

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
CURSO SUPERIOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MATHEUS ATAULO VENTURA DE SOUZA  
PABLO YURI BENAVENTO DOS SANTOS

**ANÁLISE COMPARATIVA DE DUAS TOPOLOGIAS DE  
CONVERSORES CC-CC DE ELEVADO GANHO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PONTA GROSSA  
2020

**MATHEUS ATAULO VENTURA DE SOUZA  
PABLO YURI BENAVENTO DOS SANTOS**

**ANÁLISE COMPARATIVA DE DUAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC  
DE ELEVADO GANHO**

**Comparative analysis of two DC-DC high gain converters topologies**

Trabalho de conclusão de curso de graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Elétrica, da Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).  
Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Jr.

**PONTA GROSSA**

**2021**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/)

Esta licença permite download e compartilhamento do trabalho desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es), sem a possibilidade de alterá-lo ou utilizá-lo para fins comerciais. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

**MATHEUS ATAULO VENTURA DE SOUZA  
PABLO YURI BENAVENTO DOS SANTOS**

**ANÁLISE COMPARATIVA DE DUAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC  
DE ELEVADO GANHO**

Trabalho de conclusão de curso de graduação  
apresentado como requisito para obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Elétrica, da Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 11 de dezembro de 2020.

---

Claudinor Bitencourt Nascimento  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Hélio Voltolini  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Josmar Ivanqui  
Doutorado  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

**PONTA GROSSA  
2021**

## RESUMO

ATAULO VENTURA DE SOUZA, Matheus. BENAVENTO DOS SANTOS, Pablo Yuri. **Análise comparativa de duas topologias de conversores CC-CC de elevado ganho**. 2020. Trabalho de Conclusão de Curso – Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2020.

Este trabalho tem como objetivo o estudo e a comparação de duas topologias derivadas de um conversor elevador de tensão denominado conversor CC-CC do tipo *boost*, para sua utilização em energias renováveis com foco em sistemas fotovoltaicos. Primeiramente foi realizado um estudo sobre as topologias proeminentes de conversores derivados do *boost* convencional, sendo selecionadas uma variação em cascata e uma empilhada, por possuírem o elevado rendimento em estudos reportados na literatura. Com o auxílio de um simulador computacional, ambas escolhas foram simuladas e analisadas para o uso em questão. As duas topologias estudadas neste trabalho utilizam a mesma tensão de entrada e frequência de comutação, de forma com que as comparações finais dos resultados sejam justas. Após a análise das simulações, foi possível provar que a topologia com empilhamento demonstrou uma performance superior para a aplicação e condições de projeto escolhidas.

**Palavras chave:** Conversor CC-CC *Boost*. Conversor em cascata. Conversor empilhado. Energias renováveis.

## ABSTRACT

ATAULO VENTURA DE SOUZA, Matheus. BENAVENTO DOS SANTOS, Pablo Yuri. **Comparative analysis of two DC-DC high gain converters topologies.** 2020. Conclusion Course Work – Graduation in Electrical Engineering, Federal Technology University of Paraná. Ponta Grossa, 2020.

This work aims to study and compare two topologies derived from the CC-CC boost converter, for their respective use on renewable energies focusing photovoltaic systems. Firstly, it was performed a study on the prominent topologies derived from the conventional boost converter, being selected one cascade and one stacked configuration as they have high efficiency levels in researches reported in the literature. With the aid of a computer simulator, both choices were simulated and analyzed for the use in question. The two topologies studied in this work use the same input voltage and switching frequency, so that the final comparison of the results are fair. After the analysis of the simulations, it was possible to prove that the stacked topology showed a superior performance for the chosen application and design conditions.

**Keywords:** CC-CC Boost Converter. Cascade converter. Stacked up converter. Renewable energy.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Etapas básicas para a captação de energia solar.....	13
Figura 2 - Topologia fundamental do boost.....	16
Figura 3 - Etapas do conversor boost em condução contínua. ....	16
Figura 4 - Curva ideal de ganho estático em função da razão cíclica do conversor boost .....	18
Figura 5 - Relação entre rendimento e razão cíclica para diferentes valores de RI.....	19
Figura 6 - Conversor de elevado ganho em cascata.....	20
Figura 7 - Circuito redesenhado do conversor de elevado ganho em cascata.....	21
Figura 8 – Principais formas de onda do conversor em cascata.....	22
Figura 9 - Primeira etapa .....	23
Figura 10 - Segunda etapa.....	23
Figura 11 - Terceira etapa .....	24
Figura 12 - Quarta etapa .....	24
Figura 13 – Quinta etapa.....	25
Figura 14 - Formas de ondas do modulador .....	27
Figura 15 - Tensão $V_{Lm}$ .....	27
Figura 16 - Corrente $I_{dc}$ e $I_{do}$ .....	28
Figura 17 - Simulação no software .....	30
Figura 18 - Tensão de saída .....	31
Figura 19 - Tensões de $V_{cc}$ e $V_{cpump}$ .....	31
Figura 20 - Corrente $I_{lk}$ e $I_{lm}$ .....	32
Figura 21 – Estágio de potência da topologia empilhada .....	33
Figura 22 – Principais formas de onda do conversor .....	34
Figura 23 – Primeira etapa de operação da topologia empilhada.....	35
Figura 24 – Segunda etapa de operação da topologia empilhada.....	35
Figura 25 – Terceira etapa de operação da topologia empilhada .....	36
Figura 26 – Quarta etapa de operação da topologia empilhada .....	37

Figura 27 – Quinta etapa de operação da topologia empilhada .....	37
Figura 28 – Análise gráfica para balanço volt-segundo .....	39
Figura 29 – Forma de onda de ID1 .....	39
Figura 30 – Forma de onda de ID2 .....	40
Figura 31 - Forma de onda de ID3.....	40
Figura 32 - Análise de ondulação de ILm.....	41
Figura 33 - Esquemático de simulação da topologia empilhada .....	42
Figura 34 - Tensão de saída .....	43
Figura 35 - Pulso Vgs, corrente de Ilk e Ilm (Ilk em vermelho e Ilm em azul) .....	44
Figura 36 - Tensões de saída dos capacitores (VC1 em vermelho, VC2 em azul e VC3 em verde).....	44
Figura 37 - Saída do conversor em cascata.....	47
Figura 38 - Corrente de saída conversor em cascata.....	47
Figura 39 - Tensão Vcc e Vpump (Verde Vcc, Vermelho Vpump) .....	48
Figura 40 - Tensões do diodo Dc e do interruptor (Diodo em verde, interruptor em vermelho) .....	49
Figura 41 - Tensão de saída do conversor .....	50
Figura 42 - Corrente de saída do conversor .....	50
Figura 43 - Tensões de saída dos capacitores (VC1 em verde, VC2 em vermelho e VC3 em azul) .....	51
Figura 44 - Tensões do diodo D3 e do interruptor (Diodo em verde, interruptor em vermelho) .....	52
Figura 45 – Forma de onda da corrente de ILk .....	52

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparativo cálculo x simulação .....	29
Tabela 2 - Comparativo cálculo x simulação .....	43
Tabela 3 – Especificações de projeto .....	45
Tabela 4 - Rendimento em função da potência de saída .....	53
Tabela 5 - Rendimento em função de variações na tensão de entrada .....	54



## **LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS**

CC Corrente contínua

CA Corrente alternada

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>11</b>
1.1	TEMA.....	11
1.2	DELIMITAÇÃO DO TEMA.....	11
1.3	PROBLEMA .....	12
1.4	OBJETIVOS.....	12
1.4.1	Geral .....	12
1.4.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	13
1.5	Justificativa .....	13
1.6	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS.....	14
1.7	ESTRUTURA DO TRABALHO .....	14
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA / FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....</b>	<b>15</b>
2.1	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC DO TIPO <i>BOOST</i> .....	15
2.2	ANÁLISE DA TOPOLOGIA EM CASCATA.....	19
2.2.1	ANÁLISE QUALITATIVA .....	19
2.2.2	ANÁLISE MATEMÁTICA.....	25
2.2.3	VALIDAÇÃO DA ANÁLISE DESENVOLVIDA.....	29
2.3	ANÁLISE DA TOPOLOGIA EMPILHADA.....	32
2.3.1	ANÁLISE QUALITATIVA .....	32
2.3.2	ANÁLISE MATEMÁTICA.....	38
2.3.3	VALIDAÇÃO DA ANÁLISE DESENVOLVIDA.....	41
<b>3</b>	<b>PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>45</b>
3.1	ESPECIFICAÇÕES .....	45
3.2	PROJETO CONVERSOR EM CASCATA.....	45
3.3	PROJETO CONVERSOR EMPILHADO.....	49
3.4	RESULTADOS E ANÁLISES COMPARATIVAS .....	53
<b>4</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>55</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos a utilização das células fotovoltaicas para o uso da energia solar tem aumentado. Observa-se então uma demanda crescente para o processamento desse tipo de energia, utilizando-se conversores do tipo CC-CC para a adequação dos níveis de tensão disponibilizados por estes dispositivos. O conversor do tipo *boost* é o circuito mais utilizado para o processamento dessa energia, onde a tensão de saída é maior que a tensão de entrada. Em condições de alto ganho de tensão o rendimento desse conversor tende a ser reduzido, de forma com que novas topologias sejam propostas para contornar esta deficiência (TSENG; LIANG, 2004).

Duas topologias serão analisadas ao longo deste trabalho e ao final comparadas entre si, sendo elas baseadas nos conceitos de cascadeamento e empilhamento, cujos circuitos são apresentados na Figura 1. Circuitos em cascata são basicamente constituídos por uma sequência de estágios onde a saída do anterior é conectada a entrada do posterior. Ao se empregar circuitos com característica elevadora, garante-se um aumento considerável no ganho, mesmo em que cada estágio opere com ganho moderado. Já a solução empregando a técnica de empilhamento, utiliza os estágios com as saídas conectadas em série, de forma com que a tensão de saída seja a soma das tensões do final de cada estágio. Em ambos os casos é possível a obtenção de elevado ganho sem a necessidade de se ter um estágio operando com valores extremos de ganho.

### 1.1 TEMA

Devido à dificuldade de se obter elevado rendimento com o conversor *boost* convencional em aplicações de elevado ganho, novas topologias para o processamento da energia provenientes de energias renováveis, em especial a fotovoltaica, estão sendo estudadas. Com base em diversas topologias apresentadas na literatura, duas soluções com potencial para operação com elevado rendimento são analisadas em detalhes, sendo estas baseadas nas configurações em cascata e empilhada.

### 1.2 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Esse trabalho está direcionado para a área de processamento de energia provinda de energias renováveis, com o foco em sistemas fotovoltaicos. O foco

principal é a busca por uma alternativa ao conversor CC-CC *boost*, por este apresentar uma queda brusca no rendimento após um aumento considerável no ganho.

Com base nesta deficiência, propõe-se o estudo e comparação de duas topologias derivadas do conversor CC-CC *boost* convencional, sendo uma em cascata, utilizando um estágio *charge-pump*, e a outra empilhada, utilizando um multiplicador de tensão.

A escolha destas topologias foi baseada nos rendimentos reportados em diversos estudos envolvendo conversores de elevado ganho, sendo que as topologias escolhidas apresentaram figuram na lista dos circuitos apresentando os maiores níveis de rendimento. Salieta-se que o estudo busca contribuir para aplicações com potência na ordem de algumas centenas de Watts, de forma que circuitos contendo um único interruptor são de interesse para manter custo reduzido.

### **1.3 PROBLEMA**

Nos últimos anos, tem-se observado um grande interesse da comunidade acadêmica de eletrônica de potência em pesquisas de soluções capazes de prover elevado ganho de tensão mantendo elevado rendimento. Isso se deve principalmente ao fato de que o conversor *boost*, que é a solução convencional para elevação de tensão CC, tem seu rendimento reduzido à medida que a razão cíclica se torna elevada como consequência das resistências parasitas contidas no circuito.

Com base neste problema, propõe-se um estudo comparativo de duas topologias de conversores CC-CC visando minimizar o efeito dessa resistência parasita, então possibilitando um bom rendimento.

Para tanto, análises qualitativas e quantitativas das duas topologias são detalhadas neste trabalho, permitindo assim o projeto adequado dos circuitos para garantir operação com elevado rendimento.

### **1.4 OBJETIVOS**

Nesta seção são apresentados os objetivos gerais e específicos do trabalho, relativos ao problema anteriormente apresentado.

#### **1.4.1 Geral**

Analisar e dimensionar duas topologias de conversores CC-CC de elevado rendimento e contendo um único interruptor para aplicações de elevado ganho de tensão.

### 1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

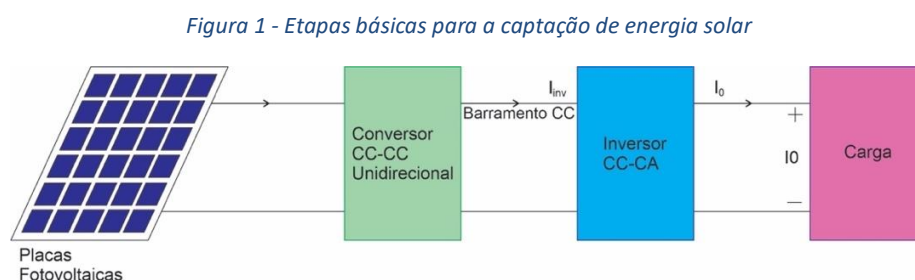
São objetivos específicos desse trabalho:

- Compreender as razões pelas quais o conversor *boost* convencional tem seu rendimento reduzido quando operando com elevado ganho;
- Realizar uma revisão bibliográfica das principais alternativas ao conversor *boost* convencional que utilizem apenas um interruptor;
- Desenvolver as análises qualitativa e quantitativa de um conversor CC-CC baseado na configuração de estágios em cascata;
- Desenvolver as análises qualitativa e quantitativa de um conversor CC-CC baseado na configuração de estágios empilhados;
- Propor, com base nas análises desenvolvidas, metodologias de projetos para as duas soluções;
- Realizar uma análise comparativa entre os circuitos através de simulações computacionais.

### 1.5 Justificativa

Considerando o aumento da demanda por energia renovável no país e no mundo, torna-se necessário o uso de outras alternativas aos conversores atuais. Como as soluções convencionais apresentam o problema discutido anteriormente, surge a necessidade por soluções para o processamento de energia com elevado rendimento.

Para que a energia possa ser utilizada adequadamente, esta deve ser processada para realizar a interligação da fonte renovável com o consumidor. Esse processo, em geral, é constituído por três estágios: a conversão de energia solar para energia elétrica pelos painéis fotovoltaicos; conversão CC-CC para adequação do nível de tensão; e por último conversão CC-CA através de um inversor. Tais estágios e suas respectivas interligações podem ser visualizados no diagrama de blocos apresentado na Figura 1.



Fonte: adaptado de (TSENG; LIANG, 2004).

Para a resolução do problema mencionado, o conhecimento de diversas áreas do curso de Engenharia Elétrica torna-se necessário, requerendo conceitos de cálculo, análise de circuitos e conversão de energia. O trabalho em questão contribui tanto para a área acadêmica, devido às análises desenvolvidas, quanto para a indústria, pois os circuitos estudados são soluções em potencial para o processamento de energia solar fotovoltaica com potências na ordem de algumas centenas de Watts.

## 1.6 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O trabalho foi desenvolvido da seguinte maneira: primeiramente foi realizada uma revisão bibliográfica dos principais conversores cc-cc para elevado ganho de tensão. Desta revisão bibliográfica, foram escolhidas duas topologias que apresentaram desempenho satisfatório em termos de rendimento. Escolhidas as topologias, foram realizadas as análises qualitativa e quantitativa dos circuitos, permitindo a elaboração de metodologias para os seus respectivos projetos. Por fim, foram realizadas simulações computacionais para dar suporte para uma análise comparativa entre as duas soluções.

## 1.7 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho é dividido da seguinte forma:

**Capítulo 1 - Introdução:** apresentação do tema, as delimitações da pesquisa, o problema, os objetivos da pesquisa, a justificativa, os procedimentos metodológicos e a estrutura geral do trabalho.

**Capítulo 2 – Revisão bibliográfica/Fundamentação teórica:** será abordado o conversor *boost*, contendo uma análise básica das razões pelas quais esta topologia tem rendimento reduzido quando opera com elevado ganho. Na sequência, são apresentadas as duas topologias a serem estudadas neste trabalho como alternativa ao conversor *boost* convencional.

**Capítulo 3 – Projeto e análise comparativa:** Com base nos resultados da análise matemática, são projetados dois conversores: um baseado na configuração em cascata e o outro na configuração com empilhamento. Estes projetos, então, servem de base para a realização da análise comparativa entre as soluções.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA / FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Na atualidade a eletrônica de potência é uma das áreas mais importantes da engenharia elétrica em todos os países, sendo parte importante para o desenvolvimento industrial e social da humanidade. (BARBI,2006)

Segundo IVO BARBI (2006, p. 2) “A eletrônica de potência pode ser definida como uma ciência aplicada dedicada ao estudo dos conversores estáticos de energia elétrica”. As conversões abordadas em um sistema fotovoltaico são: CC-CC e CC-CA, conforme apresentado na figura (1), neste trabalho será focado a conversão CC-CC.

Os conversores estáticos são sistemas compostos por componentes passivos, tais como: resistores, capacitores e indutores. Também são utilizados componentes ativos como transistores e diodos, que atuam como interruptores no circuito. Os interruptores são escolhidos dependendo da sua utilização associado a uma lei pré-estabelecida, podendo ser então um diodo, tiristor, transistor, GTO, triac, IGBT e MOSFET.

Deste modo, este capítulo apresenta fundamentação teórica para o atual trabalho. Primeiramente será detalhado o conversor *boost* e em seguida as duas propostas sugeridas.

### 2.1 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC DO TIPO *BOOST*

O conversor base do tipo CC-CC *boost* deve ser previamente analisado. Nesta seção serão discutidas as principais características e limitações desta topologia fundamental.

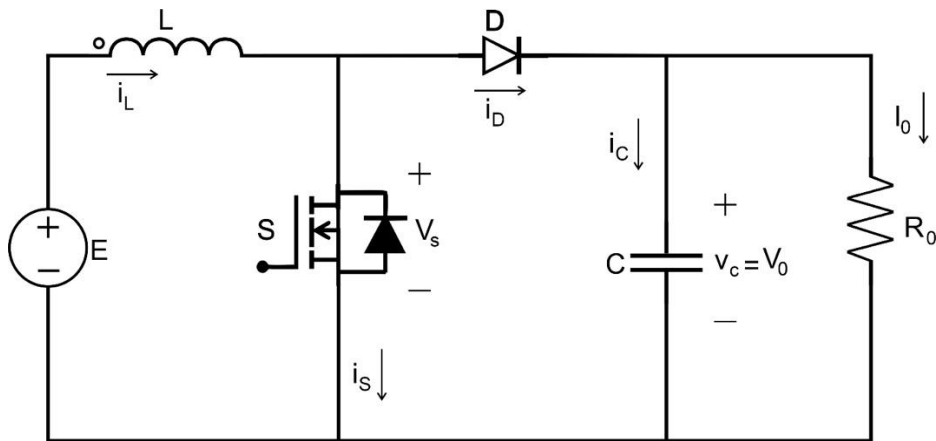
As características básicas do conversor CC-CC *boost* são:

- Elevador de tensão ( $V_0 > E$ )
- Abaixador de corrente ( $I_0 < I_E$ )

A característica principal do conversor é de elevar a tensão de saída com relação à tensão aplicada em sua entrada. Com isso, a corrente de saída será menor do que a corrente de entrada, garantindo-se assim que o princípio da conservação de energia seja respeitado.

A Figura 2 apresenta o estágio de potência do conversor *boost* convencional. Seu circuito é composto de um interruptor, um diodo, um indutor e um capacitor. A resistência R representa a carga aplicada ao circuito.

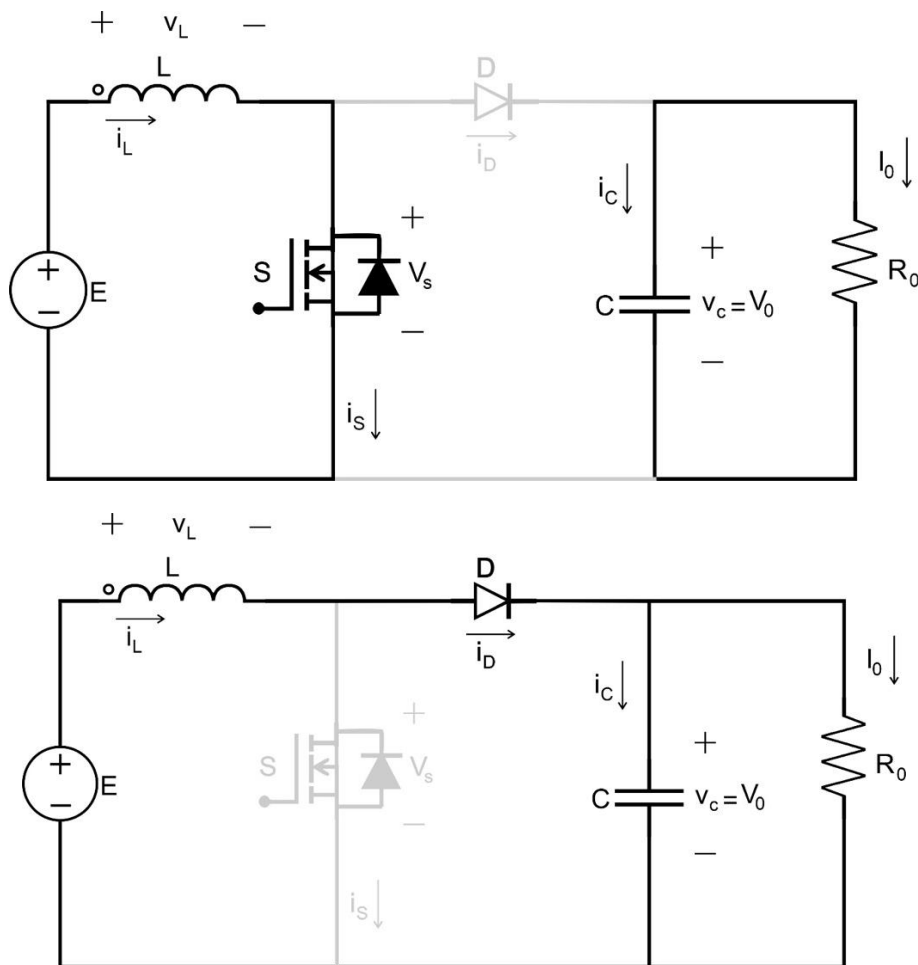
Figura 2 - Topologia fundamental do boost



Fonte: autoria própria

Na figura 3, pode-se verificar as duas etapas de operação do conversor *boost* operando no modo de condução contínua.

Figura 3 - Etapas do conversor boost em condução contínua.



Fonte: Autoria própria



Na primeira etapa, o interruptor está acionado, de forma que a tensão de entrada é aplicada ao indutor fazendo com que este elemento se carregue.

Na segunda etapa, o interruptor é bloqueado, fazendo com que o diodo entre em polarização direta. Nesta configuração a energia proveniente da entrada e também do indutor é transferida para a saída do circuito.

Esta sequência de etapas ocorrendo em elevada frequência permite que a tensão de saída assuma valores superiores à tensão de entrada, caracterizando a ação *boost* do circuito.

O indutor é um dos elementos mais básicos do conversor *boost*. Quando estabelecida uma tensão sobre este elemento, tem-se variação em sua corrente, conforme dado em (1).

$$v_L(t) = L * \frac{di_L(t)}{dt} \quad (1)$$

Em que:

$v_L$  – Representa a tensão sobre o indutor; e

L – Representa a indutância do indutor.

Ao se aplicar uma tensão constante no indutor, tem-se uma variação linear da corrente no tempo e o indutor “carrega” e armazena essa energia na forma de indução magnética. Esta energia deve ser então posteriormente transferida a outra parte do circuito, caracterizando assim o princípio básico de operação de um conversor estático de potência.

No conversor *boost* operando em modo de condução contínua (MCC) têm-se duas etapas de operação, como pode ser observado na figura 2. Nesta circunstância, tem-se que a equação do ganho estático (G), considerando um sistema ideal sem perdas de resistências parasitas, é dada pela equação (2). Neste caso sem perdas, seria possível ter ganho tendendo ao infinito caso a razão cíclica tendesse a um.

$$G = \frac{1}{1-D} \quad (2)$$

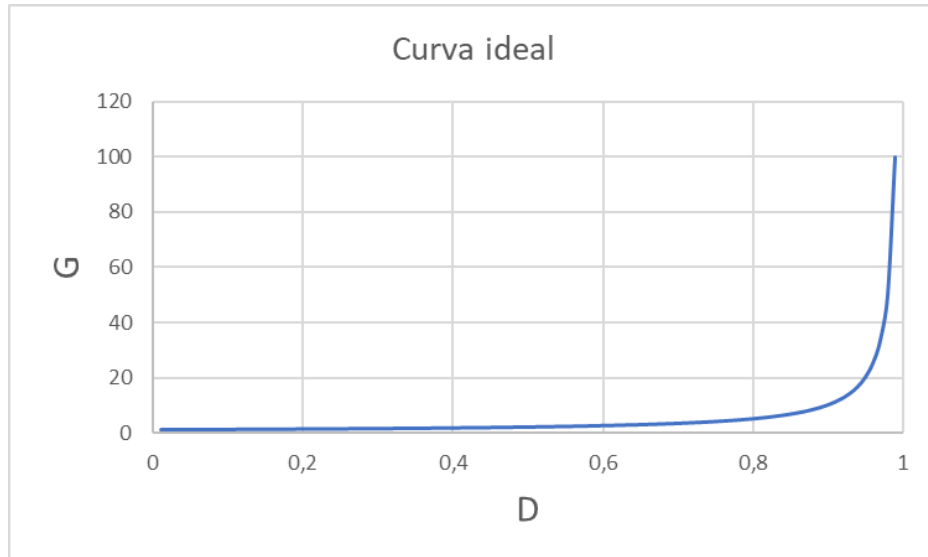
Em que:

G – Ganho estático;

D – Razão cíclica.

A partir da equação (2), chega-se ao Figura 3.

Figura 4 - Curva ideal de ganho estático em função da razão cíclica do conversor boost



Fonte: autoria própria

Apesar do conversor *boost* cumprir com a proposta em uma situação ideal, onde são desconsiderados os elementos parasitas, o conversor *boost* apresenta um problema a ser analisado que é a queda de rendimento para operação com elevado ganho. É notável que a partir de um certo valor da razão cíclica de operação do interruptor, seu rendimento é reduzido como consequência das resistências parasitas do circuito.

Pode-se estabelecer a equação do ganho estático do conversor *boost* não ideal, conforme a equação (3) (TSENG; LIANG, 2004).

$$G = \frac{1}{1-D} * \frac{1}{(1 + \frac{R_l}{(1-D)^2 + R})} \quad (3)$$

Em que:

$R_l$  – Resistência do indutor boost;

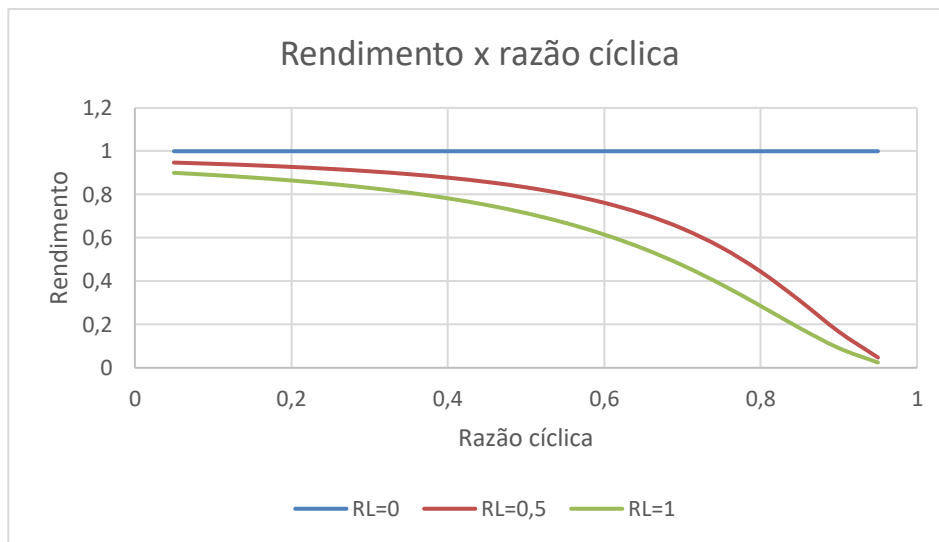
R – Resistência da carga;

D – Razão cíclica;

Nota-se pelo segundo termo da equação (3) que quanto maior for a resistência do indutor, menor será o valor do ganho de tensão. À medida que a razão cíclica se aproxima de um, a resistência do indutor tende a possibilitar uma maior redução do ganho de tensão do conversor e da mesma forma o seu rendimento, como se pode ver na figura 5. A partir dessa análise chega-se à equação (4), que representa o rendimento do sistema considerando as não idealidades do indutor L:

$$\eta = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 + R}\right)} \quad (4)$$

Figura 5 - Relação entre rendimento e razão cíclica para diferentes valores de  $R_L$ .



Fonte: autoria própria

Com base nesta incapacidade do conversor *boost* operar com elevado rendimento em condições de elevado ganho, surge a necessidade de se buscar topologias alternativas capazes de manter elevado rendimento em tais condições. Após um estudo realizado das topologias mais promissoras, analisando o rendimento dos circuitos mais simples, foram escolhidas duas topologias que são apresentadas a seguir.

## 2.2 ANÁLISE DA TOPOLOGIA EM CASCATA

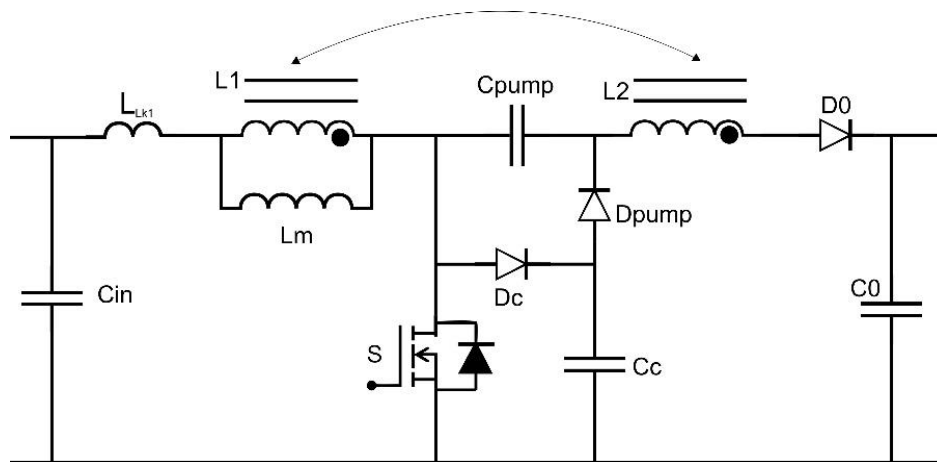
### 2.2.1 ANÁLISE QUALITATIVA

A topologia em cascata é composta por um interruptor, combinado de um circuito *boost*, *flyback* e um *charge-pump*, conforme circuito apresentado na figura (4). O objetivo desta proposta é conseguir um alto ganho de tensão mantendo-se elevado rendimento.

Neste trabalho, será analisada a operação do circuito em condução contínua, uma vez que os esforços de corrente tendem a ser menores nesta condição.

O estágio de potência do conversor é apresentado na figura 6, sendo constituído de um interruptor, um indutor acoplado, três diodos, e quatro capacitores. As principais características do circuito são que um capacitor *charge-pump* ( $C_p$ ) está conectado no primário e secundário do indutor acoplado e no secundário e o capacitor de grampeamento ( $C_c$ ) está conectado indiretamente no primário do indutor acoplado através do diodo de grampeamento ( $D_c$ ), e o secundário do indutor acoplado tem-se conectado o diodo *charge-pump* ( $D_{pump}$ ). A polaridade dos enrolamentos do indutor acoplado é mostrada pelos símbolos de ponto convencionais.

Figura 6 - Conversor de elevado ganho em cascata



Fonte: autoria própria

O circuito utiliza propriedades de três topologias diferentes, um *boost*, *flyback* e um *charge-pump*.

O *flyback* corresponde a uma versão isolada do conversor *buck-boost*, sendo que o indutor acoplado presente no circuito opera de forma similar ao *flyback* convencional. No circuito *flyback* original o indutor acoplado também fornece uma isolamento galvânica, o que não ocorre no circuito sob estudo. Entretanto, a utilização deste conversor em aplicações de elevado ganho, em que a relação de transformação tende a ser elevada, em geral não é vantajosa devido às elevadas perdas no bloqueio do interruptor. Isso se deve ao fato de que a energia armazenada na indutância de dispersão deve ser dissipada em cada bloqueio e, como não há caminho alternativo para a corrente de dispersão, ela tende a provocar sobretensão no interruptor. Para resolver este problema, em geral, utilizam-se circuitos *snubbers* e grampeadores

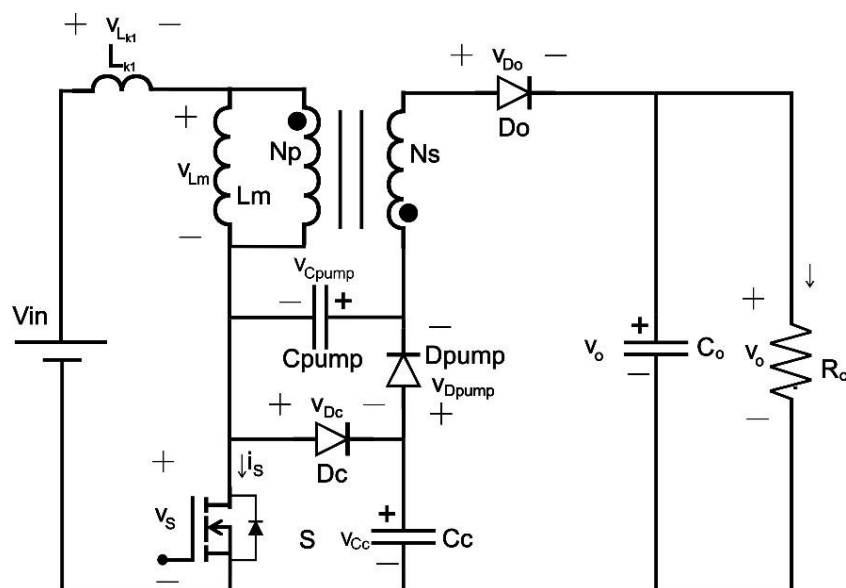
passivos, que ajudam a limitar a sobretensão mas dissipam uma quantidade considerável de energia, reduzindo o rendimento global do sistema.

Para resolver o problema do bloqueio do interruptor e fornecer um caminho alternativo para a corrente de dispersão, são utilizados o diodo  $D_c$  e o capacitor  $C_c$ . Estes dois elementos associados com o primário do indutor acoplado estão arranjados em uma configuração similar à do conversor *boost*. É interessante observar que a energia transferida da dispersão para o capacitor  $C_c$  é posteriormente transferida para a saída do conversor, resultando em potência útil e contribuindo para operação com elevado rendimento.

Por fim, utilizam-se o diodo  $D_{pump}$  e o capacitor  $C_{pump}$  para configurar um estágio *charge-pump* que contribui para a elevação do ganho do circuito.

Para a descrição da operação do conversor, o circuito apresentado na figura 6 é redesenhado, conforme mostrado na figura 7.

Figura 7 - Circuito redesenhado do conversor de elevado ganho em cascata



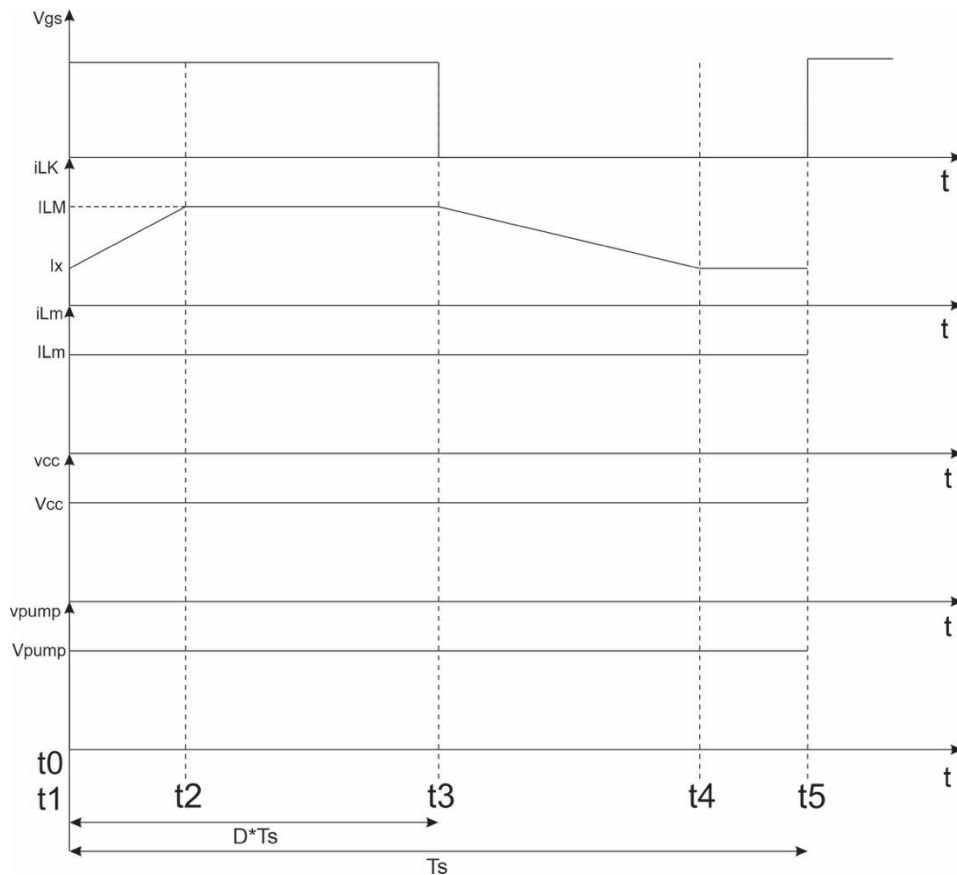
Fonte: autoria própria

Neste trabalho, pretende-se analisar a influência da indutância de dispersão do indutor acoplado na operação do circuito. Para tanto, o indutor acoplado será representado por uma indutância de dispersão equivalente no primário ( $L_{k1}$ ), indutância de magnetização ( $L_m$ ) e um transformador ideal com relação de espiras  $n = N_s/N_p$ .

Para o circuito a ser estudado existem cinco etapas de operação, sendo que as principais formas de ondas referentes à sua operação são apresentadas na figura 6.

Salienta-se que para a análise do conversor é assumida a hipótese simplificativa de que a corrente em  $L_m$  e as tensões em  $C_c$  e  $C_{pump}$  são livres de ondulação. Apesar de não ser exatamente a condição real, em caso de valor reduzido de ondulação, esta análise simplificada traz resultados satisfatórios para o projeto adequado do circuito, conforme será demonstrado no próximo capítulo.

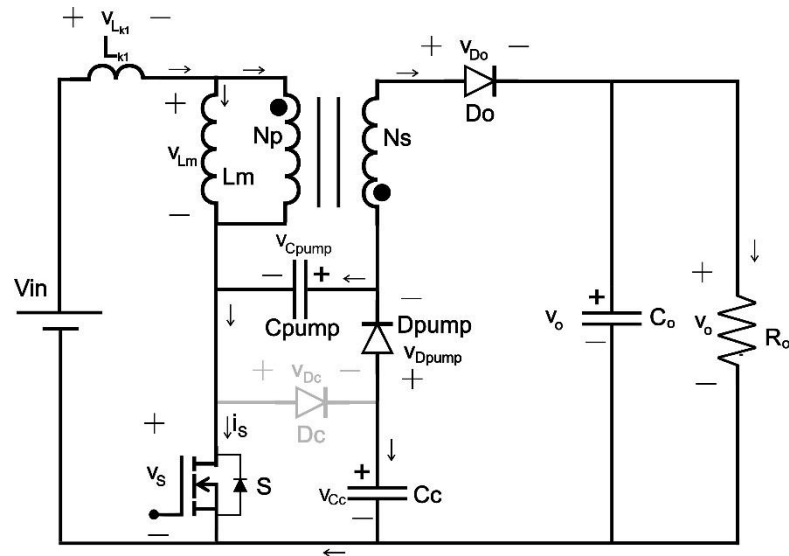
Figura 8 – Principais formas de onda do conversor em cascata



Fonte: Autoria própria

- 1ª etapa – ( $t_0$  a  $t_1$ ): A entrada em condução do interruptor faz com que o diodo  $D_{pump}$  entre em condução e que energia armazenada em  $C_c$  seja transferida diretamente para  $C_{pump}$ , configurando a operação como *charge-pump*. A primeira etapa chega ao fim no momento em que as tensões em  $C_{pump}$  e  $C_c$  se igualam. Vale salientar que o processo que ocorre nesta etapa é similar aos conversores com capacitor chaveado, em que a duração das etapas depende dos elementos parasitas do circuito. De forma simplificada, esta etapa será considerada muito breve, ou seja, energia de  $C_c$  é rapidamente transferida para  $C_{pump}$ .

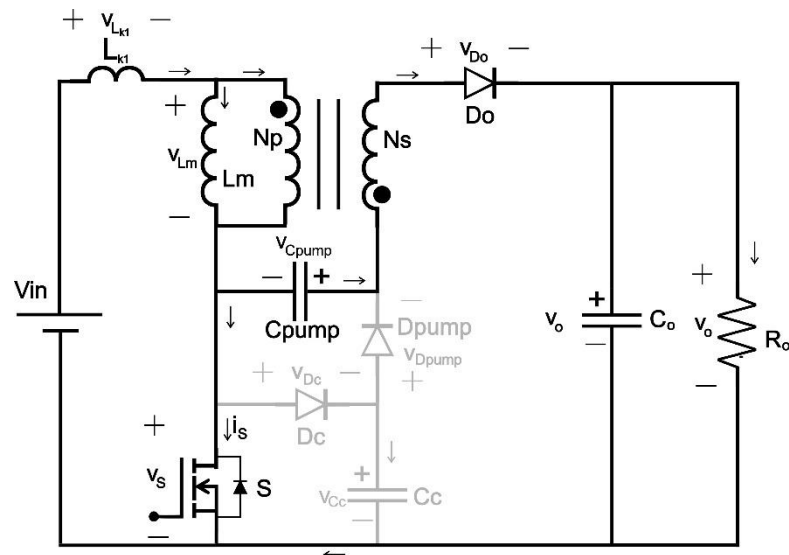
Figura 9 - Primeira etapa



Fonte: Autoria própria

- 2ª etapa – ( $t_1$  a  $t_2$ ): Após o bloqueio de Dpump, tem-se o início da segunda etapa. Neste intervalo, o interruptor permanece em condução e Lk1 continua sendo carregado. No instante em que a corrente em Lk1 e Lm se igualam, a corrente no diodo Do se anula, dando fim a esta etapa

Figura 10 - Segunda etapa

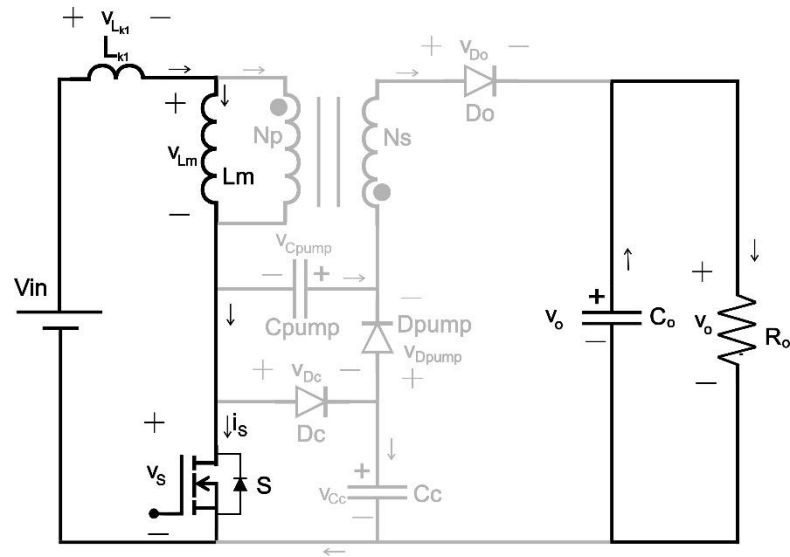


Fonte: Autoria própria

- 3ª etapa - ( $t_2$  a  $t_3$ ): O bloqueio de Do faz com que haja a associação série da indutâncias Lk1 e Lm. Como Lm possui valor elevado para satisfazer o critério

de baixa ondulação, a corrente permanece praticamente constante durante a terceira etapa, que termina quando o interruptor S é comandado a bloquear.

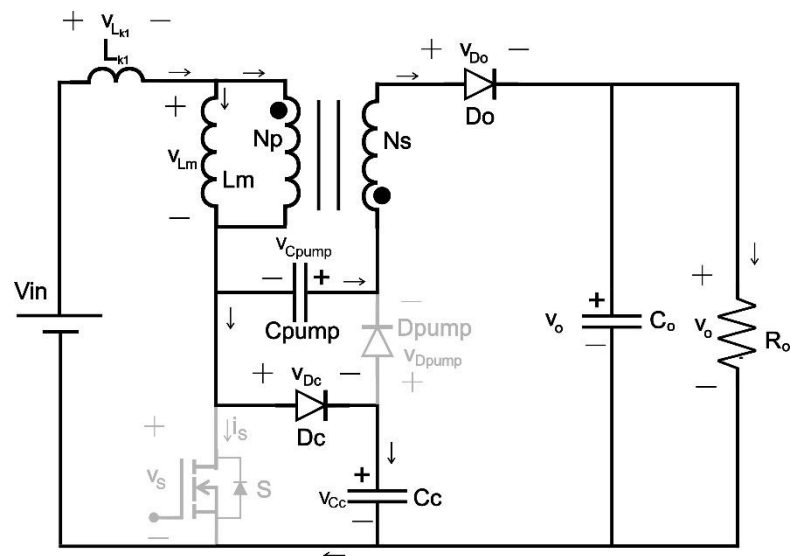
Figura 11 - Terceira etapa



Fonte: autoria própria

- 4ª etapa - ( $t_3$  a  $t_4$ ): O bloqueio do interruptor faz com que a corrente em  $L_{k1}$  seja desviada para  $Dc$  e  $Cpump$ . O diodo  $D_0$  entra em condução de forma que energia previamente armazenada em  $Lm$  seja transferida para a saída de circuito. Eventualmente, a corrente em  $Dc$  é extinta ocasionando o fim desta etapa.

Figura 12 - Quarta etapa

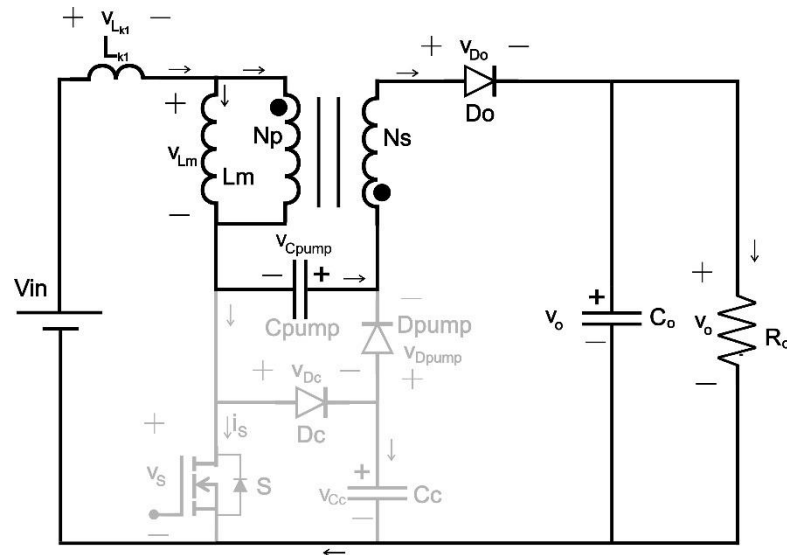


Fonte: autoria própria



- 5ª etapa – ( $t_4$  a  $t_5$ ): O bloqueio de  $Dc$  faz com que toda a corrente de  $L_{k1}$  circule por  $C_{pump}$  e, conseqüentemente, os enrolamentos primário e secundário do indutor acoplado são conectados em série. A quinta etapa termina no instante em que o interruptor é comandado a conduzir.

Figura 13 – Quinta etapa



Fonte: Autoria própria

## 2.2.2 ANÁLISE MATEMÁTICA

Pretendendo então mostrar as equações matemáticas, serão feitas análises por etapas, analisando as formas de ondas, e as malhas geradas, considerando que os três capacitores e o indutor  $L_m$  atendem à condição de baixa ondulação. Entretanto, a corrente em  $L_{k1}$  varia de forma expressiva durante um período de comutação, sendo que esta corrente não satisfaz o critério de baixa ondulação e deve ser analisada de forma detalhada. Assume-se também a hipótese de que os elementos que compõem o circuito são ideais e, portanto, os semicondutores podem ser representados por um curto-circuito quando em condução e por um circuito aberto na condição de bloqueio.

A análise do circuito revela a existência de nove incógnitas a serem resolvidas, sendo elas as cinco durações das etapas, as tensões nos três capacitores, a corrente em  $L_m$  e o nível de corrente  $I_x$ , que corresponde à corrente na dispersão durante a quinta etapa, conforme mostrado na figura 13.

Conforme já mencionado anteriormente, a duração da primeira etapa será considerada nula devido ao rápido processo de transferência de energia entre  $C_c$  e

Cpump (ação *charge-pump*), logo  $\Delta t_1 = 0$ . Esta mesma ação de charge-pump indica que as tensões nos capacitores Ccc e Cpump devem ser iguais, conforme (5).

$$V_{cc} = V_{pump} \quad (5)$$

Já na segunda etapa ( $t_1$  a  $t_2$ ), pode-se fazer uma análise mais detalhada, onde tem-se uma reta crescente, determinando assim a equação:

$$i_{lk}(t) = i_{lk}(t_1) + \frac{V_{lk}}{L_k}(t - t_1) \quad (6)$$

Sabendo-se a condição inicial  $i_{lk}(t_1) = I_x$ , pode-se então substituir na equação. Logo resolvendo a equação e substituindo, chega-se a:

$$I_{Lm} - I_x = \frac{(V_{in} + \frac{V_{cc} - V_o}{n})}{L_k} * \Delta t_2 \quad (7)$$

Prosseguindo para a análise da terceira etapa ( $t_2$  a  $t_3$ ), é evidente pela forma de onda que a corrente de  $I_{lk}(t_2) = I_{Lm}$  e  $I_{lk}(t_3) = I_{Lm}$ , sendo assim, uma reta horizontal que não gera uma equação a ser resolvida.

A análise do circuito equivalente da quarta etapa gera a seguinte equação de reta:

$$i_{lk}(t) = i_{lk}(t_3) + \frac{V_{lk}}{L_k}(t - t_3) \quad (8)$$

Analisando as formas de onda, observa-se que  $i_{lk}(t_3) = i_{Lm}$ . A partir da análise de malhas, é possível determinar a tensão  $V_{lk}$ , que substituída em (8), resulta em:

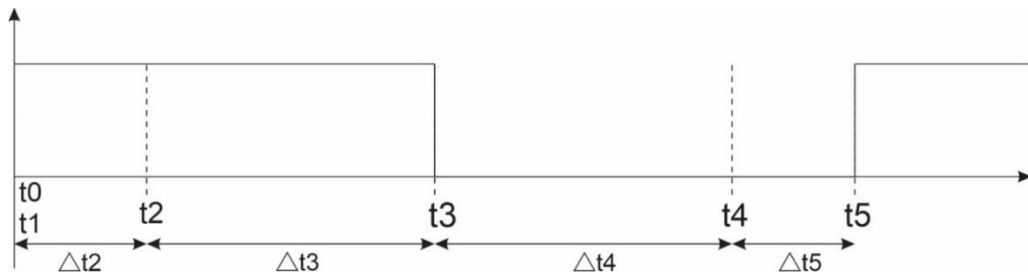
$$I_x - I_{Lm} = \left[ V_{in} + \frac{V_o}{n} - \left( \frac{2+n}{n} \right) * V_{cc} \right] * \Delta t_4 \quad (9)$$

Durante a quinta etapa de operação, a corrente em  $i_{lk}$  permanece constante com valor igual a  $I_x$ . A partir da análise do circuito equivalente é possível determinar uma relação entre  $I_x$  e  $I_{Lm}$ , conforme:

$$i_{lk} = \frac{I_{Lm}}{(1+n)} = I_x \quad (10)$$

Pode-se passar agora para a parte de modulação do sistema, onde tem-se mais duas equações, que pela forma de onda apresentado na figura 14, determinam-se as equações:

Figura 14 - Formas de ondas do modulador

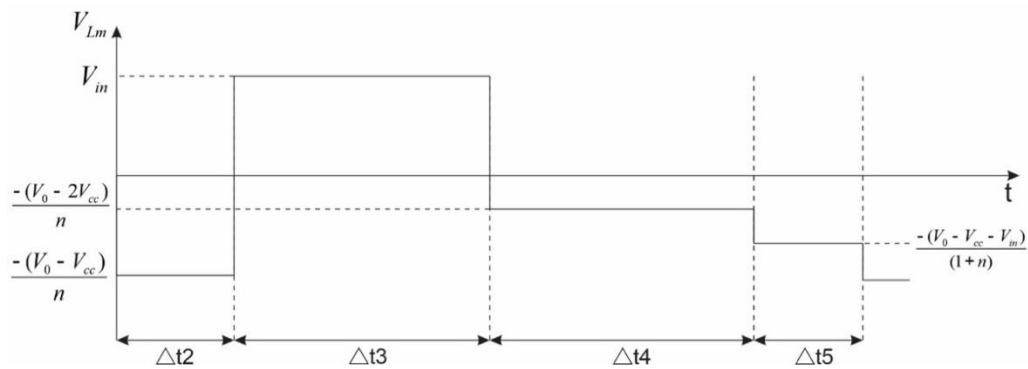


Fonte: Autoria própria

$$D * T_s = \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (11)$$

$$(1 - D) * T_s = \Delta t_4 + \Delta t_5 \quad (12)$$

As equações restantes podem ser obtidas a partir da aplicação do balanço Volt-segundo em  $L_m$  e Ampère-segundo nos capacitores. Para tanto, tem-se o gráfico da forma de onda da tensão em  $L_m$  apresentado na figura 15.

Figura 15 - Tensão  $V_{Lm}$ 

Fonte: Autoria própria

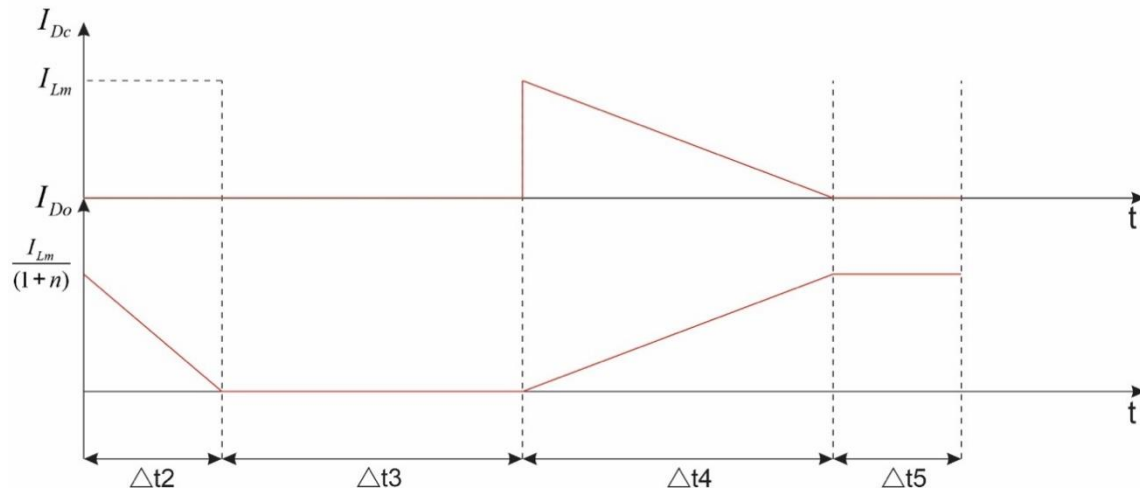
O balanço Volt-segundo em  $L_m$ , que deve ser respeitado para operação em regime permanente, indica que o valor médio da tensão em  $L_m$  deve ser igual a zero, conforme:

$$V_{Lm} = \left( -\frac{(V_o - V_{cc})}{n} * \Delta t_2 + V_{in} * \Delta t_3 - \frac{(V_o - 2V_{cc})}{n} * \Delta t_4 - \frac{(V_o - V_{cc} - V_{in})}{(1+n)} * \Delta t_5 \right) = 0 \quad (13)$$

Já a aplicação do balanço Ampère-segundo nos capacitores, que implica que os valores médios de corrente nestes elementos devem ser nulos em regime permanente, pode ser realizada a partir da análise das correntes nos diodos, o que

facilita os cálculos. A partir da análise do circuito, para que os valores médios das correntes em  $C_c$  e  $C_{pump}$  sejam nulos em regime permanente, é obrigatório que os valores médios de corrente nos diodos  $D_c$  e  $D_{pump}$  sejam iguais. As formas de onda das correntes nestes diodos são apresentadas na figura 16.

Figura 16 - Corrente  $I_{dc}$  e  $I_{do}$



Fonte: Autoria própria

Calculando-se os valores médios destas formas de onda e igualando-os, determina-se a seguinte equação:

$$\Delta t_2 - n\Delta t_4 + 2\Delta t_5 = 0 \quad (14)$$

A partir da análise do circuito, é possível demonstrar que a ondulação da corrente magnetizante é dada por:

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} * \Delta t_3 \quad (15)$$

Utilizando as equações determinadas neste capítulo é possível resolver o sistema de equações, cuja solução é apresentada a seguir.

$$V_{cc} = \frac{(V_o + V_{in} * n) * [(3 + n * D) * V_{in} - (1 - D) * V_o]}{(4 + n + n * D) * V_{in} - (1 - D) * V_o} \quad (16)$$

$$I_{Lm} = \frac{2 * V_{in} * (1 + n)^2 * [(2 + n * D) * V_{in} - (1 - D) * V_o]}{n^2 * f_s * L_k * [(4 + n + n * D) * V_{in} - (1 - D) * V_o]} \quad (17)$$

$$\Delta t_2 = \frac{2 * [(2 + n * D) * V_{in} - (1 - D) * V_o]}{f_s * (V_o + V_{in} * n)} \quad (18)$$

$$\Delta t_3 = \frac{(2 - D) * V_o - (4 + n * D) * V_{in}}{f_s * (V_o + V_{in} * n)} \quad (19)$$

$$\Delta t_4 = \frac{2-V_{in}}{f_s*(V_o+V_{in}*n)} \quad (20)$$

$$\Delta t_5 = \frac{1-D}{f_s} - \frac{2-V_{in}}{f_s*(V_o+V_{in}*n)} \quad (21)$$

### 2.2.3 VALIDAÇÃO DA ANÁLISE DESENVOLVIDA

Nesta etapa, ocorrerá a validação das equações encontradas, com parâmetros aleatórios, utilizando-se o *software* de simulação PSIM para simular o circuito e o MathCAD para resolver as equações. Os valores dos parâmetros do circuito utilizados para a validação do modelo são os seguintes:

$$V_{in}=50 \text{ V};$$

$$V_o=395 \text{ V};$$

$$D_v=0,6;$$

$$n=2;$$

$$f_s=50 \text{ kHz};$$

$$L_k=5 \text{ uH};$$

Os cálculos das incógnitas geradas na análise matemática são confrontados com as medições a partir da simulação do circuito, sendo que os resultados são apresentados na Tabela 1. Os resultados demonstram uma boa concordância entre simulação e previsão teórica, sendo que as diferenças são ocasionadas principalmente pela hipótese simplificativa de ausência de ondulação em diversos elementos do circuito. Entretanto, estes resultados demonstram que a análise desenvolvida é capaz de descrever com boa aproximação a operação do circuito, podendo ser utilizada como ferramenta para o projeto do circuito. Sendo assim, considera-se que a análise matemática desenvolvida é válida.

Tabela 1 - Comparativo cálculo x simulação

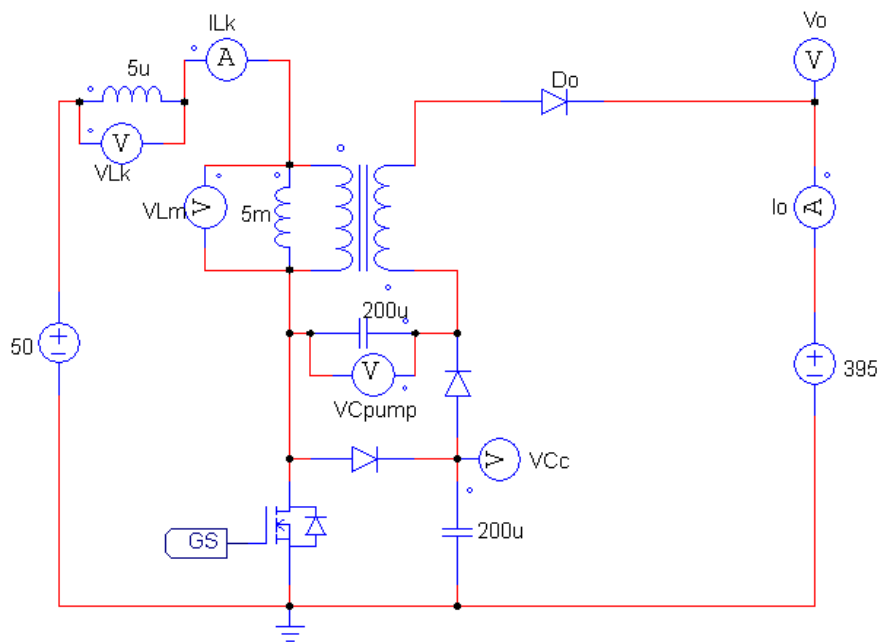
Item	Cálculo	Simulação	Unidade	Erro (%)
Vcc	127,43	127,24	V	0,15
Vpump	127,43	127,24	V	0,15
ILM	8,911	8,399	A	5,75

$I_x$	2,97	2,79	A	6,06
$\Delta t_2$	0,162	0,151	$\mu s$	6,79
$\Delta t_3$	11,838	11,855	$\mu s$	0,14
$\Delta t_4$	4,04	4	$\mu s$	0,99
$\Delta t_5$	3,96	4	$\mu s$	1,01

Fonte: Autoria própria

Na figura 17 é apresentado o esquemático de simulação gerado no PSIM.

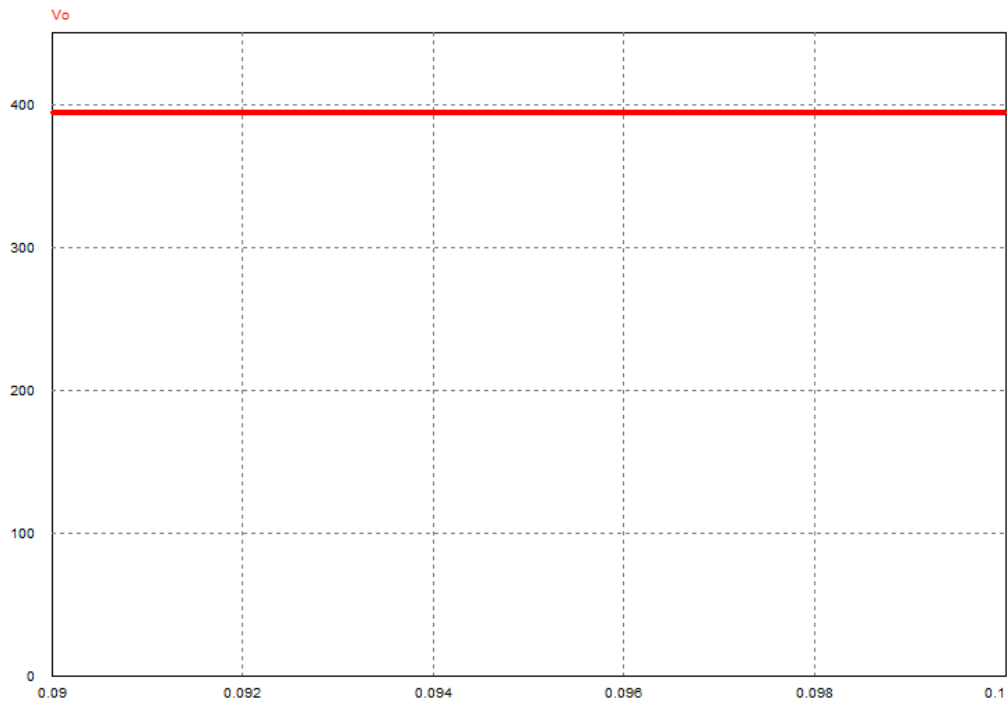
Figura 17 - Simulação no software



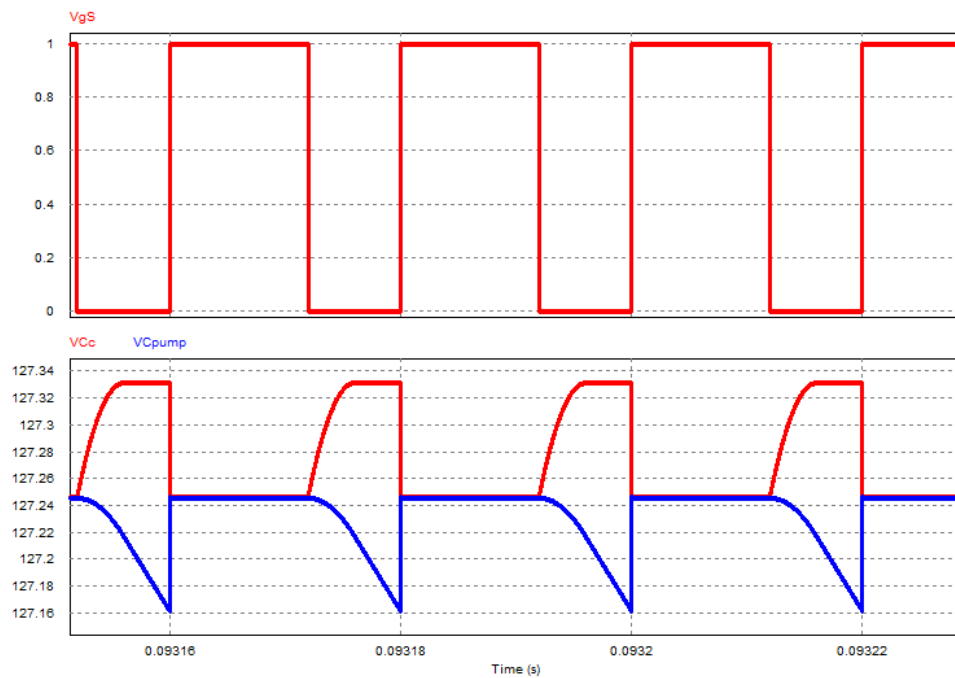
Fonte: Autoria própria

A tensão de saída obtida a partir da simulação é apresentada na Figura 18, confirmando a imposição do valor de 395V estabelecido anteriormente. Já o pulso de comando do interruptor e as tensões  $V_{Cc}$  e  $V_{Cpump}$  são mostradas na Figura 19. Este resultado demonstra que no instante do acionamento do interruptor, ambas as tensões variam bruscamente buscando se igualarem, o que ocorre em função da característica *charge-pump* do circuito. Também é possível observar que estas tensões de fato satisfazem o critério de baixa ondulação e que seus valores médios são praticamente iguais, conforme previsto em análise teórica.

Figura 18 - Tensão de saída



Fonte: Autoria própria

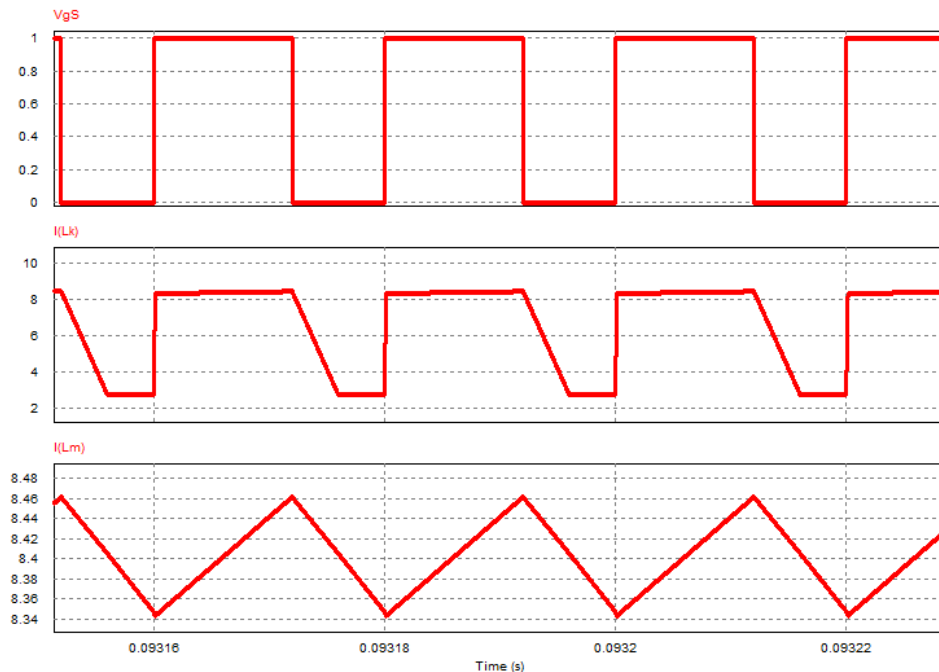
Figura 19 - Tensões de  $V_{cc}$  e  $V_{cpump}$ 

Fonte: Autoria própria

Já as correntes em  $L_k$  e  $L_m$  são apresentadas na Figura 20, juntamente com o pulso de comando do interruptor. Observa-se grande semelhança entre as formas de

ondas de simulação com as previstas teoricamente. Também fica evidente que a corrente em  $I_{Lm}$  é caracterizada por uma baixa ondulação, podendo assim ser assumida como constante para fins de análise.

Figura 20 - Corrente  $I_{Lk}$  e  $I_{Lm}$



Fonte: Autoria própria

Os resultados apresentados nesta seção demonstram a validade das análises qualitativa e quantitativa desenvolvidas, permitindo que as equações determinadas possam ser utilizadas para fins de projeto no capítulo 3.

## 2.3 ANÁLISE DA TOPOLOGIA EMPILHADA

### 2.3.1 ANÁLISE QUALITATIVA

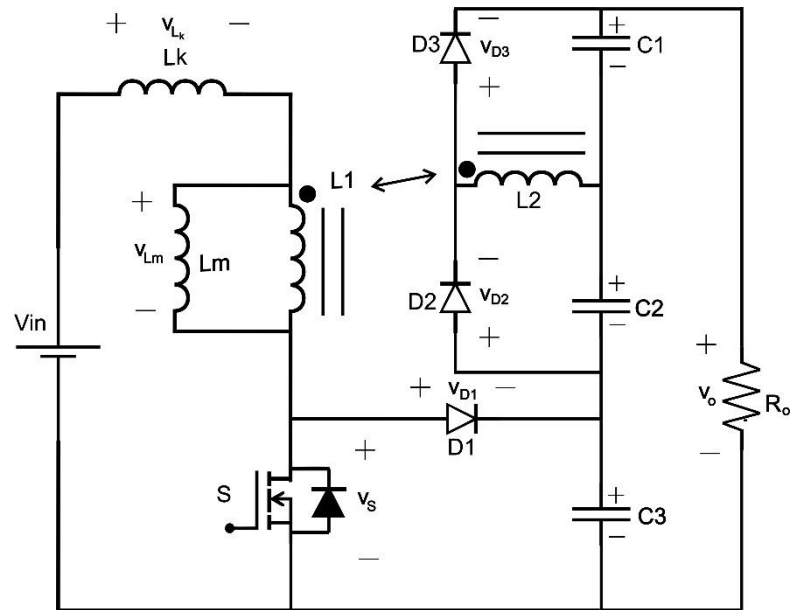
A topologia empilhada é composta por um interruptor, um indutor acoplado, três diodos e três capacitores. Suas principais características são: alta taxa de conversão, elevado rendimento, esforço de tensão reduzido no interruptor e simplicidade. (BAEK, et.al 2005). Assim como o conversor em cascata, o principal objetivo dessa topologia é alcançar um alto ganho de tensão com elevado rendimento.

O estágio de potência do conversor é apresentado na figura 21. O circuito é composto por um indutor acoplado de maneira similar ao *flyback*. Entretanto, utiliza-se um dobrador de tensão no secundário do indutor acoplado para aumentar o ganho



do circuito. Assim como na topologia em cascata, a energia armazenada na indutância de dispersão é desviada para um capacitor (C3) através de um diodo de grampeamento (D1). Com isso, as perdas no bloqueio do interruptor são reduzidas e a energia armazenada na dispersão é reciclada para a saída, contribuindo para operação com elevado rendimento.

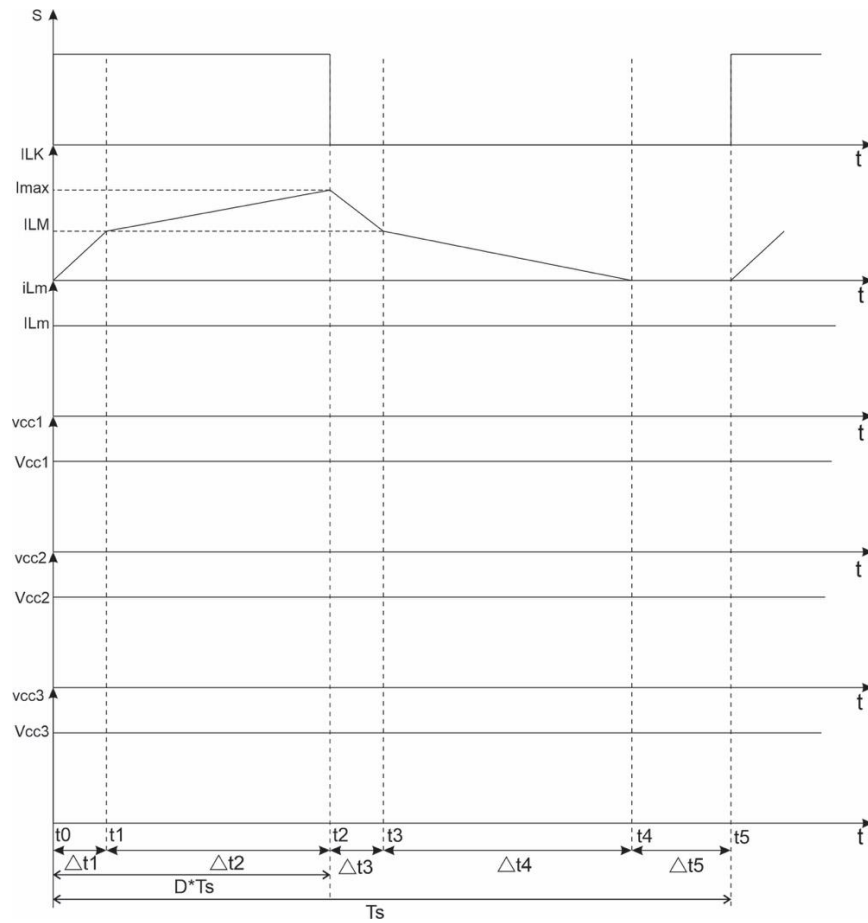
Figura 21 – Estágio de potência da topologia empilhada



Fonte: Autoria própria

O conversor com a topologia empilhada tem cinco etapas de operação. Para melhor visualização, as principais formas de onda de sua operação são apresentadas representadas na figura 22. Para a análise do circuito, será assumido que a tensão nos três capacitores do circuito e a corrente na indutância de dispersão são livres de ondulação. Já a corrente na dispersão sofre grande alteração durante um período de comutação, sendo necessária sua análise detalhada.

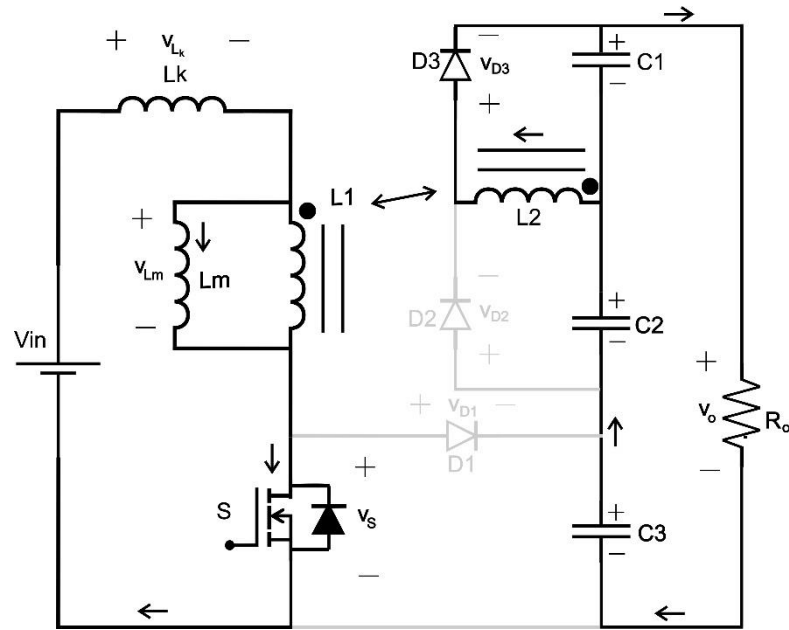
Figura 22 – Principais formas de onda do conversor



Fonte: Autoria própria

- 1ª etapa – ( $t_0$  a  $t_1$ ): O interruptor está ligado e a tensão de entrada é aplicada diretamente no primário do indutor acoplado, armazenando energia em sua indutância de magnetização. Dessa forma, também ocorre transferência de energia da entrada para a saída através do enrolamento secundário. Assim que o interruptor é bloqueado, a primeira etapa é finalizada, como pode ser visto na figura 23.

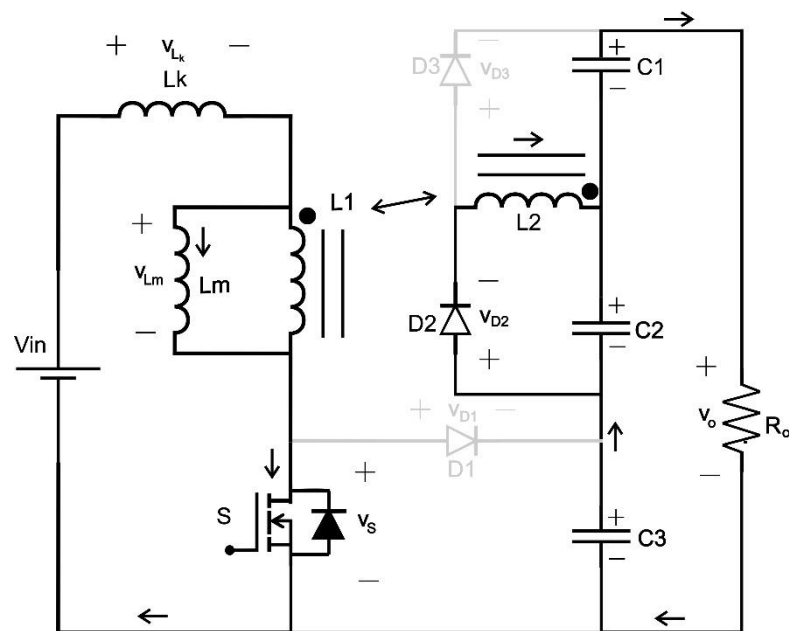
Figura 23 – Primeira etapa de operação da topologia empilhada



Fonte: Autoria própria

- 2ª etapa – ( $t_1$  a  $t_2$ ): No instante em que a corrente de dispersão e magnetizante se tornam iguais, a corrente no secundário do indutor acoplado inverte de sentido, implicando o bloqueio de D3 e entrada em condução de D2.

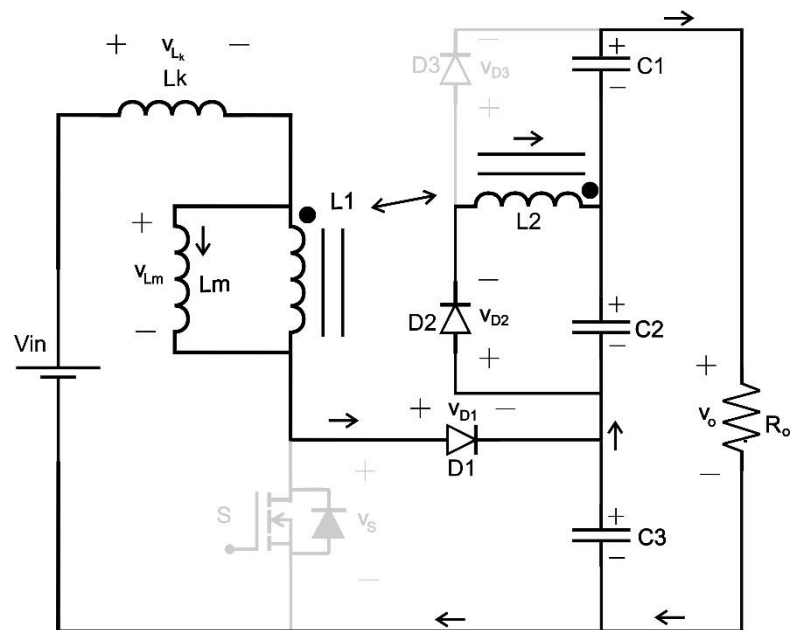
Figura 24 – Segunda etapa de operação da topologia empilhada



Fonte: Autoria própria

- 3ª etapa – ( $t_2$  a  $t_3$ ): O bloqueio do interruptor faz com que o diodo D1 seja polarizado diretamente, fornecendo assim um caminho para a corrente do indutor de dispersão. Durante a terceira etapa, a corrente de dispersão decresce até se igualar novamente à magnetizante, fazendo com que a corrente no secundário se inverta. Com consequência desta inversão, o diodo D2 bloqueia e D3 volta novamente a conduzir.

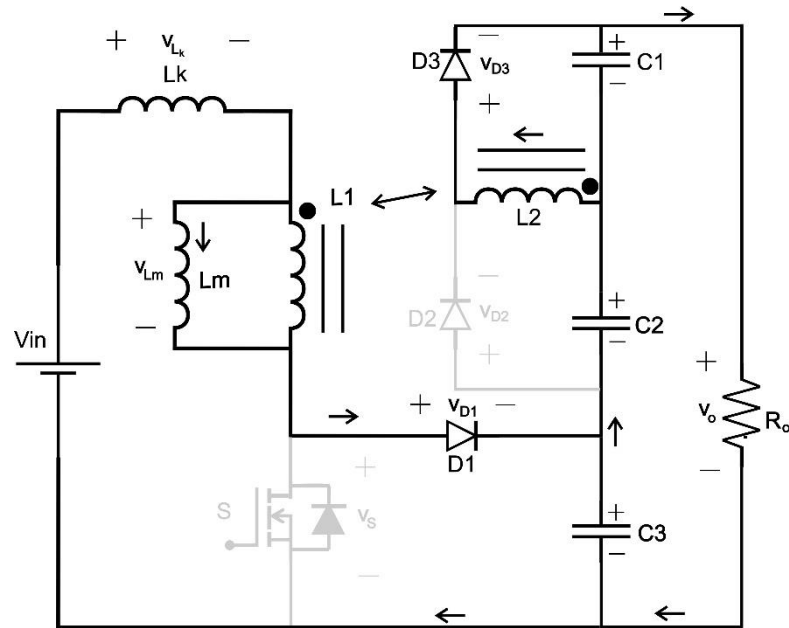
Figura 25 – Terceira etapa de operação da topologia empilhada



Fonte: Autoria própria

- 4ª etapa – ( $t_3$  a  $t_4$ ): após a inversão de sentido na corrente do secundário do indutor acoplado e início da condução de D3, a corrente de dispersão continua decrescendo. No instante em que esta corrente se anula, o diodo D1 bloqueia, dando fim à quarta etapa.

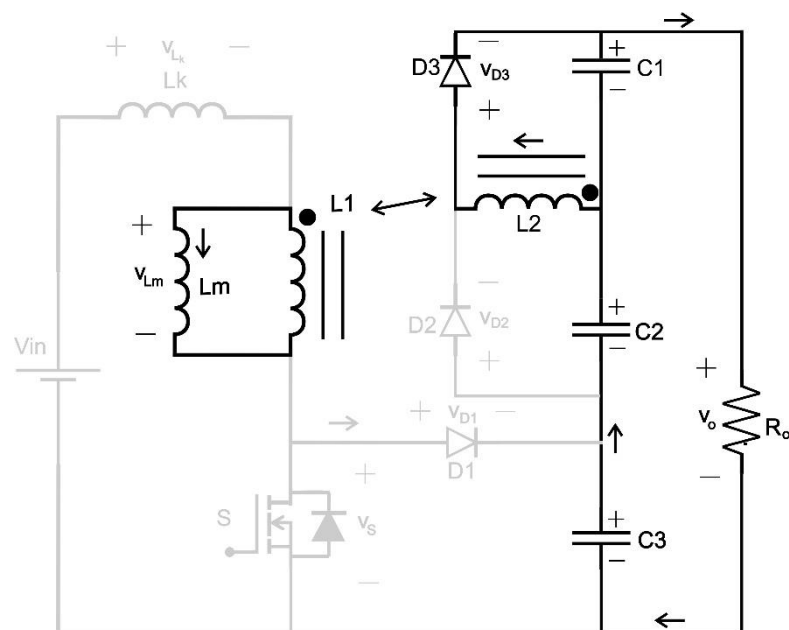
Figura 26 – Quarta etapa de operação da topologia empilhada



Fonte: Autoria própria

- 5ª etapa – ( $t_4$  a  $t_5$ ): Durante a quinta etapa, D1 e S permanecem bloqueados e energia armazenada na magnetizante é transferida para a saída através do diodo D2. A quinta etapa é finalizada no instante em que o interruptor é comandado a conduzir, o que caracteriza também o final de um ciclo de comutação.

Figura 27 – Quinta etapa de operação da topologia empilhada



Fonte: Autoria própria

### 2.3.2 ANÁLISE MATEMÁTICA

Assim como no caso do conversor em cascata, para a análise matemática da topologia empilhada, será assumida a hipótese simplificativa de que todos os elementos são ideais. De acordo com as formas de onda teóricas, há dez incógnitas a serem solucionadas nesta análise, sendo elas: durações das cinco etapas de operação, tensões nos capacitores, corrente na magnetizante e ponto máximo de corrente na indutância de dispersão ( $I_{\max}$ ).

Através da análise do circuito equivalente da primeira etapa de operação, determina-se a equação:

$$I_{\text{lm}} = \frac{\left(V_{\text{in}} + \frac{V_{\text{c1}}}{n}\right)}{L_k} * \Delta t_1 \quad (22)$$

Na segunda etapa a malha continua a mesma, porém a tensão se inverte já que muda a tensão do secundário, sendo essa a  $V_{\text{c2}}$ . Neste caso, tem-se:

$$I_{\text{máx}} - I_{\text{lm}} = \frac{\left(V_{\text{in}} + \frac{V_{\text{c2}}}{n}\right)}{L_k} * \Delta t_2 \quad (23)$$

Durante a terceira etapa, devido à condução de D1, tem-se  $V_{\text{c3}}$  influenciando a tensão na indutância de dispersão. Desta forma, obtém-se

$$I_{\text{máx}} - I_{\text{lm}} = \frac{\left(V_{\text{c3}} + \frac{V_{\text{c2}}}{n} - V_{\text{in}}\right)}{L_k} * \Delta t_3 \quad (24)$$

A quarta etapa se inicia no tempo  $t_3$  e finaliza em  $t_4$ . A malha continua similar àquela da terceira etapa, mas com a inversão de corrente no secundário o resultado é o seguinte:

$$I_{\text{lm}} = \frac{\left(V_{\text{c3}} - \frac{V_{\text{c1}}}{n} - V_{\text{in}}\right)}{L_k} * \Delta t_4 \quad (25)$$

Durante a quinta etapa a corrente na indutância de dispersão permanece nula de forma que nenhuma equação é gerada

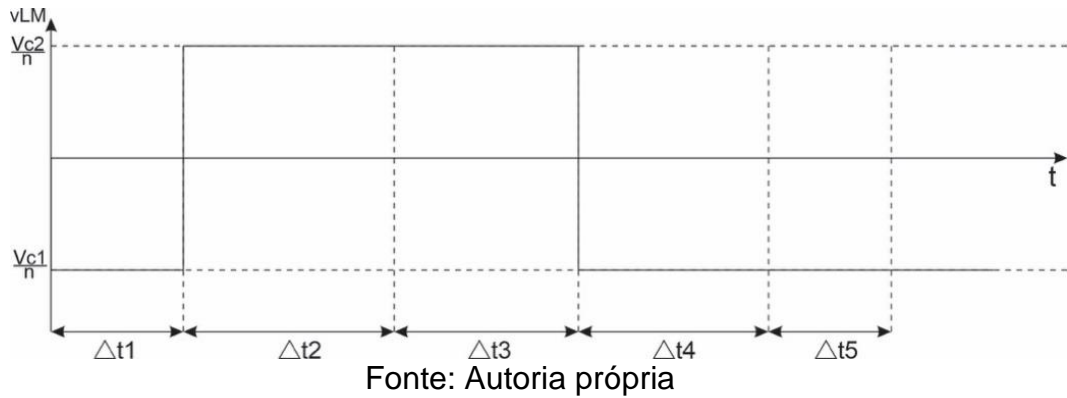
Nas principais formas de onda é possível verificar que a largura do pulso  $DT_s$  é a largura das duas primeiras etapas. Também é possível verificar que a largura do pulso  $(1-D)T_s$  é a soma das três outras etapas, tendo então as duas próximas equações:

$$DT_s = \Delta t_1 + \Delta t_2 \quad (26)$$

$$(1 - D)T_s = \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \quad (27)$$

Para analisar o balanço Volt-segundo em  $L_m$ , é necessário analisar seu gráfico. Através da integral de  $v_{LM}$  e relacionando as áreas com  $V_{c1}$  e  $V_{c2}$  é possível verificar a seguinte equação:

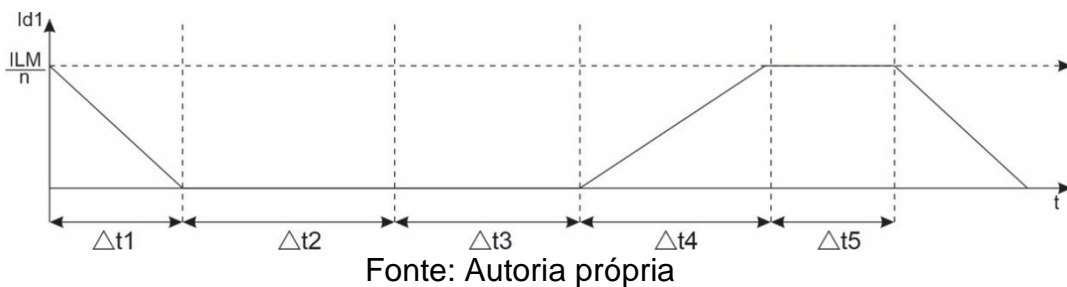
Figura 28 – Análise gráfica para balanço volt-segundo



$$-V_{c1}T_s + (V_{c1} + V_{c2}) * (\Delta t_2 + \Delta t_3) = 0 \quad (28)$$

O próximo passo é aplicar o balanço Ampère-segundo nos três capacitores do circuito. De maneira análoga ao procedimento realizado na análise da topologia em cascata, é possível relacionar o balanço Ampère-segundo nos capacitores com valores médios de corrente nos diodos. Sendo assim, o primeiro passo é calcular os valores médios de corrente nos diodos. A figura 29 apresenta a forma de onda de  $D_1$ , cujo valor médio é dado por:

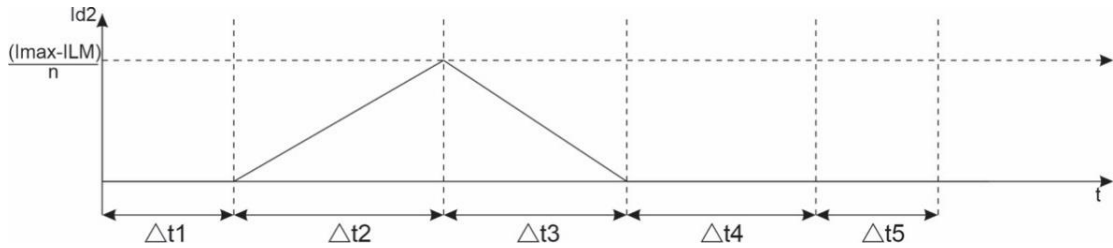
Figura 29 – Forma de onda de  $I_{D1}$



$$I_{lm}(T_s + \Delta t_5) = I_{m\acute{a}x}(\Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (29)$$

Já o gráfico da corrente em  $D_2$  é apresentado na figura 30, sendo que seu valor médio é igual a:

Figura 30 – Forma de onda de ID2

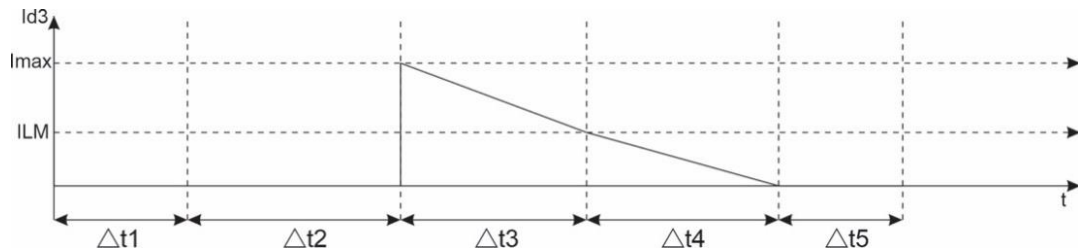


Fonte: Autoria própria

$$ID2 = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{I_{max} - I_{lm}}{n} * \frac{(\Delta t_2 + \Delta t_3)}{2} \right] \quad (30)$$

Finalmente, tem-se o gráfico de  $iD3$  apresentado na figura 31 e seu respectivo valor médio dado por:

Figura 31 - Forma de onda de ID3



Fonte: Autoria própria

$$ID3 = \frac{1}{2T_s} [(I_{máx} + I_{lm})\Delta t_3 + I_{lm}\Delta t_4] \quad (31)$$

A partir da análise do circuito é possível demonstrar que para se garantir o balanço Ampère-segundo nos capacitores, tem-se obrigatoriamente que os valores médios de corrente nos diodos são iguais. Desta forma, assumindo  $ID1 = ID2$  e  $ID2 = ID3$ , obtêm-se as seguintes equações:

$$I_{lm}(T_s + \Delta t_5) = I_{máx}(\Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (32)$$

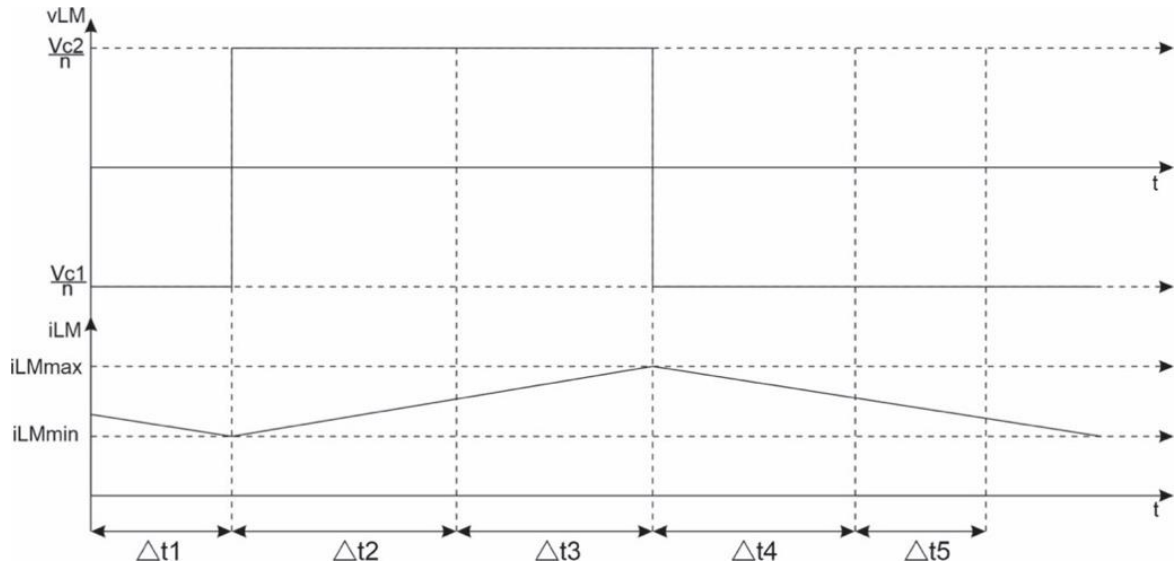
$$I_{máx}[\Delta t_2 + (1 - n)\Delta t_3] = I_{lm}[\Delta t_2 + (1 + n)\Delta t_3 + n\Delta t_4] \quad (33)$$

Para finalizar a análise e fornecer os subsídios necessários para o projeto do circuito, necessita-se obter a característica de saída do conversor, que permite quantificar a potência processada pelo circuito, e a equação da ondulação de corrente em  $L_m$ , que permite escolher o valor desta indutância. A partir da análise do circuito, é possível demonstrar que o valor médio da corrente de saída é igual ao valor médio de corrente em D1, que foi previamente calculado. Já para o cálculo da ondulação de corrente em  $L_m$ , necessita-se resgatar a forma de onda da tensão sobre este indutor,



conforme apresentado na figura 32. Nesta figura, verifica-se que a ondulação pode ser calculada durante as etapas 2 e 3, pois neste período aplica-se uma tensão constante igual a  $V_{C2}/n$  neste elemento. Realizando os devidos cálculos, obtém-se:

Figura 32 - Análise de ondulação de  $I_{Lm}$



Fonte: Autoria própria

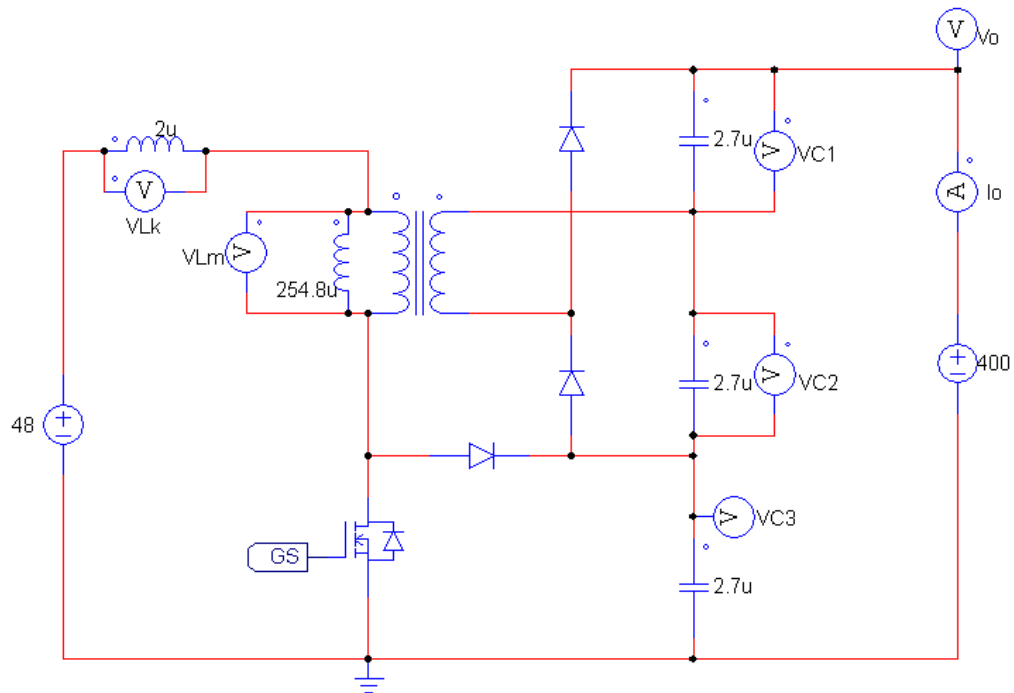
$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_{C2}}{nL_m} * (\Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (34)$$

Na topologia empilhada não serão apresentadas as equações analíticas pois esse conversor não possui solução analítica. É necessário a aplicação de métodos numéricos através de *softwares* computacionais para resolver o sistema formado pelas equações e essa será a estratégia adotada tanto para a validação quanto para o projeto do conversor.

### 2.3.3 VALIDAÇÃO DA ANÁLISE DESENVOLVIDA

A validação das equações encontradas no conversor do tipo empilhado será tratada nesta etapa. Será utilizado um *software* de computador para solucionar o sistema gerado. O *software* para simulação utilizado foi o PSIM, nele foi montado o circuito apresentado na figura 33. Os valores para esta etapa de validação foram escolhidos de forma aleatória, para validar as equações.

Figura 33 - Esquemático de simulação da topologia empilhada



Fonte: Autoria própria

Para validar o equacionamento, foram considerados os seguintes parâmetros para o circuito:

$$V_{in} = 48 \text{ V};$$

$$V_o = 400 \text{ V};$$

$$D_v = 0,599;$$

$$n = 2,461;$$

$$f_s = 100 \text{ kHz};$$

$$L_k = 2 \text{ } \mu\text{H}.$$

Os resultados obtidos a partir da análise matemática do conversor e da simulação do circuito são apresentados na Tabela 2. Com base nos resultados, é possível observar que há boa concordância entre previsão teórica e simulação, de forma que pode-se concluir que a análise matemática é válida.

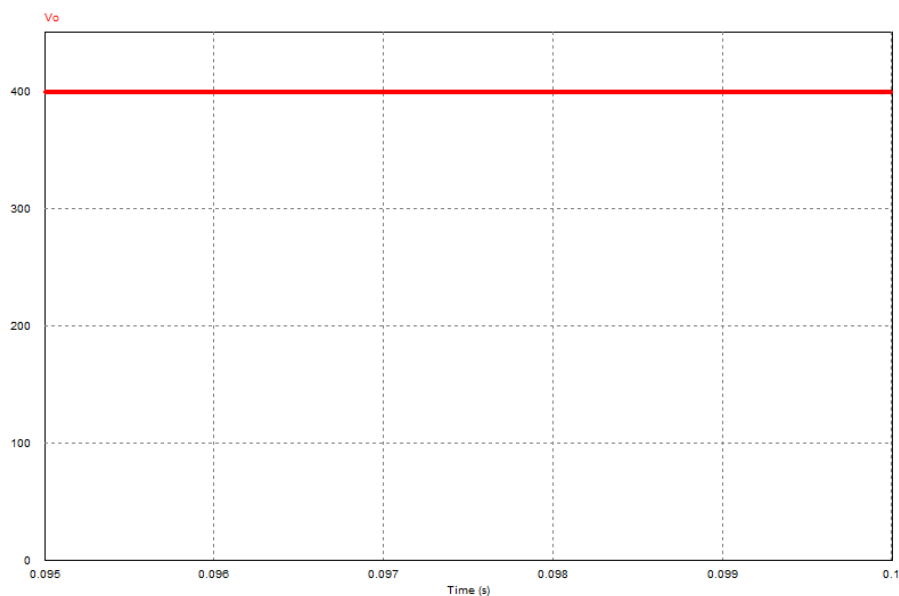
Tabela 2 - Comparativo cálculo x simulação

Item	Cálculo	Simulação	Uni. Medida
VC1	164,336	164,4	V
VC2	110,664	110,43	V
VC3	125	125,21	V
ILk	10,417	10,91	A
ILmáx	20,842	20,79	A
$\Delta t_1$	0,1828	0,1801	$\mu s$
$\Delta t_2$	5,804	5,802	$\mu s$
$\Delta t_3$	0,1717	0,1512	$\mu s$
$\Delta t_4$	1,885	1,74	$\mu s$
$\Delta t_5$	1,957	2,11	$\mu s$

Fonte: Autoria própria

A Figura 34 apresenta a tensão de saída obtida por simulação, neste caso imposta em 400 V.

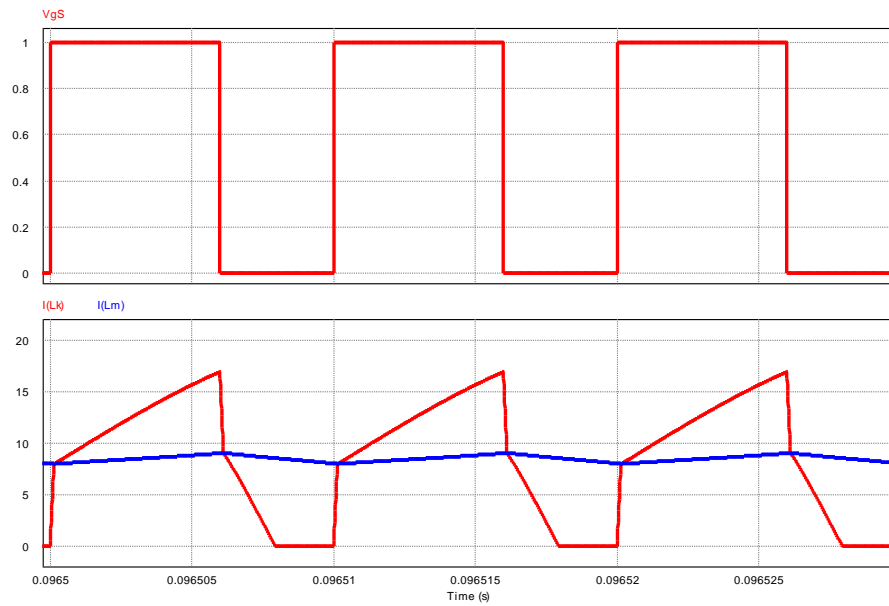
Figura 34 - Tensão de saída



Fonte: Autoria própria

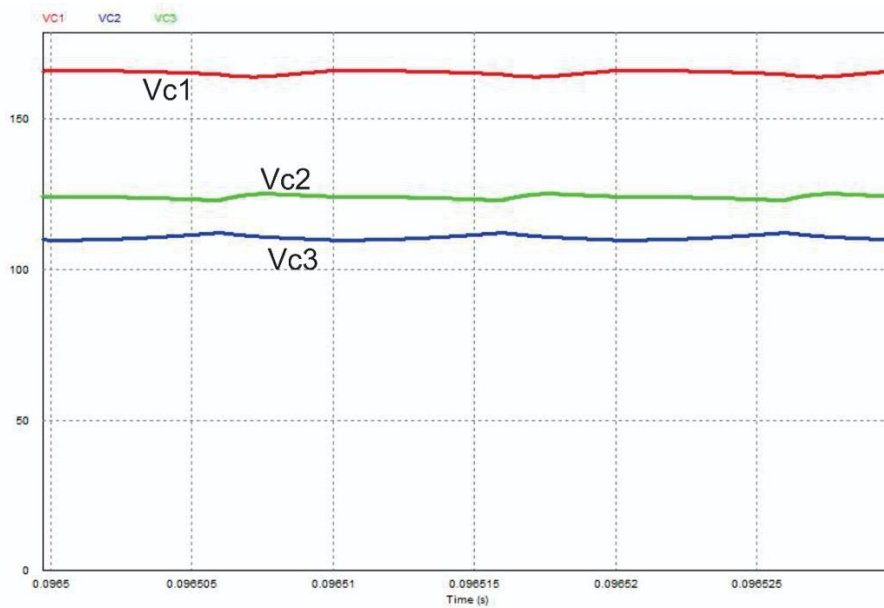
Na Figura 35 são apresentadas as correntes em Lk e Lm juntamente com o pulso de comando do interruptor. Observa-se grande concordância entre resultados de simulação e as formas de onda teóricas. Também verifica-se que a corrente na indutância magnetizante satisfaz o critério de baixa ondulação, conforme assumido durante a análise do conversor. Já as tensões nos capacitores C1, C2 e C3 são apresentadas na Figura 36, as quais também são caracterizadas por baixa ondulação.

Figura 35 - Pulso Vgs, corrente de Ilk e IIm (Ilk em vermelho e IIm em azul)



Fonte: Autoria própria

Figura 36 - Tensões de saída dos capacitores (VC1 em vermelho, VC2 em azul e VC3 em verde)



Fonte: Autoria própria

Os resultados apresentados nesta seção demonstram a validade das análises qualitativa e quantitativa desenvolvidas e, assim como para o caso da topologia em cascata, podem ser utilizadas como base para o projeto adequado do conversor empilhado.

### 3 PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

#### 3.1 ESPECIFICAÇÕES

As topologias contendo um único interruptor se mostram vantajosas em aplicações com potência na casa de algumas centenas de Watts, onde cada painel está conectado a um conversor cc-cc de elevado ganho. Uma das aplicações em destaque são os módulos CA, onde o módulo fotovoltaico é fornecido pronto para sua conexão com a rede elétrica, uma vez que o sistema de conversão de energia está acoplado ao equipamento. Com base nestas observações, foram adotadas as especificações de projeto apresentadas na Tabela 3.

*Tabela 3 – Especificações de projeto*

Dados de projetos		
Tensão de entrada	48	V
Tensão de saída	400	V
Potência	500	W
Corrente de saída	1,25	A
Frequência de comutação	100	kHz

Fonte: Autoria própria

#### 3.2 PROJETO CONVERSOR EM CASCATA

O projeto será reproduzido, para atender todas as especificações exigidas. Devido à grande quantidade de graus de liberdade, há infinitas possibilidades de escolha dos parâmetros que possibilitem o processamento de 500 W com 48 V de tensão de entrada e 400 V de saída. Desta forma, considerações de projeto podem ser definidas para buscar um ponto de operação mais adequado visando a obtenção de máximo rendimento. Neste sentido, uma das considerações é garantir que a tensão sobre o interruptor seja reduzida, a fim de se garantir a utilização de um MOSFET com baixa resistência de condução. Neste conversor, a tensão de bloqueio do interruptor é igual a  $V_{cc}$ . Sendo assim, para que um MOSFET de 200 V possa ser empregado com boa margem de segurança, opta-se por se ter uma tensão  $V_{cc}$  igual a 125 V. Outra consideração importante é com relação ao valor da dispersão. Para que não seja necessário incluir um indutor adicional para garantir o valor desejado de  $L_k$ , é importante que este valor seja possível de ser obtido com a dispersão do indutor acoplado. Visando possibilitar a construção deste elemento, deseja-se uma dispersão na faixa de 0,5-1% da magnetizante. Entretanto, a magnetizante só será conhecida

ao final do projeto. Para resolver esta questão, foi realizado um processo iterativo, onde um valor de  $L_k$  é arbitrado no início do projeto e no final confrontado com o valor de  $L_m$  para verificar se o intervalo percentual está atendido. A partir deste processo iterativo, verificou-se que o valor de  $2 \mu\text{H}$  atende, sendo que os resultados expostos a seguir correspondem à iteração final.

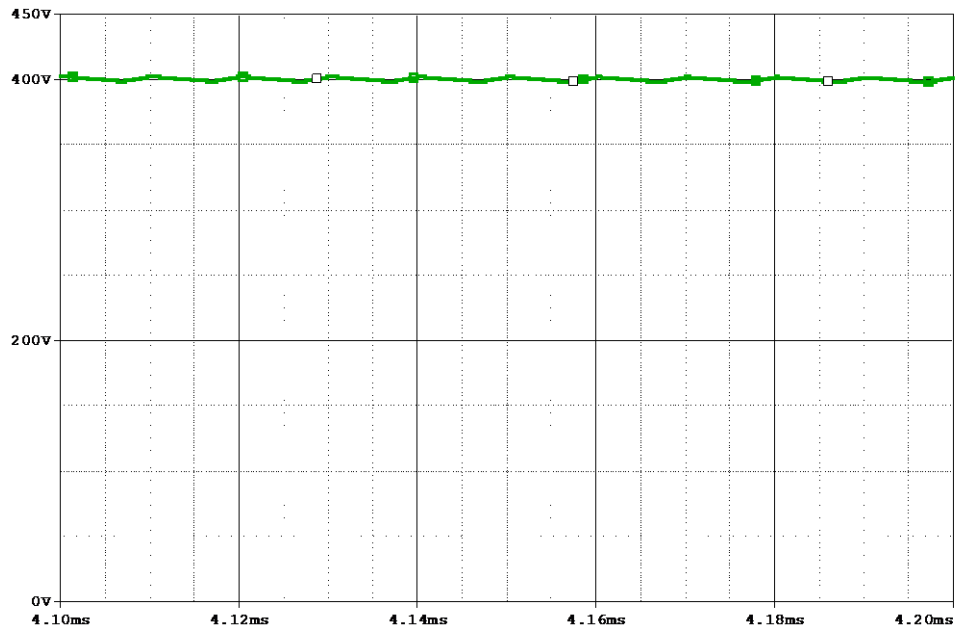
Tendo em vista que, a potência de saída será  $500 \text{ W}$ , e a tensão de saída de  $400 \text{ V}$ , calcula-se uma corrente de  $1,25 \text{ A}$ . A partir das especificações de projeto listadas na Tabela 2, das considerações detalhadas no parágrafo anterior e com base nas equações determinadas na seção 2.2.2, calculam-se os valores  $D = 0,610$  e  $n = 2,226$ .

Para finalizar o projeto, restam os cálculos de  $L_m$ ,  $C_c$ ,  $C_{\text{pump}}$  e  $C_o$ . O valor de  $L_m$  pode ser determinado a partir a equação 15. Já os valores dos capacitores foram ajustados por simulação, sendo eles:  $C_c = C_{\text{pump}} = C_o = 2,2 \mu\text{F}$

A verificação do desempenho do conversor projetado será realizada com o auxílio do software OrCAD, uma vez que seus resultados são mais realistas para a previsão do rendimento do circuito. Os componentes utilizados foram: IRFP260 (S), MUR420 ( $D_c$  e  $D_{\text{pump}}$ ) e MUR460 ( $D_o$ ).

A tensão de saída é apresentada na Figura 37, onde pode-se observar que seu valor de  $400 \text{ V}$  está de acordo com as especificações de projeto. Salienta-se que a razão cíclica utilizada foi de  $0,6$ , valor muito próximo da previsão teórica de  $0,61$ , o que corrobora a validade das análises desenvolvidas.

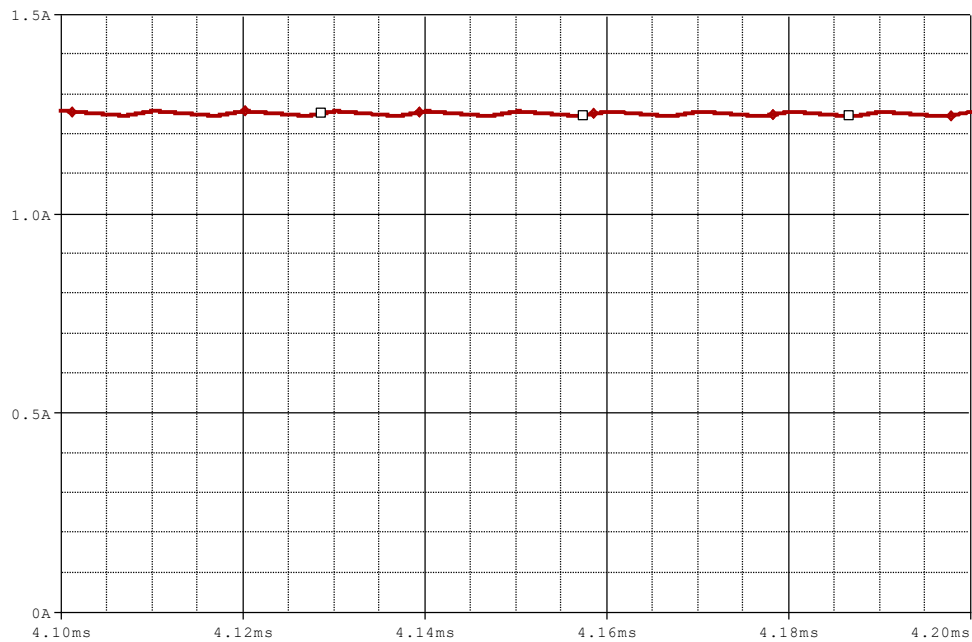
Figura 37 - Saída do conversor em cascata



Fonte: Autoria própria

A corrente de saída é apresentada na Figura 38, onde é possível verificar que o valor médio de corrente está em torno de 1,25, comprovando assim a operação com 500 W.

Figura 38 - Corrente de saída conversor em cascata

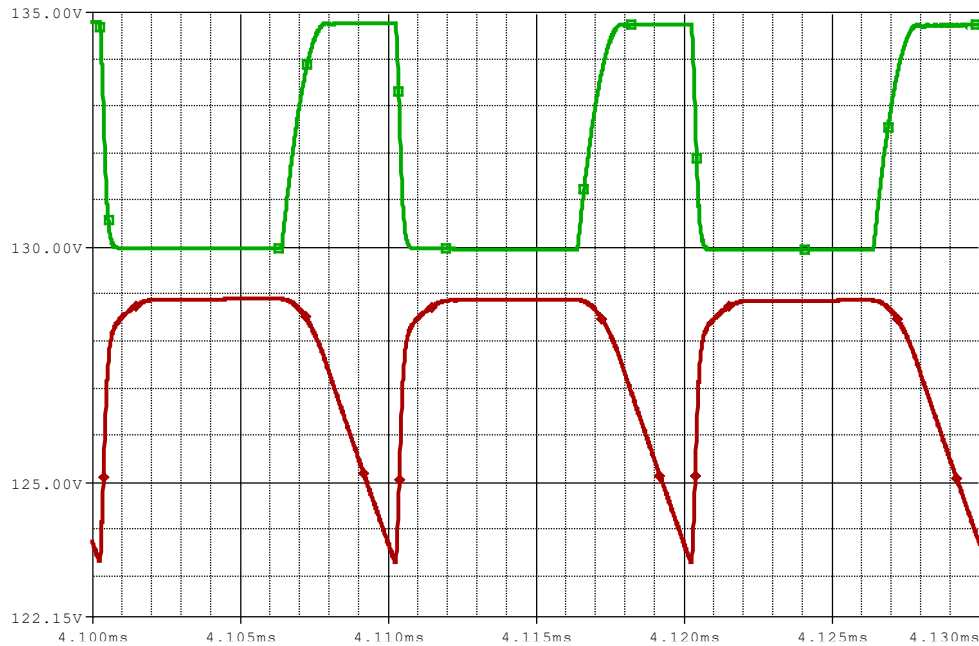


Fonte: Autoria própria

A Figura 39 apresenta as formas de onda das tensões em  $C_c$  e  $C_{pump}$ . Verifica-se que suas ondulações são reduzidas e que seus valores médios são

próximos. Vale destacar que a diferença nos valores médios é maior que na previsão teórica devido à existência de não-idealidades no circuito, em especial os parasitas do diodo Dpump.

Figura 39 - Tensão Vcc e Vpump (Verde Vcc, Vermelho Vpump)

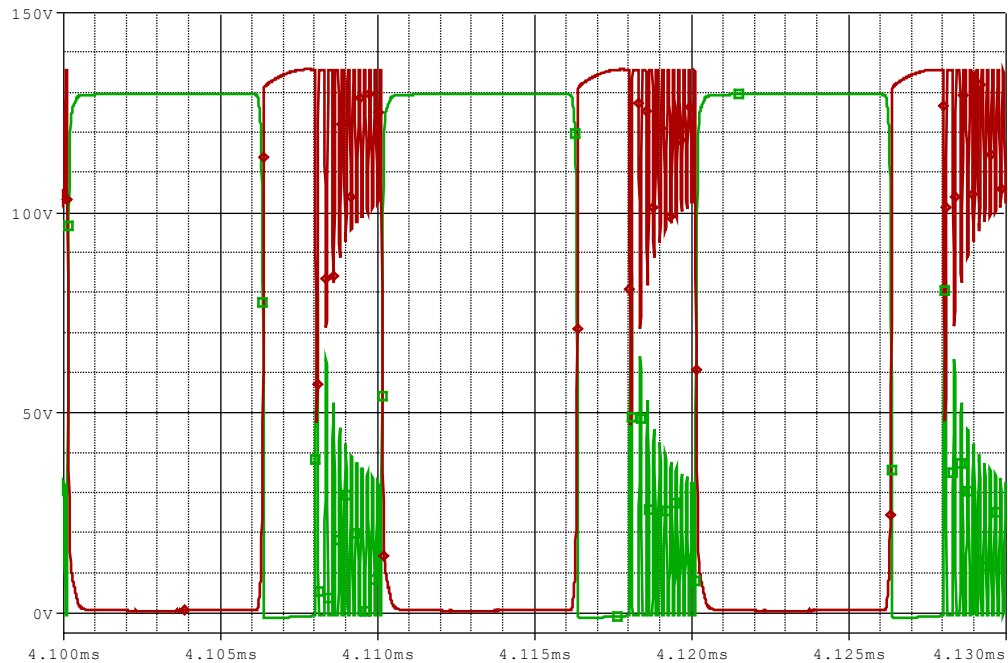


Fonte: Autoria própria

Por fim, são apresentadas as tensões de bloqueio do interruptor e do diodo Dc na Figura 40. Observa-se a inexistência de sobretensões em ambos os elementos, sendo esta uma consequência do grampeamento realizado para Dc/Cc. Nota-se também que o valor da tensão de bloqueio do interruptor foi superior aos 125 V especificados. Isso se deve, basicamente, a dois fatos: o valor da tensão Vcc ficou em torno de 10 V superior ao esperado devido principalmente às não idealidades de Dc; a existência de ondulação na tensão Vcc, que foi desprezada na análise teórica. De qualquer forma, a tensão de bloqueio continua consideravelmente inferior ao limite de 200 V do MOSFET utilizado.



Figura 40 - Tensões do diodo Dc e do interruptor (Diodo em verde, interruptor em vermelho)



Fonte: Autoria própria

Com base nos resultados obtidos com a simulação do conversor utilizando modelos realistas de componentes clássicos, conclui-se que o procedimento de projeto desenvolvido é adequado.

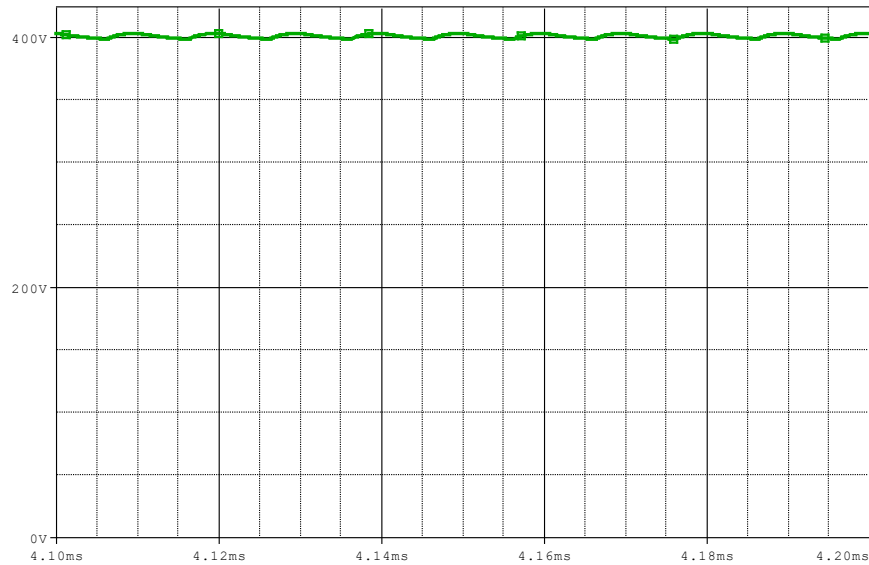
### 3.3 PROJETO CONVERSOR EMPILHADO

Para o projeto do conversor baseado na topologia empilhada, foram utilizadas as mesmas especificações listadas na Tabela 3. A partir de um processo iterativo, chegou-se a um valor  $L_k = 2 \mu\text{H}$  e também foi arbitrado um valor da tensão de bloqueio do interruptor em 125 V (neste conversor, corresponde à tensão de C3). A partir da análise matemática detalhada na seção 3.2.2, é possível determinar que  $D = 0,599$  e  $n = 2,492$  para que as especificações e considerações de projeto sejam atendidas.

Para a verificação realista do projeto desenvolvido, utilizou-se o software OrCAD considerando os seguintes elementos: IRFP260 (S), MUR440 (D1 e D2) e MUR420 (D3). O valor da indutância de magnetização calculado foi de 254,8  $\mu\text{H}$ , obtido com base na equação 34. Já os capacitores foram ajustados por simulação, sendo  $C1 = C2 = C3 = 2,2\mu\text{F}$ .

A tensão de saída é apresentada na Figura 41, onde comprova-se a operação do conversor com 400 V. Salienta-se que a razão cíclica utilizada foi de 0,594, valor muito próximo da previsão teórica de 0,599, o que comprova a validade da metodologia utilizada.

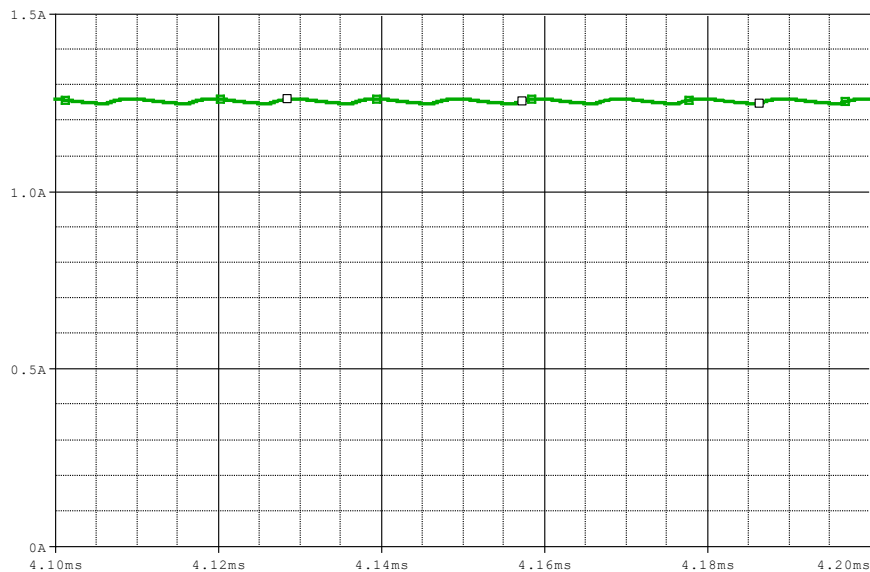
*Figura 41 - Tensão de saída do conversor*



Fonte: Autoria própria

A operação com 500 W pode ser comprovada a partir da forma de onda da corrente de saída apresentada na Figura 42, cujo valor médio se encontra em torno de 1,25 A.

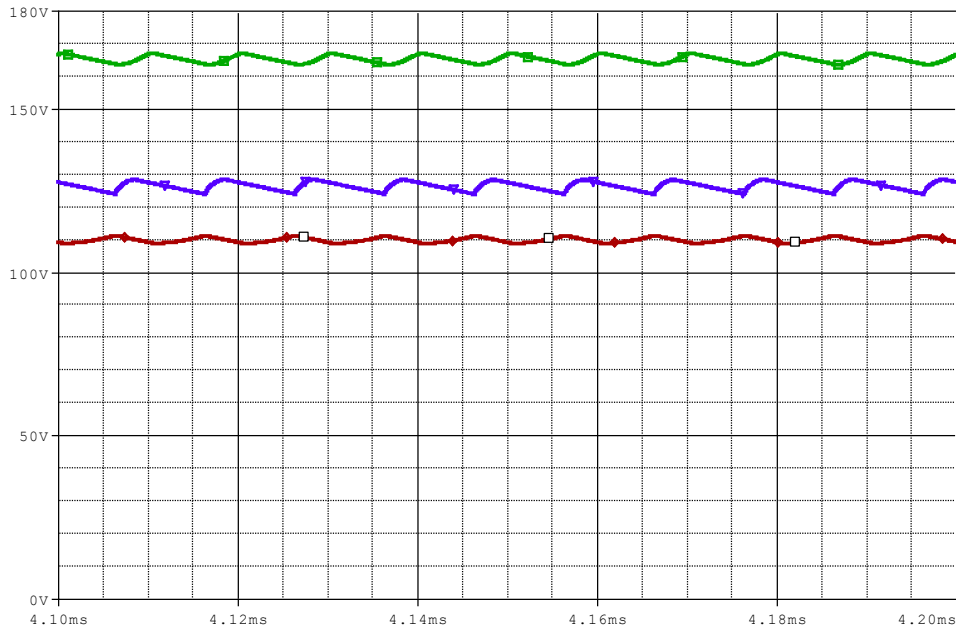
*Figura 42 - Corrente de saída do conversor*



Fonte: Autoria própria

A Figura 43 mostra as tensões nos capacitores C1, C2 e C3. A tensão de C3 é de particular interesse, pois esta define a tensão de bloqueio do MOSFET. Como esperado, seu valor médio está próximo aos 125 V desejados.

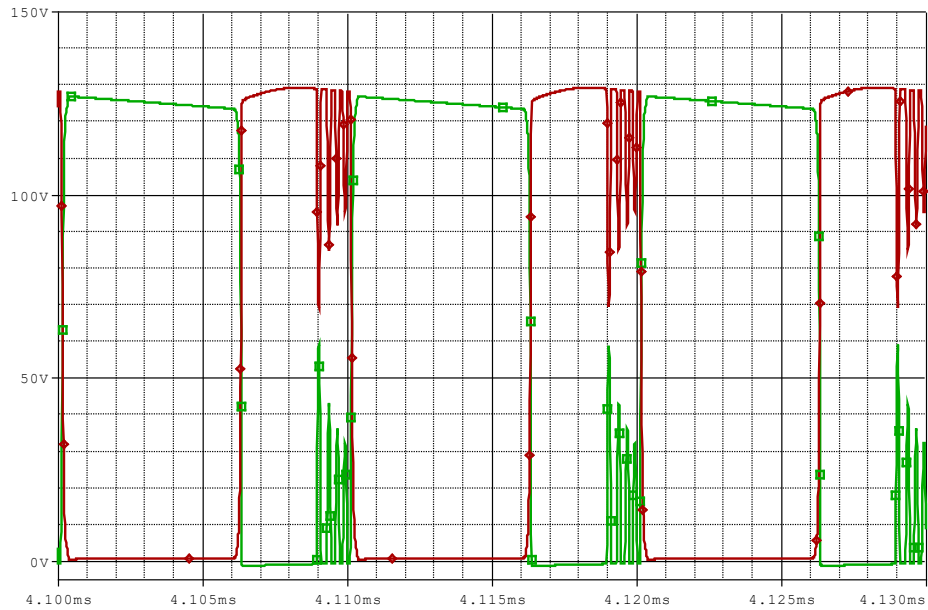
Figura 43 - Tensões de saída dos capacitores (VC1 em verde, VC2 em vermelho e VC3 em azul)



Fonte: Autoria própria

As tensões de bloqueio do interruptor de do diodo D3 são apresentadas na Figura 44. Como esperado, o interruptor é submetido a uma tensão de aproximadamente 125 V. Salienta-se que o valor é um pouco mais elevado que o desejado devido à ondulação de VC3, que foi desconsiderada na análise do conversor. Mesmo assim, o MOSFET opera com folga, haja vista que sua tensão máxima de bloqueio é igual a 200 V.

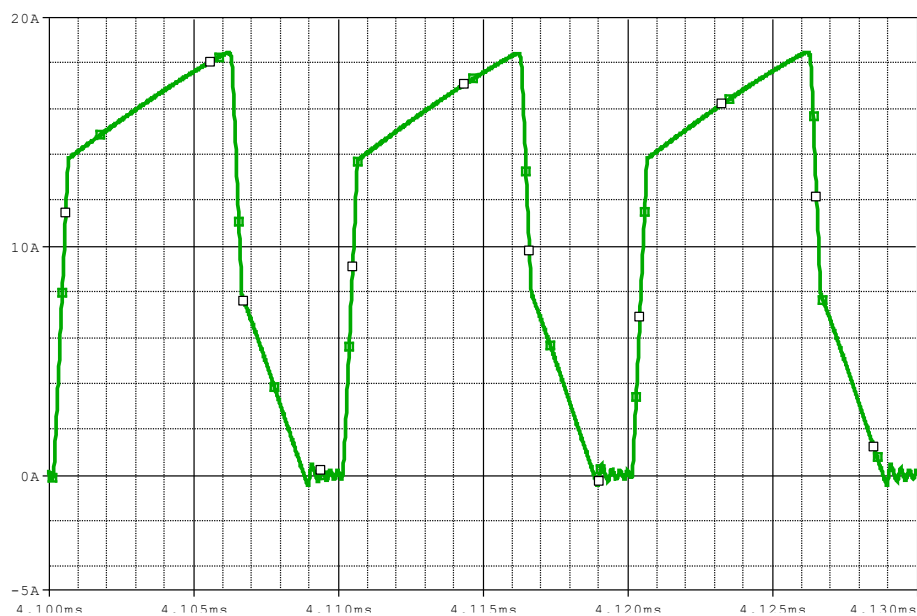
Figura 44 - Tensões do diodo D3 e do interruptor (Diodo em verde, interruptor em vermelho)



Fonte: Autoria própria

Por fim, apresenta-se a corrente em  $i_{Lk}$ , onde é possível observar a existência de cinco segmentos de reta, estando em conformidade com a previsão teórica.

Figura 45 – Forma de onda da corrente de  $i_{Lk}$



Fonte: Autoria própria

Com base nos resultados apresentados nesta seção, comprova-se a validade da metodologia de projeto proposta para o conversor baseado na topologia empilhada.

### 3.4 RESULTADOS E ANÁLISES COMPARATIVAS

Nesta seção será realizada uma análise comparativa do desempenho das duas topologias estudadas.

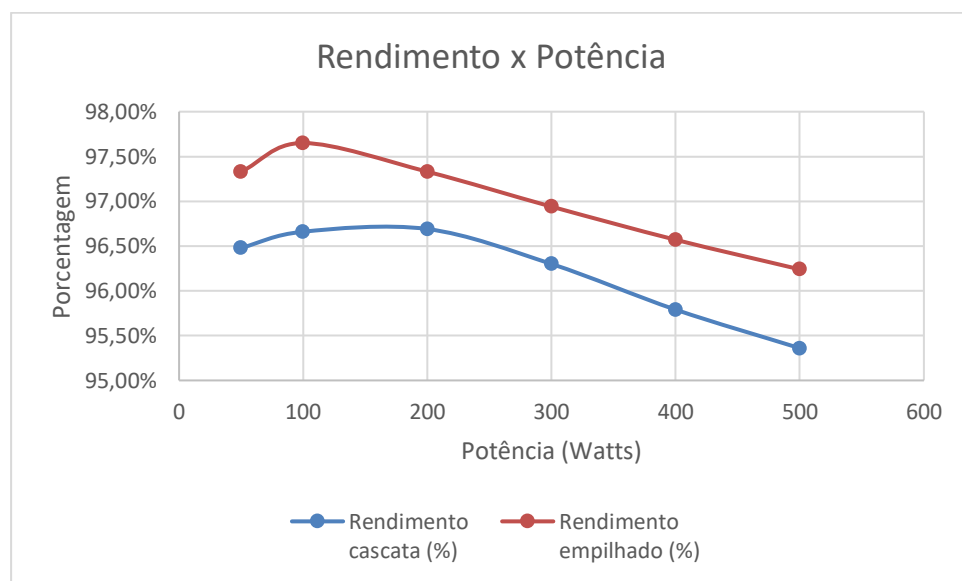
No gráfico 1, pode-se observar o rendimento em função da potência de saída para os dois conversores previamente mencionados, que foi analisado através do software ORCAD. No gráfico, a curva em vermelho corresponde à topologia empilhada e em azul em cascata. Os resultados demonstram que o conversor baseado na topologia empilhada apresenta maior rendimento para toda a faixa de operação. Os resultados obtidos nas simulações são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Rendimento em função da potência de saída

Potência (W)	Rendimento cascata (%)	Rendimento empilhado (%)
50	96,48%	97,33%
100	96,66%	97,65%
200	96,69%	97,33%
300	96,30%	96,94%
400	95,79%	96,57%
500	95,36%	96,24%

Fonte: Autoria própria

Gráfico 1 – Rendimento em função da potência de saída



Fonte: Autoria própria

Outra análise fundamental de conversores de elevado ganho está relacionada com a capacidade do circuito em manter seu desempenho à medida que a tensão de

entrada sofre variações. Neste estudo, será considerada uma variação da tensão de entrada de 30-48 V mantendo-se potência nominal, conforme resultados apresentados no Gráfico 2. Conforme esperado, o rendimento diminui à medida que a tensão de entrada é reduzida, uma vez que os níveis de corrente aumentam. Os resultados também demonstram que o conversor baseado na topologia empilhada mantém rendimento superior à topologia em cascata para toda a faixa de tensão de entrada.

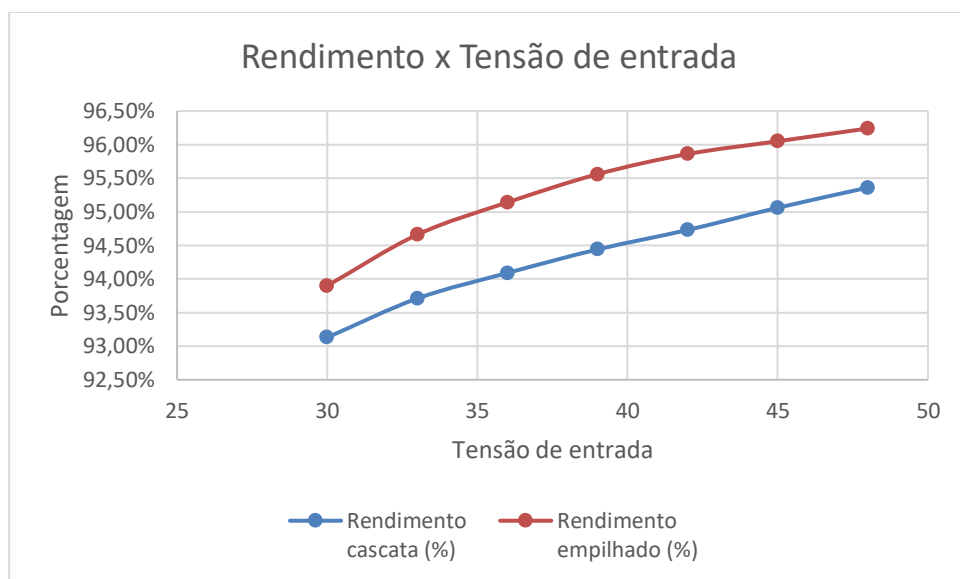
Os resultados obtidos nas diversas simulações realizadas podem ser visualizados na Tabela 5.

*Tabela 5 - Rendimento em função de variações na tensão de entrada*

Tensão entrada	Rendimento cascata (%)	Rendimento empilhado (%)
30	93,13%	93,90%
33	93,71%	94,66%
36	94,09%	95,14%
39	94,44%	95,56%
42	94,73%	95,86%
45	95,06%	96,05%
48	95,36%	96,24%

Fonte: Autoria própria

*Gráfico 2 – Rendimento em função de variações na tensão de entrada*



Fonte: Autoria própria

## 4 CONCLUSÃO

Nesse trabalho foi abordada a comparação entre duas topologias para aplicação de elevado ganho em energias renováveis, com foco em energia solar fotovoltaica. Foram propostas análises qualitativas e quantitativas das duas topologias, descrevendo seu princípio de funcionamento.

As análises desenvolvidas foram inicialmente comprovadas por simulação com o software PSIM. A partir destas análises, foram propostas metodologias para o projeto dos conversores, os quais foram verificados de forma mais realista a partir de simulações com o software OrCAD.

A partir de simulações com o software OrCAD, foram avaliados os desempenhos das duas topologias para uma condição de potência de 500 W, 48 V de tensão de entrada, 400 V de tensão de saída e de frequência de comutação de 100 kHz. Os resultados demonstram que o conversor baseado na topologia empilhada apresentou melhores níveis de rendimento que a topologia em cascata em todas as simulações realizadas.

Com base no estudo realizado, conclui-se que as duas topologias estudadas são soluções em potencial para aplicações que requerem conversores cc-cc de elevado ganho na faixa de algumas centenas de Watts. Também é possível constatar um maior potencial da topologia empilhada para tais condições utilizando tecnologias convencionais de semicondutores.

## REFERÊNCIAS

- K.C. Tseng, T.J. Liang “**Novel high-efficiency step-up converter**” IEEE Proc.- Electr. Power Appl. Vol. 151. No. 2, 2004. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1270525&isnumber=28450>>. Acesso em: 18 nov. 2020
- JW. Baek, MH. Ryoo, TJ. Kim, DW. Yoo, JS. Kim. “**High Boost Converter Using Voltage multiplier**” Industrial Electric Research Center of Korea. IEEE, 2005. <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1568967&isnumber=33243>>. Acesso em: 18 nov. 2020
- W. Yu et al., “**High efficiency converter with charge pump and coupled inductor for wide input photovoltaic AC module applications**”, 2009. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5316154&isnumber=5315930>> Acesso em: 19 nov 2020
- MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 3. Ed. Florianópolis: Ed. Dos Autores, 2008.