

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**GIORDANO LUIGI SCHIAVON**

**CONVERSOR DE ALTO GANHO AUTO GRAMPEADO BASEADO  
NO CONVERSOR BOOST HALF BRIDGE INTEGRADO**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**PONTA GROSSA  
2019**

**GIORDANO LUIGI SCHIAVON**

**CONVERSOR DE ALTO GANHO AUTO GRAMPEADO BASEADO  
NO CONVERSOR BOOST HALF BRIDGE INTEGRADO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado(a) como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel(a) em Engenharia Elétrica, do Departamento de Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento

**PONTA GROSSA**

**2019**



Ministério da Educação  
**Universidade Tecnológica Federal do Paraná**  
Câmpus Ponta Grossa  
Diretoria de Graduação e Educação Profissional  
Departamento Acadêmico de Eletrônica  
Bacharelado em Engenharia Elétrica



---

## TERMO DE APROVAÇÃO

### CONVERSOR DE ALTO GANHO AUTO GRAMPEADO BASEADO NO CONVERSOR BOOST HALF BRIDGE INTEGRADO

por

GIORDANO LUIGI SCHIAVON

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado em 29 de novembro de 2019 como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel(a) em Engenharia Elétrica. O(A) candidato(a) foi arguido(a) pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

---

Prof(a). Dr. Claudinor Bitencourt Nascimento  
Orientador(a)

---

Prof(a). Dr. Eloi Agostini Junior  
Membro Titular

---

Prof(a). Msc. Júlio Cesar Guimaraes  
Membro Titular

---

Prof. Dr. Josmar Ivanqui  
Membro Titular e Responsável pelos TCC

---

Prof. Dr. Sergio Okida  
Coordenador do Curso

– O Termo de Aprovação assinado encontra-se na Coordenação do Curso –

Dedico este trabalho à minha família e aos  
meus amigos, pelos momentos de  
ausência.

## **AGRADECIMENTOS**

Este trabalho não teria sido realizado sem a ajuda de diversas pessoas e instituições às quais agora presto homenagem e agradeço. Peço desculpas por não ser possível citar todas nestas linhas mas com certeza todas estão em meus pensamentos e têm minha total consideração.

Dedico, então, à minha família, pelo carinho, incentivo, total apoio e por ter se mostrado um sólido alicerce no qual tive amparo em todos os momentos da minha vida.

Ao meu orientador, que se mostrou presente em todos os momentos de dúvida e foi fundamental para o desenvolvimento deste projeto.

A todos os professores e colegas do departamento, que ajudaram de forma direta e indireta na conclusão deste trabalho.

Enfim, a todos os que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

## RESUMO

SCHIAVON, Giordano Luigi. **Conversor de Alto Ganho Auto Grampeado Baseado no Conversor Boost Half Bridge Integrado**. 2019. 72 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2019.

Um conversor cc-cc de alto ganho não isolado baseado no circuito boost-half-bridge integrado empregando multiplicadores de tensão e indutores acoplados é proposto neste trabalho. Como principais características, a topologia proposta apresenta poucos componentes, elevado rendimento e auto grampeamento nos dispositivos semicondutores no máximo igual à tensão de saída. Além disso, embora seja utilizado um indutor acoplado, sua operação é igual a de um transformador o que colabora para melhorar o rendimento do sistema e evitar um impacto mais acentuado da dispersão no ganho estático. As etapas de operação em regime permanente, primeiro considerando o modelo ideal e em seguida considerando a influência da indutância de dispersão são apresentadas. Também é analisado o comportamento do conversor invertendo a polaridade de um dos enrolamentos do transformador. Desta maneira, pode-se verificar qual a configuração é mais atrativa para a aplicação em sistemas de geração de energia fotovoltaicas. Finalmente, resultados de simulação e experimentais serão apresentados para o sistema operando com tensão de entrada de 48 e 60 V, tensão de saída de 400 V e potência nominal de 400 W. A frequência de comutação empregada é de 50 kHz.

**Palavras-chave:** Conversor CC-CC. Alto rendimento. Energia Fotovoltaica. Boost-half-bridge integrado. Alto ganho.

## ABSTRACT

SCHIAVON, Giordano Luigi.

### **Self-clamped Step-up DC-DC Converter Based on Integrated**

**Boost-half-bridge-type Circuit.** 2019. 72 p. Final Coursework (Bachelor's Degree in Electrical Engineering) – Federal University of Technology – Paraná. Ponta Grossa, 2019.

A non-isolated high step-up ratio dc-dc converter based on the integrated boost-half-bridge circuit employing voltage multipliers and coupled inductors is proposed in this paper. As main features, the proposed topology presents few components, high performance and the semiconductor devices are self-clamped at maximum equal to the output voltage. In addition, a coupled inductor is used, its operation is the same as that of a transformer, which contributes to improving the system efficiency and avoiding a greater impact of the leakage inductance on the static gain. The steady state operation steps, first considering the ideal model and then considering the influence of the leakage inductance are presented. The behavior of the converter is also analyzed by inverting the polarity of one of the transformer windings. Thus, it can be seen which configuration is most attractive for the application in photovoltaic power generation systems. Finally, simulation and experimental results will be presented for the system operating with 48 and 60 V input voltage, 400 V output voltage and 400 W rated power. The switching frequency employed is 50 kHz.

**Keywords:** DC-DC converter. High efficiency. Photovoltaic energy. Boost-half-bridge integrated. High step-up ratio.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sistema típico <i>off-grid</i> . . . . .	13
Figura 2 – Sistema típico <i>on-grid</i> . . . . .	14
Figura 3 – Sistema típico de geração com micro inversores . . . . .	15
Figura 4 – Micro inversor de um estágio . . . . .	15
Figura 5 – Micro inversor de dois estágios . . . . .	16
Figura 6 – <i>Boost</i> clássico . . . . .	18
Figura 7 – Curva de ganho do conversor <i>boost</i> ideal e real . . . . .	19
Figura 8 – <i>Boost</i> cascadeado . . . . .	19
Figura 9 – Conversor <i>boost</i> com células multiplicadoras de tensão . . . . .	20
Figura 10 – Conversor <i>buck-boost</i> com indutores acoplados . . . . .	20
Figura 11 – <i>Nonisolated High Step-Up Stacked Converter Based on Boost-Integrated Isolated Converter</i> . . . . .	21
Figura 12 – <i>Conversor proposto</i> . . . . .	22
Figura 13 – Topologia proposta . . . . .	23
Figura 14 – Formas de onda do conversor . . . . .	25
Figura 15 – Primeira etapa de operação . . . . .	26
Figura 16 – Corrente no indutor $L_{in}$ . . . . .	27
Figura 17 – Terceira etapa de operação . . . . .	29
Figura 18 – Ganho estático x razão cíclica . . . . .	31
Figura 19 – Topologia avaliada com acréscimo da indutância de dispersão . . . . .	33
Figura 20 – Degradação do ganho estático pela indutância de dispersão . . . . .	35
Figura 21 – Segunda etapa de operação . . . . .	36
Figura 22 – Conversor com polaridade do secundário invertida . . . . .	38
Figura 23 – Primeira etapa de operação com ponto invertido . . . . .	39
Figura 24 – Terceira etapa de operação com ponto invertido . . . . .	40
Figura 25 – Formas de onda do conversor com ponto invertido . . . . .	42
Figura 26 – Esquemático de simulação . . . . .	46
Figura 27 – Formas de onda das principais correntes ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	48
Figura 28 – Formas de onda do diodo D1 ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	48
Figura 29 – Formas de onda do diodo D2 ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	49
Figura 30 – Forma de onda do interruptor ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	49
Figura 31 – Formas de onda das principais tensões ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	50
Figura 32 – Tensão VC1 ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	50
Figura 33 – Tensão VC2 ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	51
Figura 34 – Tensão VC3 ( $V_{in}=60$ V) . . . . .	51
Figura 35 – Formas de onda das principais correntes ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	53
Figura 36 – Formas de onda do diodo D1 ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	53
Figura 37 – Formas de onda do diodo D2 ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	54
Figura 38 – Forma de onda do interruptor ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	54
Figura 39 – Forma de onda das principais tensões ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	55
Figura 40 – Tensão VC1 ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	55
Figura 41 – Tensão VC2 ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	56
Figura 42 – Tensão VC3 ( $V_{in}=48$ V) . . . . .	56
Figura 43 – Vista superior do protótipo . . . . .	58



Figura 44 – Vista inferior do protótipo . . . . .	58
Figura 45 – Tensões e correntes de entrada e saída . . . . .	60
Figura 46 – Tensões dos capacitores . . . . .	60
Figura 47 – Tensões do interruptor e diodos . . . . .	61
Figura 48 – Comutação do diodo D1 . . . . .	62
Figura 49 – Comutação do diodo D2 . . . . .	62
Figura 50 – Correntes do transformador . . . . .	63
Figura 51 – Impacto da variação da carga nominal no rendimento do conversor	63
Figura 52 – Impacto da variação da tensão de entrada no rendimento do conver- sor . . . . .	64
Figura 53 – Tensões e correntes de entrada e saída para $V_{in}= 60V$ . . . . .	65
Figura 54 – Tensões dos capacitores para $V_{in}= 60V$ . . . . .	65
Figura 55 – Tensões dos interruptores para $V_{in}= 60V$ . . . . .	66
Figura 56 – Tensões e correntes de saída e entrada para $V_{in}= 48V$ . . . . .	67
Figura 57 – Tensões nos capacitores para $V_{in}= 48V$ . . . . .	67
Figura 58 – Tensões e correntes de saída e entrada para $V_{in}= 60V$ . . . . .	68
Figura 59 – Tensões e correntes de saída e entrada para $V_{in}= 60V$ . . . . .	68

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Índices de radiação ao redor do mundo . . . . .	12
Tabela 2 – Requisitos de projeto . . . . .	45
Tabela 3 – Valores ideais dos componentes a serem utilizados em simulação .	47
Tabela 4 – Componentes utilizados em simulação . . . . .	47
Tabela 5 – Resultados simulados para $V_{in}= 60\text{ V}$ . . . . .	52
Tabela 6 – Resultados simulados para $V_{in}= 48\text{ V}$ . . . . .	57
Tabela 7 – Componentes utilizados no protótipo . . . . .	58
Tabela 8 – Resultados experimentais para $V_{in}= 48\text{ V}$ . . . . .	59
Tabela 9 – Resultados simulados para $V_{in}= 60\text{ V}$ . . . . .	64

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>11</b>
1.1	PROBLEMA .....	16
1.2	HIPÓTESE .....	16
1.3	OBJETIVOS .....	16
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	17
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....	<b>18</b>
<b>3</b>	<b>CONVERSOR DE ALTO GANHO AUTO GRAMPEADO BASEADO NO CONVERSOR <i>BOOST INTEGRADO</i></b> .....	<b>23</b>
3.1	ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSOR IDEAL EM REGIME PERMANENTE .....	23
3.2	EFEITO DA DISPERSÃO DE FLUXO MAGNÉTICO DO TRANS- FORMADOR NO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR .....	33
3.3	ALTERAÇÃO DA POLARIDADE DO SECUNDÁRIO DO TRANS- FORMADOR .....	38
<b>4</b>	<b>PROJETO DO CONVERSOR</b> .....	<b>44</b>
4.1	METODOLOGIA DE PROJETO .....	45
<b>5</b>	<b>RESULTADOS</b> .....	<b>46</b>
5.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	46
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	57
5.2.1	Resultados experimentais para a topologia apresentada na Seção 3.1	59
5.2.2	Resultados experimentais para a topologia apresentada na Seção 3.3	66
<b>6</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO</b> .....	<b>69</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>71</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica se tornou um fator primordial para a evolução da sociedade e para o desenvolvimento técnico-científico de uma nação, visto que a produção energética está intrinsecamente ligada ao desenvolvimento econômico e intelectual de um país.

Dado que a matriz elétrica mundial possui apenas cerca de 24% da energia total proveniente de energias renováveis (IEA, 2019), fica evidenciada a dependência energética em relação aos combustíveis fósseis e, pelo fato de serem finitos, é necessário que haja maior desenvolvimento em fontes renováveis para que a demanda energética mundial possa ser atendida no futuro sem causar prejuízos ao desenvolvimento da sociedade.

Se comparada à matriz elétrica mundial, a produção brasileira de energia através de fontes renováveis é bastante atrativa, visto que representa cerca de 80% da energia elétrica gerada no país (ANEEL, 2019). Embora esses dados possam parecer suficientes à primeira vista, a geração hidrelétrica é considerada renovável e representa a maior parte dessa porcentagem. Nota-se então que os potenciais energéticos renováveis em território nacional estão longe de serem devidamente aproveitados. Segundo a ANEEL, fontes solares representam apenas 1,2% da geração nacional, o que não é satisfatório se comparado ao seu potencial.

Diante desse contexto, o desenvolvimento de novas tecnologias relacionadas à geração e ao processamento da energia solar que buscam a máxima eficiência se torna bastante atrativo.

Uma medida importante para definir o potencial fotovoltaico de uma região é a radiação solar média anual, pois os níveis de radiação instantânea são sazonais e variam muito ao longo do ano. Em uma esfera mundial, as regiões mais dotadas de recurso solar são as desérticas e, se comparadas à região nordeste do Brasil, nota-se que ambas possuem potenciais de geração fotovoltaicos bastante semelhantes, como exemplifica a Tabela 1.

**Tabela 1: Índices de radiação ao redor do mundo**

<b>Localidade</b>	<b>Radiação solar média (MJ/m<sup>2</sup>)</b>
Dongola - Sudão	23,8
Dagget - USA	20,9
Belém - PA - Brasil	17,5
Floriano - PI - Brasil	19,7
Petrolina - PE - Brasil	19,7
B. J, da Lapa - BA - Brasil	19,7
Cuiabá - MT - Brasil	18,0
B. Horizonte - MG - Brasil	16,4
Curitiba - PR - Brasil	14,2
Porto Alegre - RS - Brasil	15,0

**Fonte: Adaptado de (ATLAS, 2000)**

Segundo dados do IBGE em conjunto com a Empresa de Pesquisa Energética - EPE, (EPE, 2014), com o crescimento econômico brasileiro e o aumento de domicílios rurais eletrificados haverá o aumento na demanda de energia elétrica, elevando a intensidade energética da economia brasileira em 2% ao ano, o que já expõe uma considerável demanda a ser suprida.

Projeções da Associação Brasileira de Energia Solar Fotovoltaica - ABSOLAR, (ABSOLAR, 2017) estimam que o Brasil deve dar um salto de 44% da capacidade instalada de geração fotovoltaica em 2019, o que significaria ir de 2,18 para 3,3 GW, dos quais 628 MW seriam através da contribuição de sistemas de geração distribuída. Ainda que proporcionalmente signifique um grande avanço, essa parcela de energia ainda não representaria uma grande porção da energia gerada no país.

O Ministério de Minas e Energia estima que através do Plano Decenal de Expansão de Energia (MME/EPE, 2019), a potência instalada de geração solar possa chegar a 13 GW em 2026, o que representaria cerca de 5,7% da energia elétrica fornecida no país. O Plano Nacional de Energia (MME, 2019), por sua vez, estima que a parcela de energia solar poderá representar 9% da matriz elétrica nacional.

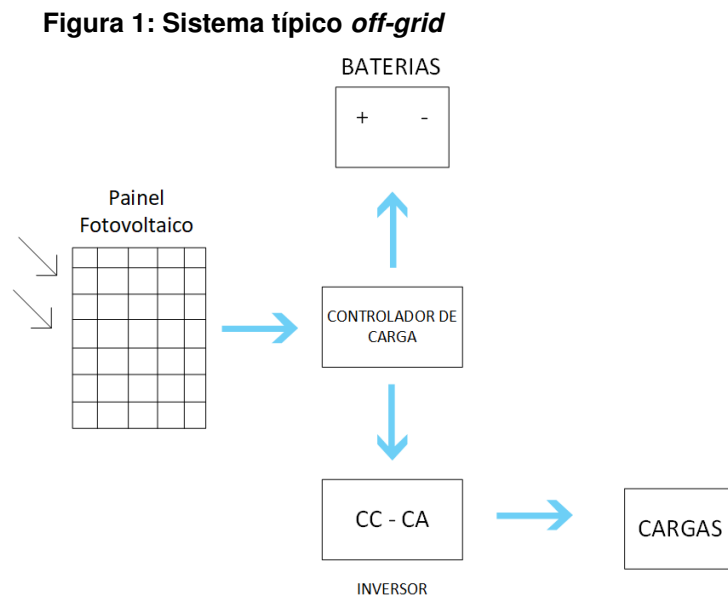
Dadas as projeções, fica evidenciado o potencial fotovoltaico em território nacional e as tendências de aumento de investimento nessa área, o que traz um cenário bastante atrativo para o desenvolvimento de novas tecnologias de processamento de energia.

Existem diversas maneiras de utilizar a energia gerada através de painéis fo-

tovoltaicos, mas os sistemas podem ser divididos em dois grandes grupos: *on-grid* e *off-grid*.

O sistema *off-grid* (Figura 1) tem como característica isolar o sistema de geração fotovoltaica do sistema elétrico de potência e, portanto, são autônomos e se utilizam de baterias para armazenar e utilizar energia nos momentos em que não há geração (períodos noturnos ou nublados, por exemplo). Esse tipo de sistema geralmente é utilizado em locais isolados, por não haver possibilidade de integrar à rede, ou para sistemas pontuais de pouca demanda.

Um dos grandes problemas desse sistema, além do custo com baterias e do controlador de carga usado para aumentar a vida útil das baterias, é o fato de que a energia gerada é perdida se não houver demanda instantânea e os elementos armazenadores já estiverem carregados. O inversor utilizado nesse caso tem apenas a função de converter a tensão contínua gerada pelo painel em tensão alternada para alimentar as cargas instaladas.

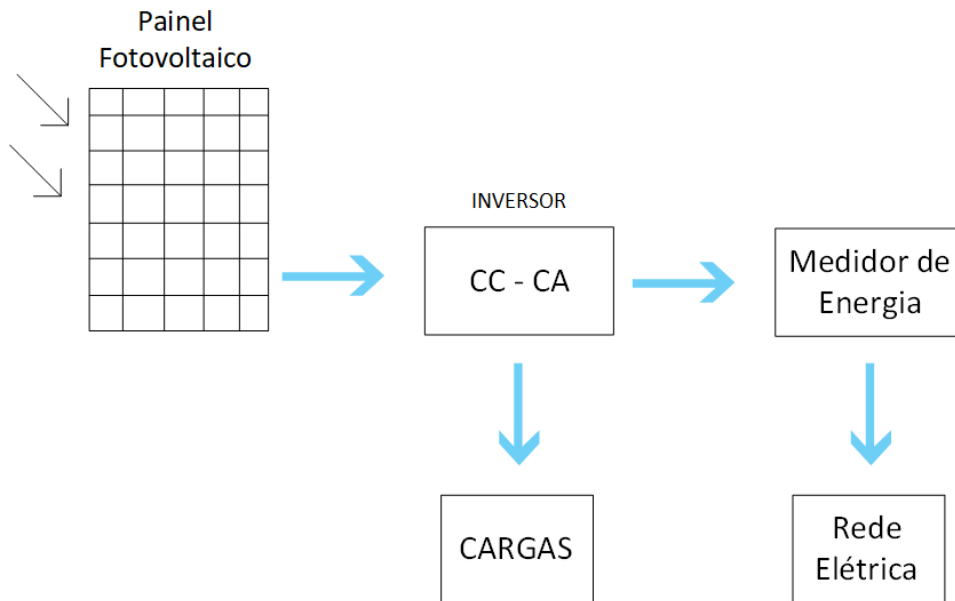


**Fonte: Autoria Própria**

Os sistemas *on-grid* (Figura 2) são acoplados ao sistema elétrico de potência, ou seja, o suprimento da demanda energética é dada pela concessionária e pela geração própria. Nos casos em que a geração fotovoltaica é inferior à demanda, a concessionária fornece o restante da energia necessária. Já nos momentos em que a geração própria é superior à demanda, o excedente é enviado à rede elétrica da concessionária. Nesse tipo de sistema, não é necessário utilizar baterias para armazenar

a energia gerada, visto que a mesma está sempre sendo utilizada.

**Figura 2: Sistema típico *on-grid***

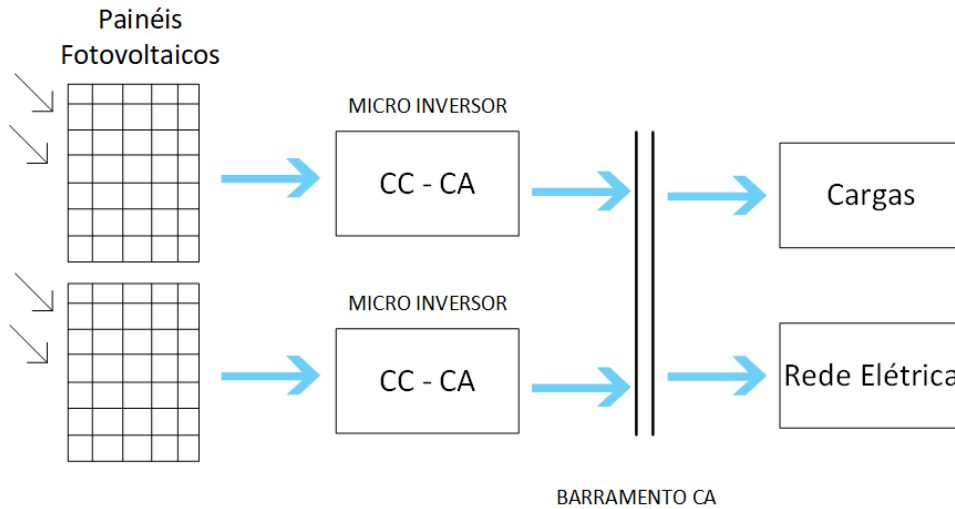


**Fonte: Autoria Própria**

O inversor de tensão usado em sistemas *on-grid*, por sua vez, é mais complexo do que o utilizado nos sistemas *off-grid* pois pelo fato de haver uma conexão com o sistema elétrico de potência, a tensão gerada pelo inversor deve estar sincronizada com a da rede elétrica.

Dentre os sistemas de geração fotovoltaica, o conceito de geração com micro inversores (Figura 3) se sobrepõe aos demais quando o quesito eficiência e confiabilidade se tornam referência. Nesse tipo de sistema, cada módulo fotovoltaico possui seu próprio mecanismo de controle e processamento de energia. Isso aumenta a eficiência do conjunto pois a máxima potência sempre é extraída do módulo fotovoltaico, o que não aconteceria se os módulos trabalhassem em conjunto pois no caso de um módulo se encontrar em situações adversas, como sombreamento, por exemplo, a geração de todo o sistema seria afetada. Além disso, essa filosofia dá maior confiabilidade ao sistema pois as falhas são pontuais e a correção dos módulos podem ser feitas maneira individual.

**Figura 3: Sistema típico de geração com micro inversores**

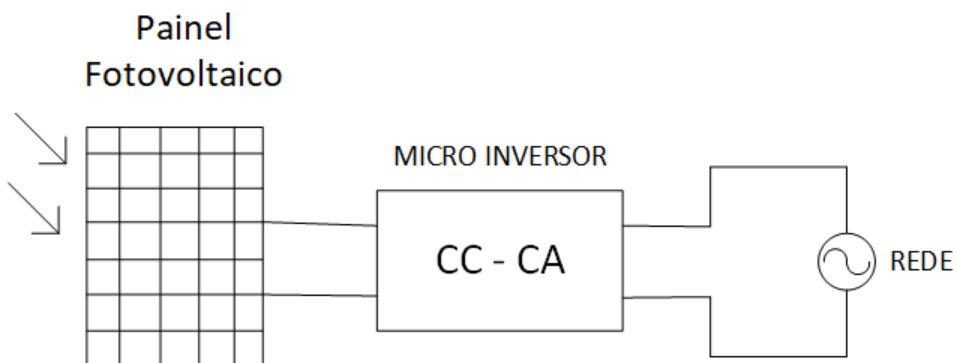


**Fonte: Autoria Própria**

Quanto aos inversores, existem basicamente duas abordagens: estágio único ou múltiplos estágios.

Os inversores de estágio único (Figura 4) realizam as etapas de elevação e inversão da tensão dos painéis em um único módulo, possuem circuitos relativamente simples porém com sistemas de controle de maior complexidade, visto que os estágios dedicados são excluídos e por consequência, os graus de liberdade.

**Figura 4: Micro inversor de um estágio**

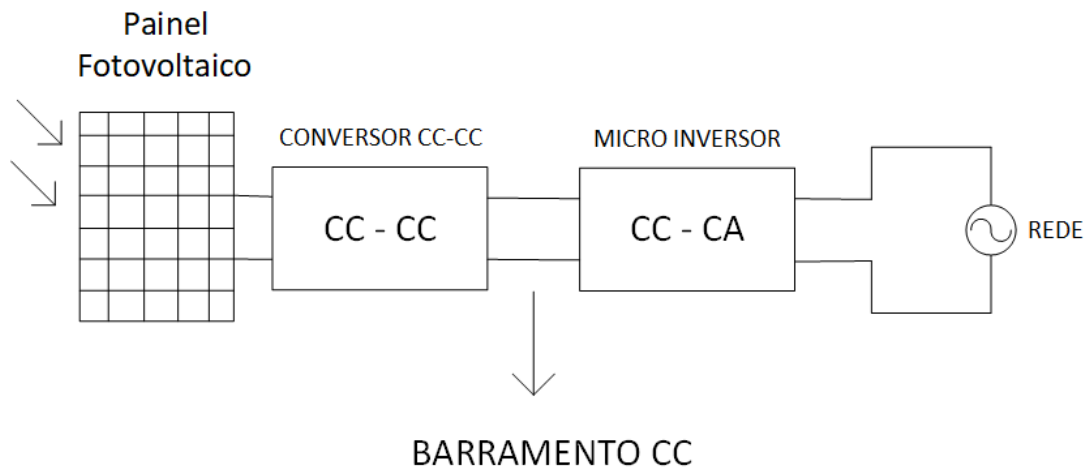


**Fonte: Autoria Própria**

Já os inversores de múltiplos estágios (Figura 5) possuem mais de uma etapa de conversão de potência. Geralmente dois estágios são utilizados: a criação de um barramento estável CC e a etapa de inversão.



**Figura 5: Micro inversor de dois estágios**



**Fonte: Autoria Própria**

Dado o contexto, se faz necessário criar um barramento CC estável através do uso de conversores CC-CC de alto ganho para que a etapa de inversão possa ocorrer posteriormente.

### 1.1 PROBLEMA

O trabalho trata de uma maneira de processar a energia gerada por painéis fotovoltaicos em um estágio CC com maior rendimento através de um conversor estático de alto ganho.

### 1.2 HIPÓTESE

A pesquisa trata do desenvolvimento de um conversor CC-CC de alto ganho visando alto rendimento e se utilizando de uma topologia simples tal qual os circuitos auxiliares empregados.

### 1.3 OBJETIVOS

Primeiramente propor um modelo matemático idealizado e validá-lo através de resultados de simulação computacional. Posteriormente construir um protótipo e comparar com os resultados teóricos obtidos.

## 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esse trabalho é composto por cinco capítulos. O primeiro traz uma introdução sobre o tema e a relevância do projeto.

O segundo capítulo apresenta o referencial teórico utilizado para contextualizar o leitor sobre as topologias similares ao projeto aqui desenvolvido e conceitos básicos sobre conversores CC-CC de alto ganho.

O terceiro capítulo traz a apresentação do conversor proposto em regime permanente, seu desenvolvimento matemático, aspectos relacionados a possíveis alterações de polaridade do transformador e uma análise da dispersão do seu fluxo magnético.

O quarto capítulo traz resultados de simulação obtidos pelo software PSIM™ e os resultados do protótipo do conversor.

Por fim, o quinto capítulo traz as discussões pertinentes aos resultados obtidos.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

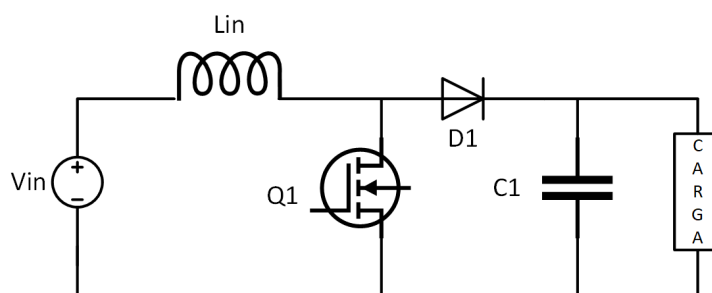
Para desenvolver a topologia proposta, se faz necessário um breve histórico sobre as tecnologias já existentes que tratam sobre o mesmo tema. Nesse referencial, então, serão enfatizadas as topologias de conversores de alto ganho que possuem características similares à proposta.

A característica de baixa ondulação da corrente de entrada é buscada nesse tipo de aplicação pois essa variação impacta negativamente na eficiência do painel fotovoltaico. Conforme observado por (KHATEB AHMAD H.; RAHIM, 2015), uma ondulação com um valor eficaz igual a 5% da corrente obtida no ponto de máxima transferência de potência resulta em uma redução de 2,7% na potência entregue pelo painel, enquanto uma ondulação de 8% resulta em uma redução de 6,83%, o que é muito significativo quando se busca máxima eficiência.

Ao evidenciar o problema da variação da corrente de saída dos painéis fotovoltaicos, se faz importante a procura por conversores que naturalmente possuam filtros indutivos de entrada. Assim não é necessário empregar componentes extras na topologia, gerando maiores custos e perdas energéticas.

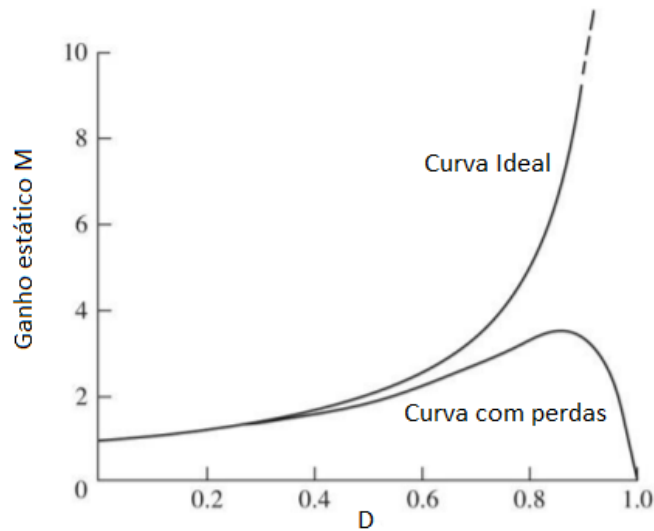
O conversor *boost* clássico (Figura 6) é um exemplo de conversor elevador, porém seu uso é limitado devido ao fato de que, ao aumentar a razão cíclica de operação para buscar maiores ganhos de tensão, as perdas relacionadas às não idealidades dos elementos se tornam muito significativas, conforme ilustra a Figura 7, inviabilizando a utilização do conversor nessas situações (MOHAN T. M. UNDELAND, 1995).

**Figura 6: Boost clássico**



**Fonte: Autoria própria**

**Figura 7: Curva de ganho do conversor *boost* ideal e real**

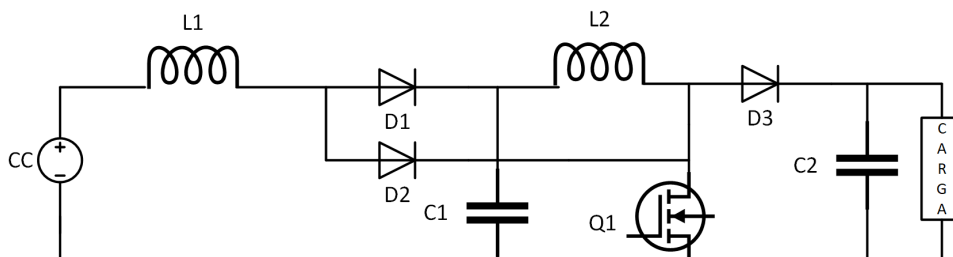


**Fonte: Autoria própria**

Para contornar esse problema, diversas topologias baseadas no conversor *boost* foram e ainda estão sendo desenvolvidas. Algumas alternativas ao *boost* clássico com a finalidade de operar em razões cíclicas inferiores e reduzir os estresses de corrente nos componentes e diminuir as perdas podem ser citadas. Técnicas de cascadeamento, indutores acoplados e células multiplicadoras de tensão são exemplos de circuitos baseados ou associados ao conversor *boost*.

Com a técnica de cascadeamento (figura 8) é possível obter ganhos mais elevados, porém peca pela inserção de muitos componentes e pelo rendimento reduzido, visto que o rendimento total do sistema tende a ser o produto entre os rendimentos dos conversores individualmente os componentes de saída do conversor. Além disso, os componentes do estágio de saída tem maiores esforços de corrente e tensão quanto utilizados para altas potências (LUO F.L.; YE, 2004) .

**Figura 8: *Boost* cascadeado**



**Fonte: Adaptado de (LUO F.L.; YE, 2004)**

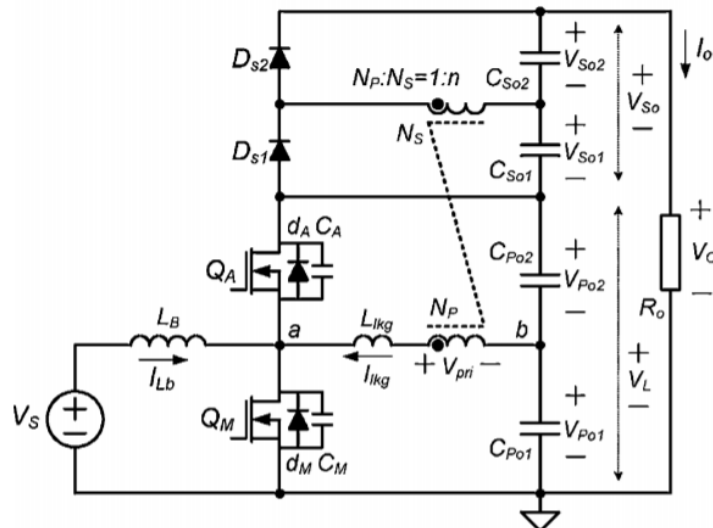
Já com a inserção de células multiplicadoras de tensão, é possível alcançar



quais alguns componentes do conversor estão submetidos, e para aliviar esses estresses algumas técnicas de divisão de esforços de tensão através do uso de conversores integrados podem ter impactos positivos.

Como alternativa, então, a topologia integrada (*Nonisolated High Step-Up Stacked Converter Based on Boost-Integrated Isolated Converter*) é proposta por (YOUN, 2011) (Figura 11). Os esforços de tensão dos capacitores, ainda que não igualmente, foram divididos e um magnético a menos foi utilizado. A técnica ZVS utilizada, por sua vez, demanda um interruptor a mais.

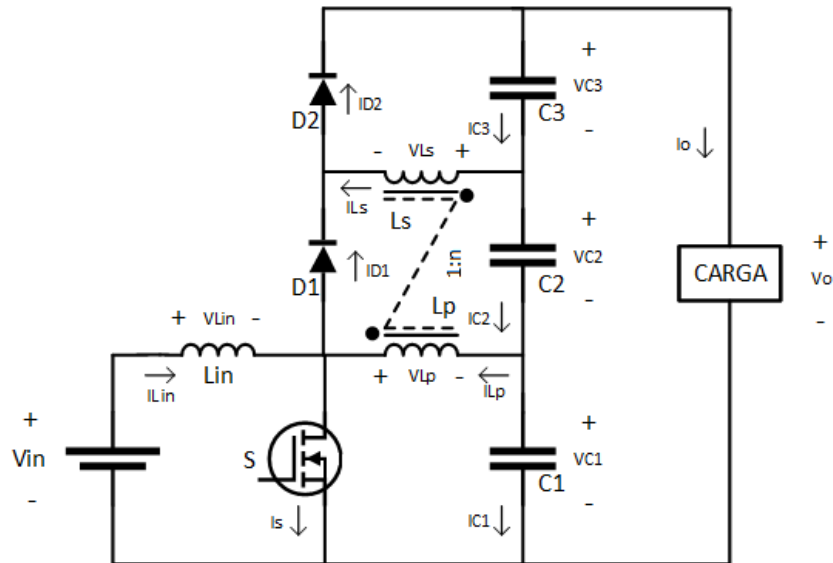
**Figura 11: *Nonisolated High Step-Up Stacked Converter Based on Boost-Integrated Isolated Converter***



Fonte: (YOUN, 2011)

Baseado na topologia apresentada em (YOUN, 2011), um conversor é proposto neste trabalho. De forma a buscar simplicidade e menor custo, o conversor apresentado (figura 12) emprega apenas um interruptor e um circuito dedicado comercial de baixo custo pode ser utilizado para a geração dos pulsos de comando. Além disso, apenas três capacitores são utilizados.

**Figura 12: Conversor proposto**



**Fonte: Autoria Própria**

Nota-se que o estágio de entrada da topologia proposta é baseado na ação *boost* com um indutor de entrada e que o transformador, em conjunto com os capacitores, desempenha o papel de uma célula multiplicadora de tensão podendo proporcionar altas taxas de ganho estático.

Percebe-se também que não se faz necessária a utilização de circuitos auxiliares de grampeamento de tensão no interruptor S pois a mesma fica automaticamente limitada à tensão máxima de saída. Essa característica favorece o baixo custo e simplicidade na implementação do projeto.

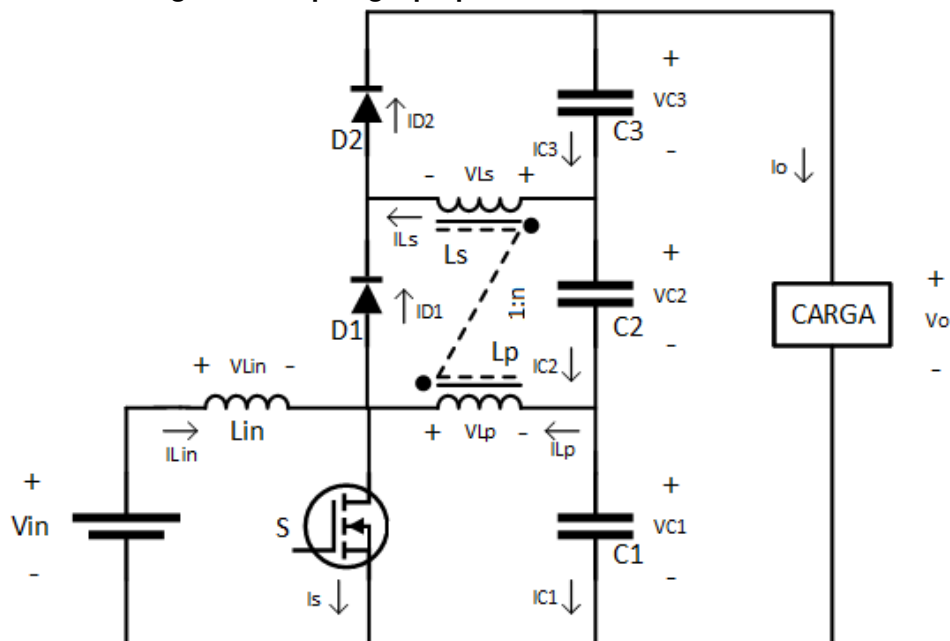
### 3 CONVERSOR DE ALTO GANHO AUTO GRAMPEADO BASEADO NO CONVERSOR *BOOST INTEGRADO*

Nesse capítulo será abordado o funcionamento do conversor proposto através da análise matemática do seu modelo idealizado em regime permanente, as alterações decorrentes da mudança da polaridade de sua bobina secundária e os impactos da dispersão do fluxo magnético do transformador.

#### 3.1 ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSOR IDEAL EM REGIME PERMANENTE

A topologia proposta é composta por uma fonte ( $V_{in}$ ) representando a tensão gerada por um painel fotovoltaico, um interruptor ( $S$ ), dois diodos ( $D1$  e  $D2$ ), três capacitores ( $C1$ ,  $C2$  e  $C3$ ) e um transformador composto pela bobina primária ( $L_p$ ), secundária ( $L_s$ ) e uma relação de transformação ( $n$ ) conforme a Figura 13.

Figura 13: Topologia proposta



Fonte: Autoria própria

Para esse estudo, será considerada a operação do conversor em regime permanente. Por esse motivo, e para facilitar a análise, algumas considerações serão adotadas, tais como:

- A tensão nos capacitores  $C1$ ,  $C2$  e  $C3$  serão consideradas constantes;



- Perdas de comutação e condução não serão contabilizadas;
- Por questões de complexidade, o comportamento da corrente  $i_{Lp1}$  será considerado como uma reta crescente de zero a um valor máximo que será estimado ao realizar uma média.

Em um primeiro momento, a influência da dispersão será desconsiderada e a relação de tensão entre primário e secundário do transformador será ideal. Posteriormente uma análise discorrerá sobre os efeitos da dispersão.

As relações de corrente e tensão do transformador em um primeiro momento serão consideradas ideais e dadas pelas equações 1 e 2.

$$v_{Ls} = n.v_{Lp} \quad (1)$$

$$n = \frac{\dot{i}_{Lp}}{\dot{i}_{Ls}} \quad (2)$$

Em regime permanente as tensões médias dos indutores e as correntes médias dos capacitores são nulas, conforme o balanço Volt-segundo e Ampere-segundo, respectivamente. Sendo assim, através de uma análise de malha dada pelas equações 3 e 4 pode-se inferir a equação 5.

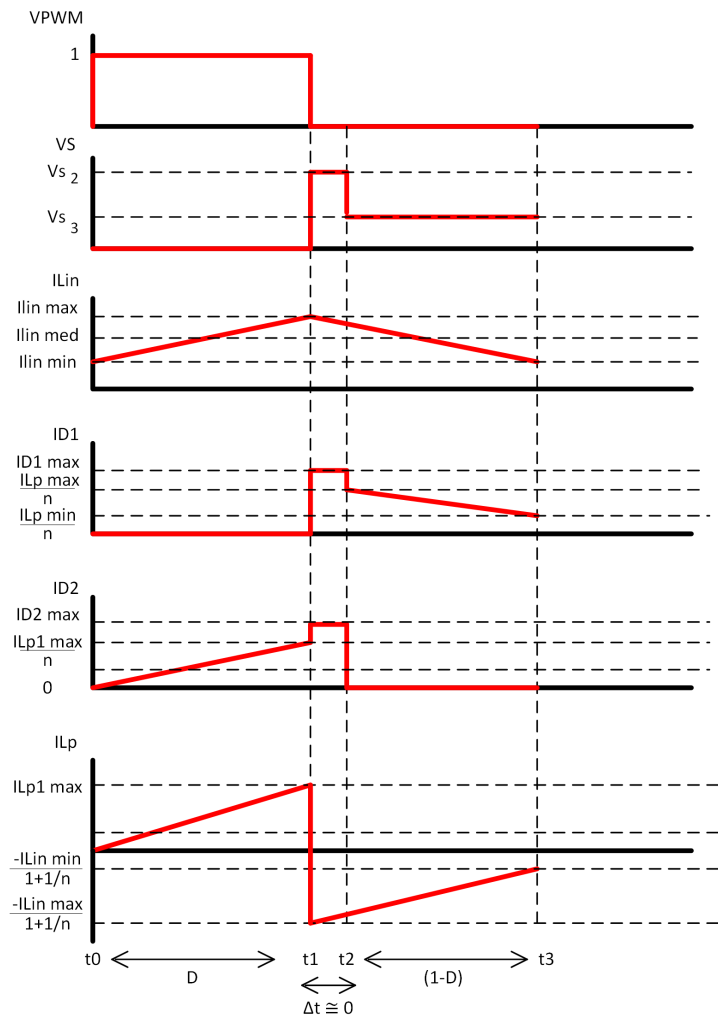
$$-V_{in} + V_{Linmed} + V_{Lpmed} + V_{C1} = 0 \quad (3)$$

$$V_{in} = V_{C1} \quad (4)$$

$$V_{C3} = n.V_{C1} = n.V_{in} \quad (5)$$

O conversor possui três etapas básicas de operação, porém a segunda etapa apenas ocorre ao considerar as indutâncias de dispersão do transformador e será abordada posteriormente. Apenas a primeira e a terceira etapa serão relevantes para o desenvolvimento matemático do sistema nesse momento, visto que o período da segunda etapa é extremamente curto e pode ser desprezado no cálculo dos valores médios dos outros componentes.

As formas de onda para o conversor proposto são exemplificadas na figura 14.

**Figura 14: Formas de onda do conversor**

**Fonte: Autoria própria**

Na primeira etapa ( $t_0$  a  $t_1$ ), conforme a Figura 15, o interruptor é fechado e a tensão  $V_{in}$  é aplicada ao indutor  $L_{in}$  e, ao ser feito seu balanço de energia, obtêm-se as equações 6 e 7.

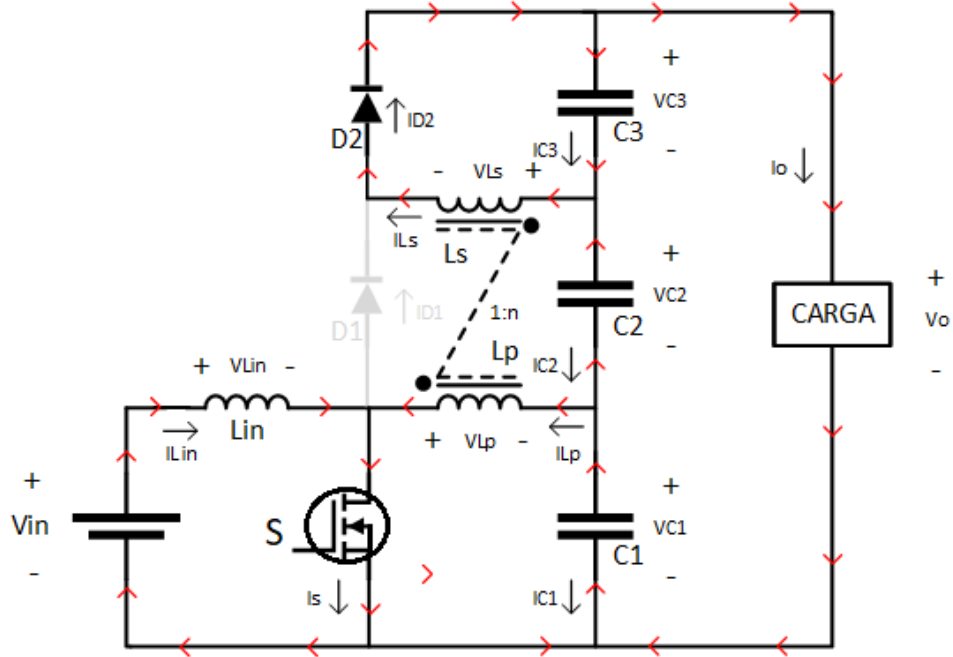
$$v_{Lin1} \cdot D + v_{Lin3} \cdot (1 - D) = 0 \quad (6)$$

$$v_{Lin3} = \frac{V_{in} \cdot D}{(1 - D)} \quad (7)$$

De forma análoga, a tensão  $V_{C1}$  é aplicada a  $L_p$  e ao fazer o balanço de energia, obtêm-se as equações 8, 9 e 10.

$$v_{Lp1} = -V_{C1} \quad (8)$$

Figura 15: Primeira etapa de operação



Fonte: Autoria própria

$$-V_{C1} \cdot D + v_{Lp3} \cdot (1 - D) = 0 \quad (9)$$

$$v_{Lp3} = \frac{V_{C1} \cdot D}{(1 - D)} \quad (10)$$

As tensões do secundário  $L_s$  do transformador também são definidas pelas equações 11 e 12.

$$v_{Ls1} = n \cdot -V_{C1} \quad (11)$$

$$v_{Ls3} = \frac{n \cdot V_{C1} \cdot D}{(1 - D)} \quad (12)$$

O diodo  $D_2$  entra em condução, enquanto  $D_1$  está em corte. Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  começam a se descarregar e  $C_3$  inicia seu processo de armazenamento de energia.

A corrente no interruptor é dada pela equação 13.

$$i_{s1}(t) = i_{Lin1}(t) + i_{Lp1}(t) \quad (13)$$

Partindo da equação básica de tensão em um indutor através da equação 14 encontra-se o *ripple* de corrente em  $L_{in}$  dado pela equação 15. De maneira ideal,

a potência de saída deve ser igual à potência de entrada ( equação 16). Assim, o valor médio da corrente de entrada é dado pela equação 17 e os valores máximos e mínimos de  $i_{Lin}$  são encontrados pelas equações 18 a 21.

$$V_{Lin} = L_{in} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (14)$$

$$\Delta i = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{L_{in}} \quad (15)$$

$$V_o \cdot I_o = V_{in} \cdot I_{Linmed} \quad (16)$$

$$I_{Linmed} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{in}} \quad (17)$$

$$I_{Linmax} = I_{Linmed} + \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{in}} \quad (18)$$

$$I_{Linmax} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{in}} + \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{in}} \quad (19)$$

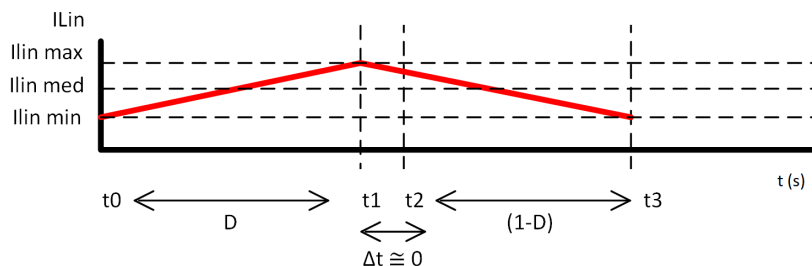
$$I_{Linmin} = I_{Linmed} - \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{in}} \quad (20)$$

$$I_{Linmin} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{in}} - \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_{in}} \quad (21)$$

Tendo o ponto máximo e mínimo, pode-se então determinar o comportamento da corrente  $i_{Lin}$  nesse período ( $t_0$  a  $t_1$ ) de acordo com a reta dada pela equação 22 e pela figura 16.

$$i_{Lin1}(t) = \frac{(I_{Linmax} - I_{Linmin}) \cdot (-D \cdot T_s + t)}{D \cdot T_s} + I_{Linmax} \quad (22)$$

**Figura 16: Corrente no indutor  $L_{in}$**



**Fonte: Autoria própria**

Após feitas as considerações relacionadas à corrente  $i_{Lp}$  durante a primeira etapa de operação, pode-se então aproximá-la por uma reta, partindo de zero até um valor máximo e considerando que a corrente média do transformador é nula para essa topologia e, portanto, as áreas de  $i_{Lp3}$  e  $i_{Lp1}$  devem coincidir. Considerando que a corrente  $i_{Lp3}$  é dada por uma fração da corrente de entrada  $i_{Lin}$ , e que para o cálculo de  $i_{Lp1}$  será considerada constante (equação 17), pode-se encontrar o valor máximo de  $i_{Lp1}$  (equações 23 e 24) e então definir a equação da reta correspondente (equação 25).

$$\frac{D \cdot I_{Lp1max}}{2} = \frac{I_{Linmed}}{1 + \frac{1}{n}} \cdot (1 - D) \quad (23)$$

$$I_{Lp1max} = \frac{\frac{I_{Linmed}}{1 + \frac{1}{n}} \cdot (1 - D) \cdot 2}{D} \quad (24)$$

$$i_{Lp1}(t) = \frac{I_{Lp1max} \cdot t}{D \cdot T_s} \quad (25)$$

Partindo da equação 13 determina-se a corrente  $i_{s1}$  através da equação 26.

$$i_{s1}(t) = \frac{(I_{Linmax} - I_{Linmin}) \cdot (-D \cdot T_s + t)}{D \cdot T_s} + I_{Linmax} + \frac{I_{Lp1max} \cdot t}{D \cdot T_s} \quad (26)$$

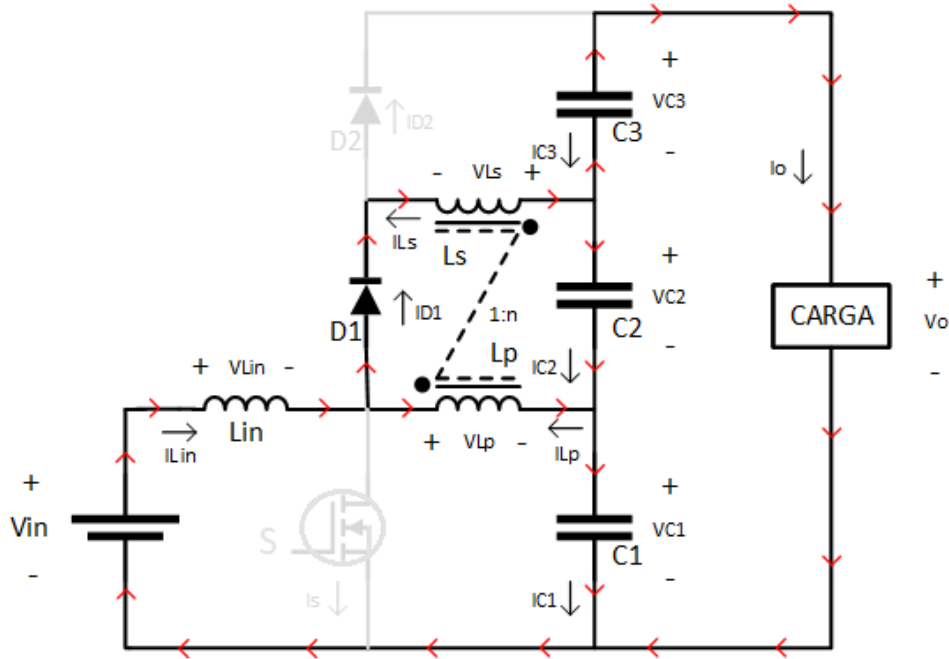
Nesse período, a corrente no diodo  $D_1$  é nula e a corrente em  $D_2$  é igual à  $i_{Ls}$  conforme as equações 27 e 28.

$$i_{D11}(t) = 0 \quad (27)$$

$$i_{D21}(t) = i_{Ls1}(t) = \frac{i_{Lp1}(t)}{n} = \frac{I_{Lp1max} \cdot t}{D \cdot T_s \cdot n} \quad (28)$$

Na terceira etapa de operação, conforme a figura 17, passado o transitório de bloqueio do interruptor, a corrente  $i_s$  é nula (equação 29), o diodo  $D_2$  entra em corte e  $D_1$  passa a conduzir. A corrente  $i_{D23}$  é nula (equação 30) enquanto  $i_{D13}$  assume o mesmo valor da corrente  $i_{Ls3}$  do secundário do transformador (equação 31).

Figura 17: Terceira etapa de operação



Fonte: Autoria própria

Os pontos máximo e mínimo da corrente  $i_{Lin}$  nesse período também são dados pelas equações 19 e 21, porém agora a reta possui um coeficiente angular negativo e, de  $t_2$  a  $t_3$ ,  $i_{Lin3}$  tem um comportamento conforme a equação 32.

$$i_{s3}(t) = 0 \quad (29)$$

$$i_{D23}(t) = 0 \quad (30)$$

$$i_{D13}(t) = i_{Ls3}(t) \quad (31)$$

$$i_{Lin3}(t) = \frac{(I_{Linmin} - I_{Linmax}) \cdot (-D \cdot T_s + t)}{-D \cdot T_s + T_s} + I_{Linmax} \quad (32)$$

Ao fazer uma análise nodal nessa etapa (equações 33, 34 e 35) e considerar o sentido real das correntes, pode-se encontrar a corrente  $i_{Lp3}$  dada pela equação 36 nesse período ( $t_2$  a  $t_3$ ). A corrente  $i_{Ls3}$  é definida então por (2), (37) e (38).

$$i_{Lin3}(t) = -i_{Lp3}(t) - i_{Ls3}(t) \quad (33)$$

$$i_{Lin3}(t) = -i_{Lp3}(t) - \frac{i_{Lp3}(t)}{n} \quad (34)$$

$$i_{Lp3}(t) = -\frac{i_{Lin3}(t)}{1 + \frac{1}{n}} \quad (35)$$

$$i_{Lp3}(t) = \frac{\frac{(I_{Linmin} - I_{Linmax}) \cdot (-D \cdot T_s + t)}{-D \cdot T_s + T_s} + I_{Linmax}}{1 + \frac{1}{n}} \quad (36)$$

$$i_{Ls3}(t) = -\frac{i_{Lp3}(t)}{n} \quad (37)$$

$$i_{Ls3}(t) = \frac{\frac{(I_{Linmin} - I_{Linmax}) \cdot (-D \cdot T_s + t)}{-D \cdot T_s + T_s} + I_{Linmax}}{n + 1} \quad (38)$$

A corrente  $I_o$  de saída do conversor pode ser dada pela corrente média do diodo  $D_1$  conforme as equações 27, 38 e 39.

$$I_o = I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D \cdot T_s} i_{Ls1}(t) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} i_{Ls3}(t) dt \right) \quad (39)$$

Ao analisar a malha inferior do circuito, nota-se que a tensão do interruptor S para a terceira etapa de operação é dada pela soma da tensão de entrada com a tensão do indutor  $L_{in}$  referente a essa etapa (equação 7) e é dada pela equação 12.

$$v_{s3} = V_{in} + v_{Ls3} \quad (40)$$

Ao equacionar a malha central do circuito nessa etapa (equações 41 e 42), e através da equação 7, é possível encontrar a tensão  $V_{C2}$  (equação 43).

$$V_{C2} - v_{Lp3} - n \cdot v_{Lp3} = 0 \quad (41)$$

$$V_{C2} = v_{Lp3} \cdot (1 + n) \quad (42)$$

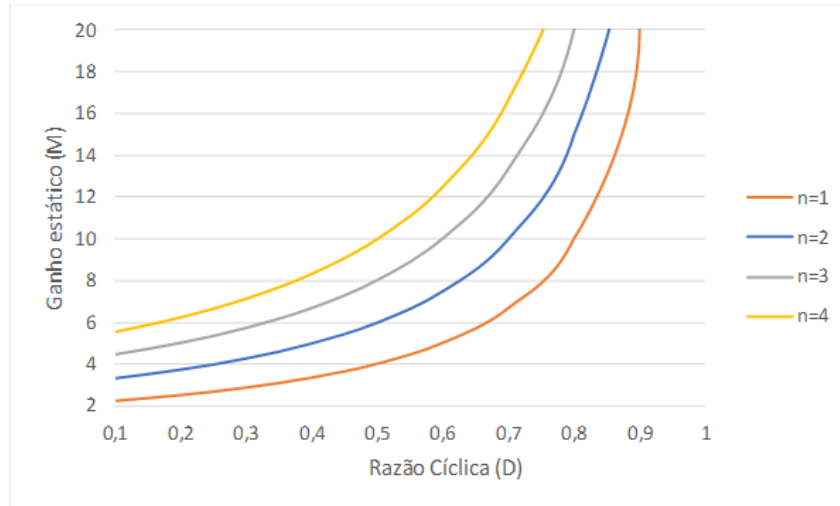
$$V_{C2} = \frac{V_{in} \cdot D}{1 - D} \cdot (1 + n) \quad (43)$$

Com  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $V_{C3}$  conhecidos (equações 4, 5 e 43) é possível encontrar o ganho de tensão M para o modo de operação contínuo do conversor (equação 44).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{C1} + V_{C2} + V_{C3}}{V_{in}} = \frac{V_{in} + \frac{V_{in} \cdot D}{1 - D} \cdot (1 + n) + n \cdot V_{in}}{V_{in}} = \frac{1 + n}{1 - d} \quad (44)$$

A figura 18 ilustra o comportamento do ganho estático através da variação da razão cíclica para o conversor ideal e para diversas relações de transformação.

**Figura 18: Ganho estático x razão cíclica**



**Fonte: Autoria própria**

Com os valores de tensão e corrente já especificados para todas as etapas de operação do conversor, é possível levantar os valores médios e eficazes, respectivamente, de  $i_{Lin}$  ( equações 45 e 46 ),  $i_{Lp}$  ( equações 47 e 48 ),  $i_{Ls}$  ( equações 49 e 50 ),  $i_{D1}$  ( equações 51 e 52 ),  $i_{D2}$  ( equações 53 e 54 ),  $i_s$  ( equações 55 e 56 ), e eficazes de  $v_{Lp}$  ( equação 58 ) e  $v_{Ls}$  ( equação 57 ).

$$I_{Linmed} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{Lin1}(t)) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{Lin3}(t)) dt \right) \quad (45)$$

$$I_{LinRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{Lin1}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{Lin3}(t))^2 dt \right)} \quad (46)$$

$$I_{Lpmed} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{Lp1}(t)) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{Lp3}(t)) dt \right) \quad (47)$$

$$I_{LpRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{Lp1}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{Lp3}(t))^2 dt \right)} \quad (48)$$

$$I_{Lsmed} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{Ls1}(t)) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{Ls3}(t)) dt \right) \quad (49)$$

$$I_{LsRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{Ls1}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{Ls3}(t))^2 dt \right)} \quad (50)$$



$$I_{D1med} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{D11}(t)) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{D13}(t)) dt \right) \quad (51)$$

$$I_{D1RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{D11}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{D13}(t))^2 dt \right)} \quad (52)$$

$$I_{D2med} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{D21}(t)) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{D23}(t)) dt \right) \quad (53)$$

$$I_{D2RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{D21}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{D23}(t))^2 dt \right)} \quad (54)$$

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{s1}(t)) dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{s3}(t)) dt \right) \quad (55)$$

$$I_{SRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (i_{s1}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (i_{s3}(t))^2 dt \right)} \quad (56)$$

$$V_{LsRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (v_{Ls1}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (v_{Ls3}(t))^2 dt \right)} \quad (57)$$

$$V_{LpRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D.T_s} (v_{Lp1}(t))^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} (v_{Lp3}(t))^2 dt \right)} \quad (58)$$

Para dimensionar os capacitores é necessário encontrar as correntes médias que circulam por eles ao menos em uma etapa de operação e partir da equação básica dos capacitores. A capacitância C1 é calculada então pelas equações 59 a 62.

$$I_C = C \cdot \frac{dV_c}{dT} \quad (59)$$

$$C = I_C \cdot \frac{\Delta T}{\Delta V_c} \quad (60)$$

$$IC1_{3med} = I_{in3med} - I_{o3med} = \frac{V_o^2}{R \cdot V_{in}} - \frac{V_o}{R} \quad (61)$$

$$C1 = \frac{\left( \frac{V_o^2}{R \cdot V_{in}} - \frac{V_o}{R} \right) \cdot (1 - D) \cdot T_s}{\Delta V_c} \quad (62)$$

De modo análogo, C2 e C3 podem ser encontrados pelas equações 63 a 66.

$$IC2_{1_{med}} = I_{o_{med}} = \frac{V_o}{R} \quad (63)$$

$$C2 = \frac{\left(\frac{V_o}{R}\right) \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_c} \quad (64)$$

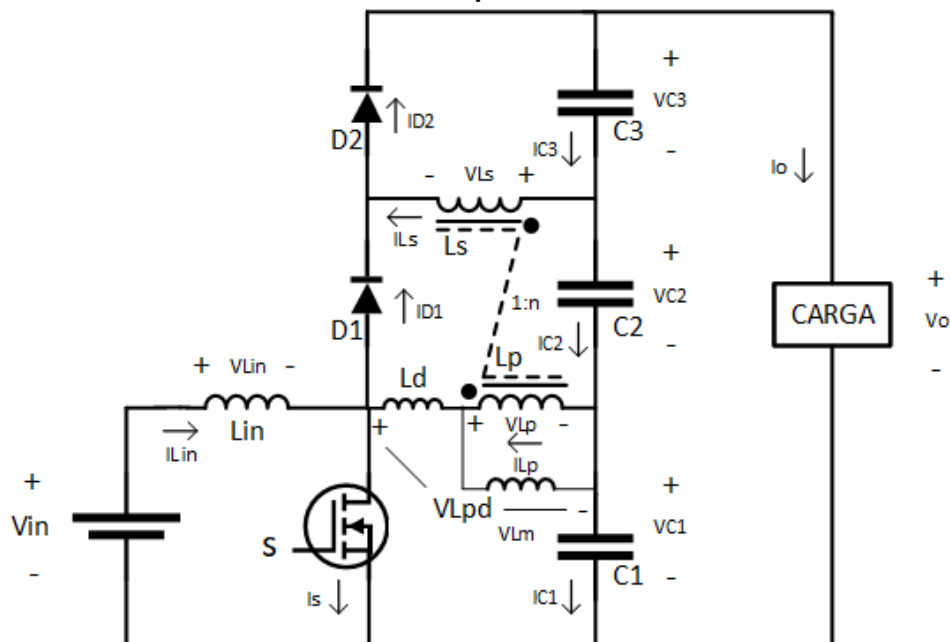
$$IC3_{3_{med}} = I_{o_{med}} = \frac{V_o}{R} \quad (65)$$

$$C3 = \frac{\left(\frac{V_o}{R}\right) \cdot (1 - D) \cdot T_s}{\Delta V_c} \quad (66)$$

### 3.2 EFEITO DA DISPERSÃO DE FLUXO MAGNÉTICO DO TRANSFORMADOR NO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

A modelagem do conversor feita na seção 3.1 é bastante idealizada e despreza o efeito da dispersão de fluxo magnético que ocorre no transformador durante a operação do conversor. O modelo inicial será então incrementado conforme a figura 19.

**Figura 19: Topologia avaliada com acréscimo da indutância de dispersão**



Fonte: Autoria própria

A fim de levar em conta a dispersão de fluxo magnético sem tornar a análise tão complexa, um fator de acoplamento magnético ( $k$ ) será inserido na modelagem. Dessa maneira é possível estimar a interferência da indutância de dispersão ( $L_d$ ) e da indutância magnetizante ( $L_m$ ) no funcionamento do conversor através de uma razão definida pela equação 67.

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_d} \quad (67)$$

As tensões  $V_{Lp}$  e  $V_{Ls}$  passam então a ser definidas pelas equações 68 e 69, respectivamente.

$$V_{Lp} = \frac{L_m}{L_d + L_m} \cdot V_{Lpd} = k \cdot V_{Lpd} \quad (68)$$

$$V_{Ls} = n \cdot k \cdot V_{Lpd} \quad (69)$$

Partindo das equações 1, 4, 5 e 42 e com um desenvolvimento análogo ao feito para o modelo ideal, as tensões  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $V_{C3}$  passam a ser definidas pelas equações 70, 71 e 72.

$$V_{C1} = V_{in} \quad (70)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{in} \cdot D}{(1 - D)} \cdot (1 + n \cdot k) \quad (71)$$

$$V_{C3} = n \cdot V_{in} \cdot k \quad (72)$$

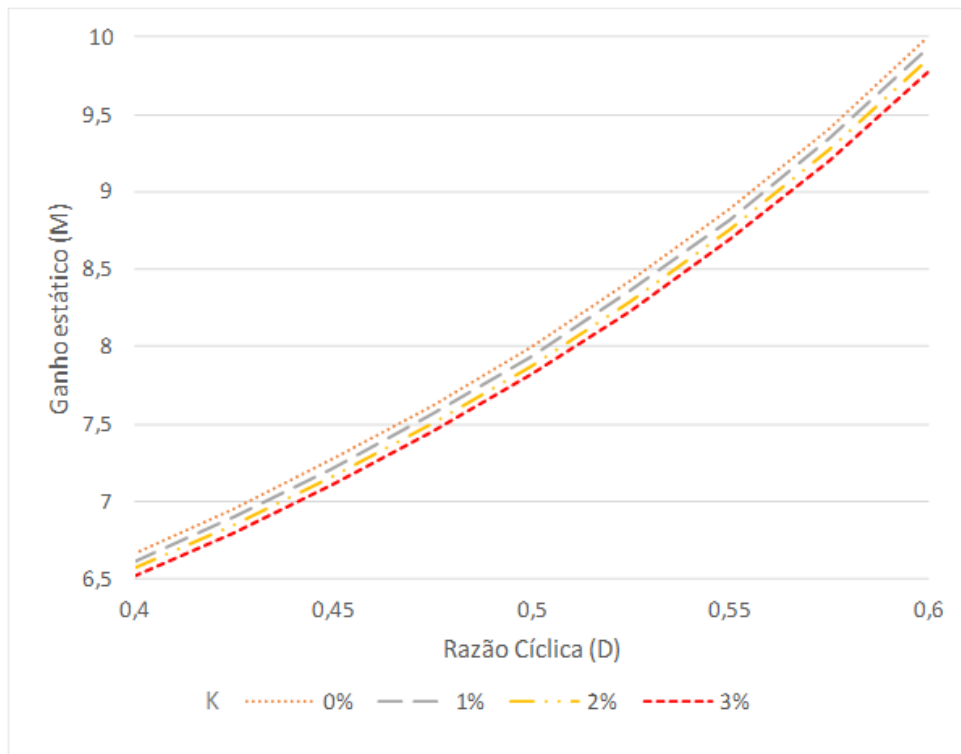
As tensões médias  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $V_{C3}$  se alteram (equações 70, 71 e 72) e consequentemente o ganho estático do conversor passar a ser dado pela equação 73.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{C1} + V_{C2} + V_{C3}}{V_{in}} = \frac{V_{in} + \frac{V_{in} \cdot D}{(1 - D)} \cdot (1 + n \cdot k) + n \cdot V_{in} \cdot k}{V_{in}} = \frac{k \cdot n + 1}{d - 1} \quad (73)$$

Pelo fato do arranjo magnético entre  $L_p$  e  $L_s$  ser projetado como um transformador, a indutância de dispersão tende a ser inferior do que seria se o arranjo se tratasse de um indutor acoplado com a necessidade de um entreferro. Sendo assim, os valores utilizados para a análise da indutância de dispersão serão de no máximo

3% do valor da indutância magnetizante. A figura 20 ilustra a degradação do ganho estático do conversor pela porcentagem da indutância de dispersão em relação à magnetizante para um intervalo da razão cíclica.

**Figura 20: Degradação do ganho estático pela indutância de dispersão**



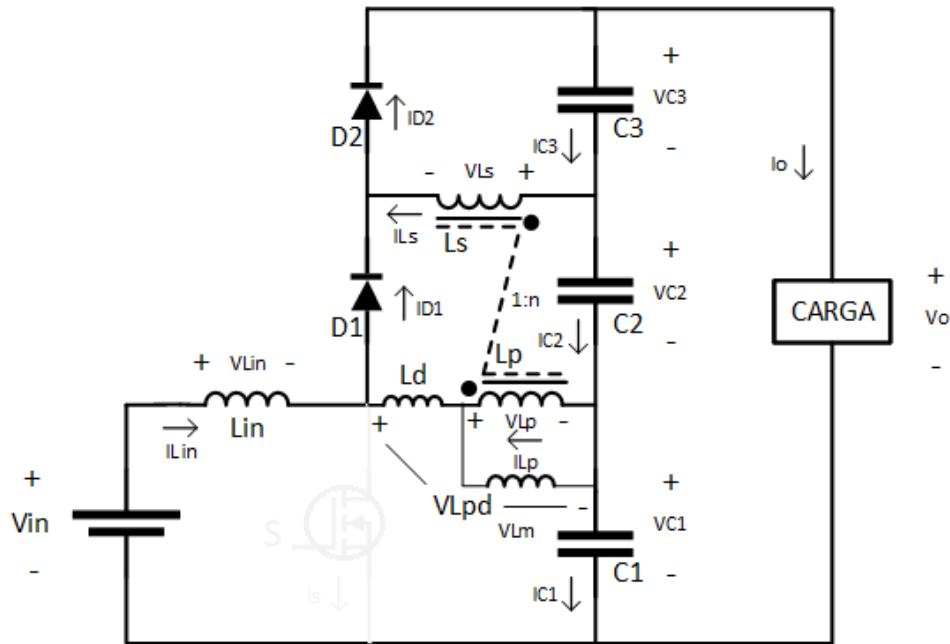
**Fonte: Autoria própria**

Como pode-se observar na figura 20, o impacto da dispersão do transformador no ganho do conversor é praticamente nulo, o que é uma boa característica visto que não exige tanto preciosismo na confecção do mesmo.

Além da análise do impacto no ganho estático quando consideradas as indutâncias de dispersão do transformador, surge uma nova etapa de operação do conversor na qual ocorre o auto grampeamento.

Na segunda etapa de operação ( $t_1$  a  $t_2$ ), ilustrada pela figura 21, o interruptor S é comandado a bloquear mas o diodo  $D_2$  segue conduzindo pois há uma indutância de dispersão em série e ainda há corrente circulando pela malha. O diodo  $D_1$  entra em condução simultaneamente com o diodo  $D_2$ , e é nesse momento que ocorre o grampeamento de tensão sobre os terminais do interruptor S. O valor máximo de  $V_s$  é, portanto, dado pela equação 74.

Figura 21: Segunda etapa de operação



Fonte: Autoria própria

$$V_{smax} = V_o \quad (74)$$

Essa característica de auto grampeamento é bastante interessante pois a tensão máxima de pico no momento do bloqueio do interruptor é naturalmente fixada pela tensão de saída do conversor. Com os avanços de semicondutores com tecnologias tais como às CoolMos, onde os elementos apresentam resistências de condução reduzidas mesmo suportando tensões mais elevadas, a topologia proposta torna-se atrativa devido ao alto rendimento e reduzido número de componentes.

Outro ponto positivo dessa topologia é que os picos de corrente que ocorrem nos diodos durante período são transmitidos para os capacitores C2 e C3. Esse comportamento dá um caráter regenerativo para o conversor durante transientes de bloqueio, pois em outras topologias similares é necessário utilizar circuitos auxiliares dissipativos ou não, como *snubbers*, para processar esses transientes sem que ocorram danos aos componentes enquanto que nessa topologia esses transientes acabam auxiliando no processo de carregamento dos capacitores de saída.

Os picos de corrente dos diodos  $D_1$  ( $I_{D1max}$ ) e  $D_2$  ( $I_{D2max}$ ) se aproximam ao valor da soma das correntes do primário ( $I_{Lp3max}$ ) e da corrente de entrada  $I_{Lin}$  mo-

mentos antes ao bloqueio, tal como é descrito nas fórmulas 19, 24 e 75.

$$I_{D1max} = I_{D2max} = I_{Lp1max} + I_{Linmax} \quad (75)$$

A corrente  $i_{s2}$  é nula e  $i_{Lp2}$  e  $i_{Ls2}$  invertem o sentido, passando por zero. Por esse intervalo se tratar de um período extremamente curto, em valores médios essas correntes podem ser consideradas nulas conforme a equação 76.

$$i_{s2}(t) = i_{Lp2}(t) = i_{Ls2}(t) = 0 \quad (76)$$

Por esse tempo ser bastante pequeno e desprezível, nos demais cálculos o comportamento da corrente  $i_{Lin2}$  será considerado igual ao período imediatamente anterior e, portanto, igual a  $i_{Lin1}$ .

Uma análise matemática não ideal não faz parte do escopo deste trabalho, porém, ainda que pequena, existem indutâncias de dispersão associadas aos enrolamentos primário e secundário do transformador que trazem características positivas para a topologia.

No instante da comutação de bloqueio do interruptor S, a tensão gerada sobre o interruptor começa a subir, visto que a energia armazenada na indutância de dispersão do enrolamento primário deve ser descarregada. O diodo  $D_2$  segue em condução até que a energia armazenada na indutância de dispersão do enrolamento secundário seja descarregada.

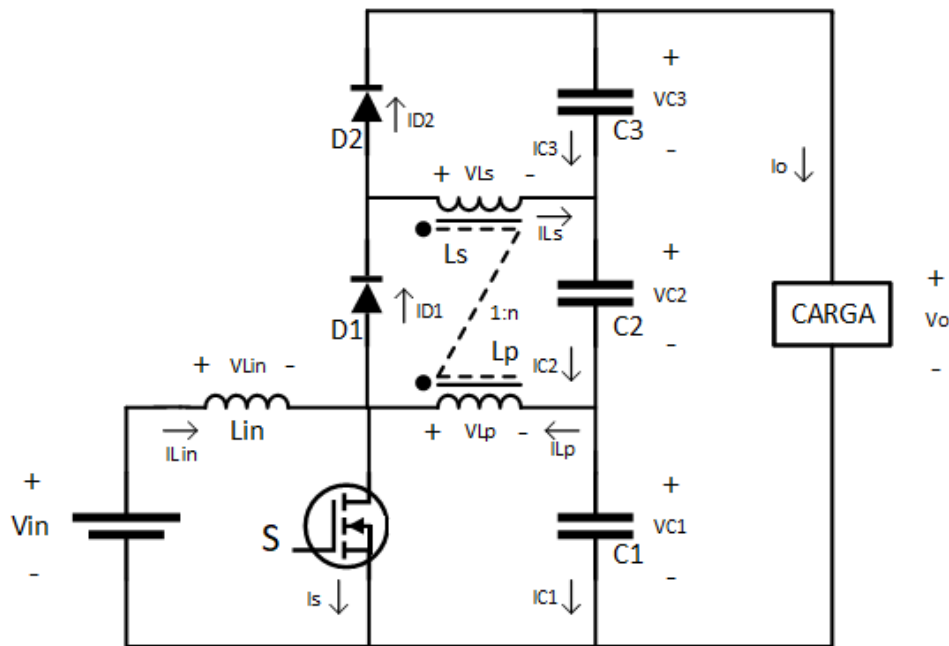
A energia armazenada na indutância de dispersão do secundário tende a ser baixa, visto que a corrente ali presente é pequena e que os valores de indutância são tipicamente baixos para um projeto de transformador bem executado e projetado. Por conta disso, o tempo necessário para que a energia presente nessa indutância de dispersão seja descarregada tende a ser pequeno, o que faz com que o diodo  $D_2$  bloqueie antes que a tensão do interruptor alcance o valor da tensão de saída.

Assim, é possível observar que as indutâncias de dispersão dos enrolamentos influenciam diretamente na tensão de grampeamento do interruptor Q, fazendo com que a mesma possa ser inferior à tensão de saída, o que é extremamente benéfico para diminuir as perdas relacionadas ao interruptor.

### 3.3 ALTERAÇÃO DA POLARIDADE DO SECUNDÁRIO DO TRANSFORMADOR

Ao se alterar a polaridade do secundário  $L_s$  (figura 22) na topologia apresentada na seção 3.1 o funcionamento do conversor se altera e surgem variações nas etapas de operação e no ganho estático (M), por exemplo. Essa característica é interessante pois proporciona características de operação distintas para a mesma topologia, o que dá um caráter versátil ao conversor.

**Figura 22: Conversor com polaridade do secundário invertida**



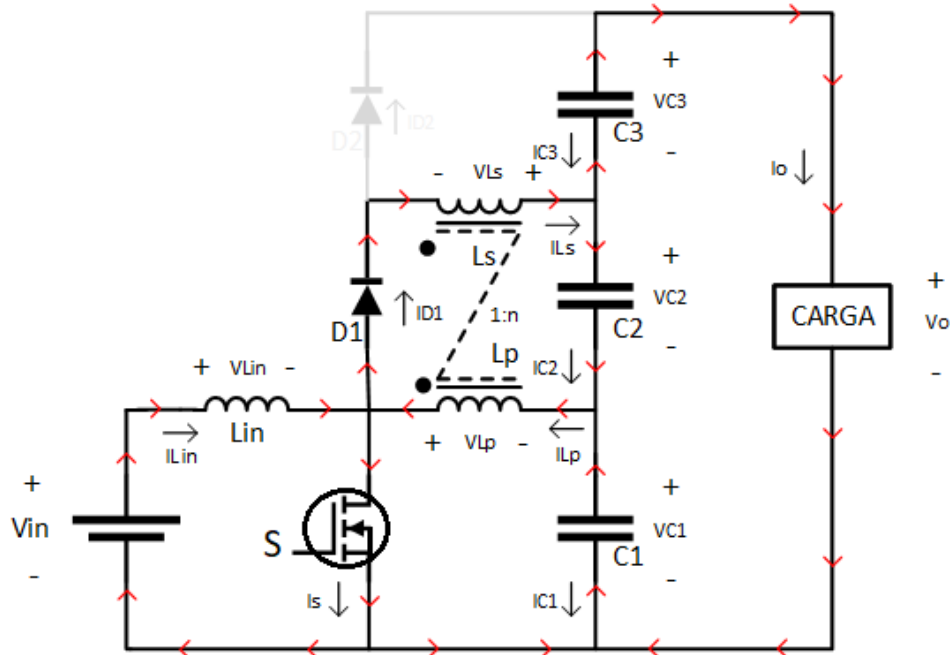
Fonte: Autoria própria

Na primeira etapa de operação ( figura 23) o interruptor S está fechado,  $D_1$  conduz e  $D_2$  está em corte, invertendo-se então o estado dos diodos em relação à primeira configuração apresentada nesse capítulo. O comportamento da corrente de entrada  $i_{Lin2}$  nesse período é idêntico à equação 22 já determinada. Visto que a corrente  $i_{Lp3}$  é igual a  $i_{Lin3}$ , conforme será explicitado na explicação da terceira etapa de operação, uma aproximação similar (equação 25), já feita anteriormente, de  $i_{Lp1}$  pode ser feita conforme a (equação 77). A corrente  $i_{Ls1}$  é dada pela equação 78.

$$i_{Lp1}(t) = \frac{I_{Lp1max} \cdot t}{D \cdot T_s} \quad (77)$$

$$i_{Ls1}(t) = \frac{i_{Lp1}(t)}{n} = \frac{i_{Lp1max}(t) \cdot t}{D \cdot T_s \cdot n} \quad (78)$$

**Figura 23: Primeira etapa de operação com ponto invertido**



Fonte: Autoria própria

Após uma análise nodal (equação 79), pode-se determinar a corrente no interruptor  $i_s$  para a primeira etapa (equação 80).

$$i_{Lin1}(t) + i_{Lp1}(t) - i_{Ls1}(t) = i_{s1}(t) \quad (79)$$

$$i_{s1}(t) = \left( \frac{I_{Linmax} - I_{Linmin}}{D \cdot T_s} \right) \cdot (-D \cdot T_s + t) + I_{Linmax} + \frac{I_{Lp1max} \cdot t}{D \cdot T_s} - \frac{I_{Lp1max} \cdot t}{D \cdot T_s \cdot n} \quad (80)$$

A corrente  $i_{D21}$  é nula e  $i_{D11}$  idêntica a  $i_{Ls1}$  (equações 81 e 82).

$$i_{D21}(t) = 0 \quad (81)$$

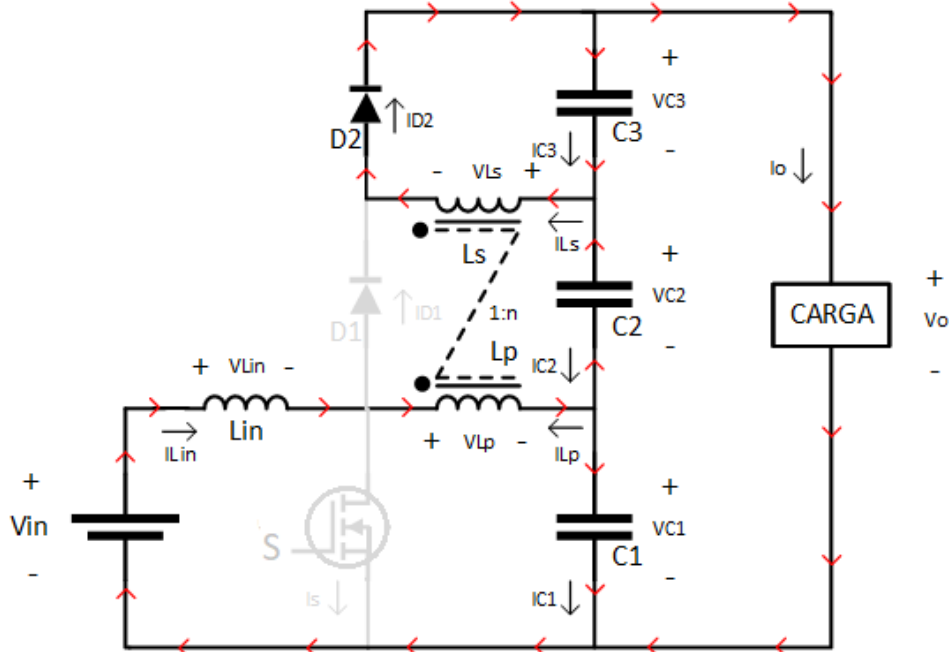
$$i_{D11}(t) = i_{Ls1}(t) = \frac{I_{Lp1max} \cdot t}{D \cdot T_s \cdot n} \quad (82)$$

Na segunda etapa de operação, o processo de auto grampeamento é igual ao já explicado no início deste capítulo e os picos de corrente nos diodos também são dados pela equação 75. O circuito equivalente também é explicitado conforme a figura 21.



Na terceira etapa de operação (figura 24) o interruptor S e o diodo  $D_1$  estão em corte enquanto a corrente  $i_{D2}$  é igual à do secundário ( $i_{Ls}$ ) do transformador (equações 83 a 85). A corrente  $i_{Lp}$  é igual à corrente  $i_{Lin}$  (equações 32 e 86).

**Figura 24: Terceira etapa de operação com ponto invertido**



Fonte: Autoria própria

$$i_{s3}(t) = 0; \quad (83)$$

$$i_{D13}(t) = 0; \quad (84)$$

$$i_{Ls3}(t) = \frac{i_{Lp3}(t)}{n} = \frac{-i_{Lin3}(t)}{n} = \frac{\left( \frac{(I_{Linmin} - I_{Linmax}) \cdot (-D \cdot Ts + t)}{-D \cdot Ts + Ts} + I_{Linmax} \right)}{n} \quad (85)$$

$$i_{Lp3}(t) = i_{Lin3}(t) = \frac{(I_{Linmin} - I_{Linmax}) \cdot (-D \cdot Ts + t)}{-D \cdot Ts + Ts} + I_{Linmax} \quad (86)$$

O projeto dos capacitores é análogo ao já explicado no início do capítulo e também se dá pelas equações 59 e 60. O cálculo das capacitâncias se dá então pelas equações 87 a 92.

$$IC1_{3med} = Iin_{3med} - Io_{med} = \frac{V_o^2}{R \cdot V_{in}} - \frac{V_o}{R} \quad (87)$$

$$C1 = \frac{\left(\frac{V_o^2}{R.V_{in}} - \frac{V_o}{R}\right) \cdot (1 - D) \cdot T_s}{\Delta V_c} \quad (88)$$

$$IC2_{3_{med}} = I_{o_{med}} = \frac{V_o}{R} \quad (89)$$

$$C2 = \frac{\left(\frac{V_o}{R}\right) \cdot (1 - D) \cdot T_s}{\Delta V_c} \quad (90)$$

$$IC3_{1_{med}} = I_{o_{med}} = \frac{V_o}{R} \quad (91)$$

$$C3 = \frac{\left(\frac{V_o}{R}\right) \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_c} \quad (92)$$

Para determinar o ganho do conversor, é necessário calcular as tensões dos capacitores C1, C2 e C3 visto que são consideradas constantes, como já observado anteriormente.

A tensão  $V_{C1}$  segue sendo igual à tensão de entrada  $V_{in}$  de forma análoga à análise já feita (equações 3 e 4).

A tensão  $V_{C2}$  pode ser definida ao analisar a malha central durante a primeira etapa de operação (equações 93 e 94).

$$-V_{in} + n \cdot V_{in} + V_{C2} = 0 \quad (93)$$

$$V_{C2} = V_{in}(1 - n) \quad (94)$$

A tensão  $V_{C3}$  é encontrada ao fazer o balanço de energia para  $L_p$  (equações 95 a 98).

$$v_{Lp1} \cdot D = v_{Lp2} \cdot (1 - D) \quad (95)$$

$$V_{in} \cdot D = v_{Lp2} \cdot (1 - D) \quad (96)$$

$$v_{Lp2} = \frac{V_{in} \cdot D}{(1 - D)} \quad (97)$$

$$V_{C3} = n \cdot v_{Lp2} = n \cdot \frac{V_{in} \cdot D}{(1-D)} \quad (98)$$

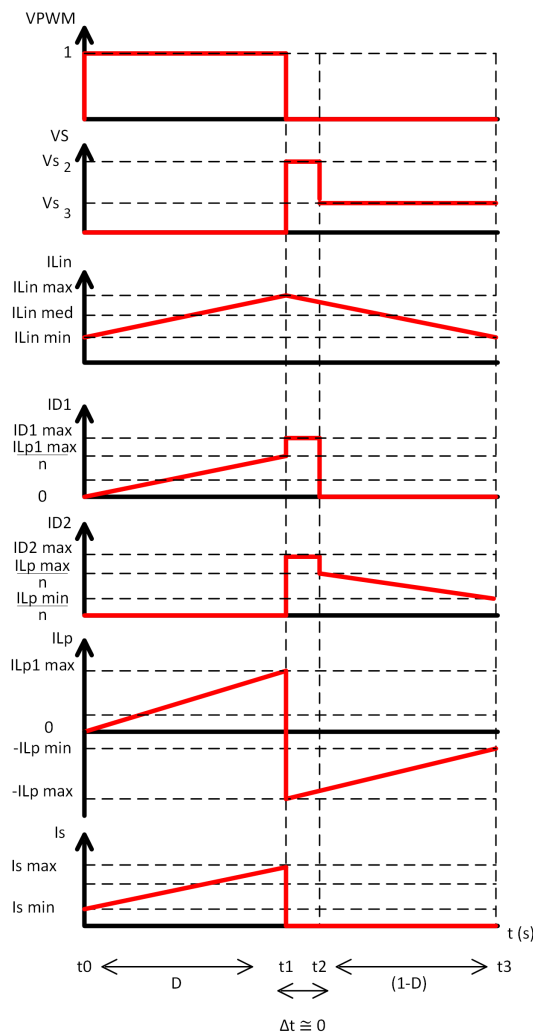
O ganho estático (M) do conversor com a polaridade do secundário do transformador invertida é dado pela equação 99.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{C1} + V_{C2} + V_{C3}}{V_{in}} = \frac{V_{in} + V_{in} \cdot (1-n) + \frac{n \cdot V_{in} \cdot D}{(1-D)}}{V_{in}} = \frac{n}{1-D} \quad (99)$$

Tendo então as principais incógnitas resolvidas para todas as etapas de operação, o cálculo dos valores médios e eficazes se dá novamente pelas equações 45 a 56.

As formas de onda para esse arranjo estão ilustradas na figura 25.

**Figura 25: Formas de onda do conversor com ponto invertido**



Fonte: Autoria própria

Nota-se que o ganho estático do conversor com a polaridade do secundário invertida apresentado na Seção 3.3 é inferior ao apresentado na Seção 3.1, e por isso não se torna atrativa a sua implementação pois para conseguir maiores ganhos de tensão é necessário utilizar maiores razões cíclicas e transformadores com maiores razões de transformação, aumentando então as perdas de condução e o volume do transformador empregado.

Após desenvolvido o modelo matemático do conversor, é importante validá-lo e analisá-lo a fim de comparar resultados práticos e de simulação com os teóricos e essa análise se dará no capítulo subsequente.

## 4 PROJETO DO CONVERSOR

Para validar fisicamente o modelo matemático e o funcionamento do conversor apresentado no capítulo anterior, um projeto se faz importante. Nesse capítulo serão definidos os parâmetros utilizados no desenvolvimento do projeto do conversor, bem como serão explicitados os resultados de simulação computacional. Um projeto físico também será desenvolvido a fim de validar o modelo matemático proposto na Seção 3.1, visto que o ganho estático do conversor se mostrou superior.

A tensão de saída  $V_o$  foi escolhida no valor de 400V para viabilizar a utilização do conversor em redes de 220V visto que a função do conversor é criar um barramento estável com uma tensão superior à tensão de pico da rede que se deseja gerar posteriormente através do uso de inversores de frequência.

A tensão de entrada  $V_{in}$  gerada pelos painéis fotovoltaicos é variável conforme o fabricante e após consulta de vários modelos, foi constatado que definir um intervalo de 42 a 60V é satisfatório para atender diversos modelos e possíveis arranjos. Ainda por conta dessa variação, serão realizados dois projetos se utilizando das tensões extremas do intervalo.

A relação de transformação foi escolhida de modo que fosse possível manter valores de razão cíclica mais próximos de 0,5 para que perdas de comutação e de condução não fossem acentuadas, sendo definida então em  $n=3,35$ .

Pelo fato da análise de perdas por comutação não fazer parte deste trabalho e não ser possível escolher um valor otimizado, o valor da frequência  $f$  de comutação escolhido foi definido em  $f=50$  kHz.

Os valores de ondulação de tensão nos capacitores e da corrente no indutor de entrada também foram especificados se utilizando de valores usuais que representam uma fração quase desprezível da tensão de saída.

Os requisitos são então dados pela Tabela 2.

**Tabela 2: Requisitos de projeto**

Grandezas	Valores
Tensão de entrada	48-60 V
Tensão de saída	400 V
Potência de saída	400 W
Relação de transformação (n)	3,35
Frequência de comutação	50 kHz
Ondulação de $I_{Lin}$	20% de $I_{Lin}$ med
Ondulação de VC1	1% de $V_{out}$
Ondulação de VC2	1% de $V_{out}$
Ondulação de VC3	1% de $V_{out}$

**Fonte: Autoria Própria**

#### 4.1 METODOLOGIA DE PROJETO

O projeto e a simulação se darão através de uma sequência de cálculos definida nesta seção. Sendo assim, a metodologia de projeto a ser aplicada será dada através:

- Do cálculo do intervalo das razões cíclicas correspondentes para obter os ganhos esperado através da equação 44;
- do cálculo da indutância  $L_{in}$  dado pela equação 15 e verificação da variação encontrada conforme projetado;
- Do cálculo dos valores eficazes e de pico da corrente do indutor  $L_{in}$  (equação 46 e 19), das correntes eficazes das bobinas  $L_s$  (equação 50) e  $L_p$  (equação 48) do transformador, visto que são indispensáveis para o dimensionamento dos condutores a ser utilizados;
- Da definição das tensões eficazes dos enrolamentos  $L_s$  e  $L_p$  do transformador (equações 57 e 58);
- Do cálculo dos valores de pico, médios e eficazes das correntes dos diodos. (equações 75, 51 a 54);
- Do cálculo dos valores médio e eficaz da corrente do interruptor S e da sua tensão reversa máxima. (equações 55, 56 e 74);
- Do cálculo dos capacitores C1, C2 e C3 dados pelas equações 62, 64 e 66.

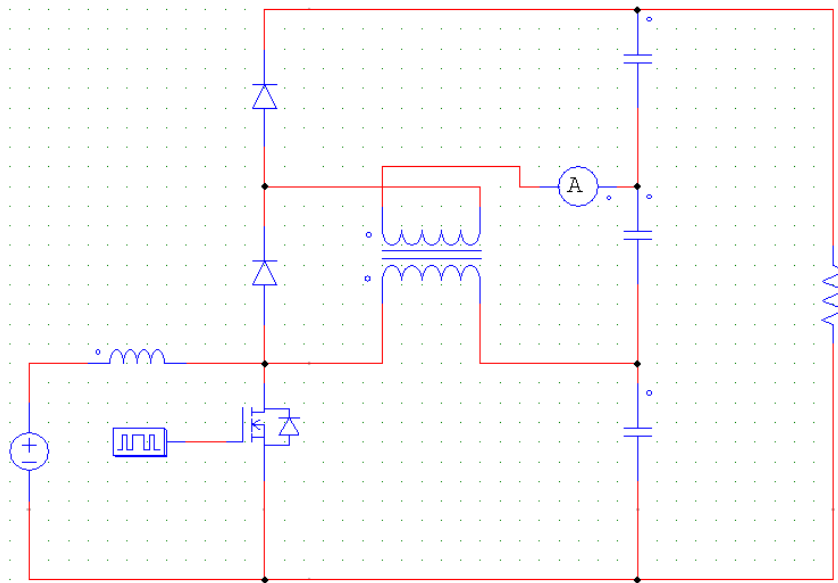
## 5 RESULTADOS

Neste capítulo serão mostrados os resultados de simulação para a topologia apresentada na seção 3.1 e experimentais para ambas as topologias do conversor.

### 5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A ferramenta de simulação utilizada é o PSIM™, com um passo de cálculo de 0,01  $\mu\text{s}$  (para ilustrar os transientes será de 0,001  $\mu\text{s}$ ), e nesta seção as formas de ondas mais importantes serão levantadas para posteriormente serem comparadas com os resultados práticos obtidos. O circuito simulado é ilustrado na figura 26.

**Figura 26: Esquemático de simulação**



**Fonte: Autoria própria**

Os projetos serão realizados com tensões de saída de 48 e 60V, conforme já exposto e ao finalizar cada projeto, será exposto um quadro comparativo com os valores simulados e calculados.

Os parâmetros e componentes ideais para simular o conversor são mostrados na tabela 3 para ambas as tensões de projeto e foram calculados conforme a metodologia já exposta.

**Tabela 3: Valores ideais dos componentes a serem utilizados em simulação**

Componente	Vin= 60V	Vin= 48V
Razão Cíclica	0,35	0,5
Lin	312 $\mu$ H	264 $\mu$ H
C1	18 $\mu$ F	19,8 $\mu$ F
C2	1,7 $\mu$ F	2,3 $\mu$ F
C3	3,2 $\mu$ F	2,7 $\mu$ F
n	3,35	3,35

Fonte: Autoria Própria

Por questões construtivas e para aproximar os parâmetros de simulação dos parâmetros utilizados no protótipo, a indutância  $L_{in}$  foi limitada a 200  $\mu$ H e os capacitores utilizados em simulação estão dispostos na tabela 4 de modo a atender os requisitos de projeto para toda a faixa de operação do conversor.

**Tabela 4: Componentes utilizados em simulação**

Componente	Vin= 60V	Vin= 48V
Razão Cíclica	0,35	0,5
Lin	200 $\mu$ H	200 $\mu$ H
C1	19,8 $\mu$ F	19,8 $\mu$ F
C2	2,3 $\mu$ F	2,3 $\mu$ F
C3	3,2 $\mu$ F	3,2 $\mu$ F
n	3,35	3,35

Fonte: Autoria Própria

Primeiramente, as formas de onda para  $V_{in}=60V$  serão apresentadas.

A figura 27 ilustra as correntes de entrada  $i_{Lin}$ ,  $i_{Ls}$ ,  $i_s$  e  $i_{Lp}$ . A corrente  $i_{Lin}$  condiz com o comportamento esperado conforme o *ripple* projetado.

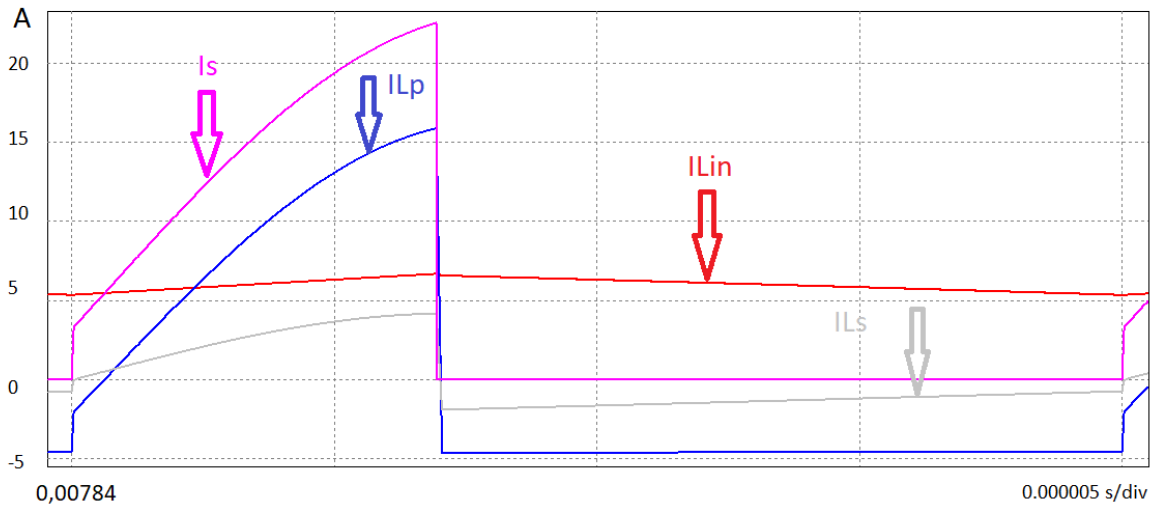
A corrente  $i_{Lp1}$  é ressonante e por isso a aproximação por uma reta crescente foi realizada no modelo matemático. Na terceira etapa,  $i_{Lp3}$  se dá por uma fração da corrente  $i_{Lin3}$  porém com uma derivada positiva, conforme o modelo proposto.

A corrente  $i_{Ls}$ , como já esperado, é aproximadamente 3,35 vezes menor que a corrente  $i_{Lp}$  e mantém seu mesmo comportamento.

A corrente  $i_{s1}$  do interruptor se mostrou a soma das correntes  $i_{Lp1}$  e  $i_{Lin1}$  e  $i_{s3}$  é nula, conforme já esperado.



**Figura 27: Formas de onda das principais correntes (Vin=60 V)**

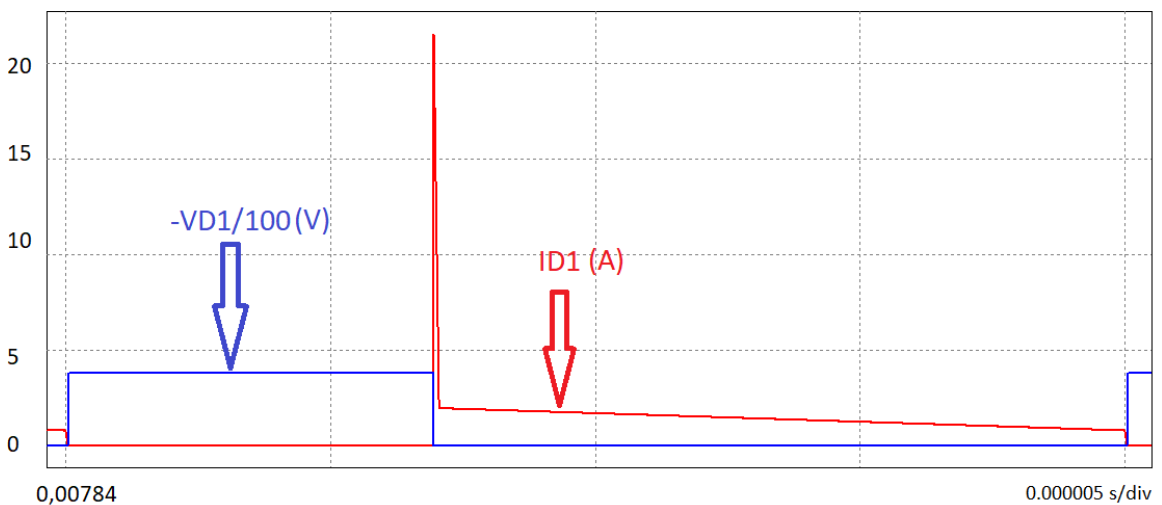


Fonte: Autoria própria

As correntes e tensões dos diodo 1 e 2 são representadas pelas figuras 28 e 29 respectivamente. As correntes  $i_{D11}$  e  $i_{D23}$  são nulas enquanto a corrente  $i_{D13}$  é igual a  $-i_{Ls3}$  e  $i_{D21}$  é igual a  $i_{Ls1}$ , conforme esperado.

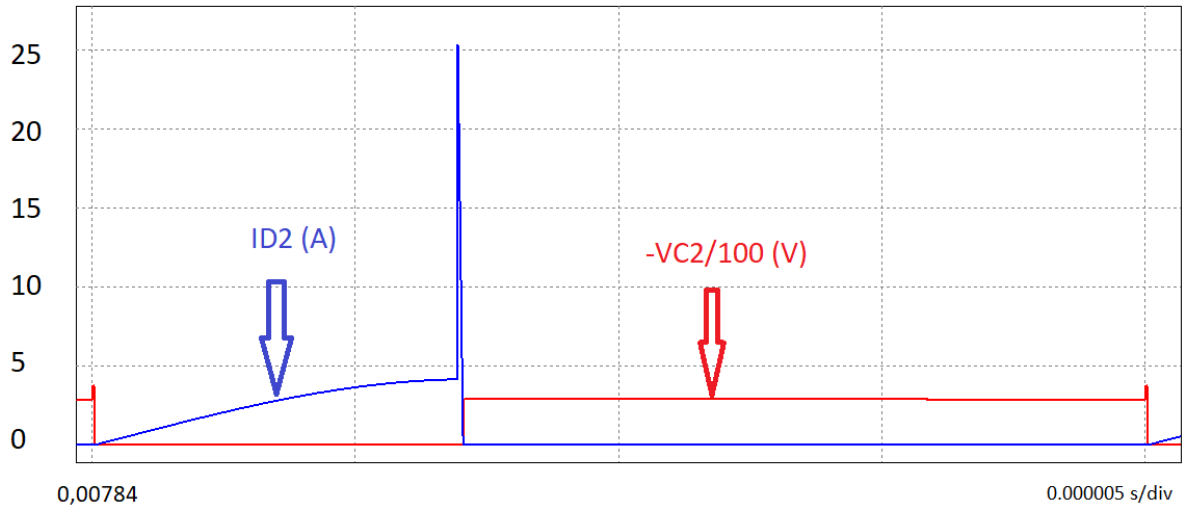
Os maiores erros percentuais foram encontrados quando relacionados aos valores médios e eficazes dos diodos (5). Isso se deve ao fato de que o período de auto grampeamento do conversor não foi considerado para desenvolver o modelo matemático.

**Figura 28: Formas de onda do diodo D1 (Vin=60 V)**



Fonte: Autoria própria

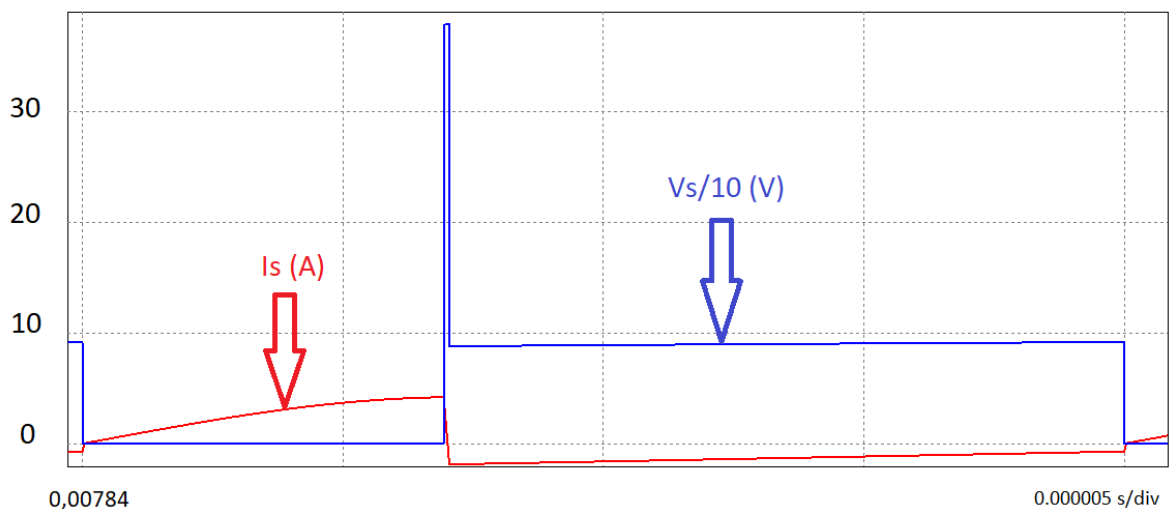
**Figura 29: Formas de onda do diodo D2 (Vin=60 V)**



**Fonte: Autoria própria**

A corrente e a tensão  $i_s$  do interruptor S é ilustrado pela figura 30. A tensão foi dividida por 10 para melhor observar o instante da comutação e nota-se que a tensão máxima é a tensão de saída do conversor, conforme já explicitado na segunda etapa de operação. Percebe-se também que o bloqueio é bastante dissipativo pelo fato de que a corrente não zera antes do pico de tensão que ocorre.

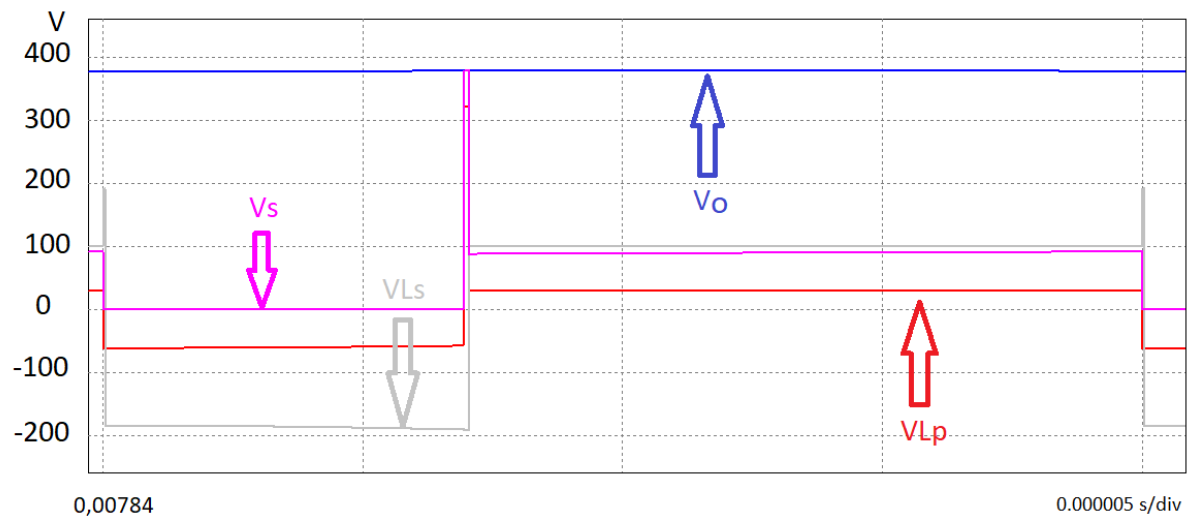
**Figura 30: Forma de onda do interruptor (Vin=60 V)**



**Fonte: Autoria própria**

As tensões  $v_{Lp}$ ,  $v_{Ls}$ ,  $V_o$  e  $v_s$  do circuito são representadas pela figura 31. A tensão de saída  $V_o$  foi um pouco inferior à calculada por conta das perdas não consideradas e é possível ver o momento do auto grampeamento do interruptor no valor da tensão de saída.

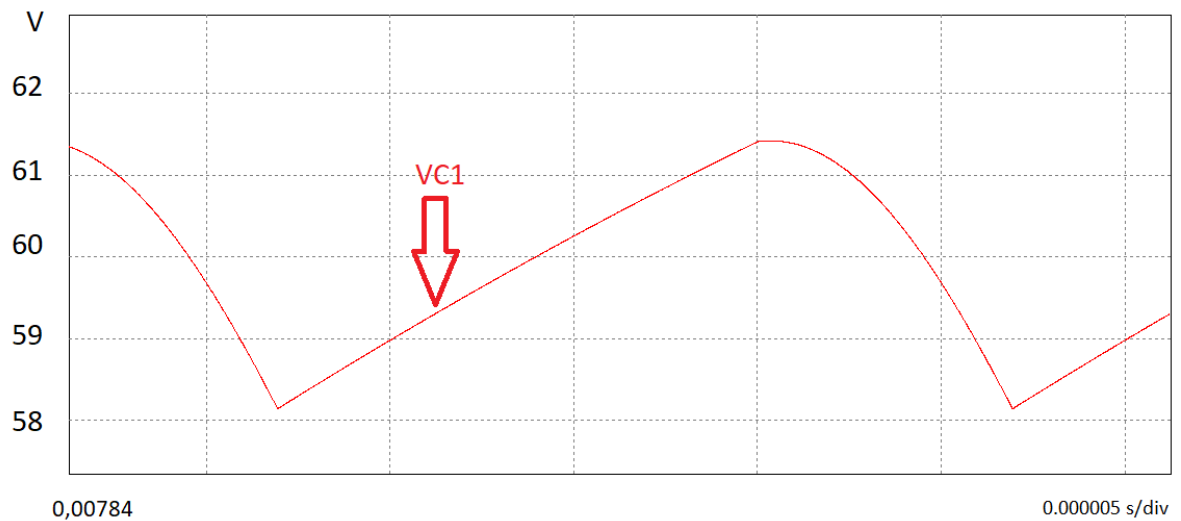
**Figura 31: Formas de onda das principais tensões  
( $V_{in}=60\text{ V}$ )**



**Fonte: Autoria própria**

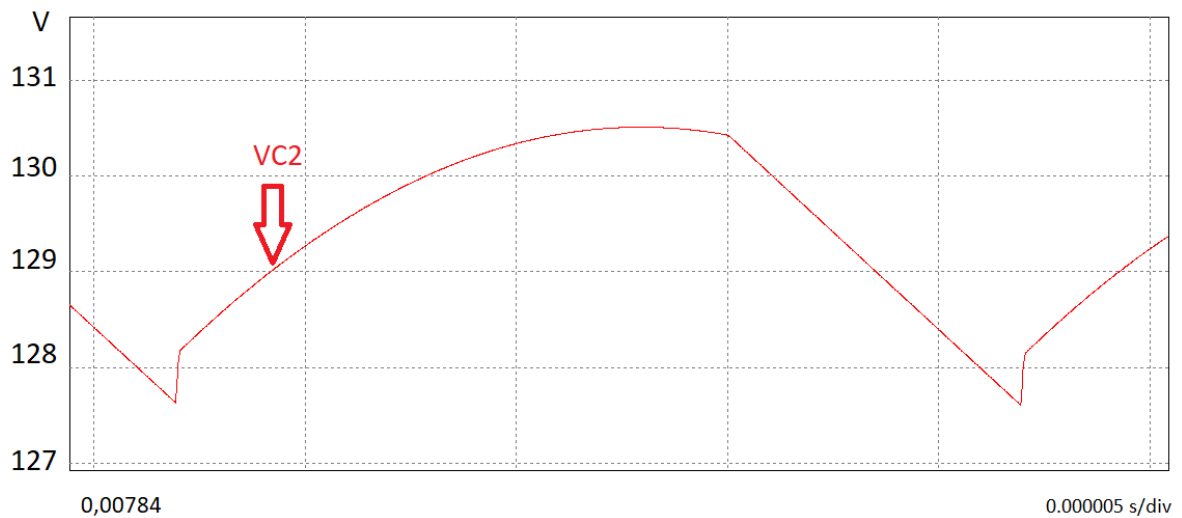
As tensões VC1, VC2 e VC3 são representadas pelas figuras 32, 33 e 34. As variações de tensão projetadas são bastante próximas às simuladas conforme a tabela 5.

**Figura 32: Tensão VC1 ( $V_{in}=60\text{ V}$ )**



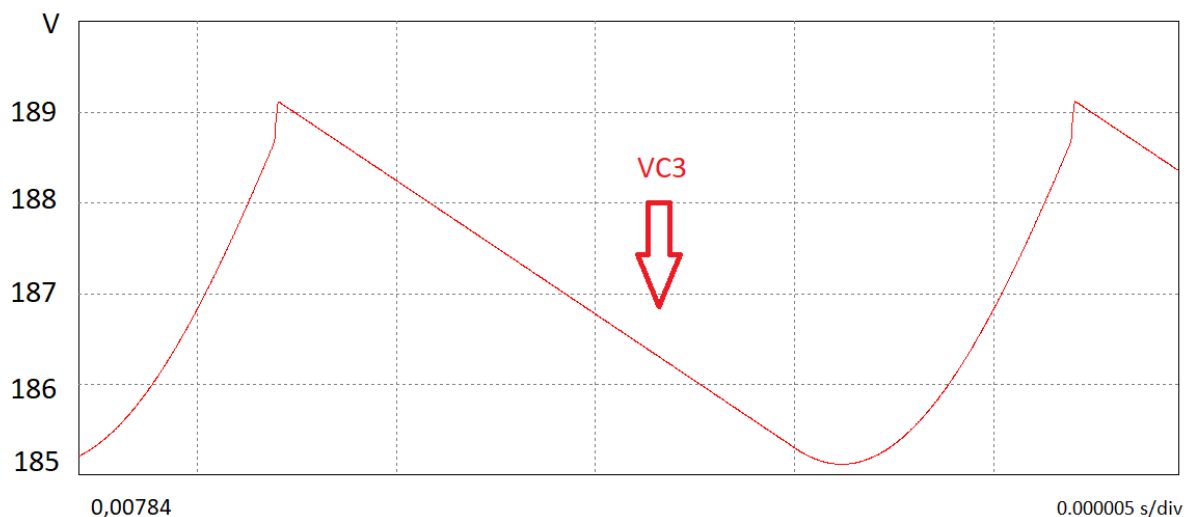
**Fonte: Autoria própria**

**Figura 33: Tensão VC2 (Vin=60 V)**



**Fonte: Autoria própria**

**Figura 34: Tensão VC3 (Vin=60 V)**



**Fonte: Autoria própria**

A comparação entre os resultados calculados e simulados estão na tabela 5.

Os maiores erros ocorridos foram em relação às grandezas relacionadas aos diodos. Isso se deve ao fato de que a duração do período de auto grampeamento, onde ocorrem os picos de corrente nos diodos, foi desprezado na modelagem matemática proposta.

O erro esperado para a variação da tensão do capacitor C2 também foi superior pois foi utilizado uma capacitância maior que a projetada para essa situação para atender a faixa de operação do conversor.

Tabela 5: Resultados simulados para Vin= 60 V

Grandezas	Valores Calculados	Valores Simulados	Erro
$\Delta I_{Lin}$	1,33 A	1,32 A	0,75 %
Vout	400 V	376 V	6,00 %
ILin med	6,66	5,92	11,11 %
ILin RMS	6,67 A	5,93 A	11,09 %
ILin max	7,33 A	6,61 A	9,82 %
ILp med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
ILp RMS	7,77 A	6,97 A	10,30 %
ILs med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
ILs RMS	2,32A	2 A	13,79 %
VLp RMS	43,73 V	48,83 V	-11,66 %
VLp med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
VLs RMS	146,52 V	137,05 V	6,46 %
VLs med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
ID1 med	1 A	0,941 A	5,90 %
ID1 RMS	1,24 A	1,5 A	-20,97 %
ID2 med	1 A	0,941	5,90 %
ID2 RMS	1,96 A	2 A	-2,04 %
ID max	26,07 A	21,6 A	17,15 %
Is med	5,56 A	4,97 A	12,19 %
Is RMS	10,23 A	9,12 A	10,85 %
Vs máx	400 V	376 V	6 %
$\Delta VC1$	4 V	3,98 V	0,5 %
$\Delta VC2$	4 V	2,7 V	32,50 %
$\Delta VC3$	4 V	3,89 V	2,75 %

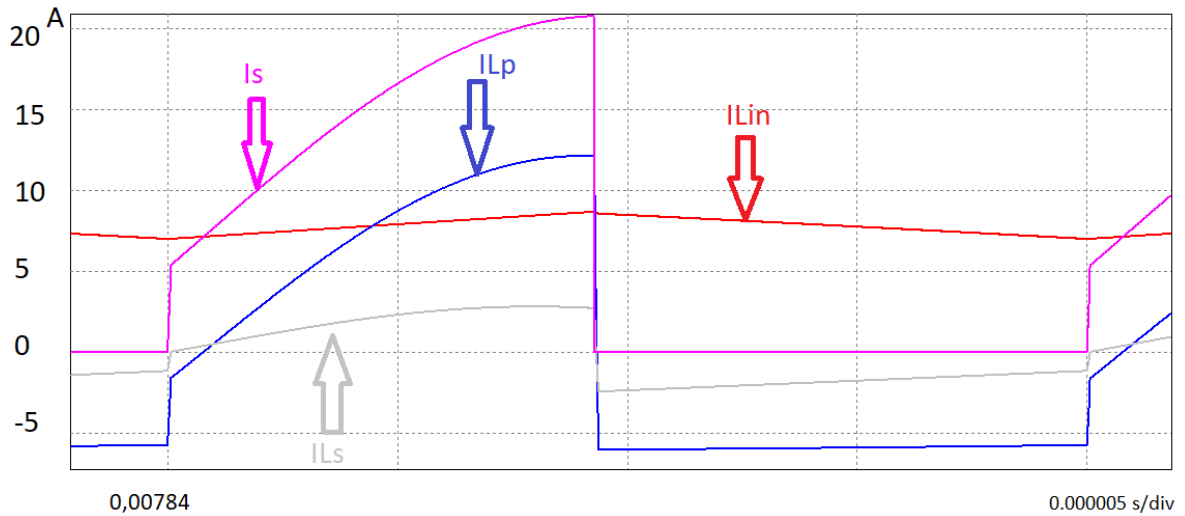
Fonte: Autoria Própria

A corrente  $i_{Lin}$  foi aproximada na primeira etapa de operação por questões de complexidade matemática e pode-se notar erros percentuais por volta de 11% relacionados a essa aproximação e pelo fato de que uma análise de perdas não foi realizada no modelo proposto.

As formas de onda a seguir serão para o projeto com Vin=48 V.

A figura 35 ilustra as correntes de entrada  $i_{Lin}$ ,  $i_{Ls}$ ,  $i_s$  e  $i_{Lp}$ . Os comportamentos das correntes são conforme já explicados para o projeto com Vin=60 V. Por conta da tensão de entrada agora ser inferior, percebe-se os maiores níveis da corrente de entrada  $i_{Lin}$ , entretanto as correntes do primário e secundário são superiores.

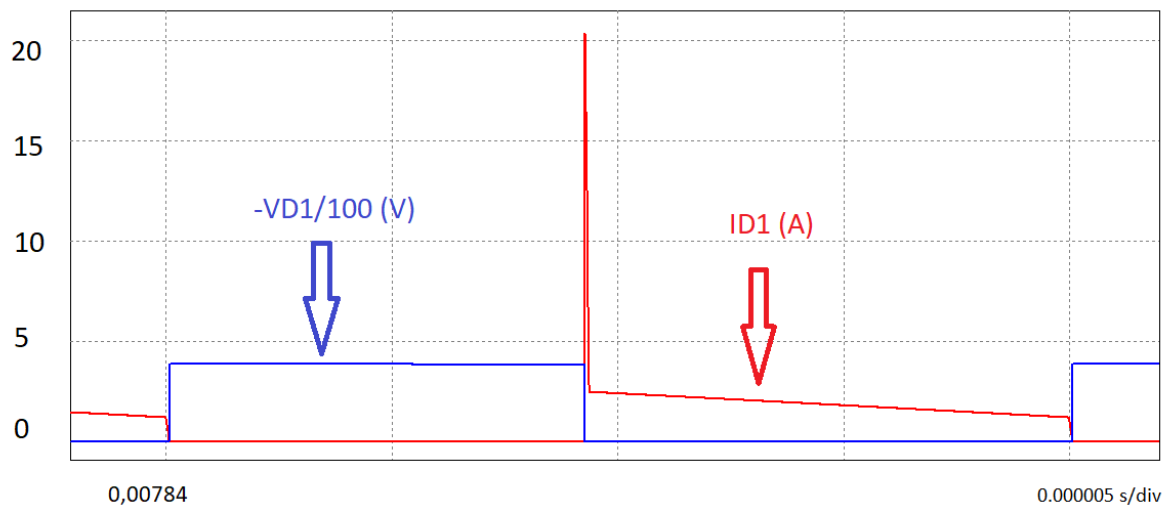
**Figura 35: Formas de onda das principais correntes (Vin=48 V)**



Fonte: Autoria própria

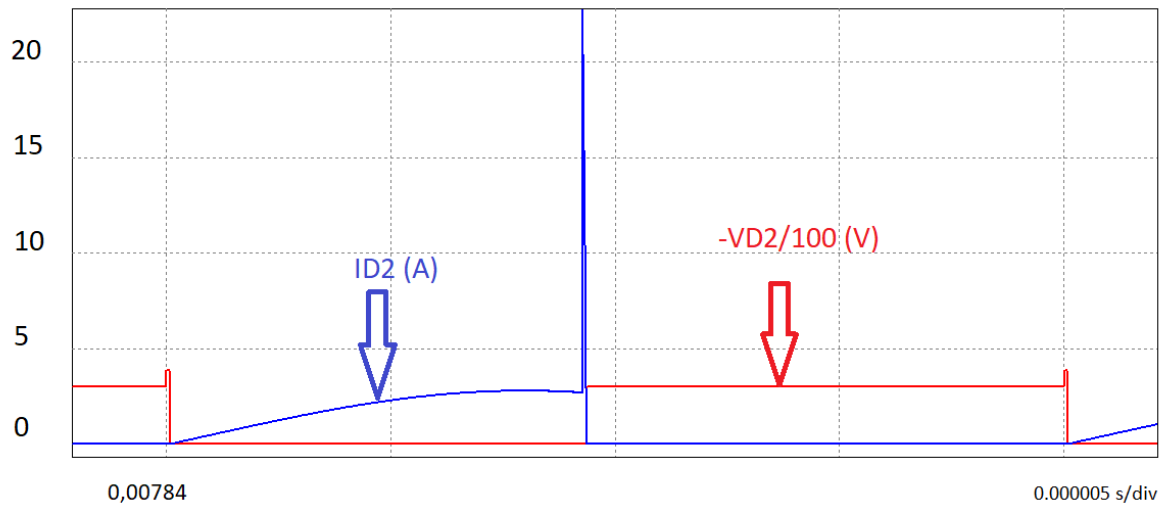
As correntes dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  são representadas pelas figuras 36 e 37. O comportamento das formas de onda de tensão, corrente e comutação é análogo ao projeto anterior assim como a adaptação da tensão para melhor observar seu comportamento.

**Figura 36: Formas de onda do diodo D1 (Vin=48V)**



Fonte: Autoria própria

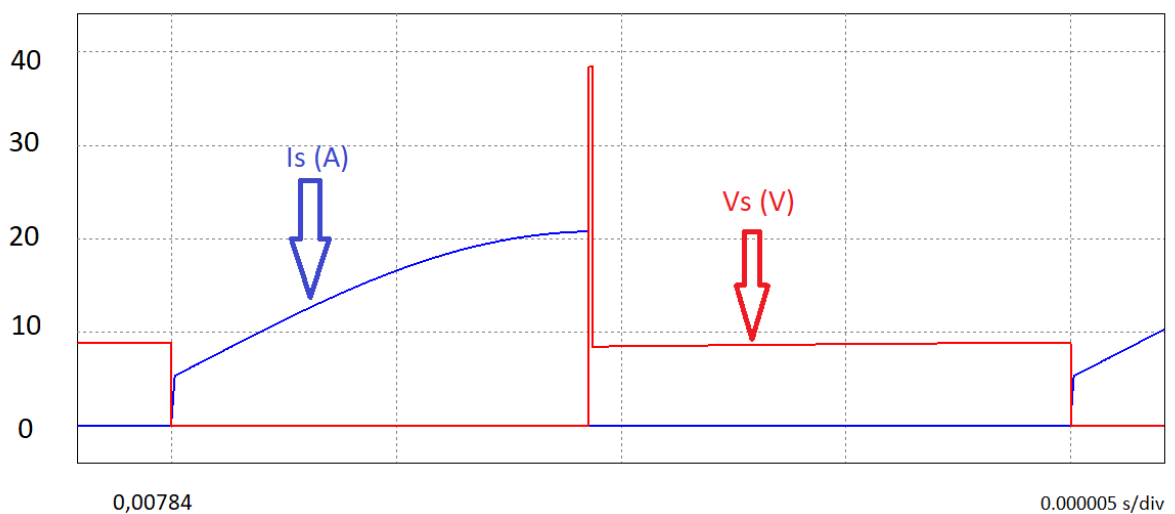
**Figura 37: Formas de onda do diodo D2 ( $V_{in}=48V$ )**



Fonte: Autoria própria

As formas de onda para o interruptor S são conforme a figura 38 e as características são análogas às já apresentadas para o projeto anterior.

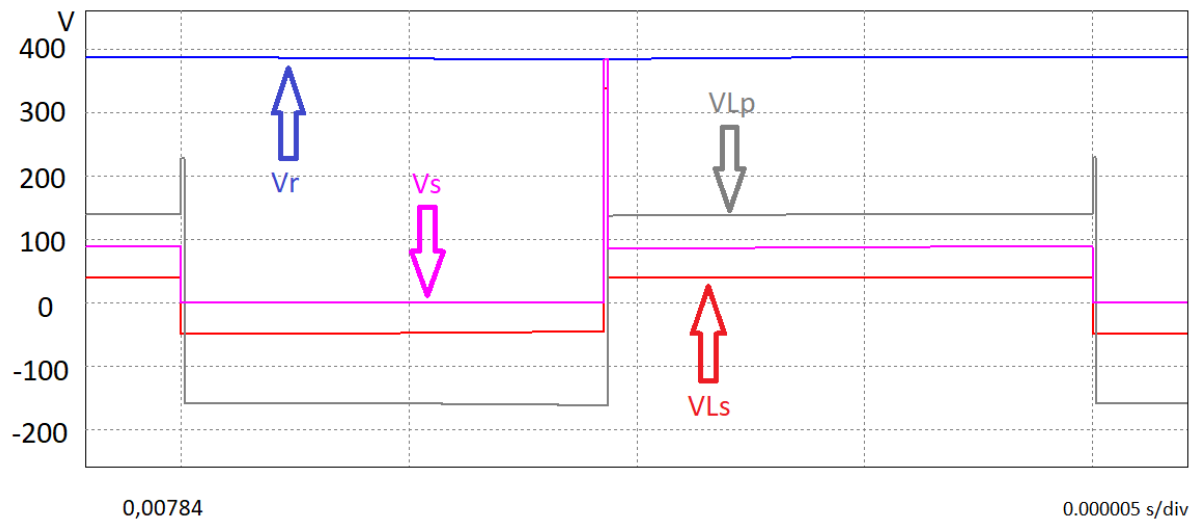
**Figura 38: Forma de onda do interruptor ( $V_{in}=48 V$ )**



Fonte: Autoria própria

As tensões  $v_{Lp}$ ,  $v_{Ls}$ ,  $V_o$  e  $v_s$  do circuito são representadas pela figura 39. Percebe-se novamente o auto grameamento do interruptor Q conforme o esperado.

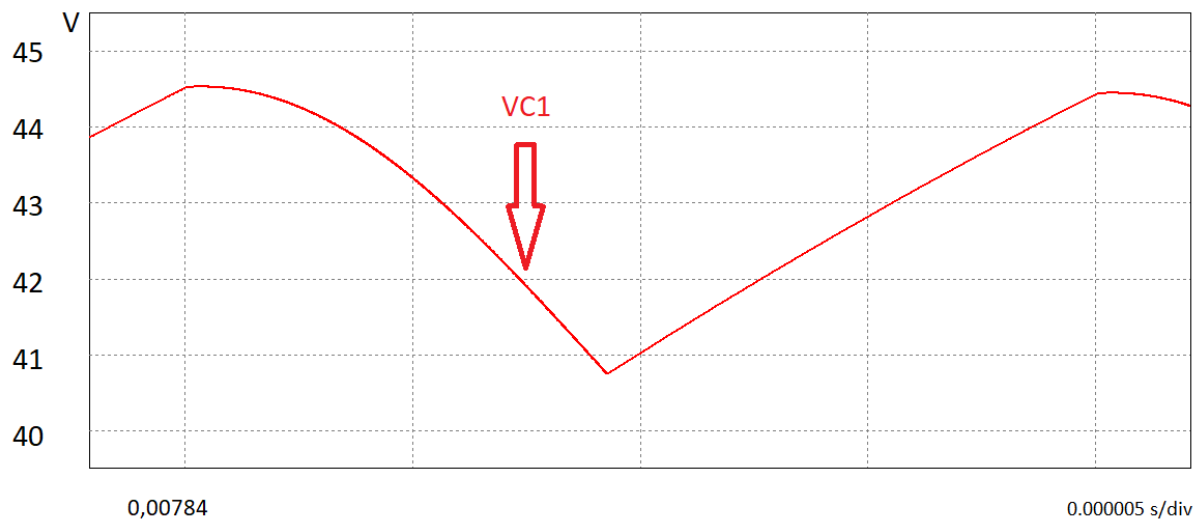
**Figura 39: Forma de onda das principais tensões  
( $V_{in}=48\text{ V}$ )**



**Fonte: Autoria própria**

As tensões  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $V_{C3}$  são representadas pelas figuras 40, 41 e 42 e a oscilação máxima foi verificada e apresentada na tabela 6.

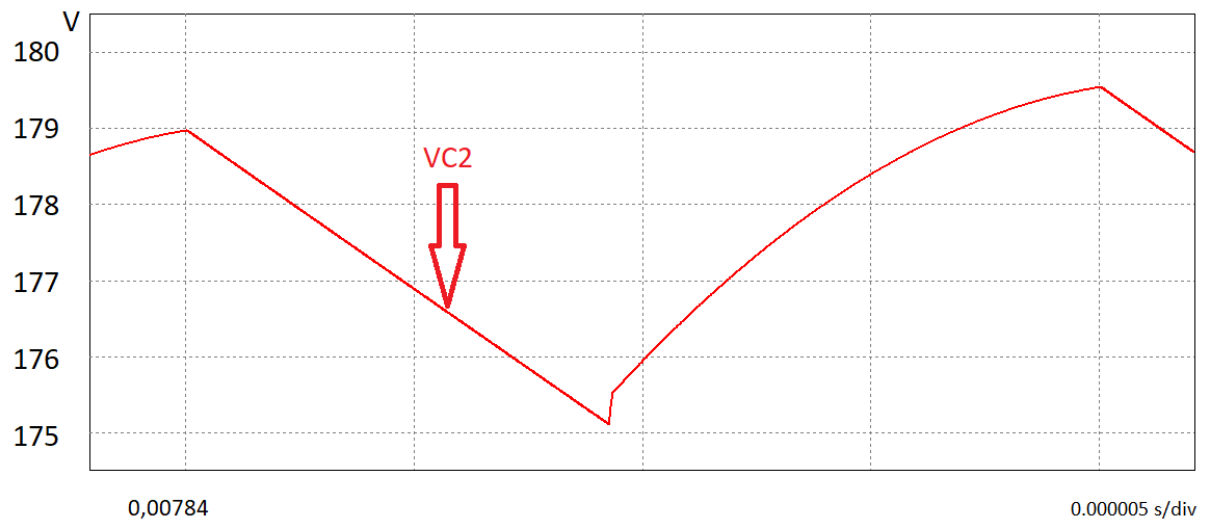
**Figura 40: Tensão  $V_{C1}$  ( $V_{in}=48\text{ V}$ )**



**Fonte: Autoria própria**

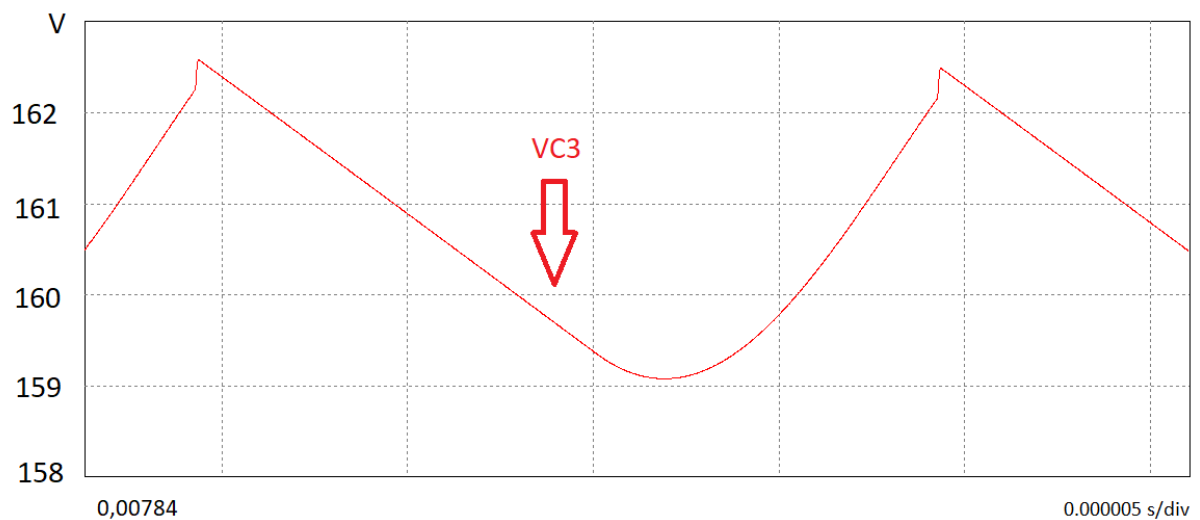


**Figura 41: Tensão VC2 (Vin=48 V)**



**Fonte: Autoria própria**

**Figura 42: Tensão VC3 (Vin=48 V)**



**Fonte: Autoria própria**

A comparação entre os resultados calculados e simulados estão na tabela 6.

De modo geral, para  $V_{in} = 48V$  os resultados de simulação tiveram menores erros percentuais. Os valores que apresentaram maiores erros foram novamente os relacionados aos diodos, o que reforça a necessidade de uma análise mais minuciosa em relação ao período de auto grampeamento.

Nota-se também que a aproximação da corrente de entrada  $i_{Lin}$  não ocasionou erros tão grandes como no projeto para  $V_{in} = 60V$ .

**Tabela 6: Resultados simulados para  $V_{in}= 48 V$** 

<b>Grandezas</b>	<b>Valores Calculados</b>	<b>Valores Simulados</b>	<b>Erro</b>
$\Delta I_{Lin}$	1,66 A	1,65 A	0,6 %
Vout	400 V	380,5 V	4,88 %
$I_{Lin}$ med	8,33 A	7,74 A	7,08 %
$I_{Lin}$ RMS	8,33 A	7,76 A	6,84 %
$I_{Lin}$ max	9,16 A	8,47 A	7,53 %
$I_{Lp}$ med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
$I_{Lp}$ RMS	7,55 A	7,12 A	5,7 %
$I_{Ls}$ med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
$I_{Ls}$ RMS	2,25A	1,95 A	13,33 %
$V_{Lp}$ RMS	44,3 V	49,5 V	-11,74 %
$V_{Lp}$ med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
$V_{Ls}$ RMS	148,41 V	149,09 V	-0,46 %
$V_{Ls}$ med	$\approx 0$	$\approx 0$	0 %
$I_{D1}$ med	1,03 A	0,96 A	6,8 %
$I_{D1}$ RMS	1,41 A	1,56 A	3 %
$I_{D2}$ med	1,03 A	0,96 A	6,8 %
$I_{D2}$ RMS	1,76 A	1,77 A	-0,57 %
$I_D$ max	16,22 A	23,2 A	-43,03 %
$I_s$ med	7,29 A	6,77 A	7,13 %
$I_s$ RMS	11,24 A	10,51 A	6,49 %
$V_s$ máx	400 V	378 V	5,50 %
$\Delta VC1$	4 V	3,6 V	10 %
$\Delta VC2$	4 V	3,88 V	3 %
$\Delta VC3$	4 V	3,5 V	12,5 %

**Fonte: Autoria Própria**

## 5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar o modelo matemático e comparar com os resultados de simulação obtidos no capítulo anterior, um protótipo foi implementado (figuras 43 e 44). Os resultados experimentais levantados foram para  $V_{in}=48V$  e  $V_{in}=60V$  e para uma potência de saída de 400 W foi utilizada uma resistência de carga  $R=400 \Omega$ .

O modelo utilizado para a realização do protótipo e levantamento das principais características de operação do conversor foi o apresentado na Seção 3.1 por apresentar o maior ganho estático de tensão, porém alguns resultados relacionados à topologia apresentada na Seção 3.3 também são apresentados.

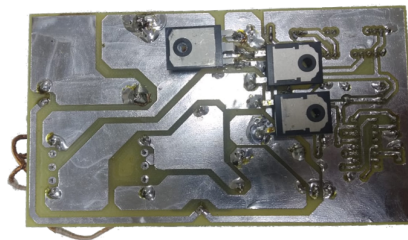
Além disso, uma análise referente ao rendimento das duas topologias conforme a variação de tensão de entrada e de carga do conversor é apresentada.

**Figura 43: Vista superior do protótipo**



**Fonte: Autoria própria**

**Figura 44: Vista inferior do protótipo**



**Fonte: Autoria própria**

Os capacitores C2 e C3, por questões de disponibilidade, foram adotados no valor de  $1,3 \mu\text{F}$  e  $2,2 \mu\text{F}$  respectivamente.

Os componentes utilizados no protótipo estão dispostos na tabela 7.

**Tabela 7: Componentes utilizados no protótipo**

<b>Componente</b>	<b>Valor</b>
Interruptor (Q)	SPW47N60C3 (650V-47A)
Transformador	
Relação de transformação (n)	3,35
Indutância de dispersão (primário)	0,65 $\mu\text{H}$
Indutância de dispersão (secundário)	0,88 $\mu\text{H}$
Indutância magnetizante $L_p$	45,49 $\mu\text{H}$
Indutância magnetizante $L_s$	508,20 $\mu\text{H}$
Núcleo	EE 42/15
Indutor $L_{in}$	
Indutância $L_{in}$	200,72 $\mu\text{H}$
Núcleo	APH40P60
Capacitor C1	22 $\mu\text{F}$
Capacitor C2	1,3 $\mu\text{F}$
Capacitor C3	2,2 $\mu\text{F}$
Diodos D1 e D2	STTH6006W

**Fonte: Autoria Própria**

### 5.2.1 Resultados experimentais para a topologia apresentada na Seção 3.1

Os principais comportamentos das tensões e correntes mais relevantes são apresentados nesta seção.

Na Tabela 8 estão dispostas as principais grandezas calculadas e medidas experimentalmente para  $V_{in}=48$  V, bem como os erros percentuais relacionados.

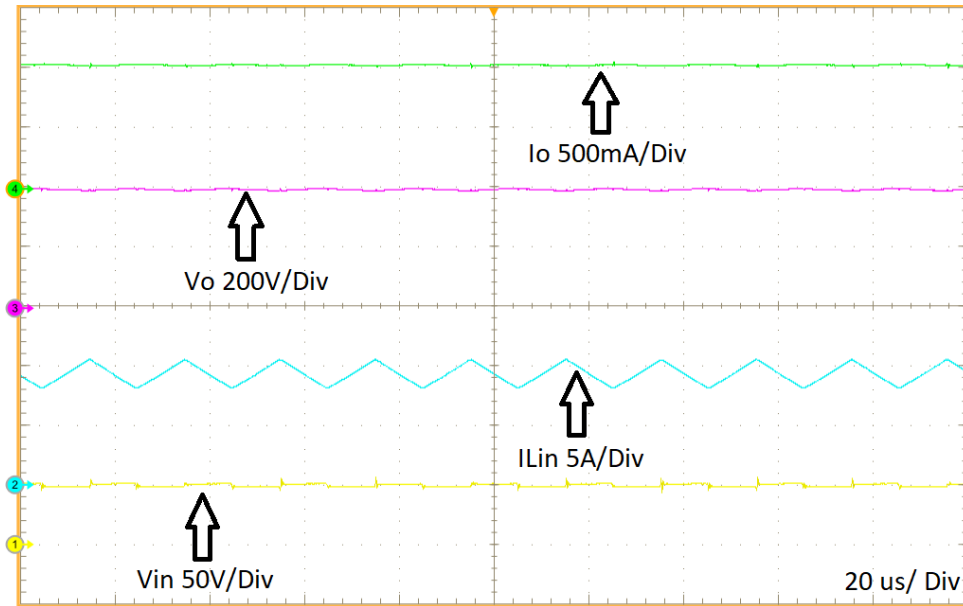
**Tabela 8: Resultados experimentais para  $V_{in}= 48$  V**

Grandezas	Valores Calculados	Valores Protótipo	Erro %
D	0,5	0,52	-4 %
VC1	48 V	49 V	-2,08 %
VC2	191,2 V	199,3 V	-4,24 %
VC3	160,8 V	152,7 V	5,04 %
ILin med	8,33 A	9,26 A	-11,13 %
Io med	1 A	0,995 A	-0,5 %
ID1 med	1 A	0,985 A	1,5 %
ID2 med	1 A	0,99 A	0,8 %
ID1, ID2 max	16,22 A	4,1 A	74,72 %
VD1, VD2 max	400 V	415 V	-3,75 %
Vs max	400 V	195 V	51,25 %
Is med	7,29 A	8,52 A	-16,87 %
Vo	400 V	400	0 %

**Fonte: Autoria Própria**

Primeiramente são apresentados os resultados para  $V_{in}=48$  V. As tensões e correntes de entrada e saída são ilustradas na figura 45. A tensão de saída foi fixada em 400 V através da correção da razão cíclica de projeto, do valor calculado de 0,5 para 0,52. A corrente média de entrada esperada era de 8,33 A e a encontrada foi de 9,26 A. A corrente de saída calculada foi de 1 A e a encontrada foi de 0,995 A, o que é bastante próximo. Foi necessário um aumento da razão cíclica para alcançar a tensão de saída nominal pois o projeto foi elaborado considerando o modelo ideal e nenhuma perda foi considerada.

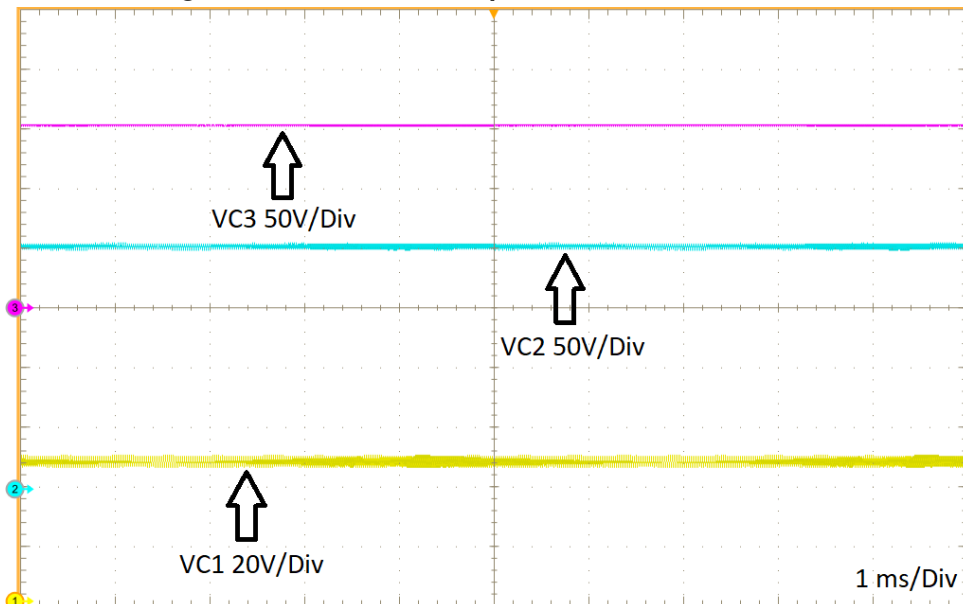
**Figura 45: Tensões e correntes de entrada e saída**



Fonte: Autoria própria

As tensões dos capacitores estão representadas na figura 46. A soma das tensões  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  e  $V_{C3}$  compõe a tensão de saída  $V_o$  que foi fixada em 400V. Os valores encontrados são bastante próximos aos calculados.

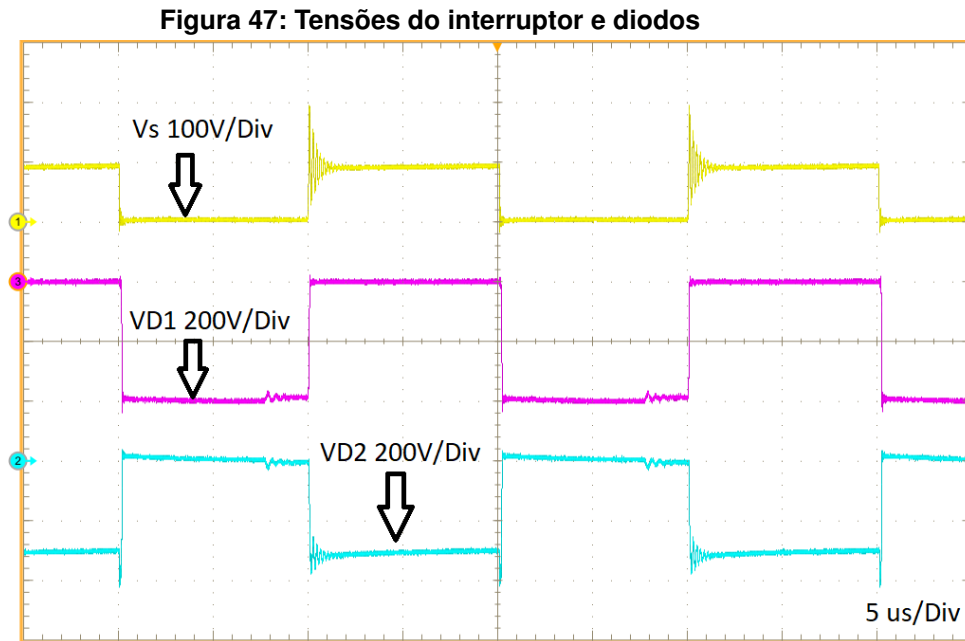
**Figura 46: Tensões dos capacitores**



Fonte: Autoria própria

A figura 47 mostra as tensões do interruptor e dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ . Observe-se que a tensão máxima dos diodos é aproximadamente a tensão de saída, como esperado, e a parcela superior a 400V é induzida por indutâncias parasitas presentes

no protótipo. A tensão de pico do interruptor S, por sua vez, foi verificada em um nível inferior à tensão de saída esperada, conforme já explicado, no valor de 195 V. Por conta das maiores perdas tipicamente estarem relacionadas ao interruptor, essa característica se torna vantajosa.



A comutação dos diodos  $D_1$  e  $D_2$  pode ser observada nas figuras 48 e 49. Observa-se que a comutação do diodo  $D_1$  é forçada visto que no momento da entrada em condução de ambos há corrente circulando enquanto que a tensão entre catodo e anodo ainda é alta. Nesse tipo de comutação, as perdas tendem a ser elevadas.

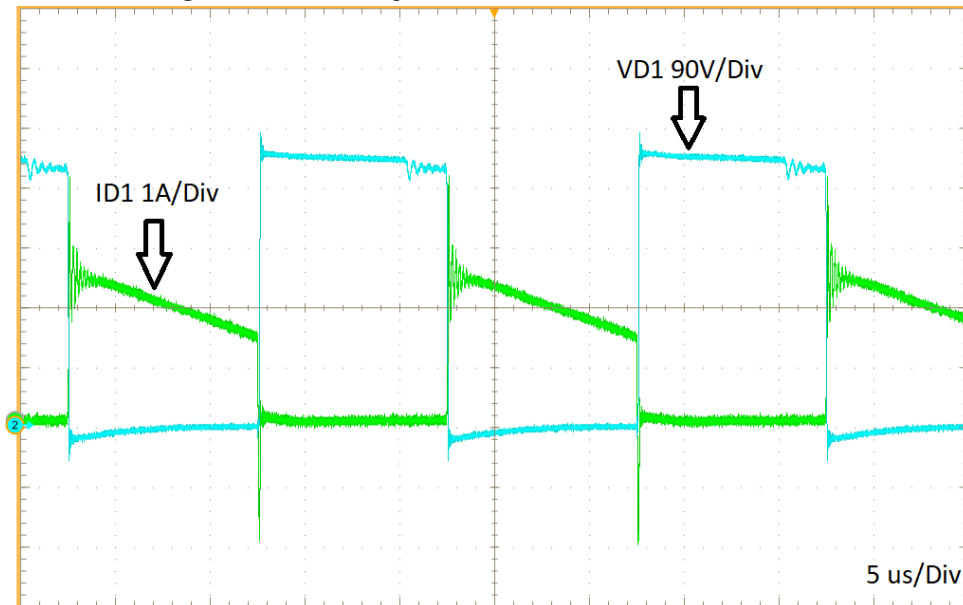
A comutação do diodo  $D_2$ , por sua vez, é chamada de ZCS (*Zero Current Switching*) pois a corrente conduzida pelo mesmo chega a zero antes do bloqueio e do surgimento de tensão entre seus terminais. Essa característica é positiva e não dissipativa. A corrente  $i_{D2}$ , conforme esperado, é ressonante e isso explica a necessidade da aproximação da mesma realizada no modelo matemático por questões de complexidade.

Também nota-se que a corrente no diodo  $D_2$  se extingue antes do esperado, ocasionando uma situação em que nenhum dos dois diodos conduz porém essa situação não é prevista nesta análise.

Observa-se também que na entrada em condução dos diodos existe um pico de tensão nos mesmos, que é ocasionado pelos seus tempos de recuperação reversa.

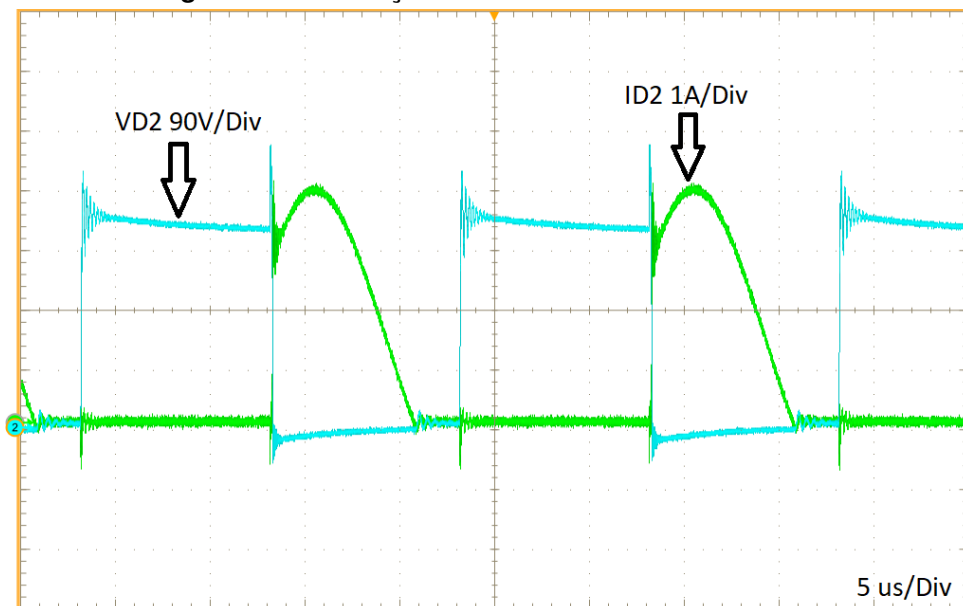
Também nota-se que os picos de corrente dos diodos foram bastante reduzidos quando comparados aos valores ideais. Isso ocorre por conta das indutâncias de dispersão presentes nos enrolamentos do transformador, atuando então como um limitador para essas correntes.

**Figura 48: Comutação do diodo D1**



Fonte: Autoria própria

**Figura 49: Comutação do diodo D2**

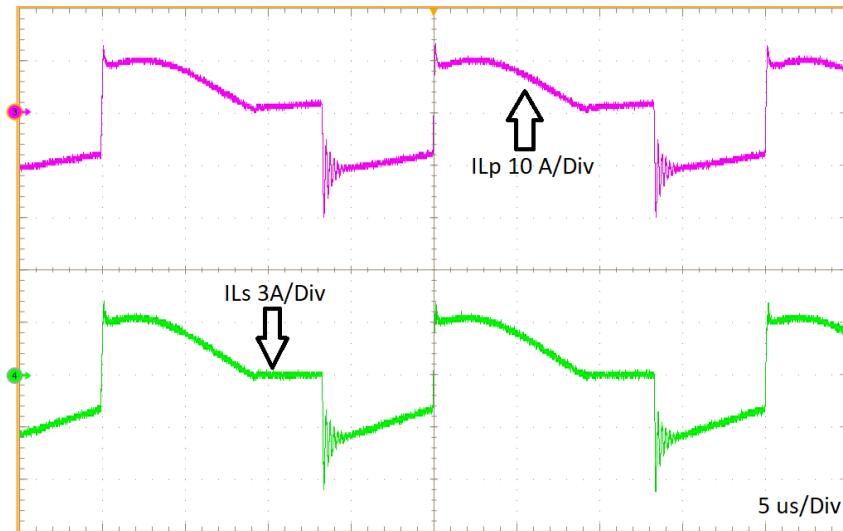


Fonte: Autoria própria

As correntes do primário e secundário do transformador são observadas na figura 50 e é possível notar que a corrente do primário é aproximadamente 3,35 vezes

maior do que a do secundário, como já esperado.

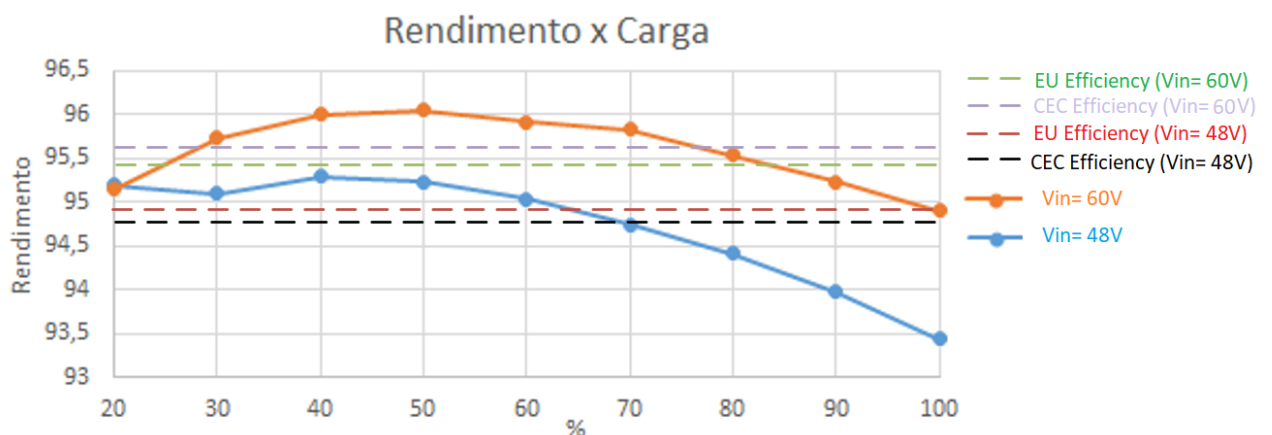
**Figura 50: Correntes do transformador**



Fonte: Autoria própria

Avaliar o desempenho do conversor para diversos pontos de carga é importante, visto que o mesmo não operará apenas em uma condição. A figura 51 ilustra o rendimento do conversor para frações da carga nominal, em porcentagem, para os dois valores extremos de tensão de operação já definidos. Nota-se que o ponto de menor rendimento é de 93,43% , o que se torna um ponto positivo da topologia. A figura 51 também ilustra as eficiências ponderadas calculadas através da *European Efficiency* e da *California Energy Commission Efficiency* (EU;CEC, 2005) , onde são levados em conta diversas porcentagens da carga nominal para definir um valor fixo que representa a eficiência do conversor.

**Figura 51: Impacto da variação da carga nominal no rendimento do conversor**

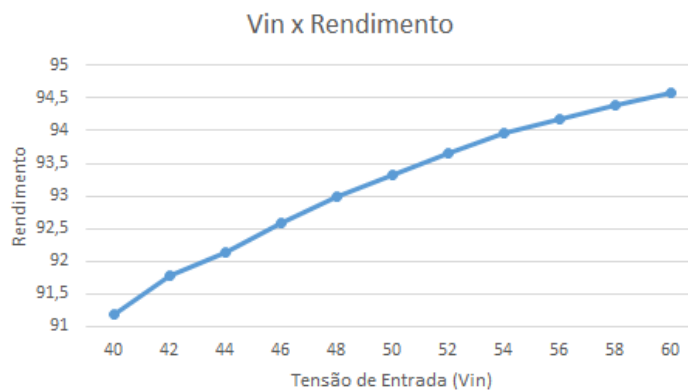


Fonte: Autoria própria



Além da variação de carga, é importante observar o rendimento do conversor através da variação da tensão de entrada gerada pelos painéis fotovoltaicos visto que a mesma varia conforme os níveis de radiação ao longo do dia e da temperatura do painel. Como é de se esperar, para tensões menores o rendimento é menor, pois para manter a potência de saída é necessária uma maior corrente de entrada, ocasionando maiores perdas. Essa análise está ilustrada na figura 52.

**Figura 52: Impacto da variação da tensão de entrada no rendimento do conversor**



**Fonte: Autoria própria**

As formas de onda principais também foram adquiridas para a tensão de entrada  $V_{in} = 60V$  e os resultados calculados e experimentais encontrados, bem como os erros percentuais, estão dispostos na Tabela 9.

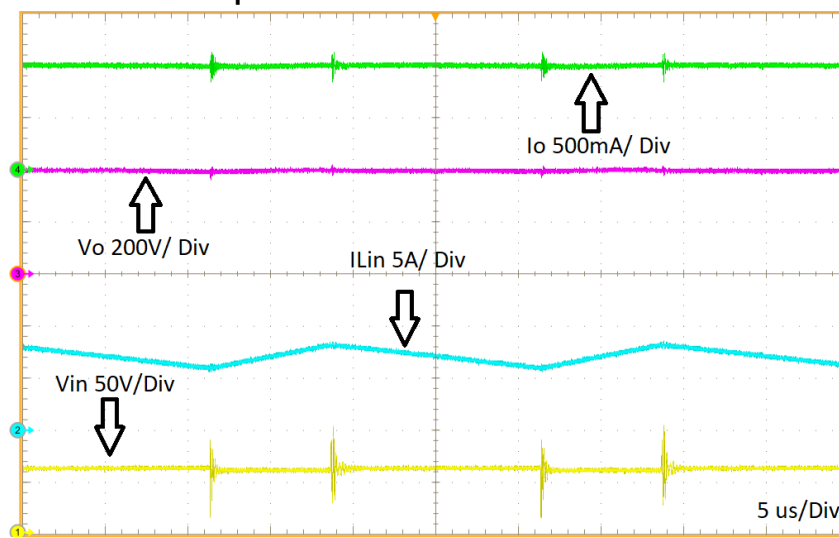
**Tabela 9: Resultados simulados para  $V_{in} = 60 V$**

Grandezas	Valores Calculados	Valores Protótipo	Erro %
D	0,347	0,35	-0,86 %
VC1	60 V	60 V	0 %
VC2	138,7 V	140 V	-0,94 %
VC3	201,3 V	200 V	0,65 %
ILin med	6,66 A	7,04 A	-5,60 %
Io med	1 A	0,994 A	0,6 %
ID1 med	1 A	0,99 A	1 %
ID2 med	1 A	0,987 A	1,3 %
ID1, ID2 max	12,98 A	4 A	69,18 %
VD1, VD2 max	400 V	413 V	-3,25 %
Vs max	400 V	180 V	55 %
Is med	5,66 A	6,23 A	-10 %
Vo	400 V	400 V	0 %

**Fonte: Autoria Própria**

Como é possível observar na figura 53, a tensão de saída foi fixada em 400V após correção da razão cíclica de 0,347 calculada para 0,35 e a corrente de saída  $I_o$  encontrada foi no valor de 0,994 A, próximo a de 1 A calculada. Com o aumento da tensão de entrada e para manter a potência de saída, a corrente de entrada  $i_{Lin}$  sofreu um decréscimo se comparado ao projeto com tensão inferior, com valor médio de 7,04 A quando o valor calculado foi de 6,66 A. Essa diferença se dá pela necessidade de suprir as perdas não contabilizadas.

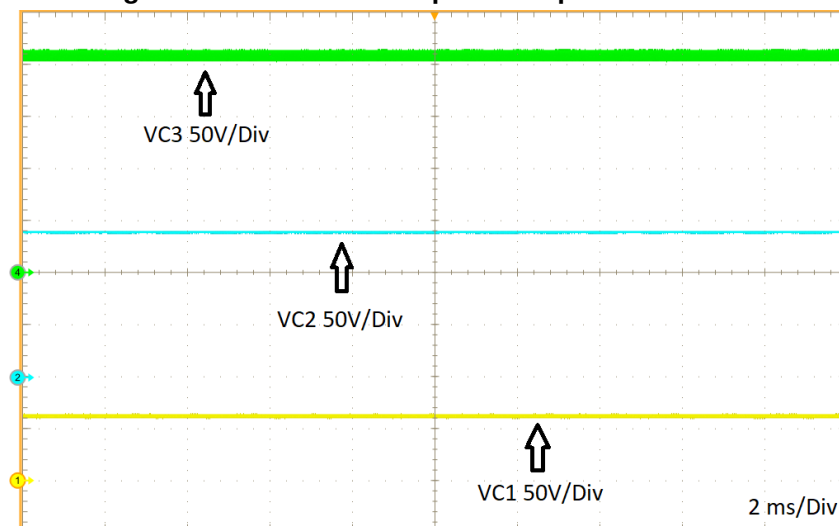
**Figura 53: Tensões e correntes de entrada e saída para Vin= 60V**



Fonte: Autoria própria

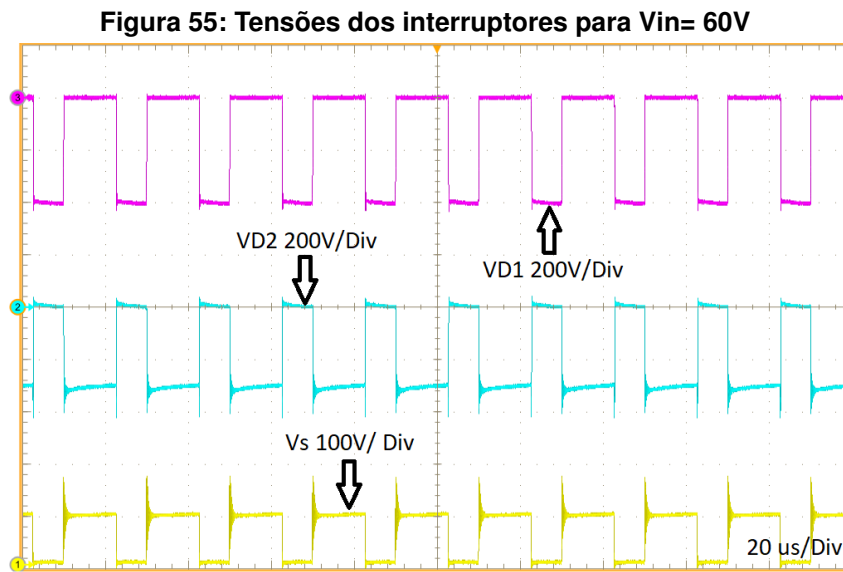
A tensão de saída, composta pela soma das tensões dos capacitores C1, C2 e C3 são ilustradas na figura 54.

**Figura 54: Tensões dos capacitores para Vin= 60V**



Fonte: Autoria própria

As tensões nos interruptores são dadas pela figura 55. É possível observar que os valores de tensão reversa nos diodos no momento do auto grampeamento são de 415 V, ligeiramente superior aos 400V esperados. Isso ocorre por conta de indutâncias parasitas presentes no protótipo. O pico de tensão no interruptor S no momento do auto grampeamento também se mostrou menor do que o valor da tensão de saída prevista pois o valor esperado seria 400V e foi encontrado 180V pelo mesmo motivo já explicitado no projeto anterior.



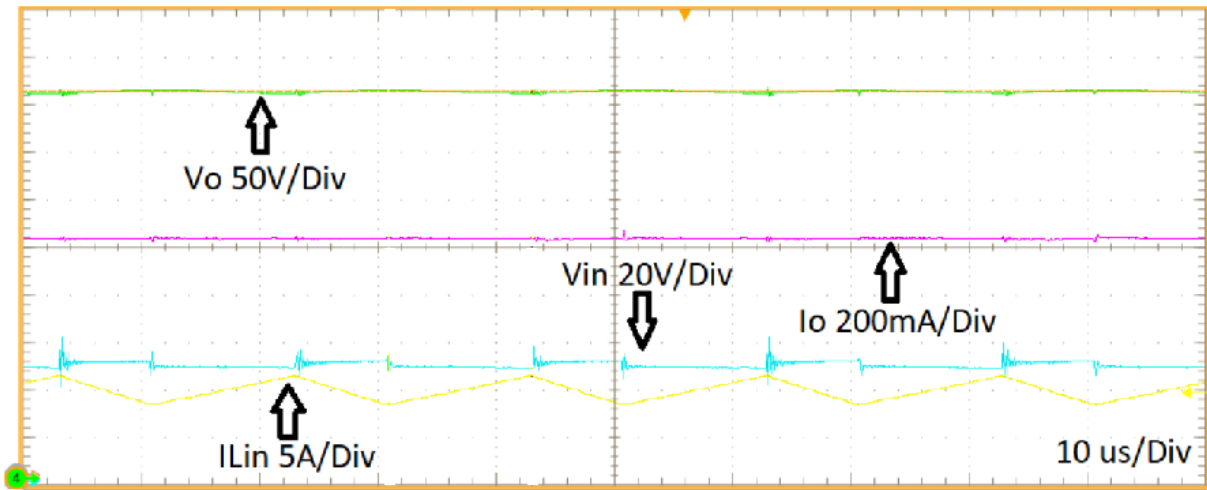
**Fonte: Autoria própria**

### 5.2.2 Resultados experimentais para a topologia apresentada na Seção 3.3

A fim de comprovar o funcionamento e principalmente o ganho estático inferior oferecido pelo conversor proposto na Seção 3.3 por conta da inversão do enrolamento secundário do transformador, algumas formas de onda são levantadas nesta seção.

Para uma tensão de entrada  $V_{in}=48V$ , agora com a alteração do ganho estático, é necessária uma razão cíclica de 0,6 para alcançar 400V na saída do conversor, como ilustra a Figura 56. As correntes de entrada e saída se mantêm visto que a alteração da razão cíclica não traz impactos significativos para ambas.

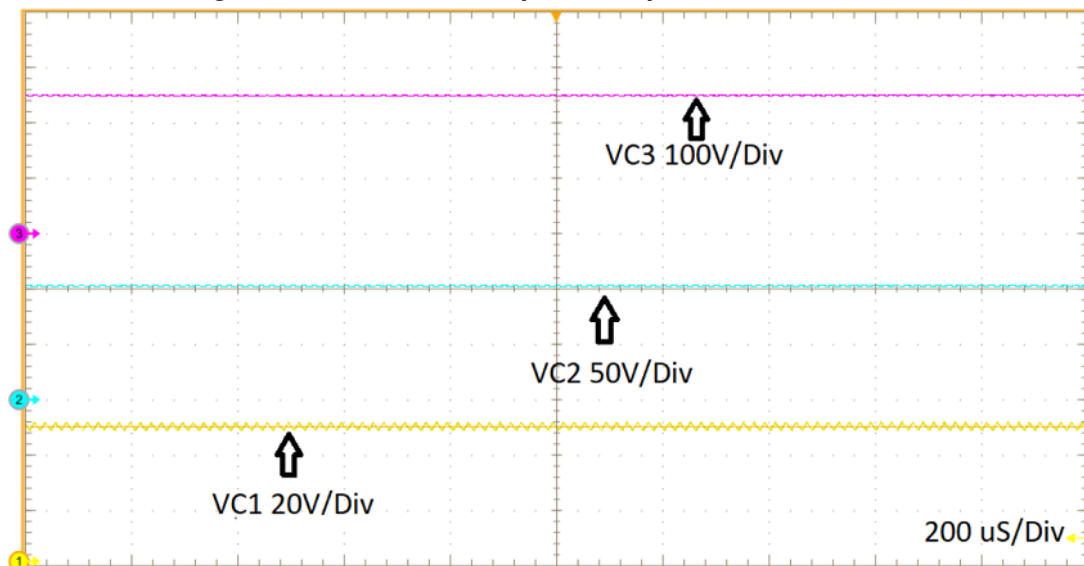
**Figura 56: Tensões e correntes de saída e entrada para  $V_{in}=48V$**



Fonte: Autoria própria

A tensão nos capacitores estão ilustradas na Figura 57 e a soma de ambas é equivalente à tensão de saída corrigida para 400V por uma pequena alteração na razão cíclica.

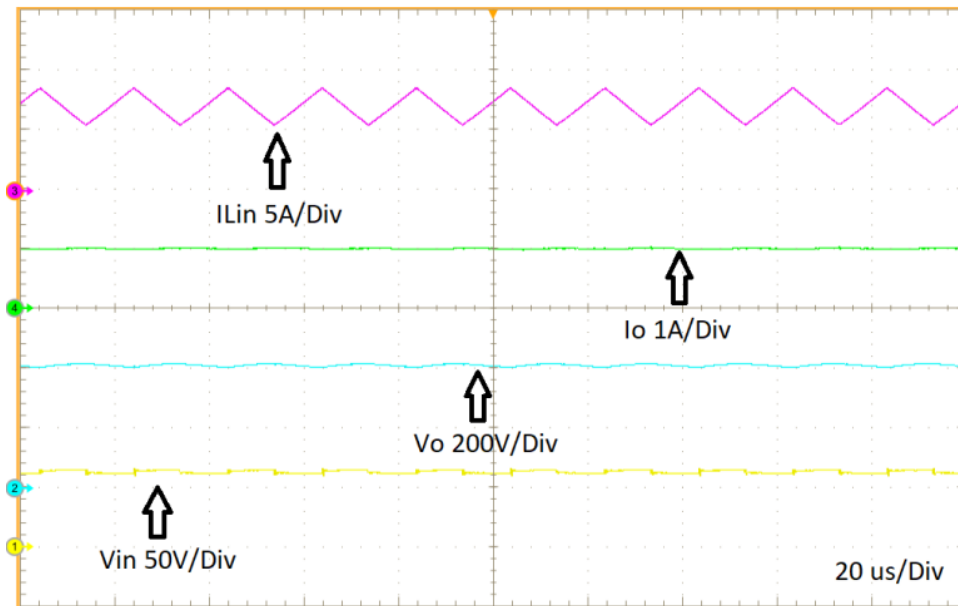
**Figura 57: Tensões nos capacitores para  $V_{in}=48V$**



Fonte: Autoria própria

As formas de onda que comprovam o ganho estático de tensão inferior para essa topologia também são levantadas para  $V_{in}=60V$ . A imagem 58 ilustra o comportamento das tensões de entrada e saída, bem como as correntes. Para alcançar a tensão de saída de 400V, a razão cíclica utilizada foi de 0,5.

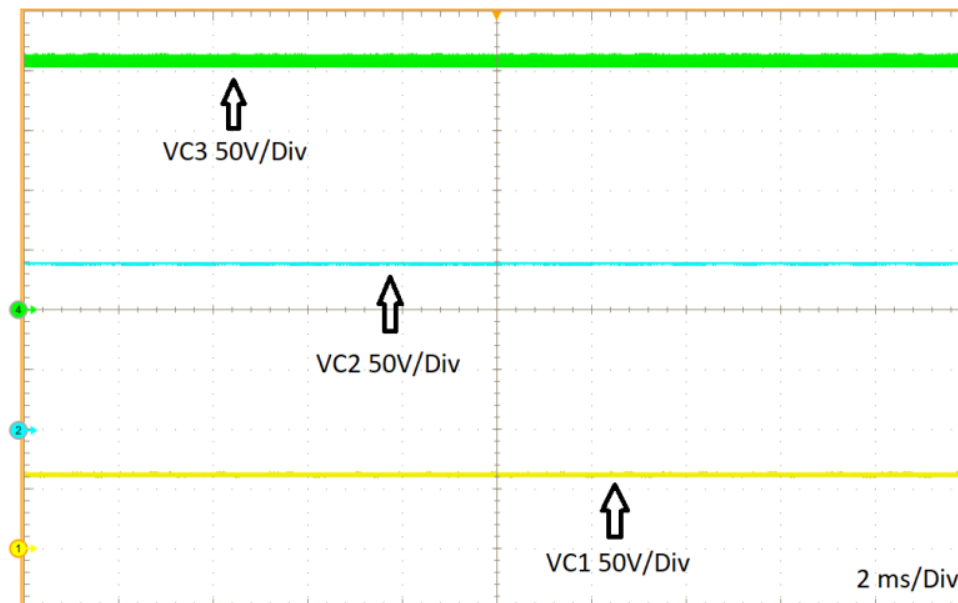
**Figura 58: Tensões e correntes de saída e entrada para  $V_{in}= 60V$**



Fonte: Autoria própria

As tensões dos capacitores para essa tensão de entrada também são ilustradas na figura 59 e a soma compõe os 400V de saída anteriormente ajustados.

**Figura 59: Tensões e correntes de saída e entrada para  $V_{in}= 60V$**



Fonte: Autoria própria

Após a análise das imagens, fica claro que a inversão do secundário do transformador traz um menor ganho estático de tensão para o conversor e portanto sua aplicação não se torna tão atrativa.

## 6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

O ramo de energias renováveis está em constante expansão, assim como as tecnologias relacionadas ao processamento desse tipo de energia, e por isso o investimento na área se torna vantajoso e necessário. No caso da energia fotovoltaica, uma etapa crítica do processo é a elevação da baixa tensão gerada nos painéis solares à alta tensão necessária para que um inversor de tensão possa operar de forma satisfatória. A topologia proposta nesse trabalho visa realizar a etapa de *boost* de tensão através de uma topologia simples, empregando poucos componentes.

Primeiramente foi realizado um modelo matemático idealizado do conversor e analisado teoricamente os impactos da dispersão do transformador e da inversão da polaridade do secundário do mesmo. O impacto da dispersão foi praticamente desprezível no ganho estático do conversor e foi verificado que o ganho estático do conversor é realmente inferior quando ocorre a inversão do secundário.

Pelo fato da análise ter sido feita de maneira ideal, alguns erros percentuais relacionados a algumas correntes e tensões foram elevados. Foi observado que os valores de pico de corrente dos diodos no auto grampeamento foram bastante diferentes quando comparados aos valores experimentais. Os valores observados experimentalmente foram bastante inferiores, o que é positivo e favorece o rendimento do conversor.

Além disso a tensão máxima encontrada do interruptor Q no momento de auto grampeamento também foi reduzida nos resultados experimentais, evidenciando então a grande influência da indutância de dispersão do transformador na diminuição da mesma, o que é extremamente favorável para a diminuição das perdas energéticas do conversor.

A proposta da utilização de fontes chaveadas é realizar a etapa de *boost* de tensão de maneira a reduzir as perdas do sistema, portanto uma análise de rendimento experimental utilizando um analisador de potência foi realizada e para as faixas de tensão consideradas, verificou-se que o rendimento variou de 93,43% a 96,01%.

Também foi comprovada a diminuição do ganho estático de tensão do conversor quando a polaridade do secundário do transformador é alterada, o que não traz benefícios ao conversor quando se busca topologias que ofereçam alto ganho.

Como trabalhos futuros podem ser considerados a utilização de técnicas de controle de tensão e corrente para que o conversor opere em malha fechada, um modelo matemático mais complexo não idealizado e o estudo de técnicas de comutação suave para alcançar rendimentos ainda maiores.

Por fim, após análises, a topologia proposta se mostra como uma possível solução a ser empregada no processamento de energia fotovoltaica visando simplicidade e alto rendimento em sua operação.

## REFERÊNCIAS

**ABSOLAR. Estudo: Absolar mostra economia de pelo menos R\$ 2 bilhões na conta de luz com inserção da fonte fotovoltaica na matriz elétrica.**

2017. Online. Disponível em: <<http://www.absolar.org.br/noticia/noticias-externas/estudo-da-absolar-mostra-economia-de-pelo-menos-r-2-bi-na-conta-de-luz-com-insercao-da-fo.html>>. Citado na página 12.

**ANEEL, Agência Nacional de Energia Elétrica. Matriz de energia elétrica brasileira.**

2019. Online. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.cfm>>. Citado na página 11.

**ATLAS. Atlas solarimétrico do Brasil.** 2000. Online. Disponível em: <[http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Atlas\\_Solarimetrico\\_do\\_Brasil\\_2000](http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Atlas_Solarimetrico_do_Brasil_2000)>.

Citado na página 12.

**EPE. Inserção da geração fotovoltaica distribuída no Brasil – condicionantes e impactos.** 2014. Online. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes>>.

Citado na página 12.

**EU;CEC. European or CEC Efficiency.** 2005. ONLINE. Disponível em: <[https://www.pvsyst.com/help/inverter\\_euroeff.htm](https://www.pvsyst.com/help/inverter_euroeff.htm)>.

Citado na página 63.

GULES R.; PFITSCHER, L.L.; Franco L.C. [ieee 2003 ieee international symposium on industrial electronics - rio de janeiro, brazil (9-11 june 2003)] 2003 ieee international symposium on industrial electronics ( cat. no.03th8692) - an interleaved boost dc-dc converter with large conversion ratio. In: . [s.n.], 2003. v. 1. ISBN 0-7803-7912-8. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/scimag/index.php?s=10.1109/isie.2003.1267284>>. Citado na página 20.

**IEA, Internacional Energy Agency. Electricity Generation By Fuel.** 2019. ONLINE.

Disponível em: <<https://www.iea.org/statistics/?country>>. Citado na página 11.

**KHATEB AHMAD H.; RAHIM, Nasrudin Abd; Selvaraj Jeyraj; Williams Barry W. El. Dc-to-dc converter with low input current ripple for maximum photovoltaic power extraction. IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE, v. 62, p. 2246–2256, 2015. ISSN 0278-0046,1557-9948. Disponível em: <<http://doi.org/10.1109/tie.2014.2383999>>.**

Citado na página 18.



LUO F.L.; YE, H. Positive output cascade boost converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, The Institution of Electrical Engineers, v. 151, p. 590, 2004. ISSN 1350-2352. Disponível em: <<http://doi.org/10.1049/ip-epa%3A20040511>>. Citado na página 19.

MME. **Plano Nacional de Energia - 2050**. 2019. Online. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/Plano-Nacional-de-Energia-2050>>. Citado na página 12.

MME/EPE. **Plano decenal de expansão de energia - 2026**. 2019. Online. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/documents/10584/0/PDE2026.pdf/474c63d5-a6ae-451c-8155-ce2938fbf896>>. Citado na página 12.

MOHAN T. M. UNDELAND, W. P. Robbins N. **Power Electronics: Converters.: Analysis and design (complex adaptive systems)**. Massachusetts, USA: New York: Wiley, 1995. 465 p. Citado na página 18.

YOUN, Ki-Bum Park; Gun-Woo Moon; Myung-Joong. Nonisolated high step-up stacked converter based on boost-integrated isolated converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 26, 2011. Disponível em: <<http://gen.lib.rus.ec/scimag/index.php?s=10.1109/tpel.2010.2066578>>. Citado na página 21.

ZHAO ; LEE, F.C. Qun. High-efficiency, high step-up dc-dc converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 18, p. 65–73, 2003. ISSN 0885-8993,1941-0107. Disponível em: <<http://doi.org/10.1109/tpel.2002.807188>>. Citado na página 20.