UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO"

FACULDADE DE ENGENHARIA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA

VITOR OLIVEIRA TAKAHASHI

DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA DE 12W

Ilha Solteira
2026

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Campus de Ilha Solteira

VITOR OLIVEIRA TAKAHASHI

DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA DE 12W

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – UNESP como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista

Guilherme de Azevedo Melo
Orientador

Ilha Solteira
2026

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

Takahashi, Vitor Oliveira.
T136d Desenvolvimento de uma fonte chaveada de 12W/ Vitor Oliveira Takahashi. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2026
75 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista (UNESP), Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira, 2026

Orientador: Guilherme de Azevedo Melo

Inclui bibliografia

1. Fonte chaveada. 2. Conversor Flyback. 3. Retificador.

Sandra Montibeller - CRB-8/060

unesp UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Câmpus de Ilha Solteira

ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos doze dias do mês de junho do ano de dois mil e vinte e seis, o discente ***Vitor Oliveira Takahashi,*** matriculado sob o nº 191052931, tendo como banca examinadora o seu orientador, *o Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, o Dr. Rodrigo Alessandro Nunes de Oliveira e o Dr.Lucas do Carmo Yamaguti,* apresentou o Trabalho de Graduação intitulado **" DESENVOLVIMENTO DE UMA FONTE CHAVEADA DE 12W",** obtendo a nota 9,0 (nove) e conceito _____.

Prof. Dr. Guilherme de Azevedo Melo
- orientador -

Vitor Oliveira Takahashi
- discente -

Dr. Rodrigo Alessandro Nunes de Oliveira
- Membro da Banca -

Dr.Lucas do Carmo Yamaguti,
- Membro da Banca -

Faculdade de Engenharia – Departamento de Engenharia Elétrica
Avenida Professor José Carlos Rossi, 1370 - CEP 15.385-000, Ilha Solteira - SP - Brasil
Tel (18) 37431150 - Fax (18) 3742-2735 - www.feis.unesp.br

AGRADECIMENTOS

Ao longo de toda a minha trajetória na graduação, diversas pessoas e organizações contribuíram significativamente para o meu desenvolvimento acadêmico e pessoal, às quais expresso meus mais sinceros e profundos agradecimentos.

Primeiramente, à minha família — meus pais, Álvaro e Nara, e minha irmã, Giovanna —, pelo apoio incondicional ao longo de toda a minha trajetória. Sempre presentes em todos os momentos, foram fundamentais para o meu desenvolvimento pessoal e acadêmico. Agradeço profundamente pelo incentivo, pela confiança e por todo o suporte oferecido, sem os quais a realização desta jornada não teria sido possível.

Agradeço aos amigos que fiz ao longo de toda a minha vida e, em especial, àqueles que conheci durante a graduação, pela parceria, apoio e companheirismo em todos os momentos. A presença de vocês foi essencial para tornar essa jornada mais leve e significativa. Sem esse suporte, todo o percurso teria sido muito mais desafiador. Desejo a todos muito sucesso em suas trajetórias.

Ao Prof. Dr. Guilherme, pela orientação dedicada ao longo de todo o desenvolvimento deste trabalho de graduação. Agradeço pela paciência, disponibilidade e constante apoio na condução deste projeto, especialmente nos momentos de dúvida.

Estendo também meus agradecimentos ao técnico Everaldo e, novamente, ao Prof. Dr. Guilherme, pela colaboração e disposição durante a realização dos testes em bancada, que representaram uma das etapas mais desafiadoras deste trabalho.

Por fim, agradeço à Universidade e ao Colégio DNA — em especial ao Sr. Hércules Moura — por proporcionarem um ensino de excelência, com um corpo docente altamente qualificado, que contribuiu de forma significativa para a minha formação acadêmica.

RESUMO

O presente trabalho trata do desenvolvimento de uma fonte chaveada com saída de 12 V e 1 A (12 W) inicialmente como uma ideia concebida durante o estágio para redução de custos para um empresa. O projeto foi estruturado em três blocos principais: retificação, conversor *flyback* e sistema de controle. A partir da fundamentação teórica do conversor *flyback* em modo de condução descontínua (MCD), foram derivadas as equações necessárias para o dimensionamento dos componentes eletrônicos que compõem o circuito e a placa de circuito impresso (PCB). O processo de desenvolvimento foi dividido em duas etapas: a simulação do conversor, realizada nos *softwares* MATLAB e PSIM, e a montagem de um protótipo em laboratório. O objetivo principal do projeto consistia em validar o desempenho experimental da fonte, de modo que os resultados obtidos se aproximem dos valores simulados, garantindo operação para uma faixa de entrada entre 127 V e 220 V e fornecendo uma saída estável de 12V e 1 A. Foram realizados apenas de maneira experimental os testes em bancada do conversor *flyback* projetado, comprovando o seu funcionamento por meio das formas de onda.

Palavras-chave: Fonte chaveada, Conversor *flyback*, Retificador.

ABSTRACT

The present work deals with the development of a switched-mode power supply with an output of 12 V and 1 A (12 W), initially conceived as an idea during an internship aimed at reducing costs for a company. The project was structured into three main blocks: rectification, flyback converter, and control system. Based on the theoretical foundation of the flyback converter operating in discontinuous conduction mode (DCM), the equations required for sizing the electronic components that make up the circuit and the printed circuit board (PCB) were derived. The development process was divided into two stages: converter simulation, carried out using MATLAB and PSIM software, and the assembly of a laboratory prototype. The main objective of the project was to validate the experimental performance of the power supply, so that the results obtained would be close to the simulated values, ensuring operation over an input range between 127 V and 220 V and providing a stable output of 12 V and 1 A. Only experimental bench tests were performed on the designed flyback converter, proving its operation through the observed waveforms.

Keywords: Switched-mode power supply, Flyback converter, Rectification

SUMÁRIO

RESUMO **6**

1 INTRODUÇÃO **10**

1.1 TOPOLOGIA COM CONVERSOR FLYBACK 10

2 CONVERSOR CC-CC FLYBACK **12**

2.1 FILTRO EMI COM RETIFICADOR 13

2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR FLYBACK 16

3 CONTROLE COM REALIMENTAÇÃO NEGATIVA **21**

3.1 PROJETO DO CONTROLADOR PI 22

4 METODOLOGIA DE PROJETO **32**

4.1 TEMPOS: $\Delta t1$ e $\Delta t2$ 32

4.2 INDUTANCIA $Lpri$ 33

4.3 INDUTANCIA $Lsec$ 33

4.4 CAPACITANCIA Co 34

4.5 CORRENTE MÉDIA $Igmed$ 34

4.6 CORRENTE MÉDIA DA CHAVE S 35

4.7 CORRENTE MÁXIMA DO PRIMARIO $IPrimax$ 36

4.8 CORRENTE EFICAZ DA CHAVE S 36

4.9 CORRENTE MÉDIA DO DIODO Do 37

4.10 CORRENTE MÁXIMA DO SECUNDÁRIO $ISecmax$ 38

4.11 CORRENTE EFICAZ DO DIODO Do 38

4.12 CORRENTE EFICAZ DO CAPACITOR DE SAÍDA Co 38

4.13 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO n 39

4.14 PROJETO DO TRANSFORMADOR 40

4.15 CIRCUITO GRAMPEADOR 44

4.16 CARGA Ro 45

4.17 GANHO ESTÁTICO 45

4.18 CÁLCULO TÉRMICO 46

4.19 ESCOLHA DOS COMPONENTES 47

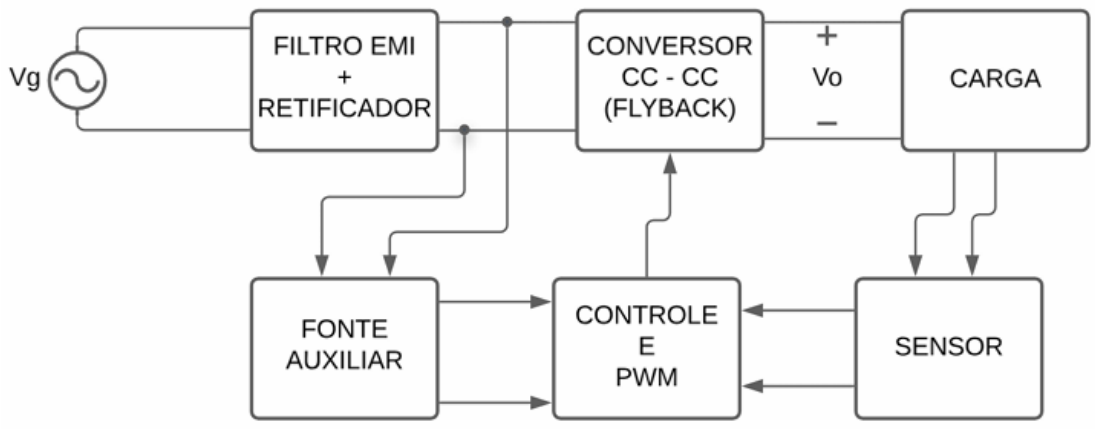
5 RESULTADOS **57**

5.1 MONTAGEM DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSA 57
5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO 59
5.3 RESULTADOS PRÁTICOS 63
6 DISCUSSÕES 71
7 CONCLUSÃO 73
REFERÊNCIAS 74

1 INTRODUÇÃO

O crescimento da demanda por condicionadores de energia com maior densidade de potência e melhor eficiência levou à adoção das fontes chaveadas em sistemas eletrônicos. Esse movimento ganhou força a partir da década de 1970, quando tais circuitos passaram a ser incorporados em dispositivos como calculadoras e computadores. Com isso, surgiu também a necessidade de profissionais capacitados para projetar essas soluções, consideradas complexas para a época (CANESIN, 1997). Entre as diferentes categorias de fontes chaveadas, que podem ser classificadas conforme a presença ou não de isolação galvânica, o presente trabalho concentra-se na topologia isolada, especificamente na configuração *flyback*, ilustrada na Figura 1.

Figura 1 – Diagrama de uma fonte chaveada com um flyback



Fonte: (ADAPTADO DE, COSTA, 2020)

Com base na Figura 1, é possível identificar os diferentes blocos que compõem a fonte chaveada. Esses blocos podem ser configurados de distintas maneiras, de acordo com as adaptações necessárias para atender ao objetivo de projeto desejado.

1.1 TOPOLOGIA COM CONVERSOR FLYBACK

A topologia *flyback*

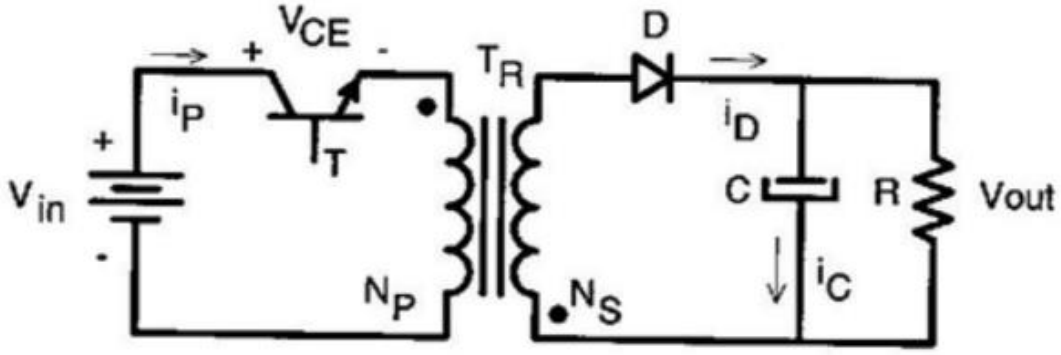
é amplamente empregada no processamento de baixas potências, geralmente até 20 W, em razão de sua simplicidade construtiva. Entre as aplicações mais comuns estão os carregadores de baterias e a alimentação de dispositivos eletrônicos em geral. Para faixas de potência reduzida, essa configuração costuma ser a preferida quando o critério de escolha está

associado ao baixo custo de implementação. Entretanto, apresenta como limitações principais a sua elevada perda de comutação (AMADO et al., 2024). Já para níveis de potência mais elevados, tornam-se mais adequadas outras topologias, que, embora exijam maior quantidade de dispositivos semicondutores, oferecem melhor desempenho global.

2 CONVERSOR CC-CC FLYBACK

O conversor do tipo flyback tem como função principal realizar a conversão da tensão de entrada para um nível de tensão de saída específico, de acordo com a aplicação desejada. Trata-se de uma topologia amplamente empregada em sistemas de baixa potência, devido à sua simplicidade construtiva, versatilidade e baixo custo de implementação (BARBI, 2014).

Figura 2 – Circuito esquemático de um conversor CC/CC flyback



Fonte: (BARBI, 2014)

A composição básica do conversor flyback é formada por um transistor de chaveamento (T) na entrada, um transformador de acoplamento (TR), um diodo retificador na saída (D) e um capacitor de filtro (C), além do respectivo circuito de controle. Complementando o circuito de potência, ilustrado na Figura 2, destacam-se ainda a presença de uma fonte auxiliar, de sensores e do sistema de controle, elementos indispensáveis para garantir o funcionamento adequado e o desempenho satisfatório do conversor.

Para projetar os componentes que fazem parte do conversor, optou-se por adotar o modo de condução descontínua (MCD), na qual a corrente no enrolamento primário do transformador zera antes do início do próximo ciclo de chaveamento.

Em termos práticos, tem-se que, dentro de cada período de operação, a energia armazenada no transformador é totalmente transferida para a carga antes que a chave semicondutora volte a conduzir. Assim, durante uma parte do ciclo, não há corrente circulando pelo transformador, caracterizando a região descontínua.

2.1 FILTRO EMI COM RETIFICADOR

A atenuação dos ruídos conhecidos como Interferências Eletromagnéticas (EMI – *Electromagnetic Interference*) é obtida, principalmente, pela utilização de um filtro EMI incorporado ao estágio de conversão CA/CC, denominado retificador. Esse filtro corresponde ao primeiro bloco de uma fonte chaveada e tem como finalidade mitigar os níveis de ruído provenientes da comutação dos semicondutores. Em seguida, o retificador realiza a conversão da tensão alternada em uma tensão contínua pulsante, a qual atua como entrada para o conversor *flyback*. Para isso, são empregados diodos responsáveis pela retificação do sinal e, posteriormente, um filtro capacitivo, que armazena energia e reduz a ondulação da tensão, garantindo condições adequadas de operação para o conversor flyback.

A composição desse estágio, formado pelo filtro EMI e pelo retificador, inclui um capacitor de entrada, uma ponte de diodos, um termistor, um varistor e um fusível, elementos essenciais tanto para o condicionamento da energia quanto para a proteção do circuito.

2.1.1 CAPACITOR DE ENTRADA (Cin)

O capacitor de entrada exerce um papel essencial no condicionamento da energia elétrica e na mitigação de ruídos em fontes chaveadas. Após a etapa de retificação por diodos, a tensão contínua resultante ainda apresenta ondulações expressivas, conhecidas como *ripple*. O capacitor atua como elemento de filtragem, armazenando e liberando energia de forma a suavizar essas variações e fornecer uma tensão mais estável ao estágio seguinte do circuito.

Além disso, o capacitor contribui de maneira significativa para a atenuação de ruídos de alta frequência provenientes da comutação dos semicondutores. Dessa forma, auxilia na supressão de correntes indesejadas que poderiam retornar à rede elétrica ou causar interferências no funcionamento de outros equipamentos eletrônicos.

Para o seu dimensionamento, incialmente é necessário considerar a corrente de saída do estágio retificador, sendo:

$$i_x = \frac{Po}{\left(\eta \cdot V_{in_\min\ _vp}\right)} \tag{1}$$

Sendo Po a potência de saída da fonte chaveada, η o rendimento mínimo esperado do conversor flyback e $V_{in_\min\ _vp}$ a tensão de pico da senoide de entrada.

Deve-se atentar a ondulação percentual de tensão do capacitor para projetá-lo. Dito isso, geralmente adota-se um valor de 10% de ondulação admissível no capacitor de entrada (COSTA, 2021), e assim calcula-se a ondulação de tensão do capacitor sendo:

$$\Delta V_{Cin} = V_{in_\min\ _Vp} \cdot 10\% \tag{2}$$

A partir disso, o valor da capacitância é dado por:

$$C_{in} = \frac{i_x}{2 \cdot \Delta V_{Cin} \cdot F_{red}} \tag{3}$$

Sendo F_{red} a frequência da tensão da rede de abastecimento.

2.1.2 PONTE RETIFICADORA

A ponte retificadora constitui um dos estágios fundamentais da fonte chaveada, sendo responsável por converter a tensão alternada da rede elétrica em uma tensão contínua pulsante, que servirá de entrada para os estágios subsequentes de filtragem e conversão. Sua configuração clássica é dada por quatro diodos dispostos em ponte, permitindo a retificação de onda completa. Dessa forma, ambos os semiciclos da tensão alternada são aproveitados, resultando em uma maior eficiência no aproveitamento da energia fornecida pela rede.

Para o adequado dimensionamento da ponte retificadora utilizada na etapa de entrada de conversores do tipo *flyback*, é necessário considerar a tensão fornecida pela rede elétrica e suas possíveis variações. Para uma alimentação de 220 V, a retificação em onda completa resulta em uma tensão de barramento cujo valor de pico pode ser aproximado por 311,13 V, no qual esse valor é obtido a partir da relação entre a tensão eficaz e a tensão de pico de uma senoide. No entanto, devido à tolerância típica da rede elétrica, admite-se uma variação de até ±10% sobre o valor nominal (COSTA, 2020). Dessa forma, a tensão de pico máxima esperada após a retificação pode alcançar aproximadamente 342,24 V.

Com base nesse valor, torna-se imprescindível selecionar uma ponte retificadora capaz de suportar níveis de tensão superiores aos calculados, de modo a evitar falhas durante transientes ou condições anormais de operação. Assim, adota-se como critério de engenharia a especificação de uma ponte cuja tensão reversa máxima seja, no mínimo, o dobro da tensão de pico estimada, garantindo margem de segurança adequada frente a sobretensões (CANESIN, 1997).

Além da tensão, a corrente também deve ser cuidadosamente considerada. A ponte retificadora conduz correntes pulsantes associadas ao processo de carga do capacitor de barramento, resultando em esforços térmicos superiores aos observados em regime puramente

senoidal. Portanto, recomenda-se que a corrente nominal da ponte seja escolhida com valor três vezes maior do que a corrente nominal em regime permanente, assegurando operação dentro dos limites térmicos do componente e maior confiabilidade do sistema.

2.1.3 TERMISTOR

A utilização do termistor no bloco de retificação está diretamente ligado com a limitação da corrente de partida no regime transitório, ocorrendo no instante de energização da fonte. Quando o capacitor de entrada se encontra descarregado, apresenta uma impedância muito baixa, resultando em um pico de corrente elevado fluindo através da ponte retificadora. Inicialmente o termistor apresenta um valor de resistência muito elevado, restringindo a corrente de surto, e à medida que ele aquece devido a passagem de corrente, sua resistência diminui gradualmente até atingir um valor de corrente nominal baixo, permitindo que o circuito opere normalmente sem perdas significativas.

Para a escolha do termistor usado no circuito, primeiro é necessário considerar a corrente máxima que a ponte retificadora escolhida suporta. Define-se um valor de 25% do valor da corrente máxima para que não seja um valor muito elevado. Além disso, o cálculo da resistência do termistor é dado por:

$$R_{termistor} = \frac{v_{in_max}}{i_{transitorio}} \tag{4}$$

Referente a corrente eficaz no regime permanente, deve-se considerar a potência de entrada, sendo:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \tag{5}$$

A partir da potência de entrada, o fator de potência e a tensão da rede, calcula-se a corrente eficaz, sendo:

$$I_{efNTC} = \frac{P_{in}}{V_{ac} \cdot FP} \tag{6}$$

2.1.4 FUSÍVEL

No bloco de retificação, utiliza-se um fusível de proteção antes da ponte retificadora, essencialmente para garantir a segurança do circuito durante a energização e a operação

contínua. O fusível atua como um elemento de interrupção rápida em situações de sobrecorrentes.

Para o dimensionamento do componente, é necessário considerar a corrente eficaz que fluirá pelo termistor em regime permanente.

$$I_{fusi} = I_{efNTC} \tag{7}$$

2.1.5 VARISTOR

O emprego do varistor no bloco de retificação tem como principal objetivo a proteção contra surtos de tensão de curta duração, os quais são originados por manobras de chaveamento, variações bruscas de carga no sistema de distribuição ou descargas atmosféricas indiretas.

O dimensionamento para o varistor do circuito deve ser escolhido no valor maior e mais próximo da tensão na rede.

2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR FLYBACK

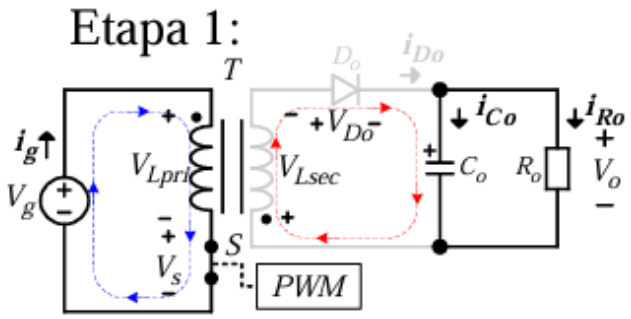
No MDC, o conversor *flyback* apresenta três etapas de operação distintas ao longo de cada período de chaveamento. Essas fases são essenciais para garantir a transferência integral de energia do enrolamento primário para o secundário e, consequentemente, para a carga.

2.2.1 ETAPA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Na primeira etapa de operação do conversor *flyback* em DCM, o transistor de chaveamento é acionado, permitindo a condução da corrente pelo enrolamento primário do transformador. Nesse instante, a tensão de entrada é aplicada diretamente ao primário, fazendo com que a corrente aumente de forma aproximadamente linear. Esse processo resulta no armazenamento de energia no campo magnético do núcleo do transformador, que será posteriormente transferida à carga. Durante essa etapa, o diodo do secundário permanece bloqueado, de modo que a carga é sustentada exclusivamente pela energia previamente acumulada no capacitor de saída.

A partir disso, analisando a Figura 3**,** é possível equacionar alguns parâmetros para o conversor.

Figura 3 – Armazenamento de energia – ETAPA 1



Fonte: (COSTA, 2020)

A partir da Lei das Malhas de Kirchoff (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001), é possível equacionar a tensão no primário, sendo:

$$-V_g + V_{Lpri} + V_s = 0 \tag{8}$$

$$V_{Lpri} = V_g \tag{9}$$

Dessa forma, aplicando a relação de transformação do transformador, obtém-se a expressão para a tensão no enrolamento secundário.

$$n = \frac{V_{Lpri}}{V_{Lsec}} \rightarrow n = \frac{V_g}{V_{Lsec}} \tag{10}$$

$$V_{Lsec} = \frac{V_g}{n} \tag{11}$$

A tensão máxima que aparece sobre diodo D_o, também é obtida a partir da Lei das malhas, sendo:

$$V_{Lsec} + V_{Do} + V_o = 0 \tag{12}$$

$$V_{Do} = -(V_{Lsec} + V_o) \tag{13}$$

$$V_{Do} = -\left(\frac{V_g}{n} + V_o\right) \tag{14}$$

A corrente no capacitor, a partir da Lei dos Nós de Kirchoff, é equacionada sendo:

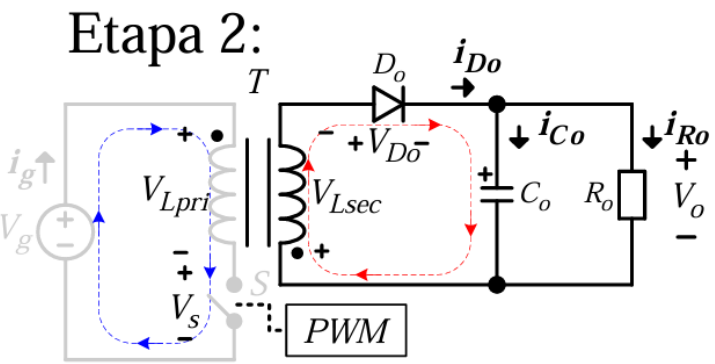
$$i_{Do} = i_{Co} + i_{Ro} \rightarrow i_{Co} = i_{Ro} = \frac{-V_o}{R_o} \tag{15}$$

2.2.2 ETAPA DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA (Transistor desligado, diodo conduzindo)

Na segunda etapa de operação, o transistor é desligado, interrompendo o fluxo de corrente no enrolamento primário. A partir disso, a energia armazenada no campo magnético do núcleo do transformador é transferida para o enrolamento secundário. Nesse instante, a polaridade da tensão no secundário se inverte, fazendo com que o diodo entre em condução e assim permita o fluxo de corrente para a carga e o capacitor de saída. Durante esse processo, a corrente no secundário apresenta comportamento decrescente até se anular, preparando o circuito para a etapa seguinte.

A partir da Figura 4**,** obtém-se os seguintes equacionamentos:

Figura 4 – Etapa de transferência de energia



Fonte: (COSTA, 2020)

Nessa etapa, a tensão no indutor primária pode ser equacionada a partir da relação de transformação.

$$n = \frac{V_{Lpri}}{V_{Lsec}} \rightarrow n = \frac{V_{Lpri}}{-V_o} \tag{16}$$

$$V_{Lpri} = -V_o \cdot n \tag{17}$$

A tensão no enrolamento secundário é equacionada a partir da Lei das Malhas.

$$V_{Lsec} + V_{Do} + V_o = 0 \tag{18}$$

$$V_{Lsec} = -V_o \tag{19}$$

A tensão sobre a chave é dada por:

$$-V_g + V_{Lpri} + V_s = 0 \tag{20}$$

$$V_s = V_g - V_{Lpri} \tag{21}$$

$$V_s = V_g + V_o \cdot n \tag{22}$$

Por fim, a corrente no capacitor é equacionada da mesma maneira que na etapa anterior, sendo:

$$i_{Do} = i_{Co} + i_{Ro} \rightarrow i_{Co} = i_{Do} - \frac{V_o}{R_o} \tag{23}$$

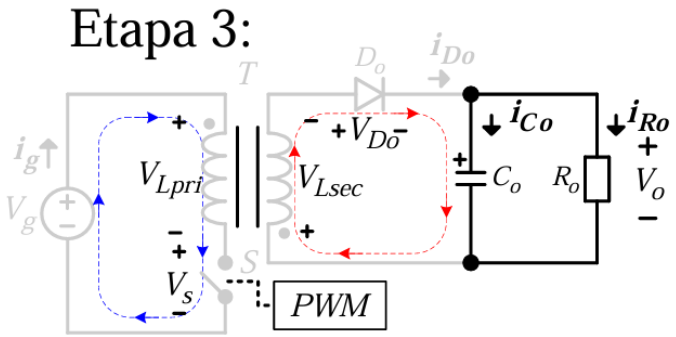
2.2.3 ETAPA DESCONTÍNUA (Ambos desligados)

A terceira etapa de operação, nota-se que o transistor de chaveamento e o diodo de saída estão desligados. Nesse intervalo, a energia magnética previamente armazenada no transformador, foi completamente transferida para a carga durante a etapa anterior. Dito isso, não há corrente circulando nem no primário e nem no secundário do transformador, sendo então uma região descontínua.

Durante essa etapa, a carga é alimentada pela energia acumulada no capacitor de saída, que atua como elemento até o início do próximo ciclo. Essa fase é uma característica do modo DCM e garante que a energia seja totalmente descarregada a cada período.

Na Figura 5**,** é possível perceber que não está havendo a circulação de corrente no primário e no secundário, sendo apenas na malha que contém o capacitor e a carga

Figura 5 – Etapa descontínua



Fonte: (COSTA, 2020)

Nesse caso, como dito anteriormente, tem-se que a tensão no primário e no secundário são iguais a zero.

$$V_{Lpri} = 0 \tag{24}$$

$$V_{Lsec} = 0 \tag{25}$$

A tensão da Chave, da mesma maneira que foi equacionada anteriormente, é dada por:

$$-V_g + V_{Lpri} + V_s = 0 \quad (26)$$

$$V_s = V_g \quad (27)$$

Referente a tensão do diodo, pela Lei das malhas, tem-se:

$$V_{Lsec} + V_{Do} + V_o = 0 \quad (28)$$

$$V_{Do} = -V_o \quad (29)$$

Por fim, a corrente no capacitor é equacionada da mesma maneira que na etapa anterior, sendo:

$$i_{Do} = i_{Co} + i_{Ro} \rightarrow i_{Co} = -\frac{V_o}{R_o} \quad (30)$$

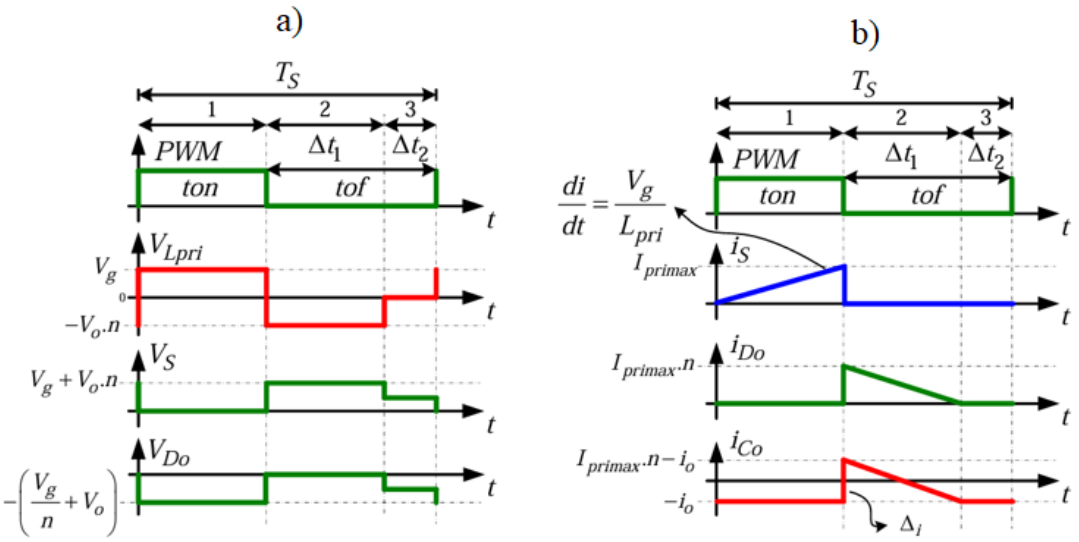
2.2.4 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA: FLYBACK DCM

A análise de ondas de tensão e corrente é essencial no estudo de conversores de potência. A partir dessas representações, é possível compreender o comportamento dinâmico do circuito, além de verificar se a operação ocorre conforme o regime de condução previsto.

A partir das formas de onda, é possível dimensionar adequadamente os componentes, uma vez que permitem identificar valores de pico, níveis eficazes de corrente e tensões de bloqueio que semicondutores, capacitores, diodos e transformadores deverão suportas.

Nas Figuras 6**,** tem-se as formas de onda para as tensões e correntes equacionadas anteriormente no modo de condução descontínuo.

Figura 6 – Formas de onda de tensão (a) e corrente (b)



Fonte: (COSTA, 2020)

3 CONTROLE COM REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

O controlador é um dos elementos mais importantes de uma fonte chaveada, sendo responsável por regular a tensão de saída por meio do ajuste do ciclo de trabalho do sinal PWM. Sua atuação permite compensar variações na tensão de entrada e alterações na carga, garantindo que a tensão fornecida ao circuito permaneça próxima ao valor de referência estabelecido e assegurando a estabilidade do sistema.

Em uma fonte chaveada, o processo de conversão é realizado por um transistor que comuta em alta frequência. Essa comutação é determinada por um sinal de controle, geralmente obtido a partir da realimentação da tensão ou corrente de saída. Assim, o sistema de controle atua ajustando o ciclo de trabalho (*duty cycle*) da chave de modo a corrigir desvios em relação a referência.

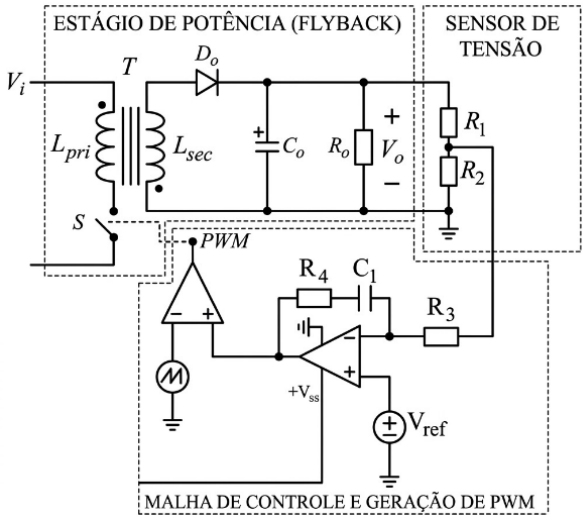
A dinâmica desse sistema é analisada em malha aberta inicialmente para compreender o comportamento da planta e em malha fechada para avaliar a resposta do conjunto controlado, e a partir de alguns parâmetros definidos e calculados, como a margem de fase, o ganho estático, a frequência de corte e a resposta transitória é possível garantir a estabilidade e precisão na regulação de tensão.

Para o sistema de controle, é necessário escolher de maneira adequada o melhor tipo de compensador (Proporcional Integrador (PI), Proporcional Integrador Derivativo (PID) ou de avanço/atraso de fase (LEAD/LAG), sendo essencial para que a fonte apresente baixa ondulação e rápida resposta a variações de carga (BARBI, 2011).

O sensor de realimentação trabalha em conjunto com o sistema de controle, monitorando continuamente a tensão de saída comparando o sinal medido com a referência estabelecida. A diferencia entre ambos é amplificada pelo circuito de erro e utilizado para ajustar dinamicamente o *duty cycle*, mantendo a tensão de saída constante mesmo diante de variações.

Na Figura 7 é apresentado o bloco de controle da fonte chaveada, composto pela malha de realimentação, na qual apresenta um compensador PI, e pelo circuito gerador do sinal PWM, além do sensor de tensão de saída implementado por meio de um divisor resistivo.

Figura 7 – Bloco de controle e sensor



Fonte: (COSTA, 2020, ADAPTADO PELO AUTOR)

3.1 PROJETO DO CONTROLADOR PI

O ganho em malha aberta é um dos parâmetros fundamentais na análise e no projeto do sistema de controle de uma fonte chaveada, mostrando o comportamento do circuito quando o sinal de saída não é devolvido ao controlador para a correção de erro. Em termos práticos, o ganho em malha aberta indica como a tensão de saída varia em função das variações do sinal de controle aplicado ao modulador PWM.

A partir da análise do ganho em malha aberta, considerando o MDC, é possível determinar a frequência de corte, os polos e zeros do sistema, que influenciam diretamente na estabilidade e resposta transitória do conversor.

Para expressar matematicamente a equação do ganho, inicialmente é necessário considerar os intervalos de operação no modo DCM, sendo ON ($0 \rightarrow DT_S$) momento em que a chave conduz e a energia é armazenada no primário do transformador, OFF ($DT_S \rightarrow (D + D2)T_S$) momento em que a energia do primário é transferida para o secundário e ao capacitor, e por fim Idle ($(D + D2)T_S \rightarrow T_S$) momento em que a corrente do indutor é zero. Sendo D uma fração de período (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001).

Além disso, por estar no modo DCM, tem-se que o indutor descarrega completamente antes do fim do ciclo, logo:

$$D + D2 < 1 \tag{31}$$

Considerando a corrente de pico no primário, durante o período ON, tem-se a seguinte equação para a tensão no indutor primário:

$$v = L\frac{di}{dt} \tag{32}$$

$$V_{in} = L_m\frac{d_{ip}}{dt} \tag{33}$$

Integrando durante o intervalo de condução DT_S, tem-se:

$$\int_0^{DT_S} V_{in}\,dt = \int_0^{ip} L_m\,d_{ip} \tag{34}$$

Dessa forma, a corrente de pico é dada por:

$$i_p = \frac{V_{in}}{L_m}\cdot D\cdot T_S \tag{35}$$

A partir da corrente de pico, é possível calcular a energia armazenada no fim do período ON.

$$E = \frac{1}{2}\cdot L_m\cdot i_p^2 \tag{36}$$

Durante a descarga no período $D2$, o primário vê a tensão refletida do secundário, assim:

$$-nV_o = L_m\cdot\frac{d_{ip}}{dt} \rightarrow \frac{d_{ip}}{dt} = -\frac{nV_o}{L_m} \tag{37}$$

No início do intervalo OFF, a corrente vale i_p e vai a zero como uma rampa constante. Dito isso:

$$D2\cdot T_S = \frac{\Delta i}{\left|\frac{d_{ip}}{dt}\right|} \tag{38}$$

Sendo $\Delta i = i_p$ e $\frac{d_{ip}}{dt} = -\frac{nV_o}{L_m}$, dessa forma:

$$D2 = \frac{i_p\cdot L_m}{nV_o} \tag{39}$$

Substituindo o valor de i_p pela Equação 35, tem-se:

$$D2 = \frac{V_{in}\cdot D}{nV_o} \tag{40}$$

Referente a corrente média do diodo (corrente média fornecida ao capacitor/carga), tem-se o comportamento da corrente no secundário durante a descarga é triangular, e sua área dividida por T_S da Xcorrente média.

A corrente no secundário em DCM durante o tempo de descarga $D2T_s$, vai de um valor máximo até zero. Dito isso, o valor máximo no secundário é dado por:

$$i_{sp} = \frac{i_p}{n} \tag{41}$$

Já a corrente média no secundário pode ser calculada pela área do triangulo dividia por T_s.

$$I_d = \frac{Área\ do\ triangulo}{T_s} = \frac{\frac{1}{2} \cdot i_{sp} \cdot D2 \cdot T_s}{T_s} = \frac{i_{sp} \cdot D2}{2} \tag{42}$$

Substituindo o valor de D2 obtido anteriormente pela equação 40 e manipulando a equação para deixá-la em função do primário, tem-se:

$$I_d = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_m \cdot V_o} \tag{43}$$

Com isso, a potência média entregue pela carga é:

$$P_o = V_o \cdot I_d = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_m} \tag{44}$$

A dinâmica do capacitor pode ser descrita pela lei fundamental dos capacitores, em que a corrente que o atravessa é proporcional à variação temporal da tensão. Além disso, tem-se que a corrente no capacitor é a diferença entre a corrente fornecida pelo diodo e a corrente consumida pela carga.

$$C \frac{d_{vo}(t)}{dt} = i_d(t) - i_o(t) \tag{45}$$

A corrente de saída (carga) é dada por:

$$i_o(t) = \frac{v_o(t)}{R} \tag{46}$$

Referente a corrente que passa no diodo, a primeira consideração é analisar a corrente média no diodo.

$$I_d = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_m \cdot V_o} \tag{47}$$

Considerando $\frac{{V_{in}}^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_m} = K$, tem-se que:

$$I_d = \frac{K \cdot D^2}{V_o} \tag{48}$$

Por meio de uma análise linear de pequenos sinais, é possível representar o comportamento não linear do circuito por meio de um modelo aproximado em torno de um ponto de operação. Essa abordagem facilita a obtenção da função de transferência do conversor.

Para essa linearização, as principais variáveis do sistema são compostas em duas parcelas: o valor médio e uma pequena perturbação em torno desse ponto. Assim, define-se:

$$d = D + \hat{d}(t) \tag{49}$$

$$v_o = V_o + \widehat{v_o}(t) \tag{50}$$

$$i_d = I_d + \widehat{i_d}(t) \tag{51}$$

Onde $\hat{d}(t)$, $\widehat{v_o}(t)$ e $\widehat{i_d}(t)$ representam pequenas variações em torno dos valores médios. Aplicando o método de linearização, obtém-se uma relação aproximada entre as variações dessas grandezas por meio da expansão em série de Taylor, desprezando termos de ordem superior.

Começando pela corrente no diodo, tem-se:

$$\widehat{id}(t) \approx \frac{\partial Id}{\partial D}\hat{d} + \frac{\partial Id}{\partial V_o}\widehat{v_o} = \frac{2 \cdot K \cdot D}{V_o}\hat{d}(t) - \frac{K \cdot D^2}{V_o^2}\widehat{v_o}(t) \tag{52}$$

Para a equação dinâmica do capacitor em pequeno sinal, ao substituir a equação 109, obtém-se a seguinte expressão:

$$C\frac{d_{\widehat{vo}}(t)}{dt} = \widehat{id}(t) - \frac{\widehat{v_o}(t)}{R} \rightarrow \frac{2 \cdot K \cdot D}{V_o}\hat{d}(t) - \frac{K \cdot D^2}{V_o^2}\widehat{v_o}(t) - \frac{\widehat{v_o}(t)}{R} \tag{53}$$

Dessa forma, transformando para o domínio de Laplace, obtém-se:

$$Cs\widehat{v_o}(s) = \frac{2 \cdot K \cdot D}{V_o}\hat{d}(s) - \frac{K \cdot D^2}{V_o^2}\widehat{v_o}(s) - \frac{\widehat{v_o}(s)}{R} \tag{54}$$

$$\widehat{v_o}(s)\left(Cs + \frac{K \cdot D^2}{V_o^2} + \frac{1}{R}\right) = \frac{2 \cdot K \cdot D}{V_o}\hat{d}(s) \tag{55}$$

No regime permanente, a corrente média do diodo alimenta a carga, não havendo variação média no capacitor, então $Id = Io$ e $Io = \frac{V_o}{R}$, logo:

$$\frac{K \cdot D^2}{V_o} = \frac{V_o}{R} \rightarrow \frac{K \cdot D^2}{V_{o^2}} = \frac{1}{R} \tag{56}$$

Dessa forma, substituindo a Equação 56 na Equação 55, tem-se:

$$\widehat{v_o}(s)\left(Cs + \frac{2}{R}\right) = \frac{2 \cdot K \cdot D}{V_o}\hat{d}(s) \tag{57}$$

$$\frac{\widehat{v_o}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{2 \cdot K \cdot D}{V_o}}{Cs + \frac{2}{R}} \tag{58}$$

Substituindo K, obtida anteriormente, tem-se que o ganho será:

$$G_{vd}(s) = \frac{\frac{V_{in}^2 \cdot T_s \cdot D}{L_m \cdot V_o}}{Cs + \frac{2}{R}} \tag{59}$$

É conveniente reescrever a função de transferência em pequeno sinal de um conversor de uma forma simplificada e padronizada, conhecida como forma canônica ou de primeira ordem, expressa por:

$$G_{vd}(s) = G_{vd}(0) \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p}} \tag{60}$$

Essa equação apresenta dois parâmetros fundamentais do sistema, sendo o ganho estático ($G_{vd}(0)$) que indica a relação entre a variação de saída e variação de entrada em regime permanente e o polo dominante, associado a frequência w_p, que determina a resposta dinâmica e o comportamento transitório do conversor.

No caso do conversor *flyback* operando em modo DCM, o modelo médio apresenta um comportamento de primeira ordem (TEXAS INSTRUMENTS, 2019), tendo em vista que a energia armazenada na indutância magnetizante é completamente transferida ao secundário a cada ciclo. Dessa forma, a resposta dinâmica do sistema é dominada pela interação entre o capacitor de saída e a resistência equivalente da carga, o que justifica o uso de uma constante de tempo $\tau = \frac{1}{w_p}$.

A partir da Equação 59, para $s = 0$, é possível determinar o ganho DC, sendo:

$$G_{vd}(0) = \frac{V_{in}^2 \cdot T_s \cdot D \cdot R}{2 \cdot L_m \cdot V_o} \tag{61}$$

A dinâmica do circuito é majoritariamente determinada pela interação entre os elementos passivos de armazenamento de energia, em especial o capacitor de saída e a resistência da carga. Essa combinação forma uma constante de tempo que define a frequência de resposta do sistema frente a pequenas transformações.

Após a determinação do ganho estático, é necessário identificar o polo dominante da função de transferência. A partir do polo, define-se a frequência de corte do sistema, a partir da qual o ganho começa a decrescer e a fase se desloca negativamente.

Pela Equação 60, o denominador $Cs + \frac{2}{R}$ em pequeno sinal obtido na etapa de linearização representa o comportamento dinâmico do circuito no domínio da frequência, relacionando a capacitância de saída C e a resistência equivalente da carga R. Para facilitar a comparação com a forma canônica de um sistema de primeira ordem, o denominador pode ser reescrito como:

$$\frac{2}{R}\left(1 + \frac{Cs \cdot R}{2}\right) \tag{62}$$

Comparando essa expressão com a forma padrão $1 + \frac{s}{w_p}$, tem-se que:

$$w_p = \frac{2}{R \cdot C} \tag{63}$$

Essa frequência representa o ponto em que a resposta em frequência do sistema apresenta uma queda de 3 dB no ganho e uma defasagem de -45°.

No plano complexo s, o polo está localizado em:

$$s_p = -w_p = -\frac{2}{R \cdot C} \tag{64}$$

O sinal negativo indica que o polo está no semiplano esquerdo, garantindo a estabilidade do sistema.

Pela igualdade de potência em regime estacionário (DCM), tem-se:

$$P_{out} = \frac{V_o^2}{R} = \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot i_p^2 \cdot f_s \tag{65}$$

Substituindo i_p pela Equação 35 e $f_s = \frac{1}{Ts}$, chega-se na seguinte relação:

$$\frac{V_o}{D} = \frac{1}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot L_m}{R \cdot Ts}} \tag{66}$$

Retornando para a Equação 61 e substituindo $\frac{V_o}{D}$ tem-se que:

$$\frac{V_o}{D} = G_{vd}(0) = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \sqrt{\frac{R}{2 \cdot L_{sec} \cdot f_s}} \tag{67}$$

A partir da equação 60, ao substituir o valor de $G_{vd}(0)$ e w_p, obtém-se então a função de transferência (FT) para a ação do controle, sendo:

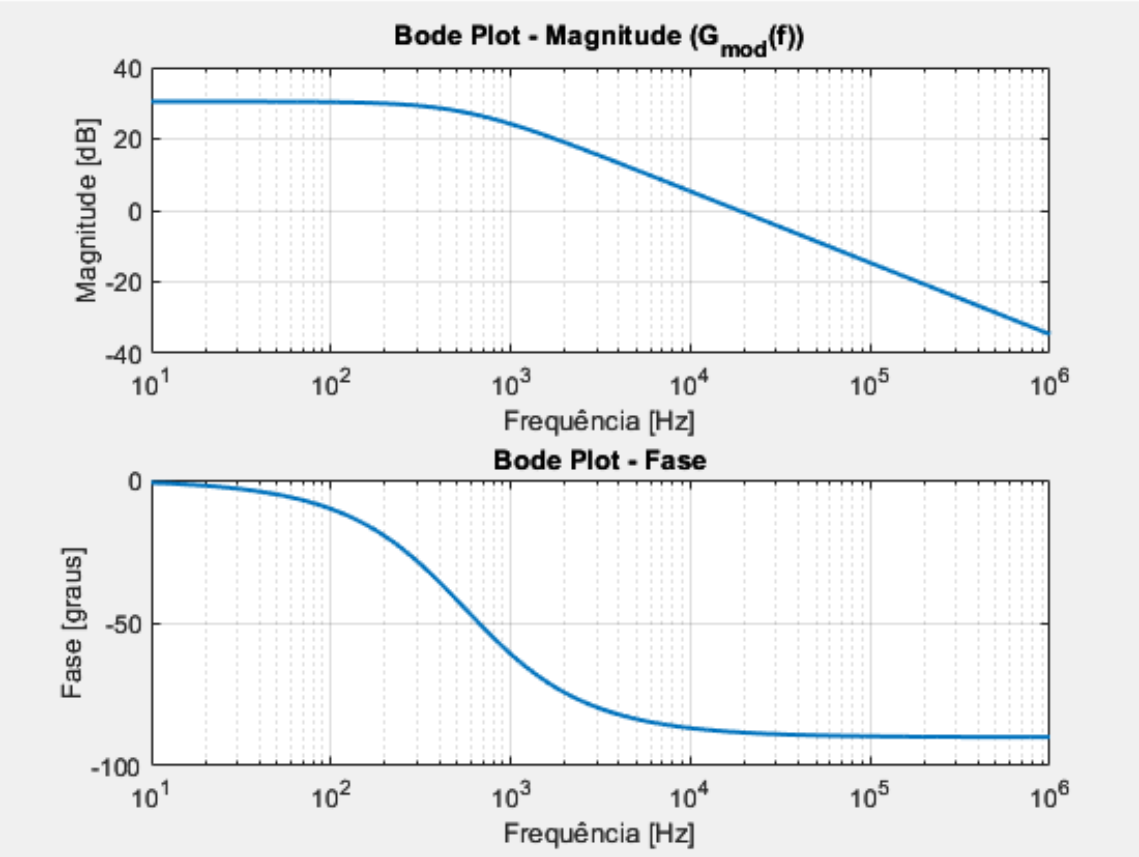
$$G_{vd}(s) = V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \sqrt{\frac{R}{2 \cdot L_{sec} \cdot f_s}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\frac{2}{R \cdot C}}} \tag{68}$$

Com a FT descrita anteriormente, é possível plotar o gráfico de bode para o ganho e fase do circuito, e assim escolher a frequência de corte, onde o formato da onda passa pelo ponto 0 dB e o valor da fase em malha aberta da planta na frequência de corte escolhida.

Na Figura 8 tem-se o gráfico de Bode da resposta em frequência do ganho da planta em malha aberta e a resposta em frequência da fase (em graus) da planta em malha aberta.

Com a função de transferência da planta em malha aberta desenvolvida, é necessário escolher o tipo de compensador para o controle, podendo ser PI, PID ou avanço e atraso de fase. Sendo o compensador PI, por conta de sua simplicidade e melhor custo benefício, tem-se que a sua função de transferência é dada pela Equação 69.

Figura 8 – Resposta em frequência do ganho em malha aberta



Fonte: Elaborado pelo autor

$$Cp(s) = Ki \cdot \frac{(s \cdot Ti + 1)}{s} \tag{69}$$

$$Cp(s) = Ki \cdot Ti \left(\frac{s + \frac{1}{Ti}}{s} \right) \tag{70}$$

No qual o valor da constante Ti é dada por:

$$Ti = \frac{tg\left(\frac{-180 - G_{fase}(F_{corte}) + Mf_{requerida}}{180}\right)}{2 \cdot \pi \cdot F_{corte}} \tag{71}$$

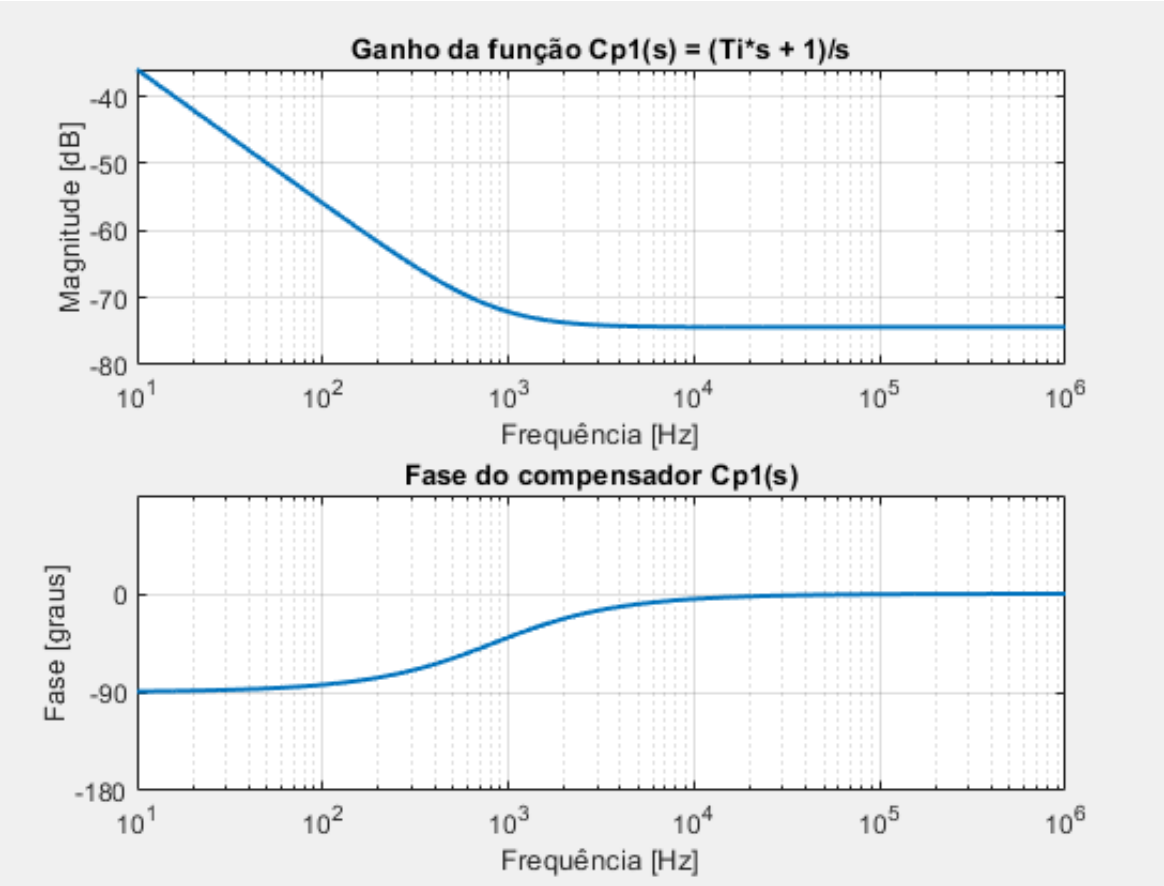
Sendo $G_{fase}(F_{corte})$ o valor da fase em malha aberta na frequência de corte escolhida e $Mf_{requerida}$ a margem de fase requerida (escolhida entre o valor de 45 e 90 graus).

Resolvendo em partes a função de transferência do compensador, cria-se uma variável que representa a função de transferência parcial do compensador, sendo:

$$C_{p1}(s) = \frac{Ti \cdot s + 1}{s} \tag{72}$$

A partir dela, definiu-se o gráfico de resposta em frequência do ganho em dB e resposta em frequência da fase representado na Figura 9.

Figura 9 – Resposta em frequência do ganho e da fase



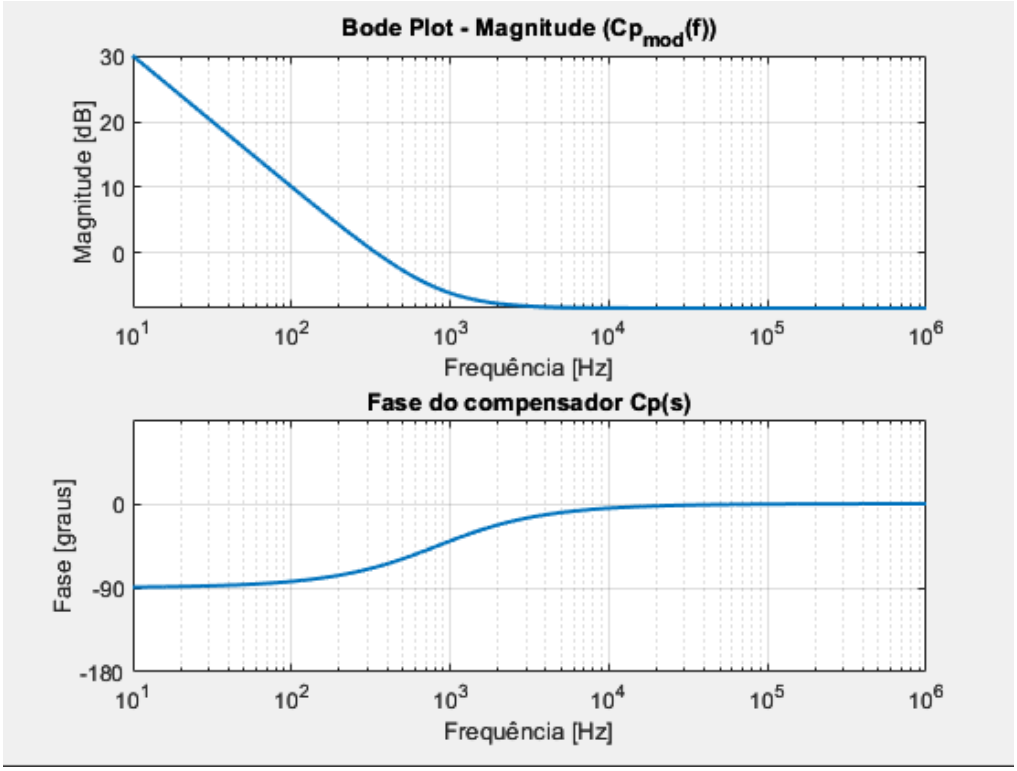
Fonte: Elaborado pelo autor

A partir dos gráficos do ganho da planta em malha aberta e da FT parcial do compensador levando em consideração a frequência de corte, obtém-se o valor da contante integral Ki a partir da seguinte equação:

$$Ki = 10^{\frac{G_{mod}(F_{corte}) + Cp1(F_{corte})}{20}} \tag{73}$$

Assim, os diagramas de Bode do compensador PI são obtidos pela multiplicação da constante K_i pela função de transferência $C_{p1}(s)$. Os diagramas de Bode resultantes de magnitude e fase são apresentados na Figura 10, permitindo a análise do comportamento do compensador no domínio da frequência.

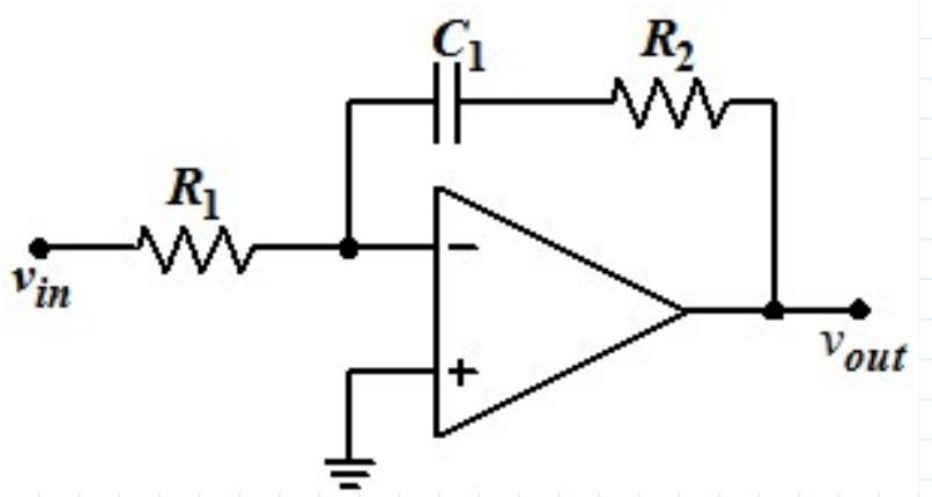
Figura 10 – Ganho e fase para o compensador PI



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir dos valores obtidos anteriormente, é possível realizar o cálculo dos componentes do compensador PI, apresentados na Figura 11.

Figura 11 – Representação do compensador PI



Fonte: (COSTA, 2021)

Inicialmente, é necessário calcular a função de transferência do circuito. Para isso, tem-se que as impedâncias no domínio de s, são:

$$Z_{in} = R_1 \tag{74}$$

$$Z_f = R_2 + \frac{1}{sC_1} \tag{75}$$

Como a entrada não inversora está em terra, o nó não inversor está em terra virtual. Dito isso, tem-se que:

$$v_+ = 0 \rightarrow v_- \approx 0 \tag{76}$$

$$i_{R1} = i_f \tag{77}$$

Agora calculando as correntes:

$$i_{R1} = \frac{v_{in} - v_-}{R_1} = \frac{v_{in}}{R_1} \tag{78}$$

$$i_f = \frac{v_- - v_{out}}{R_2 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{v_{out}}{R_2 + \frac{1}{sC_1}} \tag{79}$$

A partir da Equação 77, ao igualar as duas equações de corrente e simplificando a equação, é possível obter a função de transferência para o compensador PI.

$$\frac{v_{in}}{v_{out}} = -\frac{R_2}{R_1}\left(\frac{s + \frac{1}{R_2C_1}}{s}\right) \tag{80}$$

Comparando a função de transferência obtida teoricamente e a função obtida a partir do circuito eletrônico, é possível obter os valores dos resistores e capacitores do compensador. Dito isso as seguintes funções:

$$\frac{R_2}{R_1} = Ki \cdot Ti \tag{81}$$

$$R_2C_1 = Ti \tag{82}$$

4 METODOLOGIA DE PROJETO

O dimensionamento dos componentes de um conversor é uma etapa fundamental para assegurar o funcionamento correto do circuito, a estabilidade da saída e a confiabilidade do sistema. Cada elemento do conversor deve ser projetado de forma a atender as especificações da tensão, corrente e potência de saída.

O correto dimensionamento contribui para otimizar o rendimento do conversor, fazendo com que as perdas por condução e comutação sejam reduzidas.

4.1 TEMPOS: Δ_{t1} e Δ_{t2}

Dando início ao estudo do conversor *flyback* em DCM, cada período de chaveamento pode ser dividido em três intervalos principais, sendo: t_{on} (tempo de condução da chave e a energia é armazenada no enrolamento primário), Δ_{t1} (tempo que a chave está desligada e a energia armazenada no primário é transferida para o secundário) e Δ_{t2} (intervalo de ausência de corrente no transformador). A soma desses intervalos corresponde ao período total de chaveamento.

$$t_{on} + \Delta_{t1} + \Delta_{t2} = T_s \tag{83}$$

Descrevendo matematicamente o comportamento do conversor, aplica-se a LKT ao enrolamento primário, considerando as tensões em cada uma das etapas de operação. Dessa forma, a média das tensões no indutor ao longo de um período de chaveamento deve ser nula.

$$< V_{Lprim} \geq V_{k1} \cdot t_{on} + V_{k2} \cdot \Delta_{t1} + V_{k3} \cdot \Delta_{t2} = 0 \tag{84}$$

Onde V_{k1} é a tensão aplicada durante a condução do transistor (V_g), V_{k2} é a tensão refletida para o primário durante a condução do diodo ($-V_o \cdot n$) e V_{k3} é igual a 0, correspondendo ao intervalo que não há corrente no transformador. Dito isso, substituindo as variáveis e modificando a Equação 84, obtemos:

$$\frac{T_S}{T_S} \cdot V_g \cdot t_{on} - V_o \cdot n \cdot \Delta_{t1} + 0 \cdot \Delta_{t2} = 0 \cdot \frac{T_S}{T_S} \tag{85}$$

$$\frac{V_g \cdot t_{on}}{T_S} + \frac{(-V_o \cdot n \cdot \Delta_{t1})}{T_S} = 0 \tag{86}$$

Onde $\frac{t_{on}}{T_S}$ é chamado de razão cíclica (D). Dessa forma, isolando Δ_{t1}, tem-se:

$$\Delta_{t1} = T_S \cdot \frac{V_g \cdot D}{V_o \cdot n} \tag{87}$$

De maneira semelhando ao que foi feito na Equação 86, ao substituir o valor de Δ_{t1} na Equação 85 e manipulando-a, ao isolar Δ_{t2}, obtém-se a equação para Δ_{t2}.

$$\Delta_{t2} = T_S \cdot \frac{V_o \cdot n - D \cdot V_o \cdot n - V_g \cdot D}{V_o \cdot n} \tag{88}$$

4.2 INDUTANCIA L_{pri}

A indutância no enrolamento primário do transformador é um dos parâmetros mais importantes no projeto do conversor *flyback*, pois está diretamente relacionada ao armazenamento e à transferência de energia entre os estágios do circuito. Durante o intervalo em que a chave S está em condução, tem-se que a tensão de entrada V_g é aplicada no primário, resultando no aumento linear da corrente nesse enrolamento. De acordo com a relação fundamental do indutor, tem-se:

$$v_{Lprim} = L \cdot \frac{di}{dt} \tag{89}$$

A tensão aplicada no primário é proporcional à taxa de variação da corrente. Considerando a corrente máxima do primário I_{primax} e o tempo de condução da chave t_{on}, a indutância pode ser expressa como:

$$V_g = L_{Prim} \cdot \frac{I_{Primax}}{t_{on}} \tag{90}$$

Sabe-se que $t_{on} = D \cdot T_s$, e $T_s = \frac{1}{f_s}$. Obtém-se a seguinte equação para a indutância do primário.

$$L_{Prim} = \frac{V_g \cdot D}{I_{Primax} \cdot f_s} \tag{91}$$

4.3 INDUTANCIA L_{sec}

A indutância no secundário do transformador está diretamente associada a indutância do primário pela relação de transformação do transformador. Em termos práticos, a energia armazenada no campo magnético do núcleo é compartilhada entre os enrolamentos, de modo que a indutância refletida depende da razão de espiras ($n = \frac{N_p}{N_s}$).

Durante o intervalo em que a chave S é desligada, o diodo de saída passa a conduzir, e a tensão refletida no secundário passa a ser $-V_o$. Dito isso, de maneira semelhante a Equação 38 tem-se:

$$-V_o = L_{Sec} \cdot \frac{-I_{Primax} \cdot n}{\Delta_{t1}} \tag{92}$$

Substituindo Δ_{t1} na equação e manipulando-a, tem-se que a indutância no secundário é dada por:

$$L_{Sec} = \frac{L_{Prim}}{n^2} \tag{93}$$

4.4 CAPACITANCIA C_o

O capacitor de saída é um elemento muito importante do conversor, sendo responsável por suavizar a tensão de saída e garantir que a carga receba energia de forma contínua, mesmo durante os intervalos em que não há transferência de energia do transformador.

Durante o funcionamento do conversor, a corrente no capacitor é dada por:

$$i_{Co} = C_o \cdot \frac{dv}{dt} \tag{94}$$

Considerando a primeira etapa, tem-se que $i_{Co} = -\frac{V_o}{Ro}$. Além disso nota-se que o capacitor descarrega para sustentar a carga, logo a expressão para o capacitor será:

$$C_o = \frac{V_o \cdot D}{R_o \cdot \Delta v_o \cdot f_s} \tag{95}$$

4.5 CORRENTE MÉDIA Ig_{med}

A determinação da corrente média de entrada está diretamente relacionada ao dimensionamento dos dispositivos semicondutores, à avaliação de perdas e à definição dos requisitos de filtragem de entrada.

Em regime permanente e no modelo ideal, tem-se que a potência média de entrada é igual a potência média de saída:

$$P_{in_{med}} = P_{out_{med}} \tag{96}$$

Dessa forma, pode-se escrever:

$$V_{g_{med}} \cdot I_{gmed} = V_{o_{med}} \cdot i_{Ro_{med}} \rightarrow I_{gmed} = \frac{V_o \cdot i_{Ro}}{V_g} \tag{97}$$

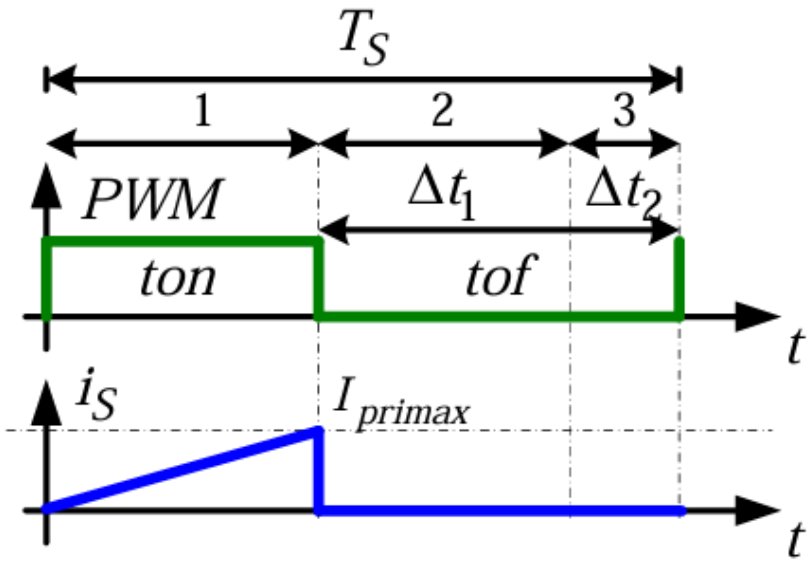
$$I_{g_{med}} = \frac{P_{out}}{V_g} \tag{98}$$

4.6 CORRENTE MÉDIA DA CHAVE S

A chave semicondutora é responsável pelo armazenamento de energia no enrolamento primário do transformador durante t_{on}. Nesse período, a corrente na chave cresce linearmente de zero até o valor de pico (I_{Primax}), caracterizando uma forma de onda triangular, típica de operação em modo de condução descontínua.

Na Figura 13, tem-se o formato de onda da corrente na chave semicondutora durante o período $\boldsymbol{T_S}$.

Figura 12 – Corrente média da chave



Fonte: (COSTA, 2020)

A equação da corrente pode ser representada por uma função linear do tipo $i(t) = at + b$. Dito isso, no instante onde $t = 0$, tem-se que $b = 0$. Já para o ponto final, tem-se:

$$a \cdot t_{on} + 0 = I_{Primax} \tag{99}$$

$$a = \frac{I_{Primax}}{t_{on}} \tag{100}$$

A corrente média conduzida pela chave no período de chaveamento T_S pode ser obtida a partir da integral da corrente no intervalo de 0 a t_{on} dividida pela duração total do período, sendo:

$$i_{Smed} = \frac{1}{T_S}\int_0^{t_{on}} \left[\left(\frac{I_{Primax}}{t_{on}}\right)\cdot t + b\right] dt \tag{101}$$

$$i_{Smed} = \frac{I_{Primax}\cdot D}{2} \tag{102}$$

4.7 CORRENTE MÁXIMA DO PRIMARIO I_{Primax}

A corrente de pico no enrolamento primário define os esforços elétricos que o transformador e a chave devem suportar. Essa corrente ocorre no final do intervalo de condução t_{on}.

A partir da equação da corrente média, e considerando que a corrente média de entrada deve ser igual a potência de saída dividida pela tensão de entrada, tem-se:

$$\frac{P_{out}}{V_g} = \frac{I_{Primax}\cdot D}{2} \tag{103}$$

$$I_{Primax} = \frac{2\cdot P_{out}}{D\cdot V_g} \tag{104}$$

4.8 CORRENTE EFICAZ DA CHAVE S

A corrente eficaz da chave é uma grandeza que está diretamente relacionada às perdas por condução do dispositivo de chaveamento. Diferente da corrente média, que representa o valor médio conduzido em um ciclo, a corrente eficaz leva em consideração a forma de onda quadrática, tornando-se a grandeza adequada para estimar a dissipação de potência em resistências internas.

A equação para a corrente eficaz é escrita como:

$$i_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_{Primax}}{t_{on}}\cdot t\right)^2 dt} \tag{105}$$

Resolvendo a integral e substituindo I_{Primax} , obtém-se:

$$i_{Sef} = \frac{2\cdot P_{out}}{D\cdot V_g}\cdot\sqrt{\frac{D}{3}} \tag{106}$$

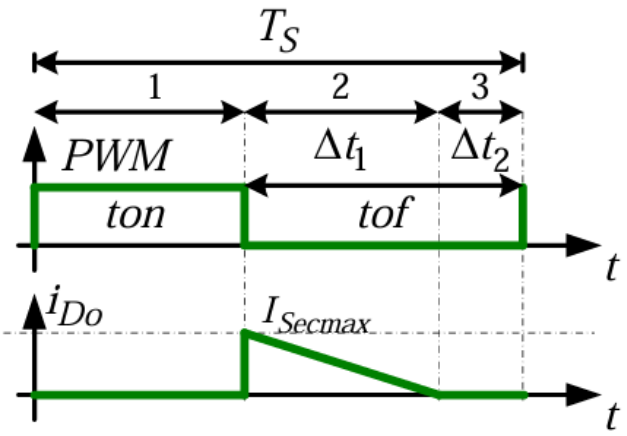
4.9 CORRENTE MÉDIA DO DIODO Do

O diodo de saída tem a função de conduzir a corrente proveniente do secundário do transformador durante o intervalo em que a chave S não está conduzindo. Nesse período, a energia acumulada no núcleo magnético é transferida para a carga e para o capacitor de saída.

A forma de onda da corrente no diodo é triangular, iniciando em um valor máximo no instante do desligamento da chave, e decrescendo linearmente até zero no final do intervalo de condução Δ_{t1}.

Na Figura 13, tem-se a representação da forma de onda.

Figura 13 – Corrente média do diodo



Fonte: (COSTA, 2020)

Da mesma maneira como foi equacionada a corrente média na chave, faz-se o mesmo para a corrente média no diodo, a partir de uma função linear do tipo $i(t) = at + b$.

Assim, a corrente média conduzida pelo diodo é obtida pela integral no intervalo de condução, normalizado por T_s:

$$i_{Domed} = \frac{1}{T_S}\int_0^{\Delta_{t1}} \left[\left(\frac{-I_{Secmax}}{\Delta_{t1}}\right) \cdot I_{Secmax}\right] dt \tag{107}$$

Resolvendo a integral, chega-se a:

$$i_{Domed} = I_{Secmax} \cdot \frac{V_g \cdot D}{2 \cdot V_o \cdot n} \tag{108}$$

4.10 CORRENTE MÁXIMA DO SECUNDÁRIO I_{Secmax}

A corrente máxima no enrolamento secundário está relacionada com o pico de descarga de energia do transformador para a carga. Durante o intervalo Δ_{t1}, tem-se que o diodo de saída fornece corrente para a carga, e durante o restante dos períodos (t_{on} e Δ_{t2}) a carga é alimentada pelo capacitor de saída.

A partir da relação de transformação e a corrente no primário tem-se que a corrente máxima do secundário é dada por:

$$i_{Secmax} = I_{Primax} \cdot n \tag{109}$$

4.11 CORRENTE EFICAZ DO DIODO Do

A corrente eficaz no diodo é uma grandeza que permite determinar as perdas por condução no diodo e avaliar sua capacidade de dissipação de potência. A partir da Equação 107, referente a corrente média do diodo, é possível equacionar a corrente eficaz do diodo, sendo:

$$i_{Doef} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{\Delta_{t1}} \left(\left(\frac{-I_{Secmax}}{\Delta_{t1}}\right) \cdot t + I_{Secmax}\right)^2 dt} \tag{110}$$

Resolvendo a integral, obtém-se:

$$i_{Doef} = \frac{2 \cdot V_o}{R_o}\sqrt{\frac{V_o \cdot n}{3 \cdot V_g \cdot D}} \tag{111}$$

4.12 CORRENTE EFICAZ DO CAPACITOR DE SAÍDA Co

Durante o ciclo de operação, o capacitor é continuamente carregado e descarregado, resultando em uma corrente pulsante cuja forma depende das etapas de condução do conversor.

Essa corrente alterna entre períodos de carga e descarga, fazendo com que o capacitor sustente a carga. Como consequência, a corrente que circula pelo capacitor não é contínua, possuindo um valor médio nulo, mas apresentando uma componente eficaz significativa.

A partir da Figura7, tem-se que a corrente eficaz do capacitor de saída pode ser dada por:

$$i_{Coef} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{\Delta_{ton}} (-i_{Ro})^2 dt + \frac{1}{T_S}\int_0^{\Delta_{t2}} (-i_{Ro})^2 dt + \frac{1}{T_S}\int_0^{\Delta_{t1}} \left[\left(\frac{-I_{Secmax}}{\Delta_{t1}}\right) + (I_{Secmax} - i_{Ro})\right]^2 dt} \quad (112)$$

Resolvendo a integral, obtém-se:

$$i_{Coef} = \frac{V_o}{R_o}\sqrt{\frac{(1-D)^2 - 4\cdot(1-D) + 4}{3\cdot(1-D)} + D} \quad (113)$$

4.13 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO n

A relação de transformação estabelece a proporção entre o número de espiras do enrolamento primário e do secundário do transformador. Durante o funcionamento em DCM, o ciclo de operação do conversor é dividido em 3 intervalos, como já foi dito anteriormente. Considerando o caso limite, onde $\Delta_{t2} = 0$, considera-se o período de chaveamento sendo composto apenas pelos intervalos de condução e descarga magnética.

$$t_{on} + \Delta_{t1} = T_S \quad (114)$$

Dividindo ambos os lados por T_S, e sabendo que $\frac{t_{on}}{T_S} = D$, tem-se:

$$\frac{\Delta_{t1}}{T_S} = 1 - D \quad (115)$$

A partir da Equação 86, substituindo os valores para $\frac{\Delta_{t1}}{T_S}$ e $\frac{t_{on}}{T_S}$, tem-se que a relação de transformação pode ser transcrita como:

$$n = \frac{V_g \cdot D}{V_o \cdot (1-D)} \quad (116)$$

4.13.1 ENROLAMENTO PRIMÁRIO

Além da relação de transformação, é fundamental conhecer as correntes média e eficaz que circulam pelo enrolamento primário. Com base nesses parâmetros, torna-se possível determinar essas grandezas por meio das seguintes expressões:

$$I_{prim_{med}} = \frac{I_{prim_max} \cdot D}{2} \quad (117)$$

$$I_{prim_{ef}} = I_{prim_max} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \tag{118}$$

4.13.2 ENROLAMENTO SECUNDÁRIO

Da mesma forma que é fundamental conhecer as correntes média e eficaz do primário, é necessário calcular as do secundário. Dito isso, determinam-se essas grandezas a partir das seguintes equações:

$$I_{sec_med} = i_{Ro} \tag{119}$$

$$I_{sec_ef} = i_{Do_ef} \tag{120}$$

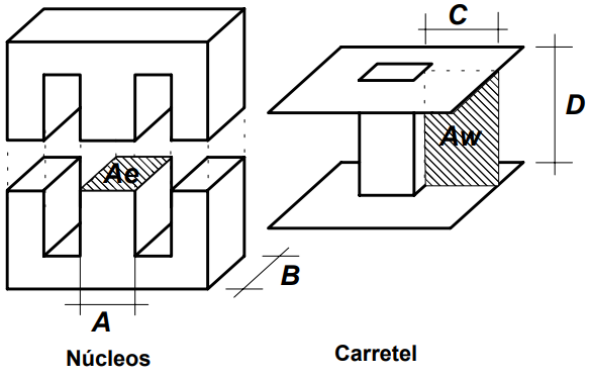
4.14 PROJETO DO TRANSFORMADOR

O transformador desempenha um papel fundamental na operação do conversor, exercendo simultaneamente as funções de armazenamento e energia, isolação galvânica e adaptação dos níveis de tensão (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2001). A energia é armazenada no campo magnético durante o intervalo de condução do interruptor principal e posteriormente liberada ao circuito secundário quando o interruptor é desligado.

O dimensionamento correto do transformador tem impacto direto no desempenho, na eficiência e na segurança da fonte chaveada, sendo um dos elementos mais críticos no projeto do conversor.

Para o melhor dimensionamento do transformador, inicialmente é necessário escolher um núcleo magnético (EE), representado na Figura 14.

Figura 14 – Representação do núcleo magnético e carretel



Fonte: (BARBI; ILLA FONT; ALVES, 2002

Para o cálculo de A_e (área efetiva do núcleo) e A_w (Área da janela), inicialmente é necessário identificar a tensão no capacitor de entrada. Para isso, inicialmente tem-se que calcular o *ripple* do capacitor considerando aproximadamente um valor de 10%, para determinar tensão de entrada do conversor, sendo:

$$\Delta V_{Cin} = Vin_{\min\ _vp} * 10\% \tag{121}$$

A partir desses parâmetros, determina-se a expressão para o cálculo da tensão de entrada do conversor, obtendo-se:

$$V_{g_min} = Vin_{\min\ _vp} - \Delta V_{Cin} \tag{122}$$

Com o valor de V_g, é possível calcular o produto $A_e \cdot A_w$

$$A_e \cdot A_w = \frac{D \cdot V_{g_min} \cdot I_{prim_{ef}}}{K_p \cdot K_w \cdot J_{max} \cdot \Delta_B \cdot f_s} \tag{123}$$

Sendo K_p o fator que representa a fração da área da janela ocupada pelo enrolamento primário e K_w o fator de ocupação efetiva de cobre na janela do carretel, adotaram-se os valores usuais de 0,5 para ambos (COSTA, 2020), conforme prática consolidada em projetos de transformadores para fontes chaveadas. Além disso, considera-se $J_{\max}$ como a densidade máxima de corrente que um centímetro quadrado de cobre é capaz de conduzir; para este projeto, utilizou-se $J_{\max} = 450$ A/cm^2. Por fim, definiu-se a variação máxima de densidade de fluxo magnético Δ_B como sendo igual a 0,277 T, atendendo aos limites do material de ferrite e garantindo que o núcleo opere abaixo da região de saturação.

Para o cálculo do número de espiras, inicialmente é necessário calcular a energia processada pelo conversor *flyback*. Dito isso, tem-se

$$\Delta_\omega = \frac{P_{in}}{f_s} \tag{124}$$

A partir da energia processada, Δ_B, μ_o (permeabilidade do ar) e A_e é calcula-se o valor do entreferro total, sendo:

$$\delta = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot \Delta_\omega}{{\Delta_B}^2 \cdot A_e} \tag{125}$$

Sabendo que o fluxo magnético percorre três colunas do núcleo (central e duas laterais), tem-se que o valor do entreferro que deverá ser inserido nas pernas laterais do núcleo é dado por:

$$\delta_{cada_{lado}} = \frac{\delta}{3} \tag{126}$$

Com todos os parâmetros previamente determinados e as convenções estabelecidas, torna-se possível calcular o número de espiras do enrolamento primário por meio da seguinte expressão:

$$N_{esp_{prim}} = \frac{\Delta_B \cdot \delta}{\mu_o \cdot I_{prim_max}} \tag{127}$$

Consequentemente, a partir do número de espiras do primário e a relação de transformação, tem-se que o número de espiras do secundário será:

$$N_{\mathrm{esp_{sec}}} = \frac{N_{esp_{prim}}}{n} \tag{128}$$

Com os dados obtidos até o momento, o próximo passo é escolher os fios de cobre para construir os enrolamentos. Dito isso, tem-se que primeiramente calcular a área mínima necessária que o condutor primário deve ter.

$$A_{fio_{prim}} = \frac{I_{prim_{ef}}}{J_{max}} \tag{129}$$

Juntamente com a determinação da área mínima necessária para os condutores, torna-se essencial calcular o diâmetro máximo admissível para os fios utilizados na construção dos enrolamentos. De acordo com as recomendações apresentadas por Barbi (2001), o diâmetro do condutor deve ser limitado em função da frequência de comutação a fim de minimizar as perdas por efeito pelicular, sendo calculado conforme a seguinte expressão:

$$D_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} \tag{130}$$

A partir do diâmetro máximo de cobre, é possível escolher qual a bitola do fio esmaltado que irá se utilizar. Para isso, deve-se escolher um valor maior ou igual a D_{max}. Na Tabela 1 a seguir, tem-se as características dos fios esmaltados.

A partir do valor em AWG, é necessário pegar a área de cobre dele e assim ao relacionar com a área do fio calculada anteriormente para assim o número de fios em paralelo para construir o enrolamento primário.

Tabela 1 – Características dos fios esmaltados

AWG ou B & S	Seção (mm^2)	Diâmetro (mm)	Espiras por cm	Comprimento m/kg	Resistência (ohms/m)	Freq. Max p/ 100% profund. do efeito skin em cobre sólido	Capacidade em Amp. @ 20ºC
0	53.48	8.252	1.21	2.11	0.000317	250 Hz	150
1	42.41	7.348	1.36	2.66	0.0004	325 Hz	120
2	33.63	6.544	1.52	3.39	0.0005	410 Hz	96
3	26.67	5.827	1.71	4.22	0.00063	500 Hz	78
4	21.15	5.189	1.93	5.31	0.000815	650 Hz	63.5
5	16.76	4.620	2.16	6.70	0.001028	810 Hz	50.4
6	13.23	4.115	2.43	8.44	0.001296	1100 Hz	39.9
7	10.55	3.665	2.73	10.64	0.001634	1300 Hz	30
8	8.367	3.264	3.06	13.41	0.002061	1650 Hz	24
9	6.633	2.906	3.44	16.92	0.002600	2050 Hz	19
10	5.260	2.588	3.86	21.34	0.003278	2600 Hz	15
11	4.169	2.304	4.34	26.92	0.004135	3200 Hz	12
12	3.307	2.052	4.87	33.94	0.005213	4150 Hz	9.5
13	2.627	1.829	5.44	42.72	0.006562	5300 Hz	7.5
14	2.081	1.628	6.14	53.54	0.008283	6700 Hz	6.0
15	1.651	1.450	6.90	67.98	0.010441	8250 Hz	4.8
16	1.307	1.290	7.75	85.88	0.013192	11 k Hz	3.7
17	1.040	1.151	8.69	107.9	0.016570	13 k Hz	3.2
18	0.8235	1.024	9.76	136.3	0.020935	17 kHz	2.5
19	0.6533	0.912	10.9	171.8	0.026393	21 kHz	2.0
20	0.5191	0.813	12.3	216.2	0.033212	27 kHz	1.6
21	0.4117	0.724	12.8	272.7	0.041880	33 kHz	1.2
22	0.3247	0.643	15.5	345.7	0.053096	42 kHz	0.92
23	0.2588	0.574	17.4	433.8	0.066628	53 kHz	0.73
24	0.2051	0.511	19.6	547.3	0.084070	68 kHz	0.58
25	0.1626	0.455	22.0	690.3	0.106037	85 kHz	0.46
26	0.1282	0.404	24.7	845.6	0.134499	107 kHz	0.37
27	0.1024	0.361	27.7	1096.7	0.168449	130 kHz	0.29
28	0.0804	0.320	31.2	1395.7	0.214379	170 kHz	0.23
29	0.0647	0.287	34.8	1735.1	0.266513	210 kHz	0.18
30	0.0507	0.254	39.3	2215.2	0.340263	270 kHz	0.15
31	0.0401	0.226	44.2	2798.2	0.429799	340 kHz	0.11
32	0.0324	0.203	49.2	3468.1	0.532709	430 kHz	0.09
33	0.0254	0.180	55.5	4411.1	0.677543	540 kHz	0.072
34	0.0201	0.160	62.5	5582.7	0.857516	690 kHz	0.057
35	0.0158	0.142	70.4	7087.8	1.088693	870 kHz	0.045
36	0.0127	0.127	78.7	8861.0	1.361052	1100 kHz	0.036
37	0.0102	0.114	87.7	10997.1	1.689166	1350 kHz	0.028
38	0.0082	0.102	98.0	13736.9	2.109997	1750 kHz	0.022
39	0.0062	0.089	112	18043.0	2.771419	2250 kHz	0.017
40	0.0049	0.079	126	22899.9	3.517450	2900 kHz	0.014

Fonte: (PY2BBS, 2026)

$$N_{fios} = \frac{A_{fio_{prim}}}{A_{fio_{escolhido}}} \tag{131}$$

O mesmo deve ser feito para construir o enrolamento secundário

.

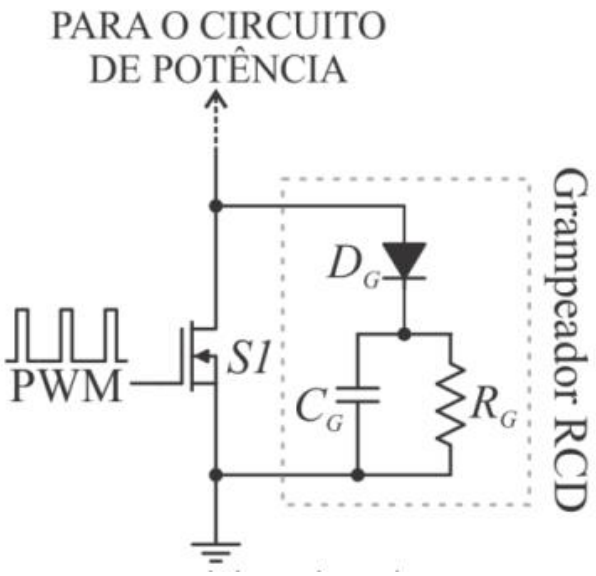
4.15 CIRCUITO GRAMPEADOR

O circuito grampeador, também conhecido como *snubber*, é essencial para proteger o transistor de chaveamento contra picos de tensão provocados pela indutância de fuga do transformador.

Durante a comutação do MOSFET, a corrente armazenada na indutância de fuga tenta se manter contínua, gerando um pulso de alta tensão no dreno do transistor. Caso esse pulso não seja controlado, pode acontecer de exceder a tensão máxima suportada. Dito isso, o circuito grampeador atua para absorver essa sobretensão, dissipando a energia armazenada de forma controlada.

Na Figura 15 tem-se a ilustração do circuito grampeador dimensionado a partir de um diodo, capacitor e resistor em paralelo com o MOSFET.

Figura 15 – Circuito grampeador RCD



Fonte: (MENDONÇA, 2014)

Para o dimensionamento do circuito grampeador, segundo FAIRCHILD (2006), a tensão de grampeamento deve ser próxima ao valor máximo da tensão suportada do MOSFET utilizado. Além disso, deve-se levar em conta a indutância de dispersão do enrolamento primário, para que assim seja possível calcular o resistor e o capacitor para o circuito.

Dito isso, a partir da Equação 132 calcula-se a resistência do grampeador, sendo:

$$R_g = \frac{V_{sn}}{\frac{1}{2} \cdot L_{disp} \cdot I_{pk} \cdot \left(\frac{V_{sn}}{V_{sn} - n \cdot V_o}\right) \cdot f_S} \tag{132}$$

Sendo V_{sn} a tensão no snubber dada por:

$$V_{sn} = (V_{ds} - V_{in}) - (0{,}2 \cdot V_{ds}) \tag{133}$$

Por fim, para o cálculo do capacitor, tem-se:

$$C_g = \frac{V_{sn}}{\Delta v_{sn} \cdot R_g \cdot F_s} \tag{134}$$

Onde Δv_{sn} é a ondulação de tensão no capacitor, sendo atribuída em 10% do valor da tensão no *snubber*.

4.16 CARGA R_o

A carga de saída do conversor *flyback* pode ser modelada por uma resistência equivalente, denotada por R_o, a qual representa o comportamento elétrico do circuito alimentado pela fonte. Em análises teóricas e simulações, adotar a carga como uma resistência puramente ôhmica simplifica o desenvolvimento das equações do sistema.

A resistência equivalente pode ser expressa em função da potência de saída (P_O) e da tensão de saída (V_O), conforme:

$$R_o = \frac{{V_O}^2}{P_O} \tag{135}$$

A partir desse valor, torna-se possível determinar a corrente entregue à carga, dada por:

$$i_{Ro} = \frac{V_o}{R_o} \tag{136}$$

4.17 GANHO ESTÁTICO

O ganho estático define a relação de transferência entre a tensão de saída e a tensão de entrada no modo DCM, este ganho não é dependente exclusivamente da razão cíclica e da relação de espiras, mas é fortemente influenciado pelos parâmetros do circuito, como a indutância, a frequência de chaveamento e a resistência de carga.

A partir das Equações 108 e 136, ao igualar a corrente no resistor de carga com a corrente média no diodo, tem-se:

$$\frac{2 \cdot V_o}{R_o \cdot I_{prim_max} \cdot n} = \frac{\Delta t_1}{Ts} \tag{137}$$

Além disso, manipulando a Equação 84 ao dividir ambos os lados por $\frac{Ts}{Ts}$ e substituir a relação obtida na Equação 137, obtém-se:

$$\frac{V_g \cdot D \cdot R_o \cdot I_{prim_max}}{2} = V_o^2 \tag{138}$$

Substituindo I_{prim_max} da Equação 91 (após isolar) e manipular a Equação 138, é possível calcular o ganho estático, sendo:

$$\frac{V_o}{V_g} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{prim} \cdot f_s}} \tag{139}$$

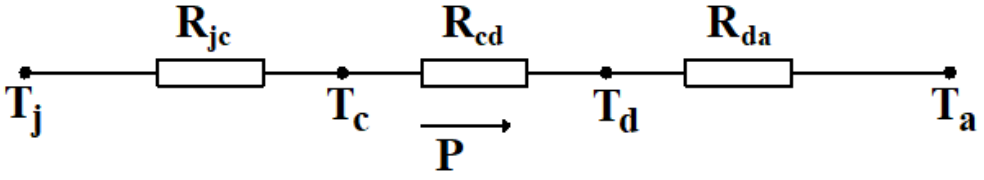
4.18 CÁLCULO TÉRMICO

O cálculo térmico é uma etapa essencial no projeto de circuitos de eletrônica de potência, pois assegura que os componentes operem dentro dos limites seguros de temperatura. Dispositivos como MOSFETs, diodos e tiristores dissipam energia na forma de calor, sendo, portanto, elementos que podem demandar estratégias de dissipação térmica.

A partir da análise térmica, torna-se possível determinar a necessidade de utilização de dissipadores, bem como dimensionar adequadamente seu tamanho e definir o tipo de resfriamento mais apropriado, seja por convecção natural ou forçada. Dessa forma, o cálculo térmico contribui diretamente para a confiabilidade, eficiência e segurança do sistema.

A partir da Figura 16, tem-se o circuito térmico equivalente de um diodo ou tiristor e a partir disso é possível realizar o cálculo térmico em regime permanente.

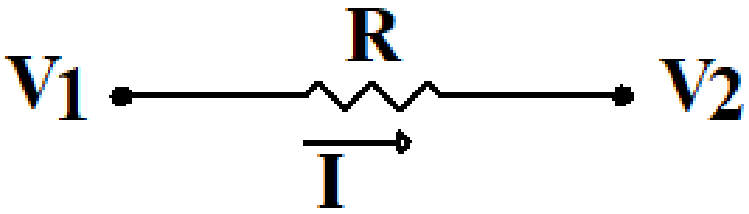
Figura 16 – Circuito térmico equivalente de um diodo ou tiristor



Fonte: (CANESIN, 2009)

A partir desse circuito, é possível relacioná-lo com um circuito elétrico com um resistor, conforme é apresentado na Figura 17.

Figura 17 – Circuito elétrico análogo



Fonte: (CANESIN, 2009)

A partir dessa relação entre os circuitos, é possível definir as variáveis, sendo:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \tag{140}$$

Onde R_{ja} é a resistência térmica junção-ambiente, R_{jc} a resistência térmica junção-cápsula, R_{cd} a resistência térmica capsula-dissipador e por fim R_{da} a resistência térmica dissipador-ambiente.

A partir da resistência térmica junção ambiente, tem-se:

$$T_j - T_a = R_{ja} \cdot P \tag{141}$$

No qual T_j representa a temperatura de junção, T_a a temperatura ambiente e P a potência térmica.

4.19 ESCOLHA DOS COMPONENTES

Um fator muito importante para a realização do projeto da fonte chaveada é a escolha dos componentes que farão parte da PCB (placa de circuito impressa). É necessário sempre levar em consideração uma margem de segurança para que os componentes não danifiquem devido a oscilações de tensão e corrente. Dito isso, por ser um projeto de estudo, considerou-se uma margem de aproximadamente o dobro de segurança para os componentes escolhidos, sendo uma medida bem conservadora para a realização do experimento.

4.19.1 TERMISTOR

Para a seleção do termistor empregado na etapa de entrada, inicialmente considerou-se a corrente de surto máxima suportada pela ponte retificadora especificada, cujo valor de $\boldsymbol{I_{FSM}}$ é de 150 A. Entretanto, utilizar esse valor diretamente no dimensionamento resultaria em um pico de corrente excessivamente elevado e incompatível com uma operação repetitiva. Dessa

forma, adotou-se como critério de projeto a utilização de 25% do valor máximo de corrente de surto, de modo a estabelecer um limite seguro para a corrente transitória que o termistor deve limitar, garantindo a integridade dos componentes da etapa de retificação e aumentando a confiabilidade do sistema (COSTA,2021).

Além disso, conforme estabelecido pela Equação 4, a resistência do termistor é dada por:

$$R_{termistor} = \frac{v_{in_max}}{i_{transitorio}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{0{,}25 \cdot 150} = 8{,}296\ \Omega \tag{142}$$

Por fim, referente a corrente eficaz no regime permanente, calcula-se a partir da equação 6.

$$I_{efNTC} = \frac{P_{in}}{V_{ac} \cdot FP} = \frac{14{,}706}{110 \cdot 0{,}6} = 0{,}223\ A \tag{143}$$

Dito isso, a escolha para o termistor foi de um valor comercial de 10 Ω, sendo o SCK13104.

4.19.2 FUSÍVEL

A partir da corrente eficaz obtida por meio da Equação 143, determinou-se que o fusível empregado na etapa de entrada deveria suportar, no mínimo 0,223 A em regime permanente. Considerando, porém, que fontes chaveadas submetidas à retificação com capacitor de barramento apresentam picos de corrente significativamente superior durante o instante de energização (*inrush current*), torna-se necessário aplicar uma margem de segurança substancial ao valor nominal do fusível, de forma a evitar atuações indevidas durante partidas repetitivas.

Com base nessa análise, optou-se pela utilização de um fusível de vidro com terminais, modelo 4×11 mm, 1 A, 250 V.

4.19.3 VARISTOR

Referente ao dispositivo de proteção contra sobretensões, optou-se pela utilização do varistor modelo S07K250, cuja tensão nominal é de 250 V_{rms}. Essa escolha se baseia na necessidade de garantir que o componente opere de forma segura quando exposto à tensão da rede elétrica utilizada nos ensaios, a qual apresenta valor nominal de 220 V_{rms}. Considerando que a tensão de operação do varistor deve sempre exceder o valor máximo esperado da rede

(incluindo tolerâncias e eventuais elevações transitórias), o modelo selecionado oferece uma margem adequada para suportar variações comuns em sistemas de distribuição.

4.19.4 PONTE RETIFICADORA

Para a seleção da ponte retificadora, considerou-se inicialmente que o componente deve suportar uma tensão reversa de pico superior ao valor máximo esperado após a retificação da rede. Assim, adotou-se como critério que a ponte deveria suportar, no mínimo, 600 V (CANESIN, 1997), garantindo margem adequada frente a variações da rede e a eventuais transientes. Além disso, a corrente nominal da ponte foi especificada como sendo três vezes maior que a corrente em regime permanente.

Com base nesses requisitos, selecionou-se o circuito integrado retificador RS406, que apresenta tensão máxima reversa de 800 V e corrente nominal de 4 A, atendendo plenamente às margens de projeto estabelecidas. Outro parâmetro relevante do dispositivo é a corrente de surto direta ($\boldsymbol{I_{FSM}}$), cujo valor de 150 A indica a capacidade da ponte de suportar pulsos de elevada corrente no instante de energização da fonte.

4.19.5 CAPACITOR ELETROLÍTICO DE ENTRADA (Cin)

Referente a escolha do capacitor de entrada, é necessário levar em conta a tensão de pico que o capacitor aguenta. Sabe-se então que a tensão será:

$$V_{pico} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311\ V \tag{144}$$

Adicionalmente, de acordo com a Equação 3, verifica-se que:

$$C_{in} = \frac{i_x}{2 \cdot \Delta V_{Cin} \cdot F_{red}} = \frac{0.0945}{2 \cdot 15{,}5563 \cdot 60} = 50{,}64\ \mu F \tag{145}$$

Diante desses critérios, selecionou-se o capacitor eletrolítico, o qual apresenta capacitância de 44 µF, tensão nominal máxima de 400 V e ripple de 17,9 µV, atendendo de forma adequada aos requisitos elétricos da etapa de entrada do conversor.

4.19.6 CAPACITOR ELETROLÍTICO DE SAÍDA (Co)

A escolha do capacitor de saída deve ter uma capacitância igual ou maior do que a capacitância requerida pelo projeto da fonte chaveada. A partir da Equação 95, tem-se que:

$$C_o = \frac{V_o \cdot D}{R_o \cdot \Delta v_o \cdot f_s} = \frac{12 \cdot 0{,}4}{12 \cdot 0{,}12 \cdot 70000} = 47{,}619\ \mu F \quad (146)$$

Além disso, ela deve ser capaz de suportar o valor RMS da corrente que circulará pelo capacitor de 1,22 A.

Dito isso, escolheu-se o capacitor eletrolítico da série Jamicon WL de 470 μF no qual suporta uma corrente eficaz de 1,4 A e tem um ripple de 0,12 V.

4.19.7 MOSFET

A escolha do MOSFET utilizado no circuito deve seguir três variáveis para o funcionamento correto. Primeiramente tem-se o máximo valor de tensão dreno-source aplicada sobe a chave, segundamente deve-se considerar o valor máximo de corrente e pôr fim a corrente eficaz que circulará pela chave no circuito.

Iniciando pela tensão dreno-source, a partir da Equação 22 é possível calculá-la:

$$V_s = V_g + V_o \cdot n = 311 + 12 \cdot 8{,}9803 = 418{,}890\ V \quad (147)$$

No que se refere à corrente máxima conduzida pela chave de comutação, destaca-se que esta corresponde à corrente máxima que circula pelo enrolamento primário do transformador. Dessa forma, a partir da Equação 104 e adotando-se um modelo mais realista, no qual são consideradas as perdas inerentes ao conversor, obtém-se a expressão utilizada para o cálculo da corrente máxima da chave.

$$i_{Smax} = I_{Primax} = \frac{2 \cdot \frac{P_{out}}{\eta}}{D \cdot V_g} = \frac{2 \cdot \frac{12}{0.8160}}{0{,}4 \cdot 311} = 0{,}4549\ A \quad (148)$$

Com relação à corrente eficaz que circula pela chave de comutação, destaca-se que esta é equivalente à corrente eficaz do enrolamento primário do transformador. Assim, a partir da Equação 106, obtém-se a expressão utilizada para o cálculo da corrente eficaz na chave.

$$i_{Sef} = \frac{2 \cdot P_{out}}{D \cdot V_g} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} = \frac{2 \cdot 12}{0{,}4 \cdot 311} \cdot \sqrt{\frac{0{,}4}{3}} = 0{,}1661\ A \quad (149)$$

Com base nos valores calculados, selecionou-se o MOSFET modelo STF13NM60ND, o qual apresenta tensão máxima de dreno-source de 650 V, corrente de dreno máxima de 11 A e capacidade de condução de corrente eficaz de até 10,8 A, atendendo de forma adequada aos requisitos elétricos do conversor.

4.19.8 DIODO (Do)

Para a seleção do diodo utilizado no bloco do conversor da fonte chaveada, faz-se necessário analisar alguns parâmetros fundamentais de operação. Primeiramente, deve-se considerar o valor da tensão reversa máxima aplicada ao diodo durante o funcionamento do conversor. Em seguida, avalia-se a corrente máxima que o componente deve suportar, associada aos picos de condução característicos do regime de comutação. Além disso, a corrente média conduzida pelo diodo deve ser compatível com as condições de regime permanente, de modo a evitar sobreaquecimento. Por fim, a frequência de chaveamento do circuito deve ser considerada, uma vez que influencia diretamente as perdas por comutação e determina o tipo de diodo mais adequado para a aplicação.

A partir da Equação 14, sabe-se que:

$$V_{Do} = -\left(\frac{V_g}{n} + V_o\right) = -\left(\frac{311}{8{,}9803} + 12\right) = -46{,}6457 \tag{150}$$

No que se refere à corrente máxima conduzida pelo diodo, destaca-se que esta é equivalente à corrente máxima do enrolamento secundário do transformador. Assim, a partir da Equação 109, que define a corrente máxima no primário, é possível determinar a corrente máxima no secundário, a qual serve de base para o correto dimensionamento do diodo.

$$i_{Domax} = i_{Secmax} = I_{prim_max} \cdot n = 0{,}4549 \cdot 8{,}9803 = 4{,}0851\ A \tag{151}$$

Referente a corrente média que passa pelo diodo, pode-se também calcular como sendo igual a corrente que passa pela carga, sendo:

$$i_{Domed} = \frac{V_o}{R_o} = \frac{12}{12} = 1\ A \tag{152}$$

Por fim, tem-se que frequência de chaveamento do circuito é de 70 kHz.

Diante dos critérios estabelecidos, selecionou-se o diodo Schottky modelo S30D100C, o qual apresenta tensão reversa máxima de 100 V, corrente média de condução de 30 A e capacidade de suportar correntes de pico de até 60 A.

4.19.9 TRANSFORMADOR

O projeto do transformador inicia-se pela determinação da capacidade do núcleo magnético. Para tal, utiliza-se a Equação 123,

$$A_e \cdot A_w = \frac{D \cdot V_{g_min} \cdot I_{prim_{ef}}}{K_p \cdot K_w \cdot J_{max} \cdot \Delta_B \cdot f_s} = \frac{0{,}4 \cdot 161{,}6446 \cdot 0{,}1661}{0{,}5 \cdot 0{,}5 \cdot 4{,}5 \cdot 10^6 \cdot 0{,}227 \cdot 70\ kHz} \tag{153}$$

$$A_e \cdot A_w = 4{,}9233 \cdot 10^{-10} cm^4 \quad (154)$$

A partir da Equação 124, é possível calcular a energia processada pelo conversor, sendo:

$$\Delta_\omega = \frac{P_{in}}{f_s} = \frac{14{,}7059}{70 \cdot 10^3} = 2{,}1008 \cdot 10^{-4} J \quad (155)$$

Feito isso, calcula-se o valor do entreferro total.

$$\delta = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot \Delta_\omega}{{\Delta_B}^2 \cdot A_e} = \frac{2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 2{,}1008 \cdot 10^{-4}}{0{,}2770^2 \cdot 1{,}2 \cdot 10^4} = 0{,}0573\ mm \quad (156)$$

A partir do valor do entreferro total, é possível calcular o número de espiras do primário e consequentemente do secundário a partir das equações 127 e 128.

$$N_{esp_{prim}} = \frac{\Delta_B \cdot \delta}{\mu_o \cdot I_{prim_max}} = \frac{0{,}2770 \cdot 0{,}0573}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}4549} = 27{,}7883 \quad (157)$$

$$N_{\mathrm{esp_{sec}}} = \frac{N_{esp_{prim}}}{n} = \frac{27{,}7883}{8.9803} = 3{,}0944 \quad (158)$$

Dito isso, escolheu-se uma quantidade de 28 espiras para o primário e 3 espiras para o secundário.

Com a Equação 129, calcula-se a área do fio tanto do primário quanto do secundário.

$$A_{fio_{prim}} = \frac{I_{prim_{ef}}}{J_{max}} = \frac{0{,}1661}{4{,}5 \cdot 10^6} = 0{,}0003691\ cm^2 \quad (159)$$

$$A_{fio_sec} = \frac{I_{sec_{ef}}}{J_{max}} = \frac{1{,}4097}{4{,}5 \cdot 10^6} = 0{,}0033\ cm^2 \quad (160)$$

A partir da equação 130, tem-se que o diâmetro máximo que os condutores utilizados devem ter para construir o enrolamento.

$$D_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = \frac{15}{\sqrt{70000}} = 0{,}0567\ cm \quad (161)$$

De acordo com a Figura 11, escolheu-se então o fio de 23 AWG que contém diâmetro de 0,0057 cm e área de cobre de 0,002582 cm².

Referente a construção dos enrolamentos secundários, pela Equação 131, calcula-se então a quantidade de fios em paralelo necessários para a sua construção, sendo:

$$N_{fios_{prim}} = \frac{A_{frio_{prim}}}{A_{frio_{prim_{23awg}}}} = \frac{0{,}0003691}{0{,}002582} = 0.1430 \quad (162)$$

$$N_{fios_sec} = \frac{A_{fio_sec}}{A_{frio_{prim_{23awg}}}} = \frac{0{,}0033}{0{,}002582} = 1{,}2830 \quad (163)$$

Para facilitar a montagem do enrolamento secundário, optou-se por escolher 3 fios em paralelo e para o primário optou-se por 1 fio.

4.19.10 CIRCUITO GRAMPEADOR

Referente ao projeto do circuito grampeador, inicialmente é necessário calcular a tensão no snubber RCD, a partir da equação 133. Para isso, a partir do MOSFET STF13NM60ND, tem-se que sua tensão máxima suportada entre dreno-source é de 650V.

$$V_{sn} = (V_{ds} - V_{in}) - (0{,}2 \cdot V_{ds}) = \left(650 - 220 \cdot \sqrt{2}\right) - (0{,}2 \cdot 650) = 208{,}7\ V \qquad (164)$$

A partir disso, calculou-se os valores iniciais para R_G e C_G, a partir das equações 132 e 134.

$$R_G = \frac{V_{sn}}{\frac{1}{2} \cdot L_{disp} \cdot I_{pk} \cdot \left(\frac{V_{sn}}{V_{sn} - n \cdot V_o}\right) \cdot f_s} = \frac{208{,}7}{\frac{1}{2} \cdot 4{,}8 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}63 \cdot \left(\frac{208{,}7}{208{,}7 - 8{,}98 \cdot 12}\right) \cdot 70 \cdot 10^3} \qquad (165)$$

$$R_G = 199{,}65\ k\Omega \qquad (166)$$

$$C_G = \frac{V_{sn}}{\Delta v_{sn} \cdot R_g \cdot f_s} = \frac{208{,}7}{65 \cdot 199{,}65 \cdot 10^3 \cdot 70 \cdot 10^3} = 0{,}715\ nF \qquad (167)$$

Nos testes experimentais em bancada, verificou-se a ocorrência de picos de tensão no circuito. Notou-se que foi necessário ir fazendo ajustes de componentes conforme a tensão fosse aumentada aos poucos ao utilizar um Variac. Assim, foi necessário realizar ajustes nos valores da resistência e do capacitor associados ao circuito de amortecimento, visando a redução das sobretensões observadas e a proteção dos dispositivos semicondutores. A escolha final para os componentes foi um resistor de $5\ k\Omega$ e um capacitor de $68\ nF$.

Para a escolha do diodo que compõe o snubber, escolheu-se o componente MUR480, sendo um diodo ultrafast que suporta uma tensão máxima de até 800 V.

4.19.11 CONTROLADOR

O circuito integrado SG3525 foi empregado como controlador PWM do conversor *flyback*, sendo responsável pela geração dos sinais de comutação que comandam a chave de potência.

O controlador SG3525 dispõe de um pino dedicado à função de *soft-start*, cuja finalidade é limitar gradualmente o aumento do ciclo de trabalho no instante de energização do conversor. Durante o regime transitório inicial, o capacitor conectado a esse pino é carregado

de forma controlada, impondo uma rampa de tensão que restringe o valor máximo do *duty cycle* nas primeiras etapas de funcionamento. Como consequência, a energia transferida para o transformador aumenta de maneira progressiva, evitando a aplicação abrupta de corrente elevada na chave de potência e nos demais componentes do estágio primário.

Referente ao dimensionamento do compensador PI, a partir das Equações 71 e 73, fez-se o cálculo de Ti e Ki, sendo:

$$Ti = \frac{tg\left(\frac{-180 - G_{fase}(F_{corte}) + Mf_{requerida}}{180}\right)}{2 \cdot \pi \cdot F_{corte}} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{tg\left(\frac{-180 - (-88{,}2) + 85}{180}\right)}{2 \cdot \pi \cdot 7000} = 1.9067 \cdot 10^{-4} \quad (168)$$

$$Ki = 10^{\frac{G_{mod}(F_{corte}) + Cp1(F_{corte})}{20}} = 10^{\frac{8{,}41 - 74{,}33}{20}} = 1.9953 \cdot 10^{3} \quad (169)$$

Uma consideração importante é que a frequência de corte escolhida para a análise dos gráficos foi de 10% da frequência de chaveamento, logo, $F_{corte} = 7\ kHz$. Essa consideração geralmente é usada para o projeto de fontes chaveadas

Por fim, a partir dos valores de Ti, Ki e escolhendo um valor inicial para a resistência R_1 de 10 $k\Omega$, a partir das Equações 81 e 82, é possível dimensionar o restante dos componentes para o compensador PI.

$$\frac{R_2}{R_1} = Ki \cdot Ti = \frac{R_2}{10 \cdot 10^3} = 1.9067 \cdot 10^{-4} \cdot 1.9953 \cdot 10^3 \rightarrow R_2 = 3{,}8 \cdot 10^3 \Omega \quad (170)$$

$$R_2 \cdot C_1 = Ti = 3{,}8 \cdot 10^3 \cdot C_1 = 1.9953 \cdot 10^3 \rightarrow C_1 = 50 \cdot 10^{-9} F \quad (171)$$

4.19.12 CÁLCULO TÉRMICO

O cálculo térmico foi empregado neste trabalho com o objetivo de verificar a necessidade de utilização de dissipadores nos componentes do conversor. Para isso, inicialmente foram estimadas as perdas de potência nos principais dispositivos semicondutores, considerando-se as perdas por condução e, quando aplicável, por comutação.

Inicialmente, realizou-se o cálculo para o diodo, no qual a partir do datasheet obteve-se a T_j de 150 °C (valor máximo que o diodo aguenta), a R_{ja} de 40 °C/W, a R_{jc} de 1,4 °C/W e R_{cd} de 2 °C/W. Além disso, considerou-se a temperatura do ambiente igual a 60 °C.

Sabendo que o diodo funciona com dois diodos contribuindo para a perda total, a tensão no ponto de operação é de 0,55 V, e a resistência estimada do diodo é de 5mΩ, dado no datasheet, tem-se que o cálculo da perda em condução será:

$$P_{Do} = 2 \cdot \left(V_F \cdot \frac{I_{Do_{med}}}{2} + r_{Do} \cdot \frac{{I_{Do_{ef}}}^2}{2} \right) = 2 \cdot \left(0{,}55 \cdot \frac{1}{2} + 5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1.4907^2}{2} \right) = 0{,}6323\ W \quad (172)$$

A partir disso, calcula-se a temperatura de junção para o diodo, a partir da Equação 141.

$$T_j - T_a = R_{ja} \cdot P_{Do} \rightarrow T_j = 40 \cdot 0{,}632 + 60 = 85.2922\ °C \quad (173)$$

Tendo em vista que a temperatura de junção não ultrapassou o valor máximo fornecido em datasheet de 150°C, conclui-se que não é necessário a implementação de dissipador no diodo.

Referente a ponte retificadora, faz-se o mesmo, porém com algumas alterações.

$$P_{ponte} = 4 \cdot \left(V_F \cdot \left(\frac{p_{in}}{v_{in}} \right) + r_{pontr} \cdot \left(\frac{p_{in}}{v_{in_{rms}} \cdot 0{,}6} \right)^2 \right) \rightarrow$$

$$\rightarrow 4 \cdot \left(1 \cdot \left(\frac{14{,}7059}{311{,}1270} \right) + 0.2353 \cdot \left(\frac{14{,}7059}{220 \cdot 0{,}6} \right)^2 \right) = 0.2007\ W \quad (174)$$

Portanto, para a temperatura de junção da ponte, tem-se:

$$T_j - T_a = R_{ja} \cdot P_{ponte} \rightarrow T_j = 20 \cdot 0{,}2007 + 60 = 64{,}0150\ °C \quad (175)$$

Sabendo que a temperatura de junção máxima da ponte é de 150 °C, nota-se que esse valor não foi ultrapassado. Dito isso, não é necessário a utilização de dissipadores.

Por fim, realizou-se da mesma forma para o MOSFET, porém as perdas de comutação foram estimadas considerando os tempos de subida e descida da corrente e tensão durante o chaveamento.

Inicialmente, calculou-se as perdas no MOSFET em condução e para isso a partir do datasheet, tem-se que a resistência do MOSFET em condução a 120 °C é de 1,9Ω.

$$Ps_{cond} = rds_{on} \cdot \left(is_{ef} \right)^2 = 1{,}9 \cdot 0.0276 = 0.0524\ W \quad (176)$$

Além disso, calculou-se as perdas em comutação, no qual pelo datasheet obteve-se os tempos de subida e descida, sendo respectivamente $t_r = 10 \cdot 10^{-9}\ s$ e $t_f = 15{,}4 \cdot 10^{-9}\ s$.

$$Ps_{com} = \frac{f_s \cdot ((t_r \cdot 0) + t_f \cdot is_{max} \cdot V_{gramp}}{2} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{70 \cdot 10^3 \cdot ((10 \cdot 10^{-9} \cdot 0) + 15{,}4 \cdot 10^{-9} \cdot 0{,}4549 \cdot 550}{2} = 0.1349\ W \quad (177)$$

Nota-se que a tensão de grampeamento V_{gramp} foi considerada como 550 V, tendo em vista que a tensão máxima suportada pelo MOSFET é de 650 V, logo deve ser um valor inferior para impedir que o componente seja danificado.

Dito isso, tem-se que a perda total para o MOSFET será a soma de ambas, sendo:

$$Ps_{TOTAL} = Ps_{cond} + Ps_{com} = 0{,}0524 + 0{,}1349 = 0{,}1873\ W \quad (178)$$

Por fim, tem-se que a temperatura de junção do MOSFET é calculada por:

$$T_j - T_a = R_{ja} \cdot Ps_{TOTAL} \rightarrow T_j = 62{,}5 \cdot 0{,}1873 + 60 = 71{,}7043\ °\text{C} \quad (179)$$

A análise térmica realizada indicou que teoricamente não seria necessária a utilização de dissipadores térmicos no MOSFET, uma vez que as perdas estimadas resultavam em temperaturas de operação dentro dos limites seguros especificados em datasheet.

Esse comportamento pode estar associado a efeitos não considerados no modelo simplificado, como perdas adicionais de comutação decorrentes da sobreposição entre tensão e corrente durante os instantes de chaveamento, bem como a influências parasitas do circuito prático.

5 RESULTADOS

Os resultados obtidos para o desenvolvimento e dimensionamento da fonte de alimentação proposta foram consolidados a partir da sinergia entre simulações computacionais e testes práticos em bancada. A utilização dos softwares MATLAB, PSIM, EasyEDA e Kicad permitiu uma abordagem multifacetada, abrangendo desde o modelamento teórico das equações de projeto até a verificação do desempenho do circuito em regime de operação.

5.1 MONTAGEM DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSA

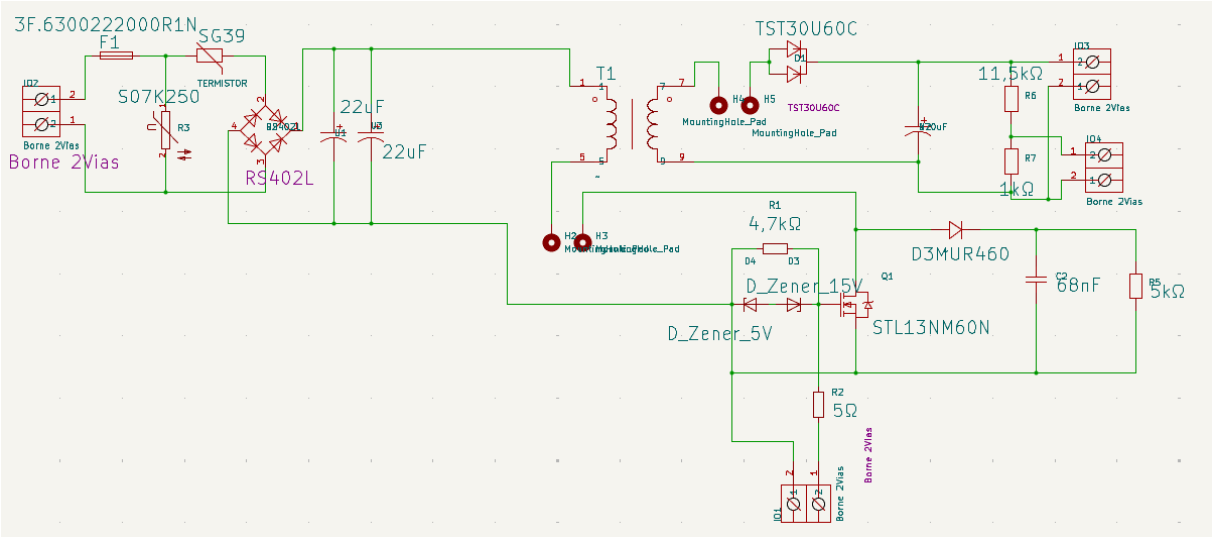
A PCB é uma estrutura de fixação e interconexão elétrica dos componentes que compõem da PCB.

Neste trabalho, a PCB foi utilizada para realizar a montagem do retificador e conversor flyback e assim realizar os testes de bancada para comparar o experimento realizado de maneira teórica e experimental em laboratório.

Inicialmente utilizou-se o *software* Kicad para realizar o circuito de potência desenvolvido. A partir do esquemático, foi feito o roteamento das trilhas condutoras, definindo-se o posicionamento dos componentes, área de cobre e largura das trilhas, considerando critérios de condução de corrente, minimização de ruídos e integridade do sinal.

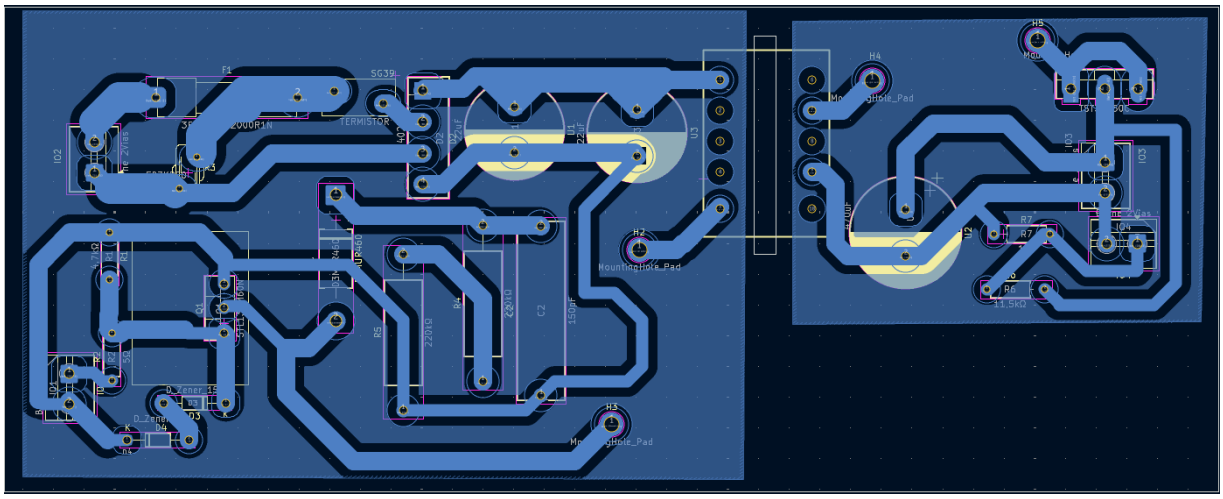
Nas Figuras 18 e 19 , são apresentados o esquemático do circuito e o projeto da PCB.

Figura 18 – Esquemático da PCB



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 19 – Projeto da PCB



Fonte: Elaborado pelo autor

Após a montagem do layout, gerou-se os arquivos de fabricação no formado Gerber, contendo todas as informações necessárias para a produção da placa utilizando a fresadora CNC LPKF.

A Figura 20 mostra a versão final da placa utilizada no desenvolvimento do projeto.

Figura 20 – Projeto da PCB



Fonte: Elaborado pelo autor

Para confeccionar o protótipo e realizar os testes em bancadas, utilizaram-se os seguintes componentes presentes na Tabela 2.

Tabela 2 – Listas de componentes

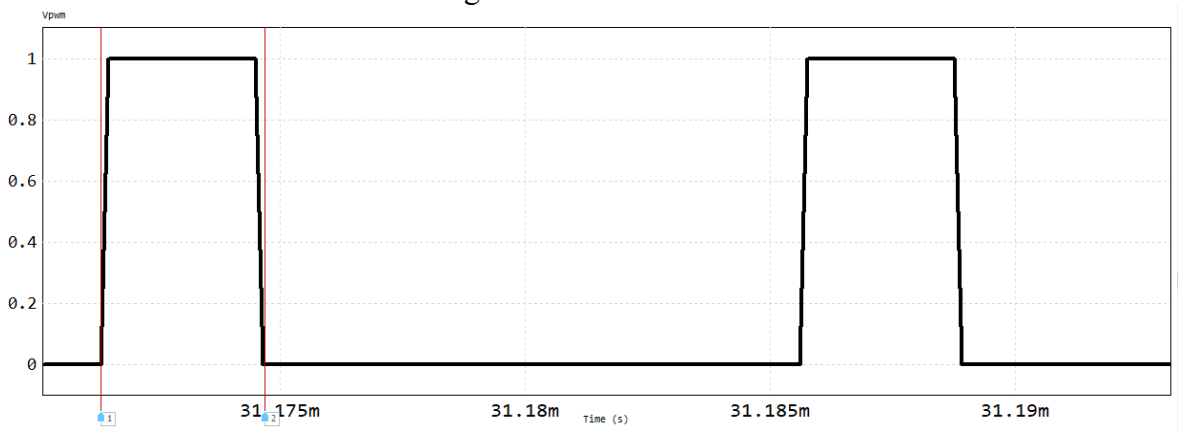
	Componente	Modelo	Valor
	MOSFET	STF13NM60ND	650 V
	Capacitor de saída	Eletrolítico	470 µF
	Capacitor de entrada	Eletrolítico	44 µF
	Diodo	S30D100C	100 V
	Capacitor snubber	Poliéster	68 nF
	Resistor snubber	Cerâmica	5 kΩ
	Diodo snubber	MUR480	800 V
Transformador (Indutâncias)	Própria do prim. (L1)	Montagem terceirizada	1,63 mH
	Própria do sec. (L2)		186 µH
	Dispersão do prim. (Ls1)		4,8 µH
	Dispersão do sec. (Ls2)		27 nH
	Fator de acoplamento (K)		0,998

Fonte: Elaborado pelo autor

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Inicialmente, é necessário analisar o pulso PWM gerado para assim determinar a razão cíclica D. Para isso, analisando o sinal presente na Figura 22, simulado via software PSIM e relacionando com o que foi dito anteriormente na introdução teórica, tem-se:

Figura 21 – Pulso PWM



Fonte: Elaborado pelo autor

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{3{,}17 \cdot 10^{-6}}{1{,}4233 \cdot 10^{-5}} = 0{,}2227 \quad (180)$$

A partir das Equações 9, 17 e 24, é possível calcular os valores da tensão no primário, a partir de cada etapa de operação, sendo:

$$V_{Lpri} = V_g = 311\ V \quad (181)$$

$$V_{Lpri} = -V_o \cdot n = -12 \cdot 8.9803 = -107.7636\ V \quad (182)$$

$$V_{Lpri} = 0\ V \quad (183)$$

Em seguida, a partir das Equações 22 e 27, podem ser determinados os valores da tensão na chave para cada etapa de operação do conversor. Assim, obtém-se:

$$V_s = V_g + V_o \cdot n = 311 + 12 \cdot 8{,}9803 = 418.8901\ V \quad (184)$$

$$V_s = V_g = 311\ V \quad (185)$$

Além disso, observa-se que na primeira etapa de operação a chave encontra-se em condução. Nessa condição, a tensão sobre o dispositivo é idealmente nula.

Por fim, a tensão no diodo pode ser calculada a partir das equações 14 e 29 para cada etapa de operação, sendo:

$$V_{Do} = -\left(\frac{V_g}{n} + V_o\right) = -\left(\frac{311}{8{,}9803} + 12\right) = -46.6315\ V \quad (186)$$

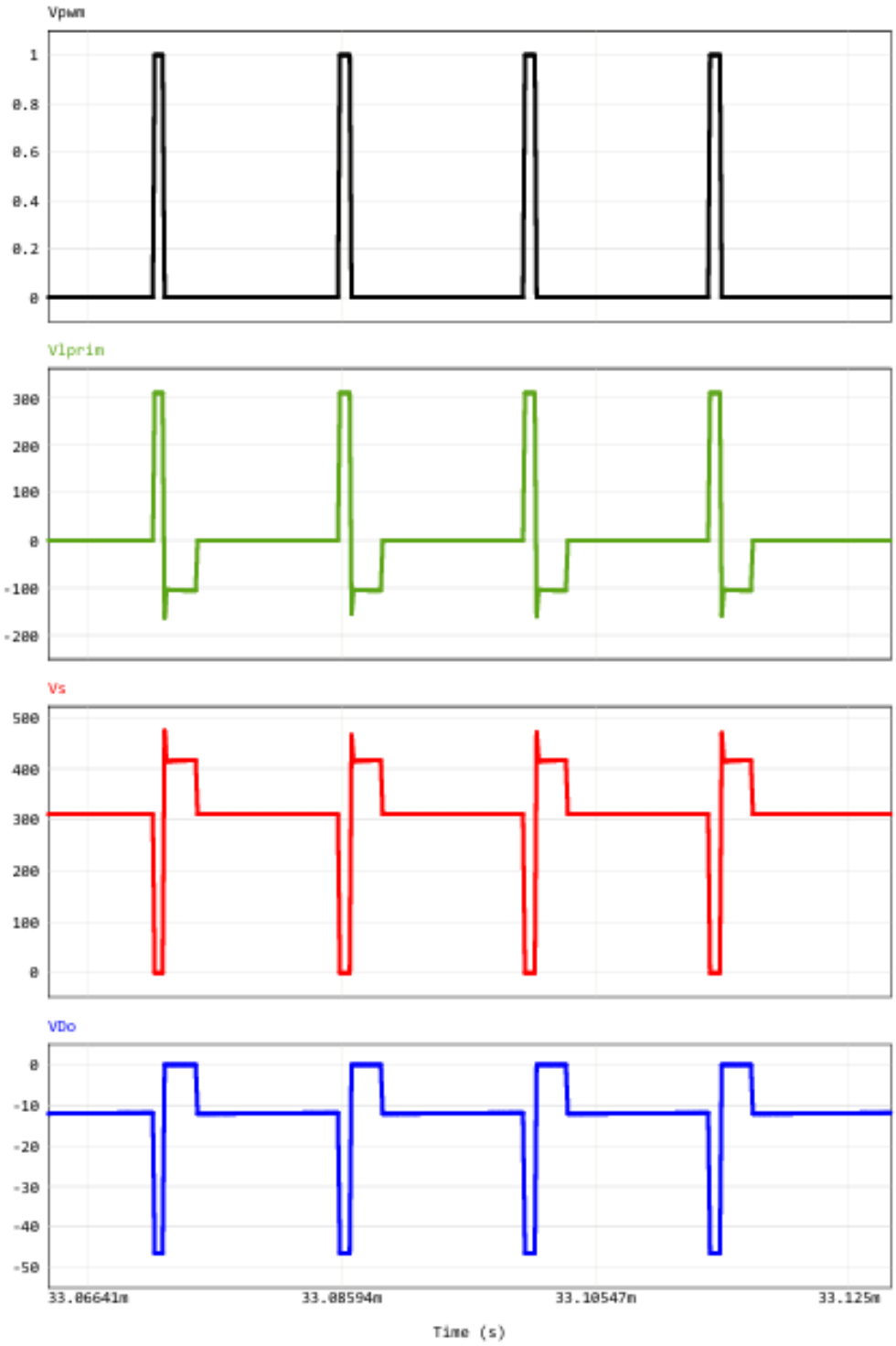
$$V_{Do} = -V_o = -12\ V \quad (187)$$

Adicionalmente, observa-se que na segunda etapa de operação o diodo encontra-se em condução. Nessa condição, considerando um diodo ideal, a tensão sobre ele é nula.

Na Figura 22 são apresentadas, de forma teórica a partir da simulaçã, as formas de onda do sinal PWM, da tensão no enrolamento primário do transformador (representada em verde), da tensão sobre o MOSFET (representada em vermelho) e da tensão sobre o diodo (representada em azul).

Observa-se que os níveis de tensão presentes em cada forma de onda são compatíveis com os valores obtidos por meio do equacionamento desenvolvido para as etapas de operação do conversor. Durante o intervalo de condução do MOSFET, a tensão no enrolamento primário assume o valor da tensão de entrada, enquanto o diodo permanece reversamente polarizado. Por outro lado, quando o MOSFET é bloqueado, a energia armazenada no transformador é transferida para a carga através da condução do diodo, resultando na inversão da polaridade da tensão no primário e na alteração das tensões observadas sobre os semicondutores.

Figura 22 – Tensão no Primário, MOSFET e Diodo.

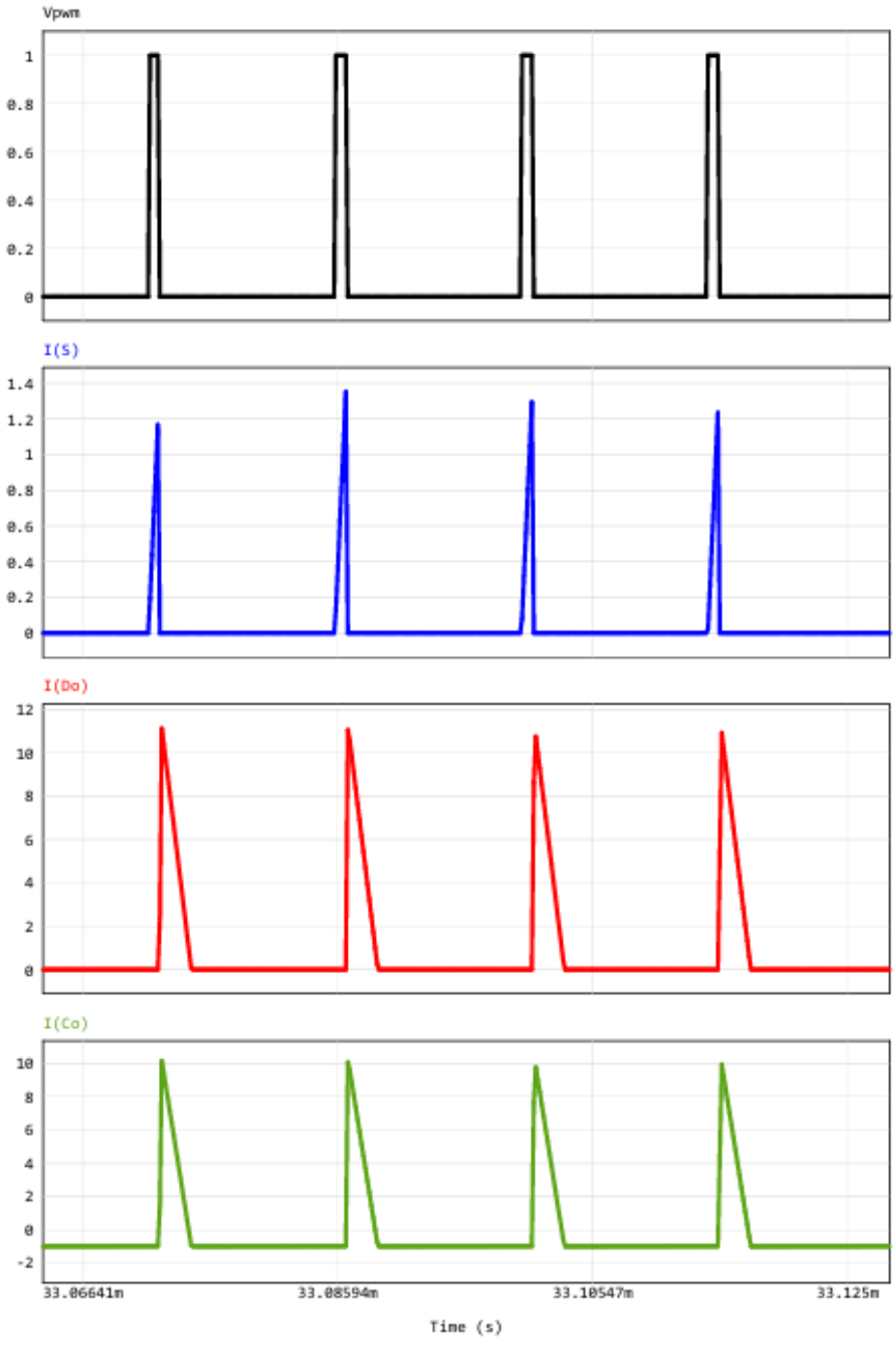


Fonte: Elaborado pelo autor

Referente ao estudo das correntes no conversor, na Figura 24 tem as formas de onda da corrente no MOSFET, Diodo e Capacitor de saída, respectivamente

.

Figura 23 – Corrente no MOSFET, Diodo e Capacitor de saída



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir da Equação 104, é possível determinar o valor da corrente no MOSFET durante a primeira etapa de operação. Nessa etapa, a corrente que percorre o MOSFET é igual à corrente no enrolamento primário do transformador, atingindo seu valor máximo ao final do intervalo de condução. Assim, tem-se:

$$I_{Primax} = \frac{2 \cdot P_{out}}{D \cdot V_g} = \frac{2 \cdot 12}{0{,}2227 \cdot 84{,}85} = 1{,}27\ A \quad (188)$$

Para a segunda e terceira etapas de operação, a corrente no MOSFET é idealmente nula, uma vez que o interruptor se encontra desligado e não há circulação de corrente no enrolamento primário do transformador.

Em seguida, a partir da Equação 109, pode-se determinar o valor da corrente no diodo durante a segunda etapa de operação. Nessa etapa, a energia armazenada no transformador é transferida para o circuito secundário, resultando em uma corrente máxima no diodo dada por:

$$i_{Do} = i_{Secmax} = I_{Primax} \cdot n = 1{,}27\ \cdot 8{,}9803 = 11{,}405\ A \quad (189)$$

Já para a primeira e terceira etapa de operação, tem-se que os valores da corrente serão iguais a zero.

Por fim, a corrente no Capacitor pode ser calculada pelas Equações 15, 23 e 30 para cada etapa de operação do conversor.

$$i_{Co} = i_{Ro} = \frac{-V_o}{R_o} = \frac{-12}{12} = -1\ A \quad (190)$$

$$i_{Co} = i_{Do} - \frac{V_o}{R_o} = 11{,}405 - \frac{12}{12} = 10{,}405\ A \quad (191)$$

$$i_{Do} = i_{Co} + i_{Ro} \rightarrow i_{Co} = -\frac{V_o}{R_o} = \frac{-12}{12} = -1\ A \quad (192)$$

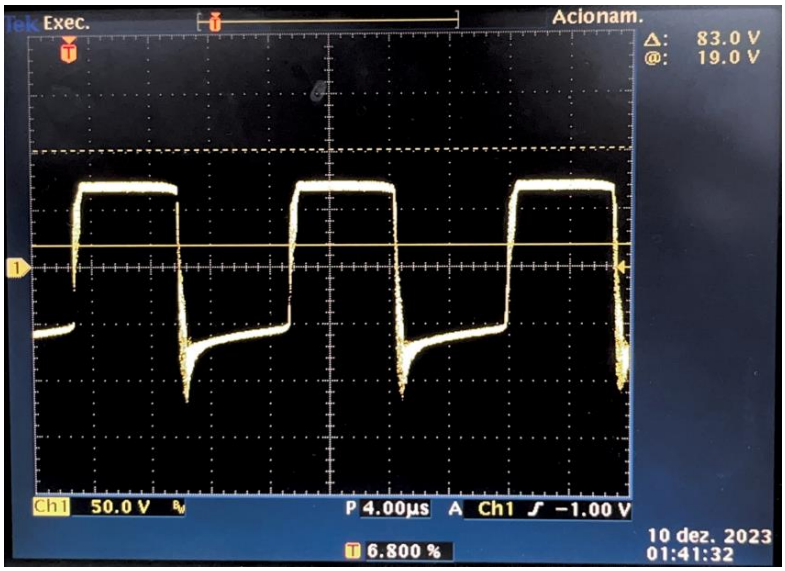
5.3 RESULTADOS PRÁTICOS

Devido à implementação parcial do sistema, tendo sido desenvolvido apenas o estágio de potência do conversor, não foi possível realizar uma comparação quantitativa completa entre os resultados de simulação e os resultados realizados em bancada. Dessa forma, a análise realizada concentrou-se principalmente na comparação qualitativa das formas de onda obtidas, verificando-se que o comportamento observado experimentalmente apresenta características semelhantes às previstas na simulação. Para a realização das comparações, escolheu-se o valor de 60 Vac tanto para os testes de bancada, quanto para a simulação.

De maneira análoga, foram realizados testes experimentais em bancada a fim de analisar o comportamento do conversor. Para tal, o circuito foi alimentado com uma tensão de 60 Vac por meio de um Variac, possibilitando a obtenção das formas de onda necessárias para posterior comparação.

Nas Figuras a seguir, tem-se as formas de onda para tensões e correntes.

Figura 24 – Tensão no Primário realizado em bancada

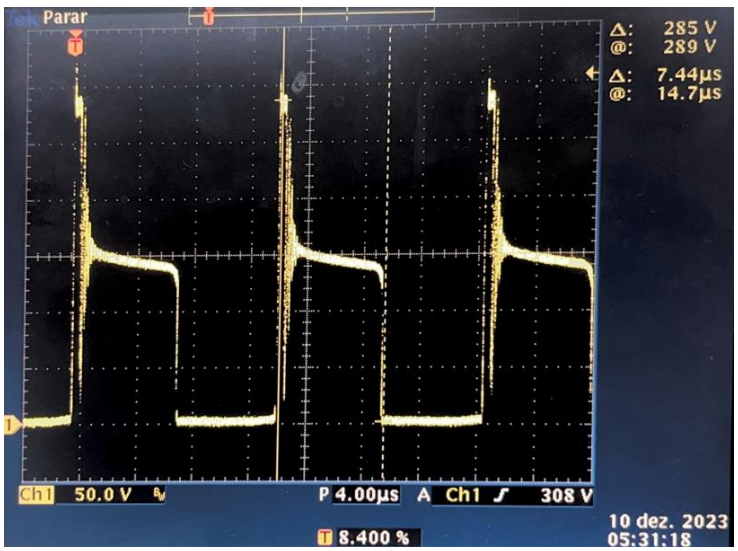


Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 24 apresenta a tensão medida nos terminais do enrolamento primário do transformador. Durante o período de condução t_{on}, observa-se um patamar de tensão aproximadamente constante. Já no período de bloqueio t_{off}, verifica-se a inversão da polaridade da tensão.

Além disso, nota-se a presença de uma descontinuidade na transição entre os níveis de tensão, bem como oscilações no sinal antes do início do próximo ciclo de chaveamento.

Figura 25 – Tensão no MOSFET realizado em bancada

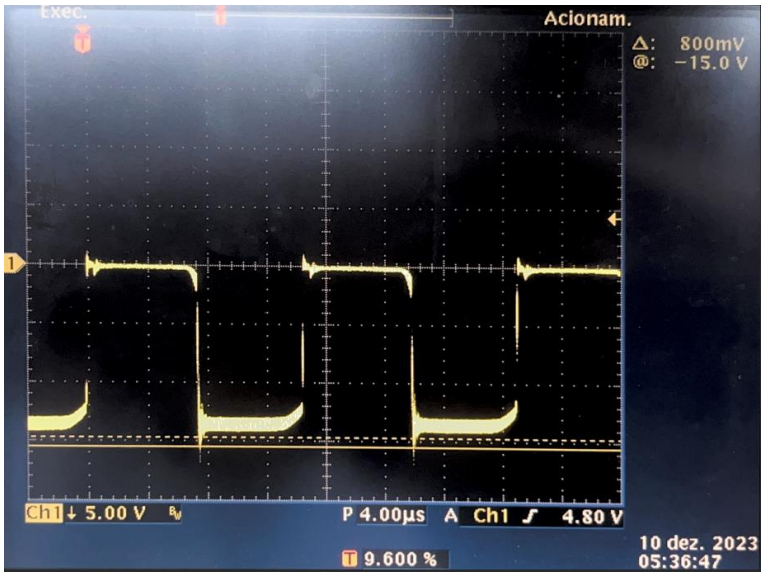


Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 25 apresenta a tensão entre dreno e source do MOSFET medida em bancada. Durante o período de condução, observa-se um patamar de baixa tensão sobre o dispositivo. No instante de bloqueio, verifica-se um aumento abrupto da tensão, seguido por um pico de sobretensão.

Após esse pico, a tensão se estabiliza em um nível aproximadamente constante, sendo possível observar ainda a presença de oscilações antes do início do próximo ciclo de chaveamento.

Figura 26 – Tensão no Diodo realizado em bancada



Fonte: Elaborado pelo autor

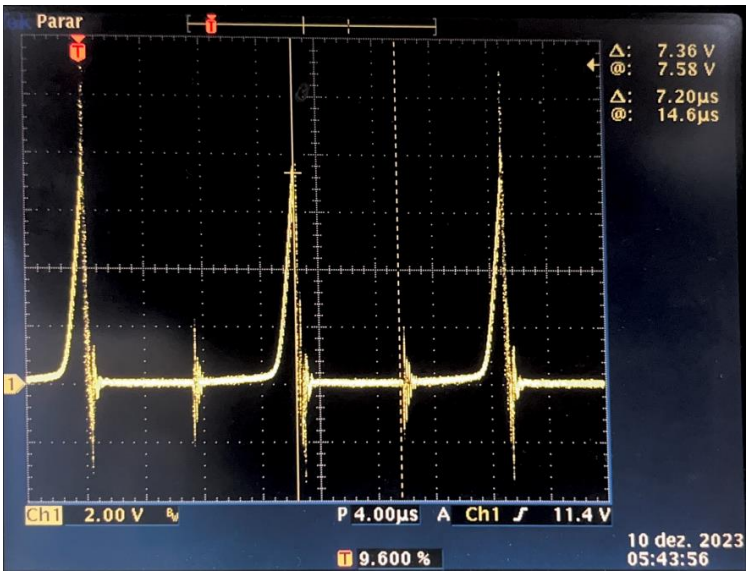
A Figura 26 mostra a tensão sobre o diodo. Durante o período de condução do MOSFET, observa-se que o diodo permanece reversamente polarizado, apresentando um nível de tensão elevado. No instante de bloqueio do MOSFET, verifica-se a mudança no estado do diodo, com redução abrupta da tensão sobre o dispositivo.

Além disso, nota-se a presença de oscilações na transição entre os níveis de tensão ao final do período de condução.

As Figuras 27 e 28 ilustram as correntes no MOSFET e no diodo, respectivamente. Observa-se que ambas apresentam forma de onda aproximadamente triangular ao longo do período de chaveamento.

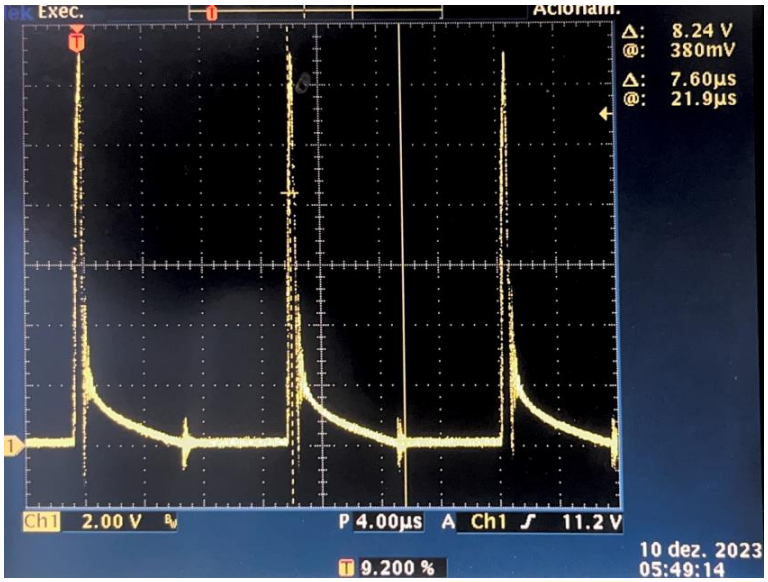
Durante o intervalo de condução, a corrente no MOSFET cresce a partir de valores próximos de zero até um valor máximo. Já no diodo, verifica-se a condução em um intervalo distinto, com corrente que parte de um valor máximo e decresce ao longo do tempo.

Figura 27 – Corrente no MOSFET realizado em bancada



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 28 – Corrente no Diodo realizado em bancada



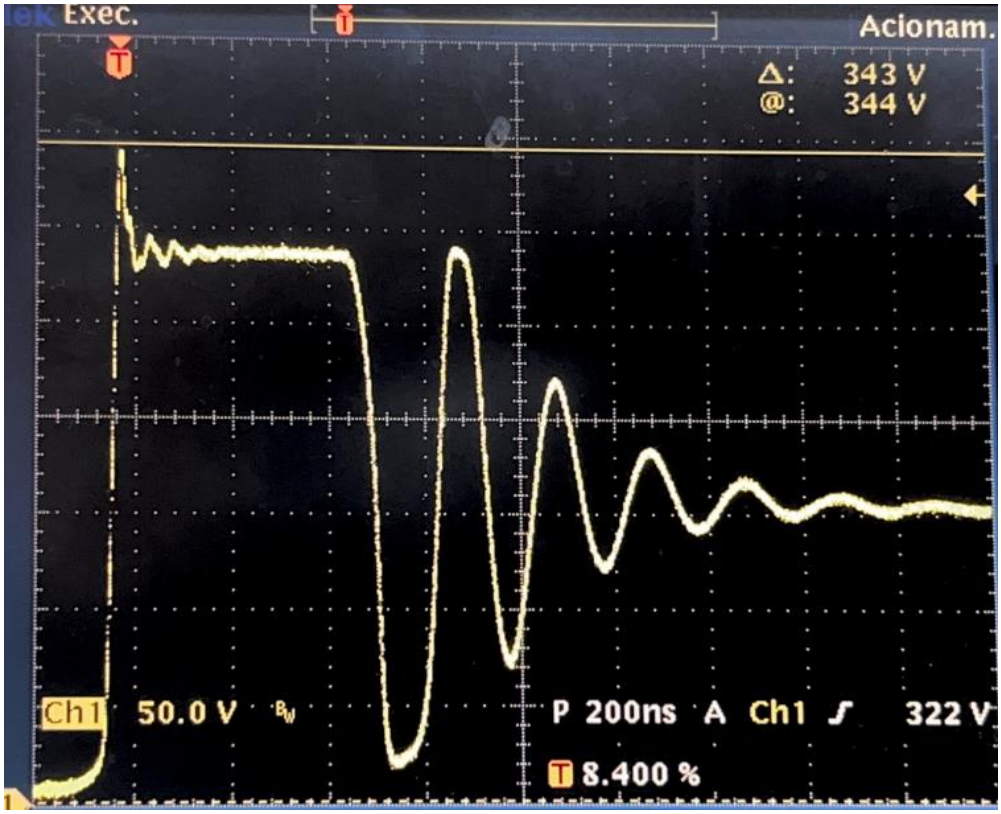
Fonte: Elaborado pelo autor

Nota-se por fim a existência de intervalos sem condução entre os ciclos.

A partir da análise da forma de onda da tensão no MOSFET, é possível observar a influência do circuito grampeador (*clamp*) presente no conversor. Verifica-se que, à medida que a tensão de entrada é aumentada por meio do Variac, ocorre também um aumento no pico de tensão observado na forma de onda. No entanto, o circuito grampeador atua limitando esse pico, dissipando parte da energia associada às indutâncias parasitas do transformador. Dessa forma, o circuito reduz a sobretensão aplicada ao MOSFET, contribuindo para a proteção do dispositivo e evitando sua eventual danificação.

Na Figura 29, observa-se a atuação do circuito grampeador, responsável por limitar a tensão de pico presente no MOSFET. Nota-se que o circuito atua de forma eficaz na supressão das sobretensões geradas pela indutância de dispersão do transformador durante o bloqueio da chave, restringindo a amplitude do pico de tensão e contribuindo para a proteção do dispositivo semicondutor

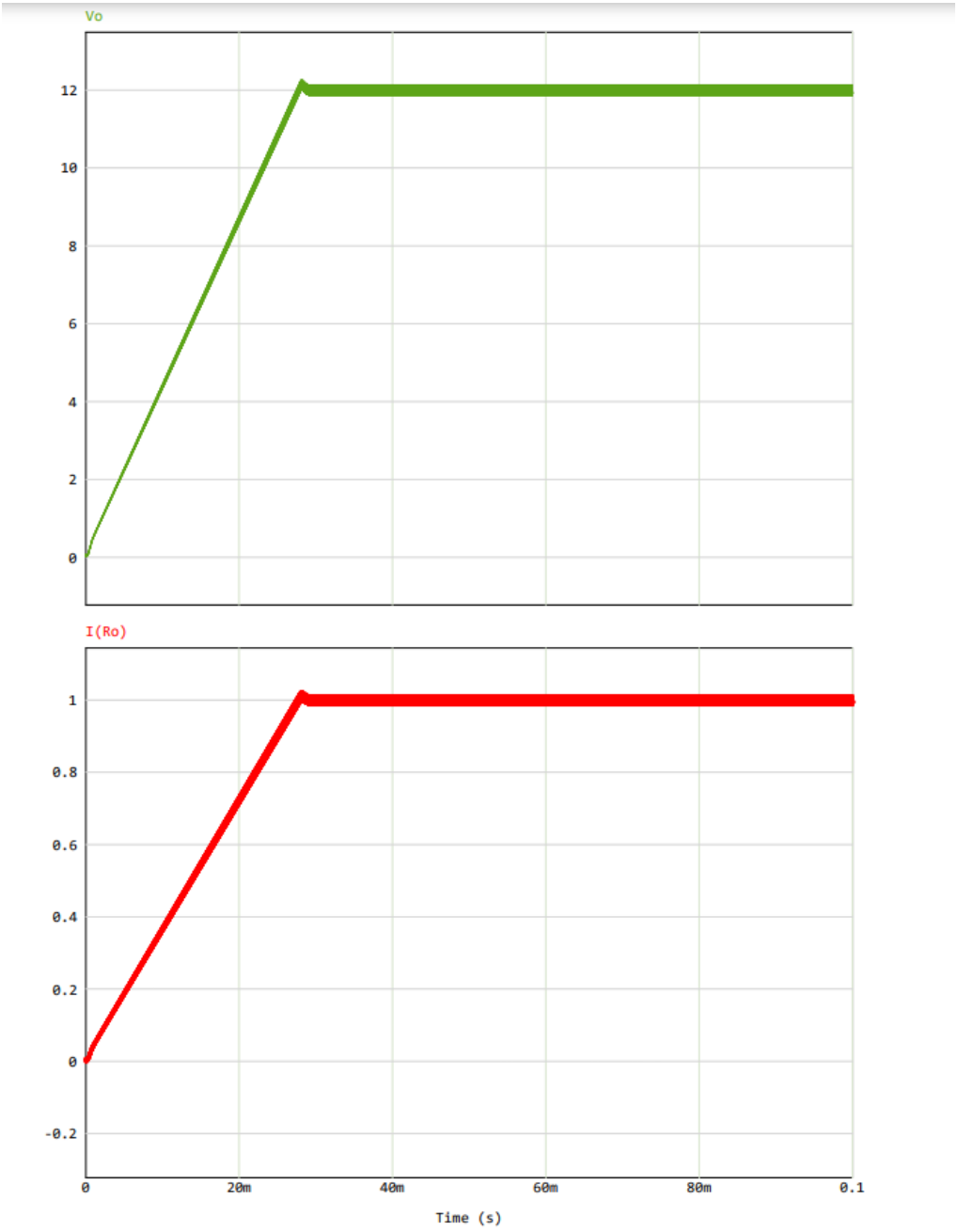
Figura 29 – Influência do circuito grampeador realizado em bancada



Fonte: Elaborado pelo autor

Como etapa final da análise, avaliou-se a forma de onda da tensão de saída do conversor, responsável pelo fornecimento de energia à carga. Em condições ideais de operação, considerando a implementação do sistema de controle em malha fechada, espera-se que a tensão de saída permaneça regulada em 12 V, fornecendo uma corrente próxima de 1 A à carga, mesmo diante de variações na tensão de entrada ou de pequenas perturbações no sistema. A capacidade de manter a tensão dentro da faixa especificada é um dos principais requisitos para o correto funcionamento da fonte chaveada, garantindo estabilidade, confiabilidade e o adequado suprimento de energia à carga conectada. Além disso, a análise da forma de onda permite verificar a presença de oscilações e da ondulação residual na saída, parâmetros importantes para a avaliação do desempenho do conversor. A forma de onda da tensão e corrente na saída obtida por meio da simulação é apresentada na Figura 30.

Figura 30 – Tensão e Corrente na saída realizados em simulação

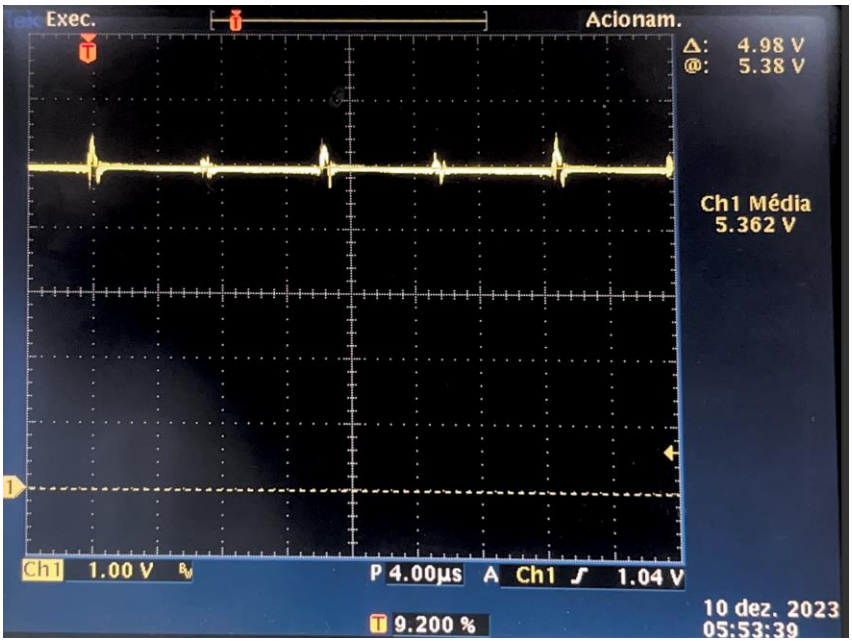


Fonte: Elaborado pelo autor

Já para os testes experimentais em bancada, não foi possível concluir integralmente os ensaios planejados. Isso ocorreu devido às limitações de tempo associadas ao período disponível para a realização dos experimentos, uma vez que as atividades precisaram ser conduzidas durante uma estadia temporária em Ilha Solteira. Além disso, durante a montagem do protótipo, verificou-se um comportamento não previsto no transformador utilizado no conversor. Esse transformador foi fabricado por terceiros (MGS eletrônica), a partir do desenvolvimento dos parâmetros calculados pelo autor e apresentou valores de indutância de

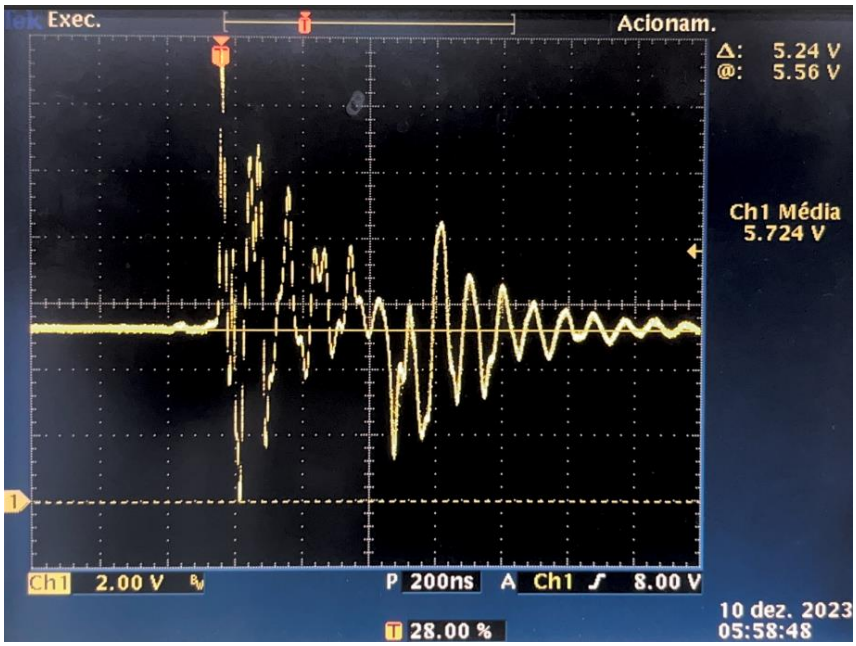
dispersão, indutância do primário e secundário diferentes dos considerados no projeto, o que comprometeu o funcionamento adequado do circuito. Dessa forma, foi possível apenas obter a tensão de saída do conversor quando alimentado com 80 Vac, sendo a forma de onda da tensão apresentada na Figura 31.

Figura 31 – Tensão de saída do conversor realizado em bancada



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 32 – Ruídos na Tensão de saída do conversor realizado em bancada



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir da Figura 32, nota-se os ruídos de alta frequência presentes na saída devido a comutação, originados pela interação entre a indutância de dispersão do transformador e capacitâncias parasitas do circuito.

A partir da Equação 139 é possível calcular o ganho do conversor para concluir o seu devido funcionamento. Dito isso, tem-se:

$$\frac{V_o}{V_g} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{prim} \cdot f_s}} = 0{,}55 \cdot \sqrt{\frac{12}{2 \cdot 6{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^{3}}} = 0{,}0625 \qquad (193)$$

6 DISCUSSÕES

Conforme citado anteriormente, devido a implementação parcial do sistema, é possível realizar apenas a comparação qualitativa entre os formatos de onda de tensão no primário, MOSFET e diodo, e da corrente no MOSFET e no diodo do conversor flyback, verificando o comportamental experimental e o simulado.

Iniciando pela tensão no primário, a partir das Figuras 22 e 34, a forma de onda observada é característica da operação de conversores flyback. Durante o intervalo t_{on}, a tensão no primário corresponde à tensão de entrada, indicando o armazenamento de energia no núcleo magnético. No intervalo t_{off}, a inversão da polaridade da tensão evidencia a transferência de energia para o secundário.

As oscilações presentes na forma de onda podem ser atribuídas à ressonância entre a indutância de dispersão do transformador e as capacitâncias parasitas do circuito, fenômeno comum em implementações práticas.

Referente a tensão no MOSFET, presente nas Figuras 22 e 25, é possível perceber os efeitos não ideais presentes no circuito prático. O pico de sobretensão no instante de bloqueio é causado principalmente pela indutância de dispersão do transformador e pelas indutâncias parasitas, impedindo a variação instantânea da corrente e resultando em uma tensão elevada sobre o MOSFET.

Para a tensão no diodo, de acordo com as Figuras 22 e 26, durante o período de condução do MOSFET, o diodo permanece bloqueado, suportando a tensão reversa composta pela soma da tensão de saída com a parcela refletida da entrada. No instante de bloqueio do MOSFET, o diodo entra em condução, permitindo a transferência da energia armazenada no transformador para a carga.

Nota-se que os formatos de ondas das tensões do primário, MOSFET e diodo são semelhantes aos formatos de onda no modo de condução contínua (CCM). Isso se dá pelo fato da carga ser projetada para o modo de condução crítica (MCCr), porém o projeto foi todo realizado em DCM, como mostram as formas de onda de corrente.

Por fim, para as correntes no MOSFET e diodo, a partir das Figuras 23, 27 e 28, as formas de onda triangulares observadas nas correntes do MOSFET e do diodo são características da operação do conversor flyback em Modo de Condução Descontínua (DCM).

Durante o período de condução, a corrente no primário apresenta um crescimento linear partindo de zero, validando o processo de armazenamento de energia magnética no núcleo do transformador e confirma a ausência de magnetização residual de ciclos anteriores. De forma

complementar, no instante do bloqueio do MOSFET, o diodo entra em condução no secundário, fazendo com que a corrente parta de seu valor de pico e desça linearmente à medida que a energia é transferida para a carga. A característica fundamental do regime descontínuo é evidenciada pela extinção completa da corrente no diodo antes do início de um novo período de chaveamento.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi realizado o estudo e o projeto de um conversor flyback com o objetivo de obter uma tensão de saída de 12 V capaz de alimentar uma carga com corrente de aproximadamente 1 A. Inicialmente foram desenvolvidas as etapas de análise teórica do conversor, nas quais foram estudadas as etapas de operação, bem como o dimensionamento dos principais componentes do circuito, incluindo o transformador e o estágio de potência.

Posteriormente, foram realizadas simulações do circuito com o objetivo de validar o comportamento do conversor e analisar as principais formas de onda presentes no sistema, como as tensões e correntes no MOSFET, no transformador e no diodo de saída. Os resultados obtidos mostraram-se coerentes com o comportamento esperado para esse tipo de conversor, evidenciando as etapas de armazenamento e transferência de energia características do conversor flyback.

Na etapa experimental em laboratório, foi realizada a montagem do circuito de potência e foram conduzidos testes preliminares em bancada utilizando um Variac para alimentação do circuito. Entretanto, não foi possível concluir todos os ensaios experimentais previstos. Essa limitação ocorreu principalmente devido ao tempo reduzido disponível para a realização dos testes, associado à necessidade de execução das atividades durante uma estadia temporária em outra cidade. Adicionalmente, observou-se que a limitada experiência com o desenvolvimento do layout da PCB, bem como o fato de o transformador empregado apresentar um valor de indutância de dispersão divergente do especificado em projeto, podem ter influenciado os resultados experimentais obtidos.

Apesar dessas limitações, foi possível observar o comportamento do circuito e obter formas de onda que apresentam características semelhantes às previstas nas simulações, permitindo uma análise qualitativa do funcionamento do conversor. Dessa forma, o trabalho contribuiu para o entendimento dos princípios de funcionamento de conversores flyback e dos principais aspectos envolvidos em seu projeto e implementação prática.

Como continuidade deste trabalho, sugere-se a revisão do projeto e da fabricação do transformador, bem como a implementação completa do sistema de controle, possibilitando a realização de novos testes experimentais e a validação completa do conversor.

REFERÊNCIAS

AMADO, João Renato Camara; ALI, Kalyl Sinhorini Abu; DUARTE, Renan Rodrigo; LOBO, Hentony; GRASSI, Giulia; DALLA COSTA, Marco Antonio. Técnicas de redução da indutância de dispersão em indutores acoplados utilizados em conversores flyback quase ressonantes como drivers de LEDs. In: SEMINAR ON POWER ELECTRONICS AND CONTROL (SEPOC), 16., 2024, Santa Maria, RS. Anais [...]. Santa Maria: SEPOC, 2024.

Ivo Barbi; ILLA FONT, Carlos Henrique; ALVES, Ricardo Luiz. *Projeto físico de indutores e transformadores*. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, Instituto de Eletrônica de Potência, 2002.

BARBI, Ivo, Eletrônica de Potência, 6 ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.

BARBI, Ivo; SOUZA, Fabiana. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. 1. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2011.

BARBI, Ivo. **Projeto de fontes chaveadas. 1**. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2014.

CANESIN, Carlos Alberto. **Fontes chaveadas**. Ilha Solteira: Universidade Estadual Paulista (UNESP), 1997.

COSTA, Paulo. **FONTES chaveadas 1 – Introdução ao mundo das fontes chaveadas.** YouTube, 2020. Disponível em: https://www.youtube.com/watch?v=BYBMHBqT8EI. Acesso em: 10 mar. 2026.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2001..

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters*. Application Note AN-4147. Rev. 1.1.0, 2006. Disponível em: TI E2E Community PDF. Acesso em: 27 mar. 2026.

PY2BBS. **Tabela de fios esmaltados**. Disponível em: https://www.py2bbs.qsl.br/fios_esmaltados.php. Acesso em: 15 jun. 2026.

MENDONÇA, M. R. **Conversor CA-CC flyback trifásico para iluminação pública a LED**. 2014. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014. Disponível em: http://www.gpec.ufc.br/novasdissertacoes/4.pdf. Acesso em: 03 mar. 2026.

TEXAS INSTRUMENTS. **Understanding inverting buck-boost power stages in switch mode power supplies**. Application Report SLVA059B. Dallas: Texas Instruments, 2019. Disponível em: https://www.ti.com/lit/an/slva059b/slva059b.pdf. Acesso em: 27 out. 2025.