como objetivo fazer a proposição de uma nova topologia de conversor cc-cc de alto ganho para aplicações fotovoltaicas. A topologia proposta foi baseada no conversor Landsman em conjunto com uma célula de ganho que é um circuito composto por um indutor acoplado em conjunto com multiplicadores de tensão.

Primeiramente foi feita uma análise teórica da topologia proposta com o intuito de apresentar as principais peculiaridades da topologia bem como desenvolver as relações necessárias para o dimensionamento dos componentes do conversor. Posteriormente, com o intuito de validar o estudo teórico, foi desenvolvido um protótipo com os componentes disponíveis no laboratório.

Tendo em vista o grande aumento da participação das fontes renováveis na matriz energética mundial, a topologia proposta mostra-se como boa alternativa para trabalhos futuros. Dessa forma, pode-se fazer a utilização de componentes mais próximos aos calculados no dimensionamento do conversor além de se fazer o uso de uma placa de circuito impresso desenvolvida especificadamente para a topologia do trabalho. Com isso, pode-se alcançar um conversor que possui as características desejadas para aplicações fotovoltaicas e que possui diversas vantagens em relação às topologias presentes na literatura como o elevado ganho bem como um elevado rendimento.



## REFERÊNCIAS

- [1] PEREIRA, Airton Isaac. **CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO BASEADO NO CONVERSOR CUK**. 2017. 82 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- [2] ANASTASIOS, Nanakos C. A weighted-efficiency-oriented desing methodology of Fly-back inverter for AC photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Power Eletronics*. v. 27, no. 7, p. 3221-3233.
- [3] DUTRA, Sílvio César Antunes. **ESTUDO DO CONVERSOR D: análises qualitativa e quantitativa, critérios de dimensionamento e modelagem em espaço de estados**. 2018. 84 f. Dissertação - Curso de Pós-Graduação Mestrado em Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2018.
- [4] FREIRE, Fábio. **Microinverter single phase derived of Flyback topology for generat-ing system photovoltaic**. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Eletronics Conference and 1st Southern Power Eletronics Confederence (CEBEP/SPEC).
- [5] SCHMITZ, Lenon. **CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS DE ALTO GANHO E DE ALTO RENDIMENTO DESTINADOS A APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS E BASEADOS NO CONVERSOR BOOST COM CÉLULAS DE GANHO**. 2015. 261 f. Dissertação (Pós-Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.
- [6] SCHMITZ, Lenon. **Metodologia para Concepção de Conversores CC-CC de Alto Ganho Baseados em Topologias Básicas com Indutor Acoplado e Células Multiplicadoras de Tensão**. 2020. 181 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2020.
- [7] L. Schmitz, D. C. Martinz, R. F. Coelho. Generalized high step-up Boost-based converter with gain cell. *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, v. 64, n. 2, p. 480–493, fevereiro 2017.
- [8] L. Schmitz, R. F. Coelho and D. C. Martins, "High step-up high efficiency dc-dc con-verter for module-integrated photovoltaic applications," 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP.2015.7420072.
- [9] P. K. Maroti et al., "A Non-Isolated Inverting High Gain Modified New Series of Landsman Converter," *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2019, pp. 4077-4082, doi: 10.1109/IECON.2019.8926870.
- [10] Plano Decenal de expansão de energia 2030. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/plano-decenal-de-expan-sao-de-energia-2030>. Acesso em outubro de 2022.

[11] R. W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of power electronics, 2a ed. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2001.

[12] SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C.; COELHO, Roberto F. Comprehensive Conception of High Step-Up DC–DC Converters With Coupled Inductor and Voltage Multipliers Techniques. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2022.

[13] SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C.; COELHO, Roberto F. CONCEPTION OF HIGH STEP-UP DC-DC BOOST-BASED CONVERTERS. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2022.

[14] SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C.; COELHO, Roberto F. Generalized High Step-Up DC-DC Boost-Based Converter With Gain Cell. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2022.

[15] SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C.; COELHO, Roberto F. HIGH STEP-UP HIGH EFFICIENCY DC-DC CONVERTER FOR MODULE-INTEGRATED PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2022.