

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Robert Uiliam Marin Viaro**

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE  
ASSIMÉTRICA APLICADA EM LABORATÓRIOS.**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2022**



Robert Uiliam Marin Viaro

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE ASSIMÉTRICA  
APLICADA EM LABORATÓRIOS.**

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Dr. Fábio Ecke Bisogno**

Santa Maria, RS, Brasil  
2022

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Marin Viaro, Robert Uiliam

PROJETO e IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE  
ASSIMÉTRICA APLICADA EM LABORATÓRIOS. / Robert  
Uiliam Marin Viaro - 2022

61 p.; 30 cm

Orientador: Fábio Ecke Bisogno

TCC (graduado) – Universidade Federal de Santa Maria,  
Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2022

1.Engenharia Elétrica 2. ... I. Bisogno, Fábio Ecke . Título.

---

© 2022

Todos os direitos autorais reservados a Robert Uiliam Marin Viaro. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Teodoro Marquet, Nº 487, Bairro São Luiz, Restinga Sêca, RS, Brasil, CEP:  
97200-000;

Fone: (55) 3261-1381;

Endereço Eletrônico: robertviaro.eletrica@gmail.com.

---

**Robert Uiliam Marin Viaro**

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE ASSIMÉTRICA  
APLICADA EM LABORATÓRIOS.**

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica.**

**Aprovado em 18 de Fevereiro de 2022:**

---

**Fábio Ecke Bisogno, Prof. Dr. (UFSM)**  
(Presidente/ Orientador)

---

**Jorge Rodrigo Massing, Dr. (UFSM)**  
(Defesa por Videoconferência)

---

**Vinicius Foletto Montagner, Dr. (UFSM)**  
(Defesa por Videoconferência)

**Santa Maria, RS, Brasil**  
**2022**



“A simplicidade é o último grau  
da sofisticação  
**Leonardo da Vinci**”



## RESUMO

### PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA FONTE ASSIMÉTRICA APLICADA EM LABORATÓRIOS.

AUTOR: ROBERT ULIAM MARIN VIARO

ORIENTADOR: FÁBIO ECKE BISOGNO

Nesse trabalho foi desenvolvida uma fonte chaveada assimétrica de alimentação de corrente contínua de 2 canais, com tensão variável e limitação de corrente. Essa fonte será controlada via controlador analógico utilizando uma interface física composta por microcontrolador, display de cristal líquido alfanumérico e potenciômetros. A etapa de potência tem objetivo de suprir uma carga nominal de 150 W por canal, totalizando 300 W, com uma tensão máxima de saída de 30 V e corrente de 5 A. A estrutura de potência escolhida foi um conversor flyback, por ser um conversor que utiliza poucos componentes eletrônicos, permite ter mais de uma saída com boa regulação cruzada. Para comprovar o funcionamento adequado, testes de simulação com o software PSIM foram realizados. Também foi implementado um hardware completo com toda a instrumentação e testado em laboratório da UFSM. Os resultados experimentais validam o projeto e o protótipo realizado, indicando a boa regulação da tensão de saída.

**Palavras-chave:** Conversor flyback, fonte assimétrica, controle de corrente, controle de tensão



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	– Circuito conversor <i>flyback</i> .	19
Figura 2.2	– Primeira etapa de funcionamento do conversor <i>flyback</i> .	20
Figura 2.3	– Segunda etapa de funcionamento do conversor CC Flyback.	21
Figura 2.4	– Datasheet do Mosfet UTC 12N60.	28
Figura 2.5	– Datasheet do diodo 10SQ100.	29
Figura 2.6	– Circuito <i>snubber</i> sobre $T_1$ .	30
Figura 2.7	– Efeito spike.	30
Figura 2.8	– Circuito <i>snubber</i> proposto.	31
Figura 2.9	– Datasheet núcleo.	34
Figura 2.10	– Retificador e filtro de entrada.	35
Figura 2.11	– Datasheet da ponte retificadora RS207.	36
Figura 2.12	– Circuito utilizado para validação do modelo do <i>flyback</i> no PSIM.	38
Figura 2.13	– Resposta do modelo médio de pequenos sinais do conversor <i>flyback</i> .	38
Figura 2.14	– Diagrama de Bode do conversor <i>flyback</i> .	39
Figura 2.15	– Diagrama de Bode com medidas de margem do conversor flyback.	40
Figura 2.16	– Resposta ao degrau unitário do conversor flyback.	41
Figura 2.17	– Datasheet parcial do CI TL494.	41
Figura 2.18	– Controlador PI com implementado com Ampop	41
Figura 2.19	– Ampop PI com diferenciador(erro).	42
Figura 2.20	– Bloco de controle em malha fechada.	42
Figura 2.21	– Datasheet do opto-acoplador PC8178.	43
Figura 2.22	– Circuito de sensoramento isolado com opto-acoplador PC8178.	44
Figura 3.1	– Circuito do conversor <i>flyback</i> .	45
Figura 3.2	– Tensões de entrada.	46
Figura 3.3	– Tensão de saída do conversor flyback em malha aberta.	46
Figura 3.4	– Corrente do indutor do conversor flyback em malha aberta.	47
Figura 3.5	– Corrente média do indutor do conversor flyback em malha aberta.	47
Figura 3.6	– Corrente RMS do Mosfet.	47
Figura 3.7	– Corrente média do diodo.	48
Figura 3.8	– Tensão Vds no mosfet pelo efeito spike.	48
Figura 3.9	– Esquemático do conversor flyback com circuito snubber.	49
Figura 3.10	– Tensão Vds no mosfet pelo efeito spike com circuito snubber.	49
Figura 3.11	– Circuito esquemático do conversor <i>flyback</i> em malha fechada com controle PI.	50
Figura 3.12	– Tensão de saída de 30v do conversor <i>flyback</i> com degrau de referencia de 5V.	50
Figura 3.13	– Tensão de saída de 30v do conversor <i>flyback</i> com variação de 16% para 50%.	51
Figura 3.14	– Tensão de saída de 30v do conversor <i>flyback</i> com variação de 50% para 100%.	51
Figura 3.15	– Tensão de saída de 12v do conversor <i>flyback</i> com variação de 50% para 100% da corrente nominal.	52
Figura 3.16	– Tensão de saída de 5v do conversor <i>flyback</i> com variação de 50% para 100% da corrente nominal.	52
Figura 4.1	– Protótipo do conversor <i>flyback</i> .	53
Figura 4.2	– Resultado tensão no interruptor.	54
Figura 4.3	– Resultado corrente no mosfet.	54
Figura 4.4	– Degrau de aumento de carga com 30 V referência.	55
Figura 4.5	– Degrau de redução de carga com 30v referência.	56

## *LISTA DE FIGURAS*

---

Figura 4.6 – Degrau de aumento de carga com 12v referência. ....	56
Figura 4.7 – Degrau de redução de carga com 12v referência. ....	57
Figura 4.8 – Degrau de aumento de carga com 5v referência. ....	57
Figura 4.9 – Degrau de redução de carga com 5v referência. ....	58

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – <b>Parâmetros do conversor <i>buck</i></b> .....	26
Tabela 2.2 – <b>Parâmetros do indutor acoplado</b> .....	34
Tabela 3.1 – Componentes de projeto:.....	45
Tabela 4.1 – Componentes de projeto.....	53
Tabela 5.1 – Resultados comparativos.....	59



# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	15
1.1 DELIMITAÇÃO DO PROBLEMA .....	15
1.2 O CONVERSOR FLYBACK .....	15
1.3 OBJETIVOS .....	17
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	17
<b>2 METODOLOGIA</b> .....	19
2.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> .....	19
<b>2.1.1 Primeira etapa de operação</b> .....	19
<i>2.1.1.1 Equacionamento da primeira etapa de operação</i> .....	20
<b>2.1.2 Segunda etapa de operação</b> .....	21
<i>2.1.2.1 Equacionamento da segunda etapa de operação</i> .....	21
<b>2.1.3 Ganho estático</b> .....	22
<b>2.1.4 Corrente média na fonte e corrente média na indutância de magnetização</b> .....	24
<b>2.1.5 Dimensionamento do indutor</b> .....	24
<b>2.1.6 Dimensionamento do capacitor de saída</b> .....	25
2.2 PROJETO DO CONVERSOR FLYBACK .....	26
<b>2.2.1 Projeto do circuito de potência</b> .....	26
<b>2.2.2 Projeto do circuito de <i>snubber</i></b> .....	29
<b>2.2.3 Projeto do indutor acoplado</b> .....	32
2.3 RETIFICADOR E FILTRO DE ENTRADA .....	35
<b>2.3.1 Cálculo dos componentes do retificador e filtro de entrada</b> .....	36
2.4 PROJETO DO CONTROLADOR ANALÓGICO .....	37
<b>2.4.1 Validação do modelo matemático:</b> .....	38
<b>2.4.2 Projeto do controlador regulador de tensão</b> .....	39
<b>2.4.3 Implementação do controlador PI analógico</b> .....	40
<b>2.4.4 Projeto do sensor opto-acoplador:</b> .....	43
<b>3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b> .....	45
<b>3.0.1 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA ABERTA:</b> .....	45
<b>3.0.2 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA:</b> .....	49
<b>4 RESULTADOS DE IMPLEMENTAÇÃO</b> .....	53
<b>5 CONCLUSÕES</b> .....	59
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	61



# 1 INTRODUÇÃO

Todo laboratório de circuitos eletrônicos necessita de alguns equipamentos básicos para operar, dentre eles podemos destacar as fontes de bancada. Tais fontes têm como principais características a regulação da tensão CC e a limitação da corrente de saída. Para este tipo de fonte é necessário converter a tensão CA para CC e ainda considerar os requisitos de segurança contra choques elétricos, por isso, a isolamento galvânica é um requisito essencial. Basicamente há duas maneiras de projetar uma fonte de bancada isolada, a primeira utilizando fontes lineares (normalmente composta por transformador, retificador e regulador linear), e a segunda utilizando um conversor chaveado (normalmente composta por transformador/indutor de alta frequência, retificador e regulador chaveado).

No quesito qualidade da energia entregue a carga, as fontes lineares cumprem seu papel, porem possuem um grande volume e um baixo rendimento. Para contornar esses problemas, foram desenvolvidas as fontes chaveadas no inicio da década de 60, tais fontes são compactas e de alto rendimento (BARBI, 2001). Com base nisto, esse trabalho propõe o projeto de uma fonte chaveada como rendimento maior do que uma fonte linear equivalente, menor custo de fabricação e menor volume. Na sequencia serão apresentados os principais tópicos relativos a esse trabalho.

## 1.1 DELIMITAÇÃO DO PROBLEMA

Sabe-se da literatura que conversores chaveados de alta frequência, proporcionam uma redução no volume e no comprimento de condutores de cobre, o que reduz os custos do processo de fabricação, e permitem um melhor rendimento de energia se comparado ao regulador linear.

Assim optou-se por conversor CC/CC do tipo *flyback* para reduzir a tensão de saída a um nível máximo de 30V definido no projeto e ainda tem-se tensão isolada a fim de proteger o usuário. Com um controle apropriado neste conversor podemos ter uma tensão de saída variável que é controlada e que é definida como uma tensão variável de 1 a 30V. Neste trabalho, será seguida a metodologia de projeto de conversores CC/CC e será realizado com base de três áreas da Engenharia Elétrica: Controle, Eletrônica de Potência e Instrumentação.

## 1.2 O CONVERSOR FLYBACK

O conversor *flyback* é utilizado na indústria há pelo menos 60 anos, como uma solução de baixo custo, pequeno volume e alto rendimento em fontes de alimentação iso-

ladas. Acredita-se que surgiu para resolver o problema de fontes de alimentação para os primeiros aparelhos de televisão. Esse conversor usa um conceito de comutação não linear, onde o transformador *flyback* armazena energia magnética e atua como um indutor acoplado (BILLINGS; BILLINGS, 1999). Os conversores *flyback* são conversores de energia chaveados, com isolamento galvânico entre as entradas e saídas, que permite regular tensão CC na carga. Nesse conversor a energia é acumulada no indutor acoplado quando a corrente flui através do circuito e posteriormente a energia acumulada é entregue para carga. Dependendo das relações de espiras do indutor acoplado, o conversor poderá funcionar como elevador ou abaixador de tensão na carga (WANG, 2014).

O conversor *flyback*, tipicamente é aplicado em:

- fontes isoladas para aparelhos de televisão e microcomputadores de baixa potência de até 150W;
- fontes para telefones celulares e carregadores de celular;
- fontes para circuitos de alta tensão como televisão, monitores de vídeo, lasers, lanternas e dispositivos de cópia, etc.;
- fontes de alimentação com múltiplas saídas e fontes isoladas e reguladas para bancadas de teste (ADAMS, 2001).

As principais vantagens do conversor *flyback* com relação a outras topologias isoladas são:

- pode controlar e regular as múltiplas tensões de saída;
- permite uma ampla faixa de variação da tensão de entrada;
- o projeto do conversor possui poucos componentes quando comparado com outros circuitos de fonte de alimentação chaveada;
- o projeto do conversor é relativamente simples;
- o custo para uma mesma potência é pequeno;
- a eficiência é alta e o tamanho é reduzido (HUFF, 2018).

Neste trabalho, a escolha do conversor *flyback* é justificada pela simplicidade, multiplicidade de saídas, boa regulação da tensão de saída, possibilidade de proteção contra sobrecorrente na carga, custo relativamente baixo, uso de componentes comuns e de fácil aquisição, grande variação da tensão de entrada.

### 1.3 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é especificar e projetar um conversor eletrônico *flyback*, aplicado a uma fonte de bancada, para uso geral em equipamentos eletrônicos. Para isso, os seguintes objetivos específicos devem ser atingidos.

- Especificar a fonte isolada que será utilizada em laboratório;
- Garantir a regulação da tensão de saída da fonte diante de variações de carga;
- Garantir isolamento galvânico entre entrada e saída da fonte;

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Além desta breve introdução, este trabalho está dividido em 3 capítulos principais: Metodologia, resultados de simulação e implementação. No Capítulo 2, de Metodologia, são apresentados, a modelagem e o projeto do conversor *flyback* CC-CC, o projeto dos componentes eletrônicos do conversor de entrada CA-CC e projeto do circuito de controle. Em seguida, no Capítulo 3, é validado o projeto do conversor e do controle com simulações. Por fim, o conversor é implementação e resultados práticos são mostrados no Capítulo 4.



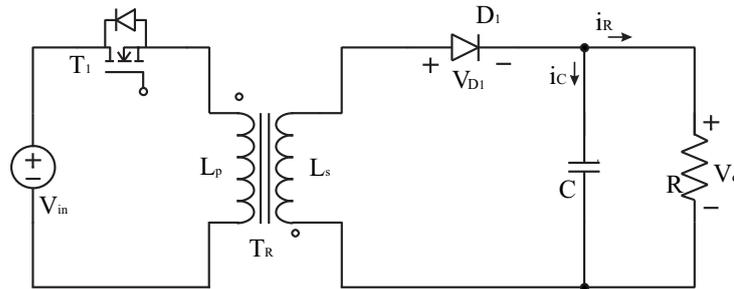
## 2 METODOLOGIA

Neste Capítulo, inicialmente será apresentada a modelagem do conversor *flyback*, em seguida é realizado o projeto dos componentes do conversor, posteriormente é projetado o conversor não controlado CA-CC e por fim será apresentado o projeto de controle analógico da tensão de saída do conversor *flyback*. É importante notar que o projeto do conversor é full-range, permitindo que a tensão de entrada varie de  $110 V_{rms}$  a  $220 V_{rms}$ . A tensão de saída é isolada da rede, regulada e ajustável até  $30 V$ .

### 2.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR FLYBACK

O conversor *flyback* é a versão isolada do conversor *buck-boost* (BARBI, 2001; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Esse conversor foi analisado a partir de sua estrutura básica mostrada na figura 2.1. Nesta figura é possível confundir o elemento  $T_R$  com

Figura 2.1 – Circuito conversor *flyback*.



Fonte: Adaptado de Barbi (2001).

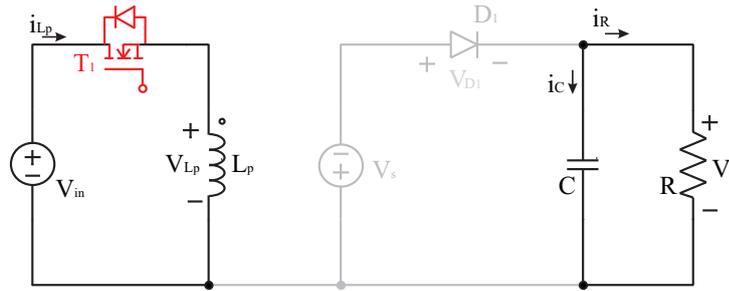
um transformador, porém, nesta topologia,  $T_R$  é um indutor acoplado e não um transformador, isso, porque na primeira etapa de funcionamento, em que o transistor  $T_1$  está ativo, ou seja, funcionando como chave é ligada, não há transferência de energia para a carga, pois o diodo  $D_1$  está polarizado reversamente. Assim, o indutor irá acumular energia, que será disponibilizada para a carga na segunda etapa de funcionamento, quando o transistor  $T_1$  está bloqueado, ou seja, funcionando como chave aberta. Foi considerado para análise e projeto que o conversor opera no modo de condução contínua (CCM). Nesse modo de operação há duas etapas de funcionamento que serão descritas a seguir.

#### 2.1.1 Primeira etapa de operação

Na figura 2.2 é possível visualizar o circuito equivalente do conversor funcionando na primeira etapa de operação, em que o transistor  $T_1$  está ativo (chave fechada). A tensão

$V_{in}$  é aplicada no primário do indutor  $L_p$ , como consequência a corrente sobe linearmente com um formato de rampa, nesta etapa o indutor armazena energia. Ainda nesta etapa a tensão no secundário  $V_s$  não está sobre a carga, pois o diodo  $D_1$  está reversamente polarizado, logo não existe corrente circulando no secundário do indutor acoplado, assim o capacitor  $C$  fornece energia para a carga.

Figura 2.2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor *flyback*.



Fonte: Adaptado de Barbi (2001)

### 2.1.1.1 Equacionamento da primeira etapa de operação

O intervalo de operação, para essa etapa é  $0 < t < DT_s$ , em que  $t$  é tempo,  $D$  é a razão e  $T_s$  é o período de chaveamento. Sabemos também que  $T_s = \frac{1}{f_s}$ , onde  $f_s$  é a frequência de chaveamento. Aplicando a lei da tensão de Kirchhoff no circuito da figura 2.2, e considerando  $T_1$  sem perdas de condução ou chaveamento, funcionando como chave ideal, resulta em,

$$-V_{in} + V_{L_p} = 0 \quad (2.1)$$

ou

$$V_{L_p} = V_{in} \quad (2.2)$$

Como a relação tensão-corrente no indutor é dada por  $V_{L_p} = L_p \left( \frac{di_{L_p}}{dt} \right)$ , substituindo em (2.2) fica,

$$L_p \left( \frac{di_{L_p}}{dt} \right) = V_{in} \quad (2.3)$$

Analisando o lado do secundário do indutor acoplado, e sabendo que diodo  $D_1$  está inversamente polarizado, tem-se

$$-V_{D_1} - V_o - V_s = 0 \quad (2.4)$$

Como  $V_s = V_{in} \left( \frac{N_s}{N_p} \right)$ , onde  $N_p$  é o número de espiras do primário e  $N_s$  é o número de espiras do secundário. Assim, a tensão reversa do diodo é

$$V_{D_1} = -V_o - V_{in} \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.5)$$

Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff, para o nó da carga tem-se

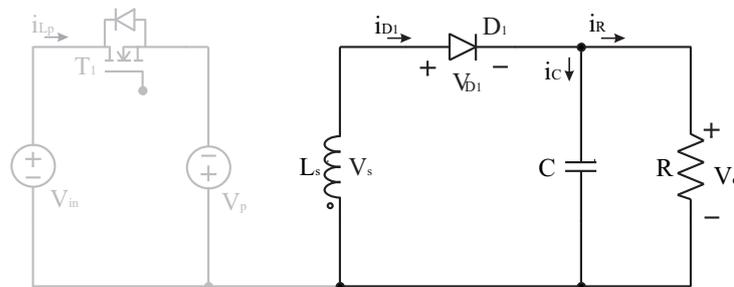
$$I_C = -I_R \quad (2.6)$$

Significa dizer que o capacitor está atuando como fonte de tensão nesta etapa.

### 2.1.2 Segunda etapa de operação

Na figura 2.3 é mostrado circuito equivalente desta etapa, neste momento chave é aberta (desligada), desconectando a tensão  $V_{in}$  ao indutor do primário  $L_p$ , como consequência a corrente no indutor do primário é zero. Neste mesmo momento por se tratar de um indutor acoplado, a energia armazenada no indutor  $L_p$  é transferida ao secundário, produzindo uma corrente  $I_s$ , já que nesta etapa o diodo é polarizado diretamente, assim a energia previamente carregada do indutor é transferida carregando o capacitor  $C$  e alimentando para carga  $RL$ .

Figura 2.3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor CC Flyback.



Fonte: Adaptado de Barbi (2001)

#### 2.1.2.1 Equacionamento da segunda etapa de operação

O intervalo de operação, para essa etapa é  $DT_s < t < T_s$ . Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff no secundário, e considerando diodo ideal,  $V_{D_1} = 0$ , diodo em condução, tem-se

$$V_{L_s} + V_{D_1} + V_o = 0 \quad (2.7)$$

ou

$$V_{L_s} = -V_o \quad (2.8)$$

Considerando a relação tensão-corrente dada por  $V_{L_s} = L_s \frac{di_{L_s}}{dt}$ , substituindo em (2.8) fica

$$L_s \frac{di_{L_s}}{dt} = -V_o \quad (2.9)$$

Analisando o lado do primário do indutor acoplado, e sabendo o transistor  $T_1$  não está conduzindo, ou seja, está funcionando como chave ideal aberta, não termos corrente circulando. Todavia a tensão nos terminais *drain* (d) e *source* (s) de  $T_1$  é dada por

$$-V_{in} + V_{ds} + V_p = 0 \quad (2.10)$$

$$V_{ds} = V_{in} - V_p \quad (2.11)$$

Como  $V_p = V_s \left( \frac{N_p}{N_s} \right) = -V_o \left( \frac{N_p}{N_s} \right)$ , temos:

$$V_{ds} = V_{in} - \left( -V_o \frac{N_p}{N_s} \right) \quad (2.12)$$

assim, a tensão máxima que o deverá suportar é

$$V_{ds} = V_{in} + V_o \frac{N_p}{N_s} \quad (2.13)$$

Aplicando a lei das corrente de Kirchhoff nó de saída, fica

$$I_C = I_{D_1} - I_R \quad (2.14)$$

### 2.1.3 Ganho estático

Para encontrar o ganho estático para o modo de condução contínua, supoe-se que o conversor está operando em regime permanente, logo, o principio do balanço volt/segundo é valido (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Assim, utilizando (2.3) da primeira etapa de operação, integrando por partes no intervalo de funcionamento dessa etapa ( $0 < t < DT_s$ ), fica,

$$L_p \int_0^{DT_s} di_{L_p} = V_{in} \int_0^{DT_s} dt \quad (2.15)$$

resolvendo a integral tem-se,

$$i_{L_p}(DT_s) - i_{L_p}(0) = \frac{V_{in}}{L_p} DT_s \quad (2.16)$$

isolando o termo  $i_{L_p}(DT_s)$  de (2.16) encontra-se,

$$i_{L_p}(DT_s) = \frac{V_{in}}{L_p} DT_s + i_{L_p}(0) \quad (2.17)$$

Realizando o mesmo procedimento mostrado anteriormente para a segunda etapa de operação, considerando o indutor acoplado sem perdas e utilizando agora (2.9), e ainda, sabendo que

$$\frac{di_{L_s}}{dt} = \frac{N_p}{N_s} \frac{di_{L_p}}{dt} \quad (2.18)$$

é possível escrever a equação (2.9) referenciada ao primário, fazendo

$$\begin{aligned} L_s \frac{N_p}{N_s} \frac{di_{L_p}}{dt} &= -V_o \\ \left(\frac{N_p}{N_s}\right) L_s \frac{N_p}{N_s} \frac{di_{L_p}}{dt} &= -V_o \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \\ L_s \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \frac{di_{L_p}}{dt} &= -V_o \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

que resulta em

$$L_p \frac{di_{L_p}}{dt} = -V_o \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \quad (2.20)$$

integrando por partes tem-se

$$L_p \int_{DT_s}^{T_s} di_{L_p} = -V_o \left(\frac{N_p}{N_s}\right) \int_{DT_s}^{T_s} dt \quad (2.21)$$

o que resulta em

$$L_p \left( i_{L_p}(T_s) - i_{L_p}(DT_s) \right) = -V_o \frac{N_p}{N_s} (T_s - DT_s) \quad (2.22)$$

rearranjando a equação, encontra-se

$$L_p \left( i_{L_p}(T_s) - i_{L_p}(DT_s) \right) = -V_o \frac{N_p}{N_s} (1 - D) T_s \quad (2.23)$$

o principio do balanço volt/segundo diz que em regime permanente  $i_{L_p}(T_s) = i_{L_p}(0)$ . Então, substituindo (2.17) em (2.23), fica

$$L_p \left( i_{L_p}(T_s) - \frac{V_{in}}{L_p} DT_s - i_{L_p}(0) \right) = -V_o \frac{N_p}{N_s} (1 - D) T_s \quad (2.24)$$

ou seja,

$$-V_{in} DT_s = -V_o \frac{N_p}{N_s} (1 - D) T_s \quad (2.25)$$

Assim, o ganho estático do conversor *flyback* é

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (2.26)$$

ou ainda, isolando  $D$ , não é difícil encontrar

$$D = \frac{1}{1 + \frac{V_{in}}{V_o} \cdot \frac{N_s}{N_p}} \quad (2.27)$$

#### 2.1.4 Corrente média na fonte e corrente média na indutância de magnetização

Podemos calcular a corrente média da fonte pela relação entre potência de saída e entrada assumindo o rendimento unitário.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (2.28)$$

ou reescrevendo tem-se

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.29)$$

Assim a corrente média drenada pela fonte é dada por

$$I_{in} = \frac{V_o^2}{R V_{in}} \quad (2.30)$$

Conforme pode ser visualizado na figura 2.2 a indutância de magnetização é relacionada com corrente média de entrada. Para um ciclo de operação a corrente pode ser escrita como

$$I_{in} = \frac{I_{Lm} D T_s}{T_s} \quad (2.31)$$

ou ainda,

$$I_{Lm} = \frac{I_{in}}{D} \quad (2.32)$$

substituindo (2.30) em (2.32) fica

$$I_{Lm} = \frac{V_o^2}{D R V_{in}} \quad (2.33)$$

#### 2.1.5 Dimensionamento do indutor

Para que o conversor opere em CCM, devemos garantir que

$$\frac{\max \Delta i_{Lp}}{2} < I_{Lm} \quad (2.34)$$

substituindo (2.33) em (2.34) fica

$$\max \Delta i_{Lp} < \frac{V_o^2 2}{D R V_{in}} \quad (2.35)$$

Dessa forma a ondulação máxima de corrente no indutor, para operar em CCM, está garantida. A equação (2.3), para a primeira etapa de operação, pode ser escrita de modo simplificado como

$$\Delta i_{L_p} = V_{in} \frac{\Delta t}{L_p} \quad (2.36)$$

onde  $\Delta t = DT_s$ , o que resulta em

$$\Delta i_{L_p} = V_{in} \frac{DT_s}{L_p} \quad (2.37)$$

Isolando  $L_p$  fica,

$$L_p = V_{in} \frac{D}{\Delta i_{L_p} f_s} \quad (2.38)$$

E para o cálculo do indutor do secundário  $L_s$  temos a seguinte relação:

$$L_s = L_p \left( \frac{N_s}{N_p} \right)^2 \quad (2.39)$$

### 2.1.6 Dimensionamento do capacitor de saída

Seja a corrente no capacitor dada por

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2.40)$$

Assumindo que a corrente que passa pelo capacitor nessa etapa é constante e aproximando  $dv_c$  por  $\Delta v_c$  e  $dt$  por  $\Delta t$ , em que  $\Delta t$  é igual a  $DT_s$ , fica

$$I_c = C \frac{\Delta v_c}{DT_s} \quad (2.41)$$

isolando  $C$  tem-se

$$C = \frac{DT_s I_c}{\Delta v_c} \quad (2.42)$$

Também sabemos que na primeira etapa de operação temos a equação (1.7):

$$|I_c| = |-I_0| \quad (2.43)$$

$$|I_c| = \left| -\frac{V_o}{R} \right| \quad (2.44)$$

assim substituindo a equação (2.44) em (2.42) e desprezando o valor negativo, fica

$$C = \frac{DT_s V_o}{\Delta v_c R_L} \quad (2.45)$$

ou ainda

$$C = \frac{DV_o}{\Delta v_c R f_s} \quad (2.46)$$

pode-se ainda expressar o valor do capacitor utilizando a relação percentual da variação da tensão na carga:

$$V_{perc} = \frac{\Delta v_c}{V_o} \quad (2.47)$$

Assim substituindo(2.47) em (2.46) é possível escrever a equação do capacitor em termos de porcentagem de  $V_o$ , como

$$C = \frac{D}{V_{perc} R f_s} \quad (2.48)$$

## 2.2 PROJETO DO CONVERSOR FLYBACK

Para facilitar o entendimento, o projeto do conversor *flyback* foi dividido em circuito de potência, circuito de *snubber* e indutor acoplado, conforme será detalhada a seguir.

### 2.2.1 Projeto do circuito de potência

O circuito de potência do conversor terá como base as equações obtidas na modelagem do mesmo. Considere os parâmetros na tabela 2.1.

Tabela 2.1 – **Parâmetros do conversor *buck***

Descrição	Parâmetros	Valores	Unidade
Tensão de entrada	$V_g$	110 a 220	$V_{rms}$
Tensão de saída	$v_o$	0 a 30	$V_{rms}$
Corrente máxima de saída	$i_R$	5	A
Resistência de carga nominal	$R$	6	$\Omega$
Potência	$P_o$	150	W
Frequência de comutação	$f_s$	50	kHz
Razão cíclica	$D$	0,5	

Fonte: Autoria própria.

A seguir serão utilizadas as equações anteriores para projeto dos elementos de potência do conversor. A de saída do conversor é

$$P_o = 150 \text{ W} \quad (2.49)$$

Considerando que o prior caso para a tensão de entrada é

$$V_{in} = 110\sqrt{2} = 155,5 \text{ V} \quad (2.50)$$

A razão cíclica foi definida em 0,5 como ponto de partida (BARBI, 2001; BARBI, 2002).

$$D = 0,5 \quad (2.51)$$

Utilizando (2.26) e (2.50), é definida a relação de espiras, como

$$\frac{N_p}{N_s} = \left( \frac{155}{30} \right) \left( \frac{0,5}{1-0,5} \right) = 5,16 \quad (2.52)$$

Para garantir que o conversor opere em CCM, deve-se respeitar (2.35), ou seja

$$\max \Delta i_{Lp} < \frac{(2)(30)^2}{(0,5)(6)(155)} = 3,87 \text{ A} \quad (2.53)$$

De acordo com Barbi (2001), foi considerando  $\Delta i_{Lp} = 0,5 I_{Lm}$  o que resulta em

$$I_{Lm} = \frac{(30)^2}{(0,5)(6)(155)} = 1,93 \text{ A} \quad (2.54)$$

Definido o valor de  $I_{Lm}$  em (2.54), é possível encontrar o novo valor da variação da corrente no primário do indutor acoplado  $T_1$ , como

$$\Delta I_{Lp} = \frac{I_{Lm}}{2} = 0,967 \text{ A} \quad (2.55)$$

Usando (2.38) é possível encontrar o indutor  $L_p$ , dado por

$$L_p = (155) \frac{(0,5)}{(0,967)(50)} = 1,603 \text{ mH} \quad (2.56)$$

Substituindo os valores adequados em (2.39), o indutor  $L_s$  fica

$$L_s = (1,603) \left( \frac{1}{5} \right)^2 = 64,12 \text{ } \mu\text{H} \quad (2.57)$$

Para o cálculo do capacitor de saída foi definido a ondulação percentual de

$$V_{c-perc} = 1\% = 0,01 \quad (2.58)$$

Da equação (2.48), tem-se

$$C = \frac{0,5}{(0,01)(6)(50)} = 166,66 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.59)$$

foi escolhido o valor comercial de 220  $\mu\text{F}$ .

Para dimensionar o mosfet adequadamente é usual verificar os valores da corrente máxima, da corrente *rms* e da tensão *dreno-source*.

A corrente máxima do mosfet é definida por

$$I_{Mosfet-máxima} = I_{Lm} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 2,41 \text{ A} \quad (2.60)$$

e a corrente *rms* é dada por

$$I_{Mosfet-RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T_s}\right) \int_0^{D \cdot T_s} (I_{mosfet})^2 dt} \quad (2.61)$$

ou

$$I_{Mosfet-RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T_s}\right) \int_0^{D \cdot T_s} \left( I_{Lmin} + \frac{V_{in} \cdot t}{L_1} \right)^2 dt} \quad (2.62)$$

o que resulta em

$$I_{Mosfet-RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T_s}\right) \int_0^{D \cdot T_s} \left( I_{Lm} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} + \frac{V_{in} t}{L_1} \right)^2 dt} = 1,38 \text{ A.} \quad (2.63)$$

A máxima tensão *drain-source*  $V_{DS}$  é definida como

$$V_{DS-Mosfet} = V_{in} + V_o \left( \frac{N_1}{N_2} \right) = 311 + 30 \frac{5}{1} = 461 \text{ V.} \quad (2.64)$$

Uma possível solução de mosfet comercial, é o UTC 12N60 que atende aos requisitos descritos anteriormente, conforme mostra no *datasheet* na figura 2.4

Figura 2.4 – Datasheet do Mosfet UTC 12N60.

12N60		Power MOSFET		
■ ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T <sub>C</sub> = 25°, unless otherwise specified)				
PARAMETER		SYMBOL	RATINGS	UNIT
Drain-Source Voltage	12N60-A	V <sub>DSS</sub>	600	V
	12N60-B		650	V
Gate-Source Voltage		V <sub>GSS</sub>	±30	V
Avalanche Current (Note 1)		I <sub>AS</sub>	12	A
Continuous Drain Current		I <sub>D</sub>	12	A
Pulsed Drain Current (Note 1)		I <sub>DM</sub>	48	A
Avalanche Energy	Single Pulsed (Note 2)	E <sub>AS</sub>	790	mJ
	Repetitive (Note 1)	E <sub>AR</sub>	24	mJ
Peak Diode Recovery dv/dt (Note 3)		dv/dt	4.5	V/ns
Junction Temperature		T <sub>J</sub>	+150	••
Operating Temperature		T <sub>OPR</sub>	-55 ~ +150	••
Storage Temperature		T <sub>STG</sub>	-55 ~ +150	••

Note: Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged.

Fonte: *Datasheet* do UTC 12n60

Para o dimensionamento do diodo no secundário, considerou-se que os principais parâmetros para o diodo são a corrente média e a tensão máxima reversa. Para reduzir as perdas de chaveamento optou-se por um diodo *schottky*. Assim, a corrente média do diodo é

$$I_{média-diodo} = I_{out} = 5 \text{ A.} \quad (2.65)$$

ou seja,

$$I_{\text{m\u00e9dia-diodo}} = \left( \frac{1}{T_s} \right) \int_0^{(1-D)T_s} I_{\text{diodo}} dt \quad (2.66)$$

que pode ser escrita por

$$I_{\text{m\u00e9dia-diodo}} = \left( \frac{1}{T_s} \right) \int_0^{T_s-(DT_s)} \left( I_{L_{\text{max}}} \frac{N_p}{N_s} - \frac{V_{in} \frac{N_s}{N_p} t}{L_s} \right) dt \quad (2.67)$$

e ainda,

$$I_{\text{m\u00e9dia-diodo}} = \left( \frac{1}{T_s} \right) \int_0^{T_s-(DT_s)} \left( I_{L_m} + \frac{\Delta I_{L_p}}{2} \frac{N_p}{N_s} - \frac{V_{in} \frac{N_s}{N_p} t}{L_s} \right) dt = I_{\text{out}} = 5 \text{ A}. \quad (2.68)$$

A m\u00e1xima tens\u00e3o sobre o diodo  $V_{\text{Diodo}}$  \u00e9 dada por

$$V_{\text{Diodo}} = V_o + V_{in} \left( \frac{N_s}{N_p} \right) = 30 + 155 \frac{1}{5} = 61 \text{ V}. \quad (2.69)$$

Com essas considera\u00e7\u00f5es, uma poss\u00edvel solu\u00e7\u00e3o de diodo comercial, \u00e9 o 10SQ100 que atende aos requisitos descritos anteriormente, conforme mostra no *datasheet* na figura 2.5

Figura 2.5 – Datasheet do diodo 10SQ100.

CHARACTERISTICS	SYMBOL	10SQ030	10SQ035	10SQ040	10SQ045	10SQ050	10SQ060	10SQ080	10SQ100	UNIT	
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	$V_{RRM}$	30	35	40	45	50	60	80	100	V	
Maximum RMS Voltage	$V_{RMS}$	21	24.5	28	31.5	35	42	56	70	V	
Maximum DC Blocking Voltage	$V_{DC}$	30	35	40	45	50	60	80	100	V	
Maximum Average Forward Rectified Current @ $T_c=95^\circ\text{C}$	$I_{(AV)}$	10								A	
Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave super imposed on rated load (JEDEC Method)	$I_{FSM}$	275								A	
Peak Forward Voltage at 10A DC (Note1)	$V_f$	0.55			0.7		0.8			V	
Maximum DC Reverse Current @ $T_j=25^\circ\text{C}$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_j=100^\circ\text{C}$	$I_R$	0.5				50					mA
Typical Junction Capacitance (Note2)	$C_j$	450									PF
Typical Thermal Resistance (Note3)	$R_{\theta JC}$	3.0									$^\circ\text{C}/\text{w}$
Operating Temperature Range	$T_j$	-55 to +150									$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	-55 to +150									$^\circ\text{C}$
NOTES: 1. 300us Pulse Width, 2% Duty Cycle. 2. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0VDC. 3. Thermal Resistance Junction to Case.											

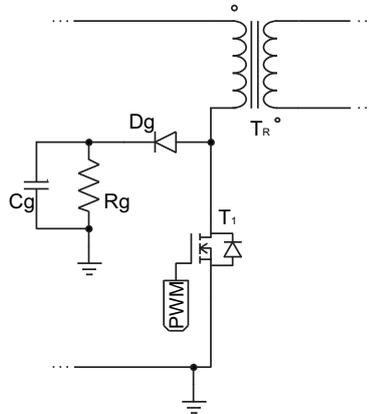
Fonte: Datasheet do 10SQ030

## 2.2.2 Projeto do circuito de *snubber*

Os *snubbers* s\u00e3o circuitos utilizados para reduzir sobre tens\u00e3o em um componente. No *flyback* devido ao bloqueio do *mosfet* ( $T_1$ ), ocorre, nos seus terminais, uma sobretens\u00e3o

(*spikes*). Esse efeito, indesejado, aumenta o estresse no componentes e eventualmente pode danificá-lo. Um circuito de *snubber* dado em Barbi (2007) é mostrado na figura 2.6.

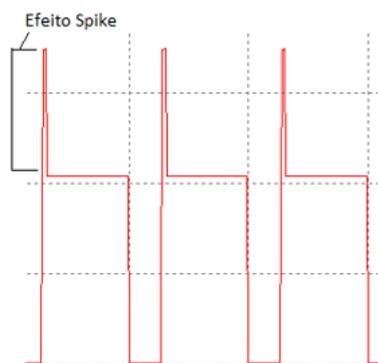
Figura 2.6 – Circuito *snubber* sobre  $T_1$ .



Fonte: Adaptado de Barbi (2007).

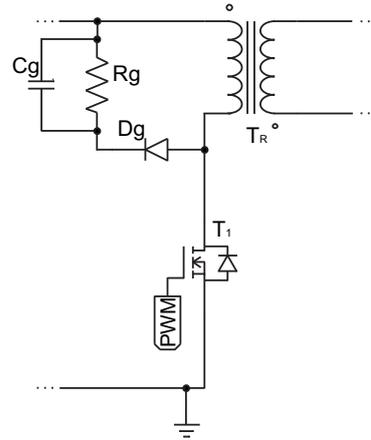
Um dos problemas do circuito mostrado na figura 2.6 é a dissipação de potência sobre o resistor  $R_g$  durante toda a segunda etapa de operação. Na qual ele deve suportar uma tensão igual a  $V_{in} + V_o \left( \frac{N_1}{N_2} \right)$ . Nota-se que o objetivo do *snubber*, idealmente, é dissipar somente o pico de tensão gerado pelo efeito *spike*. Na figura 2.7 mostra-se o efeito de sobretensão típico no mosfet  $T_1$ , para um conversor *flyback*.

Figura 2.7 – Efeito spike.



Fonte: Autoria própria.

Para contornar o problema descrito anteriormente, do circuito da figura 2.6, onde o resistor  $R_g$  conduz corrente ao terra, foi realizada uma modificação mostrada na figura 2.8. Assim, o resistor fica submetido somente a  $V_o \left( \frac{N_1}{N_2} \right)$ , reduzindo consideravelmente a potência dissipada pelo circuito. Vale lembrar que essa proposta já é utilizada largamente pela indústria.

Figura 2.8 – Circuito *snubber* proposto.

Fonte: Autoria própria.

Para o projeto dos componentes  $R_g$  e  $C_g$ , foi utilizada a metodologia de Barbi (2007). Conforme descrito na equação (2.70).

$$P_g = \left(\frac{1}{2}\right) (l) (I_p^2) (f_s) \left(\frac{1}{1 - \frac{V_i - \tilde{V}_o}{V_g}}\right) \quad (2.70)$$

Sendo que  $P_g$  é a potência dissipada pelo circuito grampeador,  $l$  é a indutância de dispersão do indutor acoplado,  $I_p$  é a corrente máxima do enrolamento primário,  $f_s$  é a frequência de chaveamento,  $V_i$  é a tensão de entrada,  $\tilde{V}_o$  é a tensão de saída referida ao primário,  $V_g$  é a tensão máxima de projeto do grampeador.

A indutância de dispersão, na prática, varia de 1% a 5%, da indutância do primário. Neste trabalho, foi adotado o percentual 5%, ou seja

$$l = (0,050) (1,603) = 80,150 \mu H \quad (2.71)$$

Através da corrente media de magnetização foi calculado a corrente de pico de magnetização como

$$I_p = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} = 2,4 A. \quad (2.72)$$

A tensão máxima sobre o *snubber* ( $V_g$ ), deve ser maior que  $V_i + \tilde{V}_o$ , assim  $V_g = V_i + \tilde{V}_o + \Delta V$ , onde  $V_i$  é a máxima tensão de entrada do conversor, ou seja  $V_i = (220) \sqrt{2} = 311 V$  e  $\Delta V$  foi definido como 50 V.

$$V_g = (311) + (5) (30) + (50) = 511 V. \quad (2.73)$$

A potência dissipada pelo circuito *snubber* é dada por

$$P_g = \left(\frac{1}{2}\right) (80,15) (2,4)^2 (50) \left(\frac{1}{1 - \frac{(311) - (5)(30)}{511}}\right) = 16,85 W \quad (2.74)$$

Note que essa potência precisa ser dissipada pelo resistor  $R$  do circuito grampeador, ou seja

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} \quad (2.75)$$

Todavia, para o circuito de *snubber* proposto na figura 2.8 conforme a equação (2.76), o valor do resistor é

$$R_g = \frac{(V_g - V_{in})^2}{P_g} \quad (2.76)$$

ou seja

$$R_g = \frac{(511 - 311)^2}{16,85} = 2,37 \text{ K}\Omega \quad (2.77)$$

Para o cálculo do capacitor  $C_g$  do circuito da figura 2.6, tem-se

$$C_g = \frac{P_g}{(f_s)(V_g)(\Delta v)} \quad (2.78)$$

Porém, com circuito modificado da figura 2.8, a equação(2.78), pode ser reescrita como

$$C_g = \frac{P_g}{(f_s)(V_g - V_{in})(\Delta v)} \quad (2.79)$$

Considerando a ondulação da tensão sobre o capacitor  $C_g$  de  $\Delta v = 10 \text{ V}$ , o valor do capacitor fica

$$C = \frac{16,7}{(50)(511 - 311)(10)} = 168,5 \text{ nF} \quad (2.80)$$

### 2.2.3 Projeto do indutor acoplado

Para o projeto físico do indutor acoplado foi seguido a referência Barbi (2002). A equação (2.81) define um parâmetro para a escolha do núcleo a ser utilizado.

$$A_e A_w = \frac{(L_p)(I_{pico})(I_{rms})}{(B_{max})(J_{max})(K_w)} \quad (2.81)$$

Em que  $A_e A_w$  é o produto de áreas do núcleo,  $L_p$  é a indutância do primário do indutor acoplado,  $I_{pico}$  é a corrente máxima que circula pelo indutor do primário,  $I_{rms}$  é a corrente eficaz que circula no primário do indutor acoplado,  $B_{max}$  é a densidade de fluxo magnético,  $J_{max}$  é a densidade de corrente do condutor e  $K_w$  é o fator de ocupação do cobre dentro do carretel.

A equação (2.82) define o numero de espiras do enrolamento do indutor primário.

$$N_1 = \frac{(L_1)(I_{pico})}{(B_{max})(A_e)} \quad (2.82)$$

Onde  $L_p$  é a indutância do primário do indutor acoplado,  $I_{pico}$  é a corrente máxima que circula pelo indutor do primário,  $B_{max}$  é a densidade de fluxo magnético,  $A_e$  é a área da seção transversal do núcleo.

A equação (2.83) define o numero de espiras do enrolamento do indutor secundário.

$$N_2 = \frac{N_1}{\sqrt{\frac{L_p}{L_s}}} \quad (2.83)$$

Em que  $L_1$  é a indutância do primário do indutor acoplado,  $L_2$  é a indutância do secundário do indutor acoplado,  $N_1$  é o numero de espiras do enrolamento primário e  $N_2$  é o numero de espiras do enrolamento secundário.

A equação (2.84) define o comprimento do entreferro.

$$L_g = \frac{(N_p^2) (\mu_o) (A_e)}{L_p} \quad (2.84)$$

Onde  $L_g$  é comprimento do entreferro,  $L_p$  é a indutância do primário do indutor acoplado,  $N_p$  é o numero de espiras do primário,  $\mu_o$  é a permeabilidade magnética do vácuo e  $A_e$  é a área transversal do núcleo.

A equação (2.85) define a bitola dos enrolamentos primário e do secundário do indutor.

$$S_{cond} = \frac{I_{rms}}{J_{max}} \quad (2.85)$$

Sendo  $S_{cond}$  é a área do condutor,  $I_{rms}$  é a corrente eficaz que circula no enrolamento do indutor acoplado e  $J_{max}$  é a densidade de corrente do condutor.

Sabe-se que, a medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado. Uma solução é a associação paralela de condutores para reduzir o aquecimento dividida ao aumento da resistência causado pelo efeito pelicular (BARBI, 2002).

Assim, a equação (2.86) fornece o número mínimo de condutores para a certa frequência de operação.

$$n_{cond} = \frac{S_{cond}}{\frac{(\pi)(7,5^2)}{(f_s)(10^4)}} \quad (2.86)$$

Onde  $n_{cond}$  é o numero mínimo de condutores,  $S_{cond}$  é a área do condutor e  $f$  é a frequência de chaveamento que o indutor opera.

Tabela 2.2 – Parâmetros do indutor acoplado

parâmetro	valor	unidade
$L_p$	1,603	mH.
$L_s$	64,12	$\mu\text{H}$
$I_{pico}$	2,4	A
$I_{rms}$	1,38	A
$B_{max}$	0,3	T
$J_{max}$	$300 \times 10^4$	$\frac{A}{m^2}$
$K_w$	0,5	-
$\mu_o$	$(4) (\pi) (10^{-7})$	-

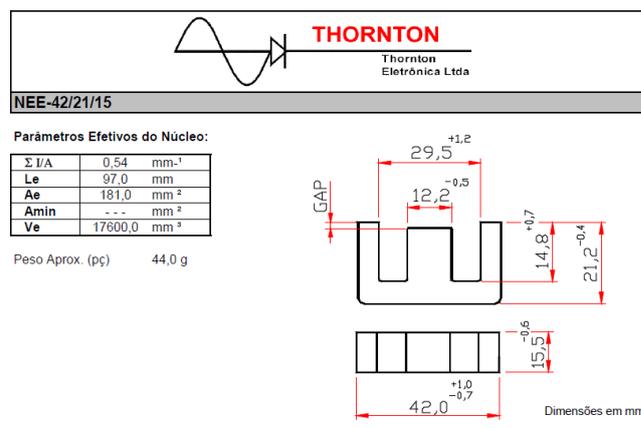
Fonte: Autoria própria.

Com os valores dados na tabela 2.2 e os aplicando nas equações de (2.81) a (2.86), obteve-se

$$A_e A_w = \frac{(1,603 \times 10^{-3}) (2,4) (1,38)}{(0,3) (300 \times 10^4) (2) (0,5)} = 1,1847 \text{ cm}^4. \quad (2.87)$$

Com o valor mínimo de  $A_e A_w$ , uma possível escolha de núcleo é mostrado na figura 2.9. De acordo com o datasheet da da figura, o valor de  $A_e A_w$  para o núcleo mostrado é  $(1,81) \left( \frac{(2,95-1,22)}{2} \right) (14,8) (2) = 4,6342 \text{ cm}^4$ , o que supri o valor mínimo requerido para o projeto dado em (2.87).

Figura 2.9 – Datasheet núcleo.



Fonte: [https://www.thornton.com.br/pdf/nee42\\_21\\_15.pdf](https://www.thornton.com.br/pdf/nee42_21_15.pdf)

Definido o núcleo com  $A_e = 1,81 \text{ cm}^2$ , é possível calcular o número de espiras do primário e do secundário

$$N_p = \frac{(1,603)(2,4)}{(0,3)(1,81)} = 71,14 \cong 71 \quad (2.88)$$

e

$$N_s = \frac{71,14}{\sqrt{\frac{1,603 \times 10^{-3}}{64,12 \times 10^{-6}}}} = 14,229 \cong 14 \quad (2.89)$$

Na sequência calcula-se o comprimento do entreferro

$$L_g = \frac{(71^2)(4)(\pi)(10^{-7})(1,81 \times 10^{-4})}{(1,603 \times 10^{-3})} = 0,7182 \text{ mm}. \quad (2.90)$$

Para o cálculo da seção do condutor, levando em consideração efeito pelicular, tem-se

$$S_{cond-N1} = \frac{1,38}{300 \times 10^4} = 0,46 \text{ mm}^2 \quad (2.91)$$

$$n_{cond} = \frac{(0,46 \times 10^{-6})}{\frac{(\pi)(7,5^2)}{(50 \times 10^3)(10^4)}} = 1,3 \quad (2.92)$$

Assim, usa-se 2 condutores em paralelo no enrolamento primário e para o lado do secundário tem-se

$$S_{cond-N2} = \frac{(1,38)(5)}{300 \times 10^4} = 2,3 \text{ mm}^2 \quad (2.93)$$

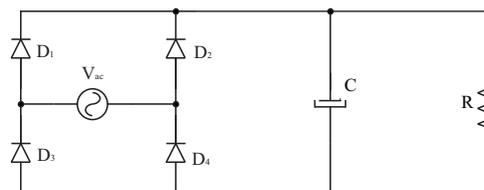
$$n_{cond} = \frac{2,3 \times 10^{-6}}{\frac{(\pi)(7,5^2)}{(50 \times 10^3)(10^4)}} = 6,5 \quad (2.94)$$

Assim, usa-se 7 condutores em paralelo no enrolamento secundário.

### 2.3 RETIFICADOR E FILTRO DE ENTRADA

Na figura 2.10 é mostrado o circuito básico do retificador não controlado de entrada e o filtro capacitivo.

Figura 2.10 – Retificador e filtro de entrada.



Fonte: Adaptado de Barbi (2001)

Para a especificação dos diodos ( $D_1$  a  $D_4$ ) foram utilizadas as corrente média

$$I_{m\u00e9dia_{diodo}} = \frac{P_o}{V_{rede_{rms}}} \quad (2.95)$$

e tensão reversa de pico

$$V_{reversa_{diodo}} = V_{rede_{rms}} \sqrt{2} \quad (2.96)$$

Para especificação do capacitor de filtro é utilizada a expressão a seguir (BARBI, 2001)

$$C = \frac{P_{ot}}{F_{rede} \left( (V_{pico})^2 - (V_{C_{min}})^2 \right)} \quad (2.97)$$

### 2.3.1 Cálculo dos componentes do retificador e filtro de entrada

Para especificação do diodo, considera-se os seguintes parâmetros de projeto

$$P_o = 150w \quad (2.98)$$

e

$$V_{rede_{rms}} = 220v \quad (2.99)$$

Das equações (2.95) e (2.96), tem-se

$$I_{m\u00e9dia_{diodo}} = \frac{150W}{220V} = 0,68A \quad (2.100)$$

e

$$V_{reversa_{diodo}} = 220V \cdot \sqrt{2} = 311V. \quad (2.101)$$

Com esses parâmetros calculados, uma solução possível é a ponte completa de diodos RS207 e seu *datasheet* é mostrado na figura 2.11.

Figura 2.11 – Datasheet da ponte retificadora RS207.

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS									
Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.									
Single phase half-wave 60Hz, resistive or inductive load, for capacitive load current derate by 20%.									
	SYMBOLS	KBP05 RS201	KBP01 RS202	KBP02 RS203	KBP04 RS204	KBP06 RS205	KBP08 RS206	KBP10 RS207	UNITS
Maximum repetitive peak reverse voltage	$V_{RRM}$	50	100	200	400	600	800	1000	VOLTS
Maximum RMS voltage	$V_{RMS}$	35	70	140	280	420	560	700	VOLTS
Maximum DC blocking voltage	$V_{DC}$	50	100	200	400	600	800	1000	VOLTS
Maximum average forward output rectified current at TA=50°C (Note 2)	$I_{AV}$	2.0							Amps
Peak forward surge current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	$I_{FSM}$	50.0							Amps
Rating for Fusing (t=8.3ms)	$I_T$	10							A's
Maximum instantaneous forward voltage drop per bridge element at 1.0A	$V_F$	1.0							Volts
Maximum DC reverse current TA=25°C	$I_R$	10							μA
at rated DC blocking voltage TA=100°C	$I_R$	0.5							mA
Typical Junction Capacitance (Note 1)	$C_J$	20							pF
Typical Thermal Resistance (Note 2)	$R_{\theta JA}$	28							°C/W
Operating junction temperature range	$T_J$	-60 to +150							°C
storage temperature range	$T_{STG}$	-60 to +150							°C

Fonte: Datasheet da ponte retificadora RS207

Para o cálculo do capacitor considerou-se

$$F_{rede} = 60Hz \quad (2.102)$$

a variação percentual da tensão de saída dada por

$$V_{cperc} = 0,015 = 1,5\% \quad (2.103)$$

Da equação (2.97) tem-se

$$C = \frac{150}{(60) \left( 311^2 - \left( 311 - 311(0,015)^2 \right) \right)} = 868\mu F \quad (2.104)$$

Com o resultado de (2.104), foi escolhido o capacitor comercial com capacitância superior e mais próximo com valor de  $1000 \mu F$ .

## 2.4 PROJETO DO CONTROLADOR ANALÓGICO

Neste capítulo será apresentado o modelo do conversor *flyback*. Foi utilizado como referencia o modelo fornecido por Barbi (2015). Foram incluídas modificações para tornar esse modelo adequado para projeto de controladores. Na sequência o modelo modificado será validado utilizando a resposta ao degrau no software PSIM. Por fim, um sensor isolado para medição da tensão na carga é projetado, com auxílio de opto-acopladores. Assim, o projeto do controlador foi subdividido em

- Obtenção e validação do modelo matemático;
- Projeto e implementação do controlador PI;
- Projeto e implementação do sensor de tensão isolado utilizando opto-acoplador.

Para encontrar o modelo matemático do conversor *flyback*, em função de transferência, inicialmente foi utilizada a planta do conversor *buck-boost*, dada em (2.105), pois esse conversor possui uma dinâmica similar a do conversor *flyback* (BARBI, 2015), exceto a relação de transformação.

$$G_{buck-boost} = -\frac{V_{in}}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{sLD}{R(1-D)^2}}{s^2 \frac{LC}{(1-D)^2} + s \frac{L}{R(1-D)} + 1} \quad (2.105)$$

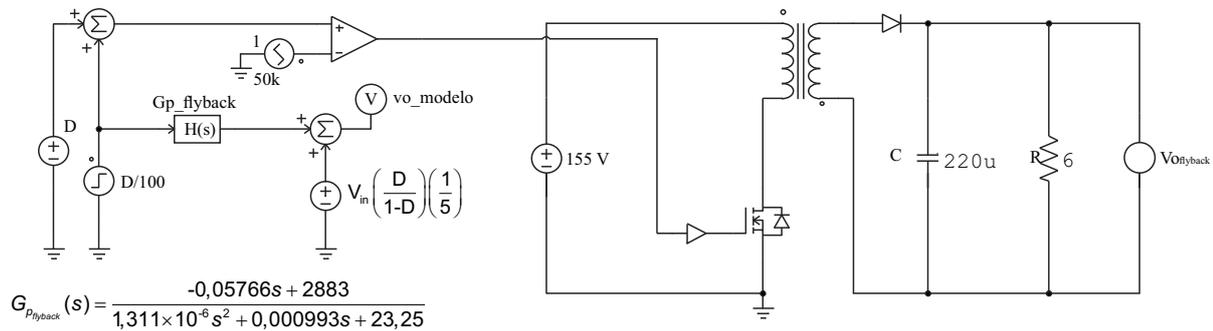
A partir desse modelo foram atribuídas as relações de espiras do indutor acoplado, pois conversor o *flyback* é um conversor *buck-boost*, com isolamento galvânica através do indutor acoplado. Referenciando a tensão  $V_{in}$  para lado secundário fica

$$G_{flyback} = \frac{V_{in} \frac{N_p}{N_s}}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{sL_s D}{R(1-D)^2}}{s^2 \frac{L_s C}{(1-D)^2} + s \frac{L_s}{R(1-D)} + 1} \quad (2.106)$$

### 2.4.1 Validação do modelo matemático:

Definido o modelo matemático do conversor *flyback*, faz-se necessário verificar se o modelo encontrado possui dinâmica similar ao conversor simulado. Para isto, foi usado o software PSIM, como esse modelo é um modelo linearizado e de pequenos sinais, a perturbação deve ser pequena em relação ao ponto de operação. A perturbação escolhida é de 1%, ou seja,  $\left(\frac{D}{100}\right)$ , como mostra-se na figura 2.12

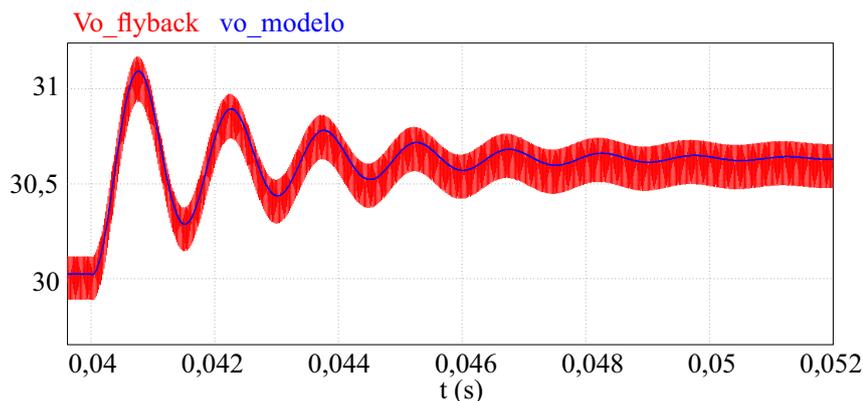
Figura 2.12 – Circuito utilizado para validação do modelo do *flyback* no PSIM.



Fonte: Autoria própria

O resultado da validação de resposta a uma perturbação na razão cíclica do circuito real e modelo matemático é mostrada na figura 2.13.

Figura 2.13 – Resposta do modelo médio de pequenos sinais do conversor *flyback*.



Fonte: Autoria própria

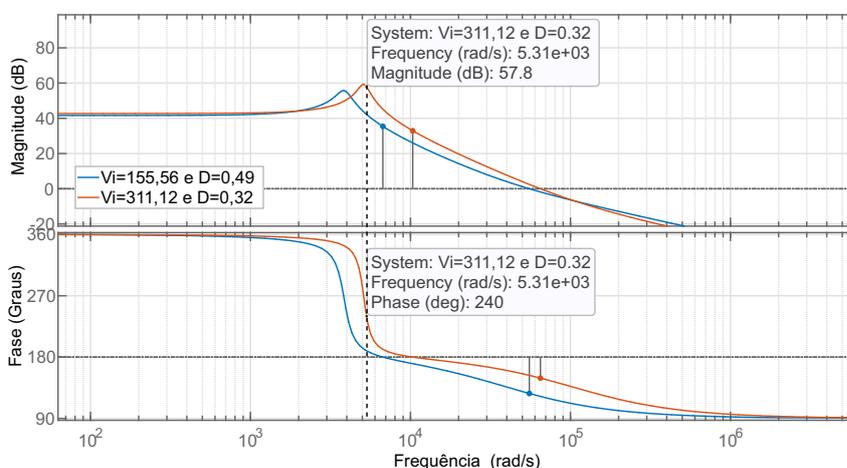
Nota-se que o modelo matemático segue a resposta dinâmica do circuito *flyback* simulado, comprovando a viabilidade do modelo para o projeto de controladores.

### 2.4.2 Projeto do controlador regulador de tensão

Um dos requisitos de projeto para o controlador é a necessidade de se garantir a regulação da tensão de saída em um valor constante. Para isso, foi escolhido o controlador PI (controlador Proporcional Integral), devido a simplicidade de implementação analógica e por atender os requisitos de desempenho necessários, ou seja, margem de fase maior ou igual a 60 graus, margem de ganho mínima de 10 dB. A metodologia empregada foi o projeto no domínio da frequência, usando o diagrama de Bode.

Substituindo os valores de projeto do conversor no modelo (2.106), é possível encontrar o diagrama de Bode dado na figura 2.14. A planta escolhida como nominal foi

Figura 2.14 – Diagrama de Bode do conversor *flyback*.



Fonte: Autoria própria

a que apresentou maior variação de fase, ou maior frequência de cruzamento por zero, assim, foi escolhida a planta com  $V_{in} \cong 311 V$  e  $D \cong 0,35$ .

Com o diagrama de Bode da Figura 2.14, é possível encontrar a margem de fase desejada de  $60^\circ$ . A frequência que resulta esta margem de fase é de  $5310 \text{ rad/s}$ , sendo esta definida como a nova frequência de zero para o sistema compensado (OGATA, 2011). De acordo com Erickson e Maksimovic (2007), um zero adicional pode ser incluído na função de transferência para melhorar a estabilidade do controlador. A frequência do zero adicional é no mínimo uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero do sistema compensado. Isso para que a fase do zero adicional não influencie muito o desempenho do sistema compensado. Assim foi estipulado um zero adicional duas década abaixo da frequência de cruzamento do sistema compensado. Nesse trabalho, a função de transferência adotada para o controlador PI é dada por

$$C_{pi} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.107)$$

O ganho proporcional do controlador pode ser encontrado com

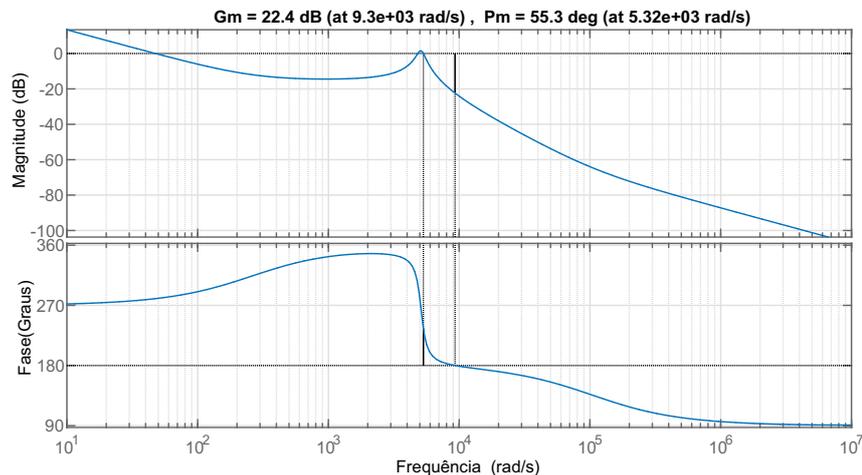
$$K_p = 10^{\left(\frac{G_{pflyback_{dB}}}{20}\right)} = 0,001396 \quad (2.108)$$

em que  $G_{pflyback_{dB}} \cong -57,8 \text{ dB}$  e o zero do PI foi definido como  $z_{pi} = \frac{w_o}{20} = 265,5$  onde  $w_o \cong 5310 \text{ rad/s}$ . Por fim o ganho integral pode ser calculado como  $K_i = K_p(z_{pi}) = 0,407$ . A função de transferência numérica do PI com zero adicional é dada por

$$C_{pi} = \frac{0,001396s + 0,407}{s} \quad (2.109)$$

A seguir, foi realizada uma análise do sistema controlado para verificar se os requisitos iniciais de projeto foram atendidos. Conforme pode se visualizado na figura 2.15 o sistema compensado apresentou aproximadamente os requisitos iniciais de projeto.

Figura 2.15 – Diagrama de Bode com medidas de margem do conversor flyback.



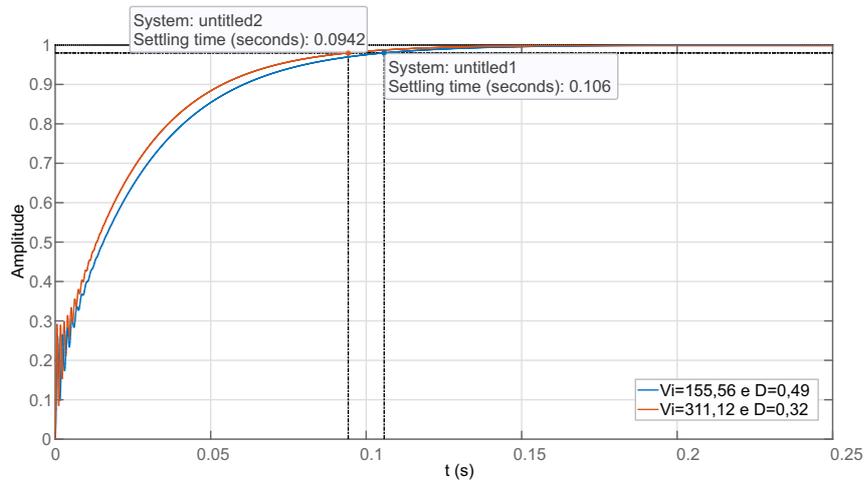
Fonte: Autoria própria

É possível verificar, também, conforme mostrado na figura 2.16, que o sistema em malha fechada é estável, com tempo de acomodação de aproximadamente 100 ms. A margem de fase elevada proporciona uma resposta ao degrau unitário suave, sem sobressinal. Também é possível observar que o sistema compensado é estável para a toda faixa de variação de  $V_{in}$  e  $D$ .

### 2.4.3 Implementação do controlador PI analógico

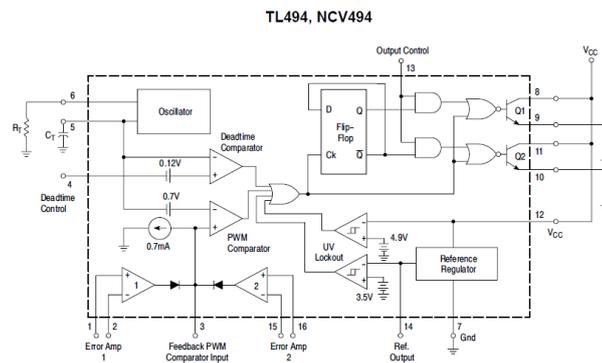
Para o projeto e a implementação do controlador PI analógico, foi selecionado o CI TL494, mostrado na figura 2.17. Esse CI foi escolhido por ser barato e possuir internamente um oscilador de onda triangular, um circuito comparador, uma saída PWM, dois amplificadores operacionais os quais são usados na realização do controlador PI projetado, sem a necessidade de componentes extras.

Figura 2.16 – Resposta ao degrau unitário do conversor flyback.



Fonte: Autoria própria

Figura 2.17 – Datasheet parcial do CI TL494.

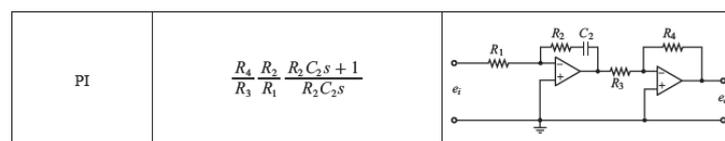


Fonte: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/5775/MOTOROLA/TL494.html>

A função de transferência mostrado na figura 2.18, do controlador PI analógico, de acordo com Ogata (2011), é dada por

$$G_{pi} = \frac{R_4 R_2 C_2 s + 1}{R_3 R_1 C_2 s} \tag{2.110}$$

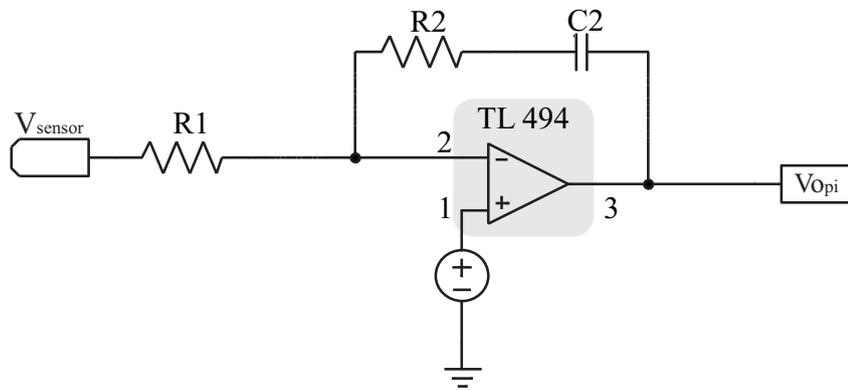
Figura 2.18 – Controlador PI com implementado com Ampop



Fonte: Ogata - Engenharia de controle moderno - 5ª edição

Para compensar o offset de tensão da portadora triangular, gerada internamente pelo CI TL494 e simplificar a implementação analógica do controlador PI, foi projetado um PI modificado mostrado na figura 2.19

Figura 2.19 – Ampop PI com diferenciador(erro).



Fonte: Autoria própria

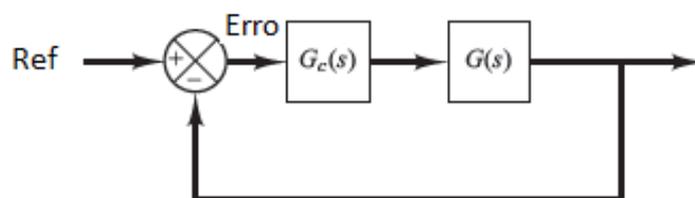
A função de transferência desse controlador PI é dada por

$$V_{opi} = (R_{ef} - V_{sensor}) \frac{R_2 C_2 s + 1}{R_1 C_2 s} + R_{ef} \quad (2.111)$$

A vantagem do circuito da figura 2.19 está no uso da referência de tensão de 0,7 V, que é utilizada simultaneamente para gerar a referência de tensão de saída variável, através do sinal de erro ( $R_{ef} - V_{sensor}$ ) e também compensar o offset da tensão da portadora triangular.

Assim, o circuito completo com a função de transferência do PI e já inclui o cálculo do erro (referência - valor do sensor), conforme o diagrama em bloco, de malha fechada, mostrado na figura 2.20.

Figura 2.20 – Bloco de controle em malha fechada.



Fonte: (OGATA; YANG, 2002)

Para o projeto do controlador PI analógico, igualou-se as funções de transferência de (2.109) e (2.111) o que resultou em

$$C_{pi} = \frac{0,001396 \cdot s + 0,407}{s} = 0,407 \cdot \frac{0,00343s + 1}{s} = \frac{0,00343s + 1}{\frac{1}{0,407} \cdot s} \quad (2.112)$$

É necessário compensar o ganho do controlador, ou seja, incluir na função de transferência do controlador PI o ganho dado por

$$G_{sensor-inverso} = \frac{30}{0,7} = 42,8571. \quad (2.113)$$

com isso, a função do controlador fica

$$C_{pi} = 42,8571 \frac{0,00343s + 1}{\frac{1}{0,407} s} = \frac{0,00343s + 1}{\frac{1}{0,407 \cdot 42,8571} s} \quad (2.114)$$

Definindo valor para  $C_2 = 2,2 \mu\text{F}$ , pode-se encontrar o valor de  $R_2$  como

$$R_2 = \frac{0,00343}{C_2} = \frac{0,00343}{2,2 \times 10^{-6}} = 1,5591 \text{ k}\Omega. \quad (2.115)$$

Por fim, o valor de  $R_1$  é dado por

$$R_1 = \frac{1}{0,407 G_{sensor-inverso} C_2} = \frac{1}{0,407 \cdot 42,8571 \cdot 2,2 \mu\text{F}} = 26,059 \text{ k}\Omega. \quad (2.116)$$

#### 2.4.4 Projeto do sensor opto-acoplador:

Para o projeto do sensor de tensão isolado, foi escolhido o CI PC817B, que é um opto-acoplador. O *datasheet* deste CI é mostrado na figura 2.21.

Figura 2.21 – Datasheet do opto-acoplador PC8178.

Fig. 4 Current Transfer Ratio vs. Forward Current

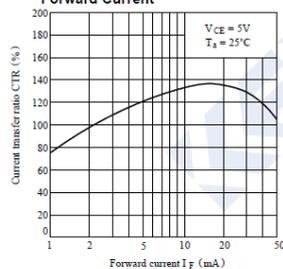
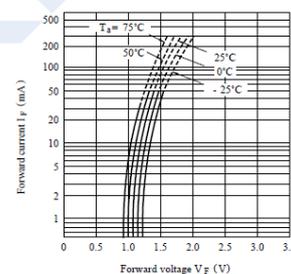


Fig. 5 Forward Current vs. Forward Voltage



Fonte: Datasheet do PC8178

Foi definido o ponto de operação de  $I_f = 20\text{mA}$ , pois apresenta uma boa linearidade na faixa de  $I_f$  entre 10 mA e 20 mA, e pouca variação na tensão direta do diodo emissor de luz, aproximadamente  $V_d \cong 1,35\text{V}$ .

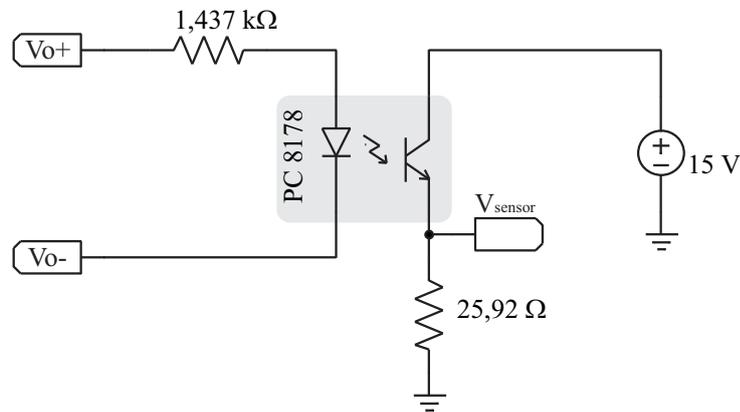
Cálculos:

$$R_{I_f} = \frac{V_o - V_d}{I_f} = \frac{30\text{v} - 1,25\text{v}}{0,020\text{mA}} = 1,437\text{k}\Omega. \quad (2.117)$$

$$R_{Emissor} = \frac{R_{ef}}{I_f \cdot \text{currente} - \text{ratio}} = \frac{0,7\text{v}}{20\text{mA} \cdot 1,35} = 25,9259\Omega. \quad (2.118)$$

O circuito de sensoriamento com ganho de  $\frac{1}{42}$  é mostrado na figura 2.22.

Figura 2.22 – Circuito de sensoriamento isolado com opto-acoplador PC8178.



Fonte: Autoria própria

### 3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar os componentes projetados do conversor *flyback*, foi utilizada a simulação do circuito no software PSIM (Power Electronics Simulation).

#### 3.0.1 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA ABERTA:

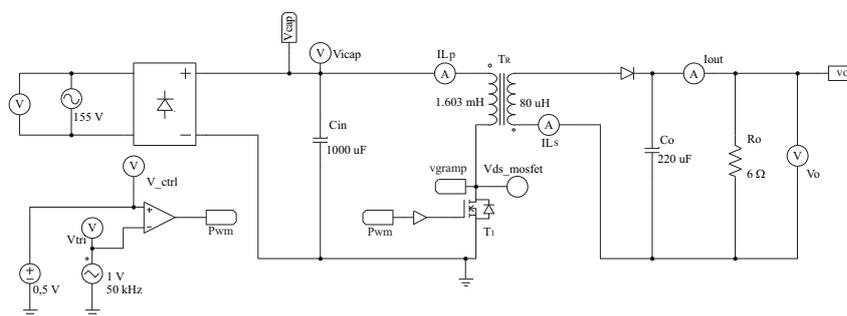
Na Figura 3.1 é mostrado o esquemático do conversor *flyback* com componentes calculados. A Tabela 3.1 resume os valores de projeto

Tabela 3.1 – Componentes de projeto:

parâmetro	valor
$C_{in}$	1000 $\mu F$
$R_o$	6 $\Omega$
$C_o$	220 $\mu F$
$L_p$	1,603 mH
$L_s$	64,12 $\mu H$
$V_{in}$	155 $V_{pp}$
D	0,5

Fonte: Autoria própria.

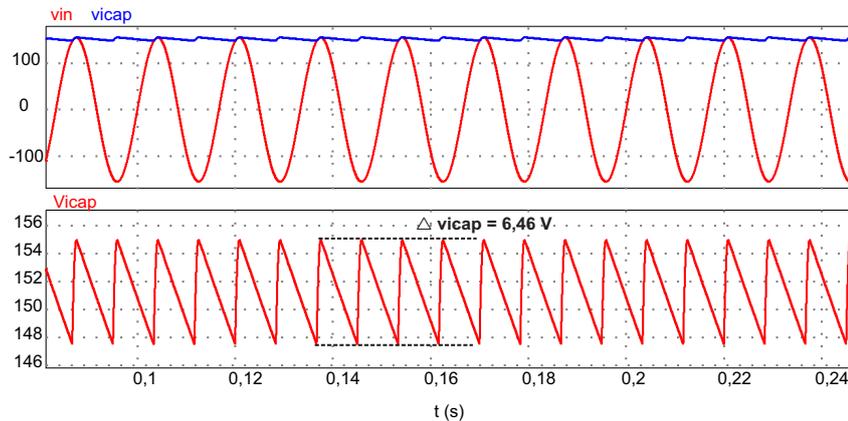
Figura 3.1 – Circuito do conversor *flyback*.



Fonte: Autoria própria

Na Figura 3.2 é mostrada a tensão da senoide de entrada  $V_{in}$  do conversor, com 155  $V_{pp}$  e a tensão do capacitor de filtro de entrada  $V_{C_{in}}$  com uma ondulação de 6,46  $V_{pp}$  que está abaixo do valor máximo (5 %) de projeto.

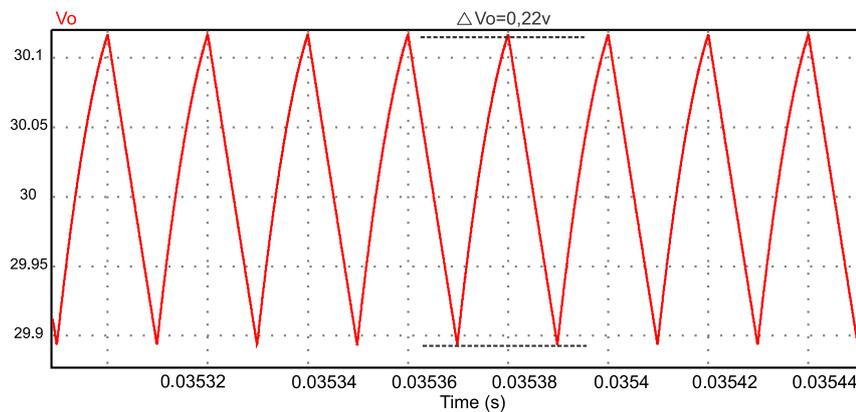
Figura 3.2 – Tensões de entrada.



Fonte: Autoria própria

É possível verificar na figura 3.3 a tensão de saída do capacitor  $C_o$ . Com a qual, pode-se confirmar que o valor de  $0,22 V_{pp}$  para o *ripple*, e que este está de acordo com projeto que é de 1% de  $V_o$ .

Figura 3.3 – Tensão de saída do conversor flyback em malha aberta.

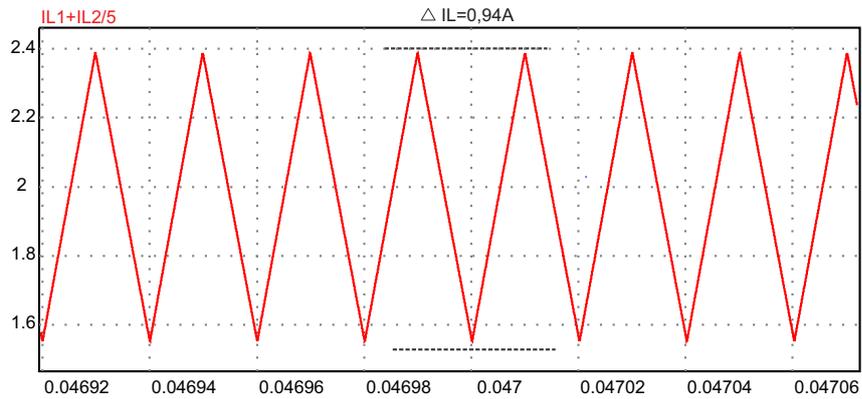


Fonte: Autoria própria

Para validar a operação em modo de condução contínua, foi considerada a corrente do indutor como a soma das correntes do primário e do secundário referenciado para o primário (BARBI, 2002). A figura 3.4 mostra a ondulação de corrente do indutor. Assim, com o valor da corrente no indutor de pico a pico igual a  $0,94 A (I_{pp})$ , valida-se a ondulação máxima de projeto de  $0,967A$  de acordo com a equação (2.55).

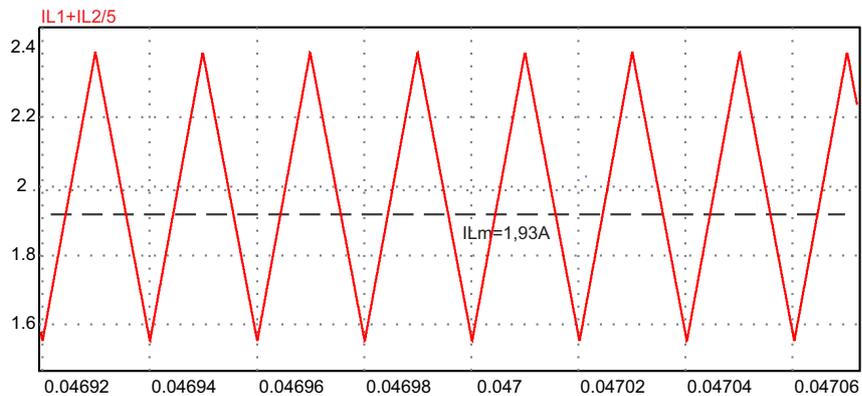
Como pode ser visualizado na figura 3.5, a estimativa da corrente de magnetização média calculada na equação (2.54), é muito similar ao valor obtido com a simulação, que foi de  $1,93A$ .

Figura 3.4 – Corrente do indutor do conversor flyback em malha aberta.



Fonte: Autoria própria

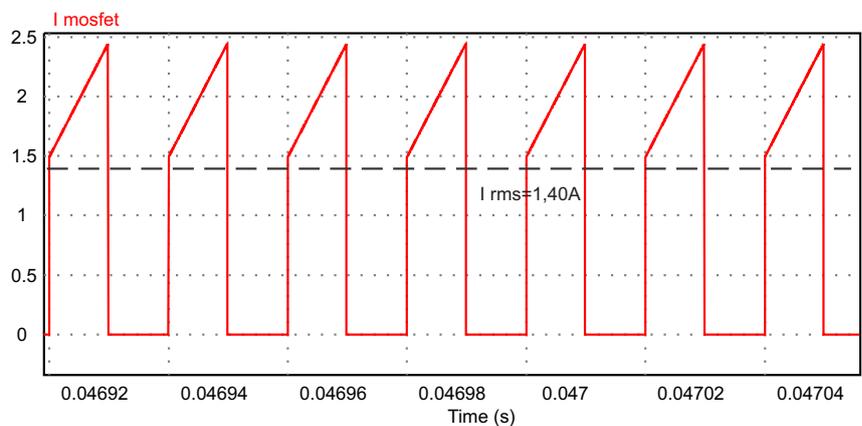
Figura 3.5 – Corrente média do indutor do conversor flyback em malha aberta.



Fonte: Autoria própria

Na figura 3.6, é possível comprovar e validar a estimativa da corrente rms do mosfet, calculada na equação (2.63), onde o valor obtido na simulação foi de 1,40A.

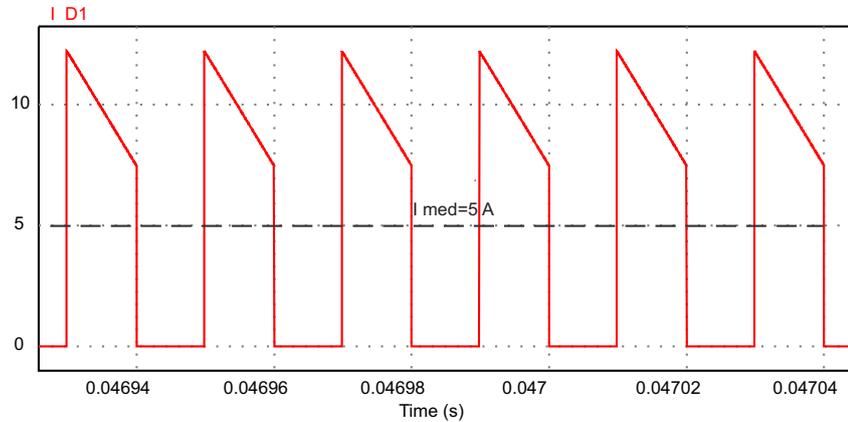
Figura 3.6 – Corrente RMS do Mosfet.



Fonte: Autoria própria

Com a figura 3.7 é possível realizar a estimativa da corrente média do diodo  $D_1$ , que foi de 5A, confirmando o valor calculado pela equação (2.68).

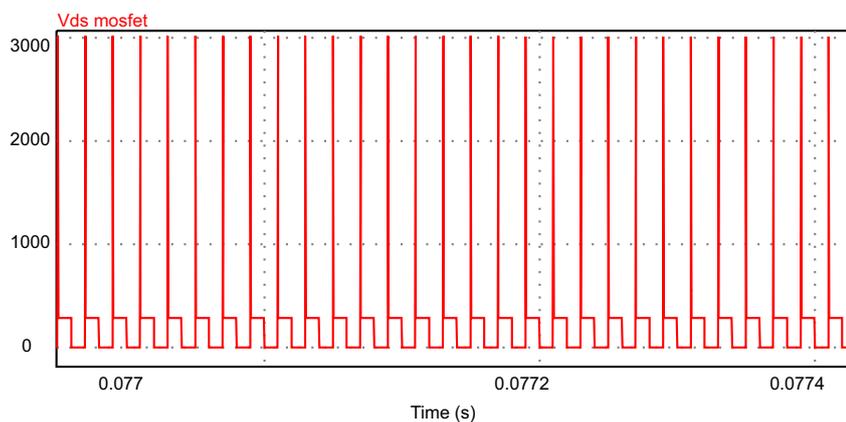
Figura 3.7 – Corrente média do diodo.



Fonte: Autoria própria

Para a análise do efeito dos *spikes* foi incluído na simulação a indutância de dispersão do indutor acoplado. Essa indutância foi calculada anteriormente em  $80,15 \mu H$ , conforme mostrado na equação (2.71). Na figura 3.8 nota-se que a tensão  $V_{ds}$  do mosfet e o efeito dos *spikes* simulados. Pode-se ver que os picos de tensão chegam a ultrapassar 3kV, sendo de efeito destrutivos para o componente.

Figura 3.8 – Tensão Vds no mosfet pelo efeito spike.



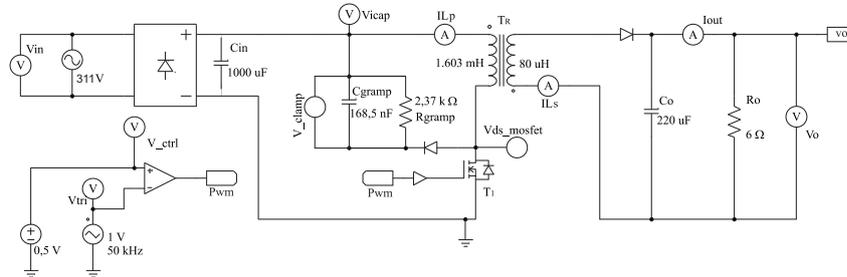
Fonte: Autoria própria

Como foi mencionado anteriormente, utilizou-se o circuito *snubber* para atenuar o efeito dos *spikes* sobre o mosfet. Com os componentes projetados,  $R = 2,37 K\Omega$  (2.76) e  $C = 168,5 \text{ nF}$  (2.80) o circuito completo é mostrado na figura 3.9.

Com o circuito *snubber*, pode-se ver na figura 3.10 que a tensão máxima sobre o mosfet mantém-se em torno de 560v, este valor próximo ao de projeto, ou seja  $V_g = 529 \text{ V}$  (2.73), dessa forma está confirmada a validade do circuito de *snubber*, vale ser informado

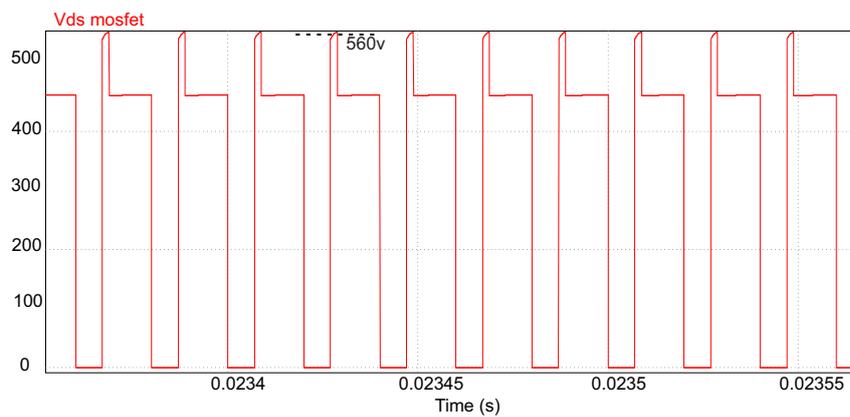
que nesta simulação específica foi utilizada a tensão de entrada com 220Vrms, pois com esta tensão temos o pior caso, ou seja, máxima tensão no mosfet.

Figura 3.9 – Esquemático do conversor flyback com circuito snubber.



Fonte: Autoria própria

Figura 3.10 – Tensão Vds no mosfet pelo efeito spike com circuito snubber.



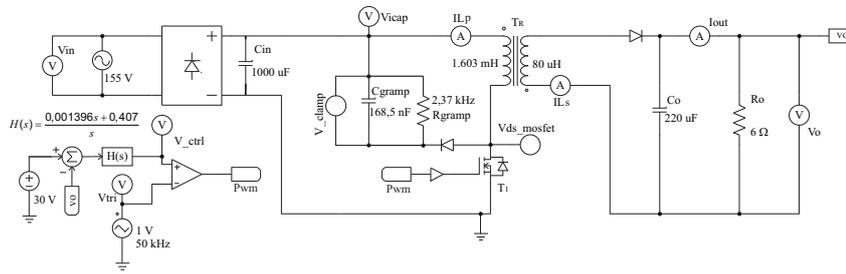
Fonte: Autoria própria

### 3.0.2 SIMULAÇÃO DO CONVERSOR EM MALHA FECHADA:

Como a carga no conversor *flyback* pode variar, para manter a tensão de saída regulada é necessário incorporar um controlador ao sistema. O controlador adotado foi o PI, projetado no Capítulo anterior, dado por

$$H(s) = \frac{0,001396s + 0,407}{s} \quad (3.1)$$

Figura 3.11 – Circuito esquemático do conversor *flyback* em malha fechada com controle PI.

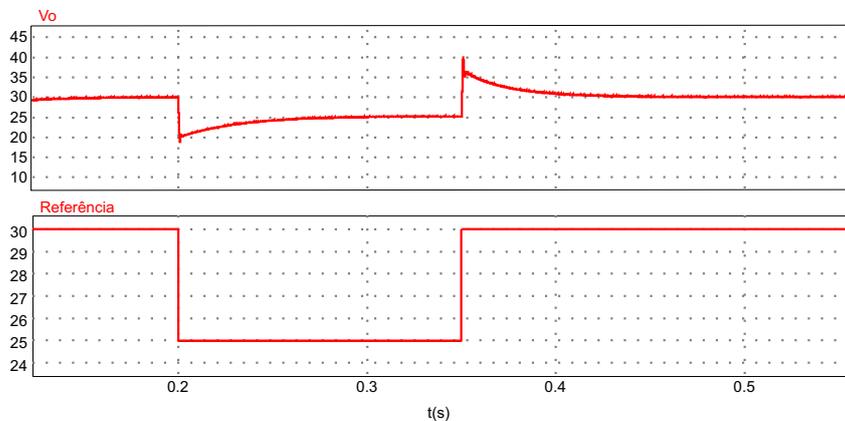


Fonte: Autoria própria

Para avaliar o comportamento da regulação de tensão do conversor flyback é executados alguns testes, como degrau de referência e de variação de carga.

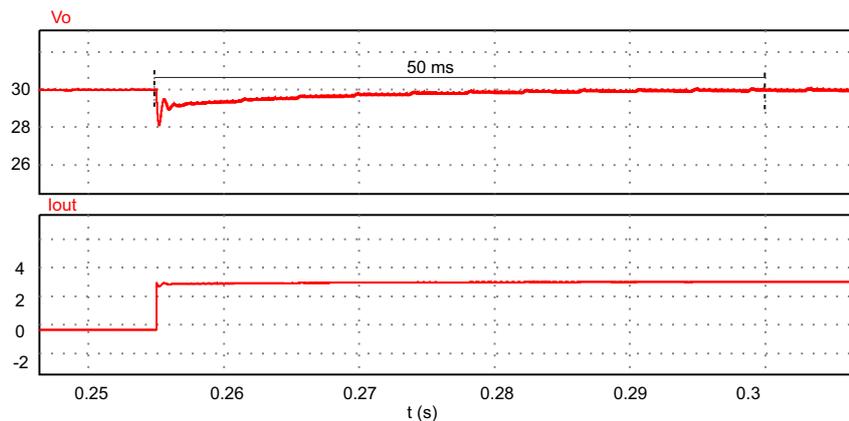
A Figura 3.12 mostra a tensão de saída e a tensão de referência, quando é mudada para 25V no instante de tempo de 0,2 s e no instante de tempo de 0,35 s a referência é mudada para 30V. Nesta Figura pode-se verificar que o controle tem um transitório e logo consegue regular a tensão de saída no valor de referência.

Figura 3.12 – Tensão de saída de 30v do conversor *flyback* com degrau de referencia de 5V.



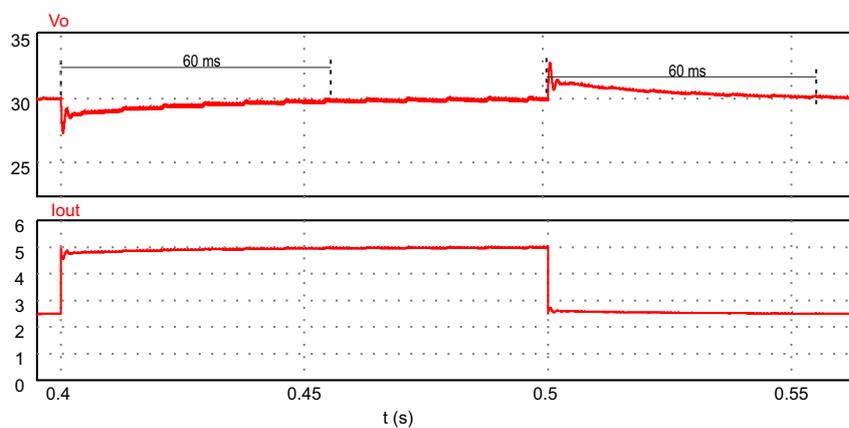
Fonte: Autoria própria

A figura 3.13 mostra a tensão e a corrente de saída quando a carga varia de 16,66% para 50% da potência nominal no instante de tempo de 0,25s. Nessa figura pode-se verificar que o controle consegue regular a tensão de saída na referencia é de 30 V. O tempo de acomodação é de aproximadamente 50 ms.

Figura 3.13 – Tensão de saída de 30v do conversor *flyback* com variação de 16% para 50%.

Fonte: Autoria própria

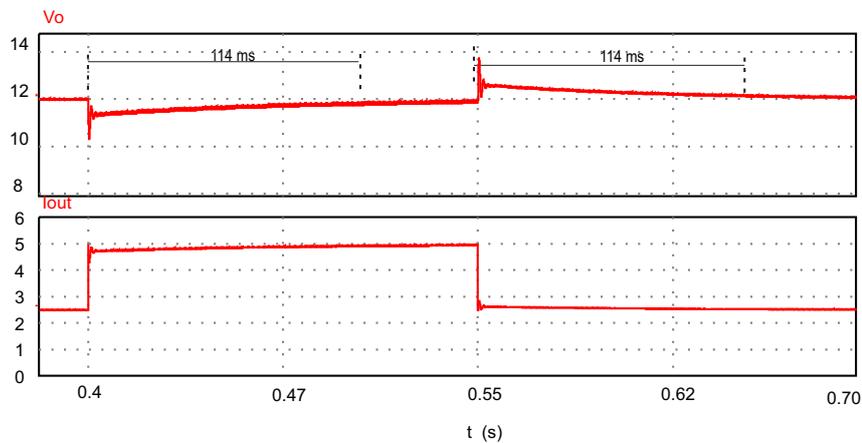
Na figura 3.14 é possível visualizar a tensão e a corrente na saída do conversor, para uma variação de carga de 50% para 100% da potência nominal no instante de tempo de 0,4s e em 0,5s a variação no sentido contrário de 100% para 50% da potência nominal. É possível verificar que o controlador consegue regular a tensão de saída em 30 V, para ambos os casos, com um tempo de acomodação na ordem de aproximadamente 60 ms.

Figura 3.14 – Tensão de saída de 30v do conversor *flyback* com variação de 50% para 100%.

Fonte: Autoria própria

Além da tensão de saída de 30 V, o conversor também foi testado para tensões de 12 V e 5 V, as quais são mostradas a seguir. Com a tensão de referência de 12 V, a figura 3.15 mostra o gráfico da tensão e da corrente de saída, para uma variação de carga de 50% para 100% no instante de tempo de 0,4 s. Em 0,55 s, ocorre a variação no sentido contrário, ou seja, a mudança de carga de 100% para 50%. Pode-se verificar que o controlador consegue regular o sistema em 12 V e que o tempo de acomodação é de aproximadamente 114 ms.

Figura 3.15 – Tensão de saída de 12v do conversor *flyback* com variação de 50% para 100% da corrente nominal.

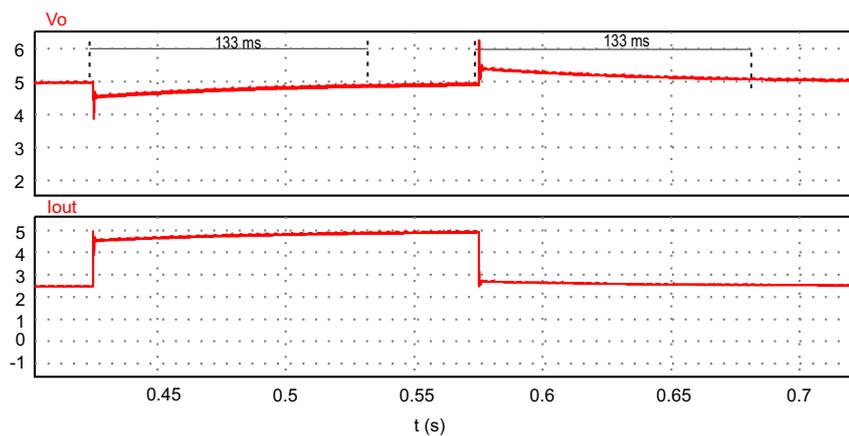


Fonte: Autoria própria

Por fim, na figura 3.16 pode-se verificar que a tensão de saída está regulada em 5 V, e que ocorre uma variação de carga de 50% para 100%, no instante de tempo de 0,425 s. Em 0,575 s, ocorre a variação da carga no sentido contrário, ou seja, a mudança de carga de 100% para 50% .

Nota-se que novamente o controlador consegue manter regulada a tensão de saída em 5 V, e que o tempo de acomodação é de aproximadamente 133 ms.

Figura 3.16 – Tensão de saída de 5v do conversor *flyback* com variação de 50% para 100% da corrente nominal.

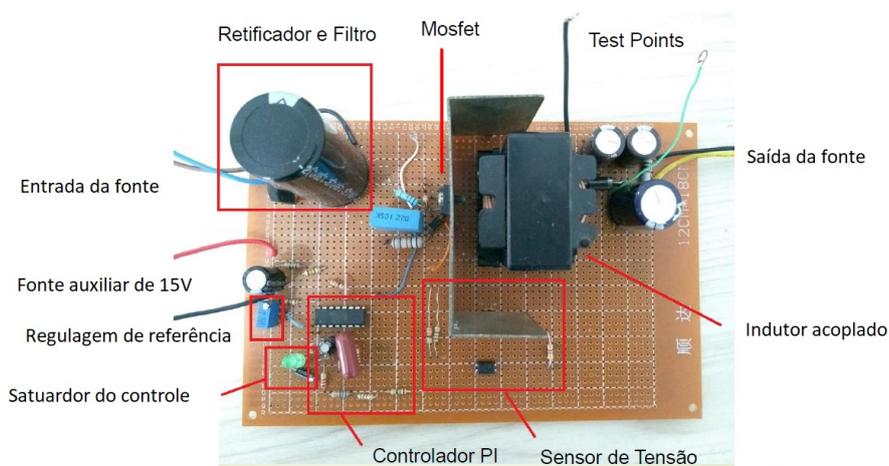


Fonte: Autoria própria

## 4 RESULTADOS DE IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados práticos do protótipo conversor *flyback* projetado. As figuras, a seguir, detalham o funcionamento do conversor. A figura 4.1 mostra o protótipo desenvolvido em placa padrão. Neste, estão o indutor acoplado, as cargas, o controlador analógico PI e o retificador não controlado de entrada.

Figura 4.1 – Protótipo do conversor *flyback*.



Fonte: Própria.

Os componentes projetados estão listados na Tabela 4.1 e forma utilizados na montagem do protótipo da Figura 4.1.

Tabela 4.1 – Componentes de projeto

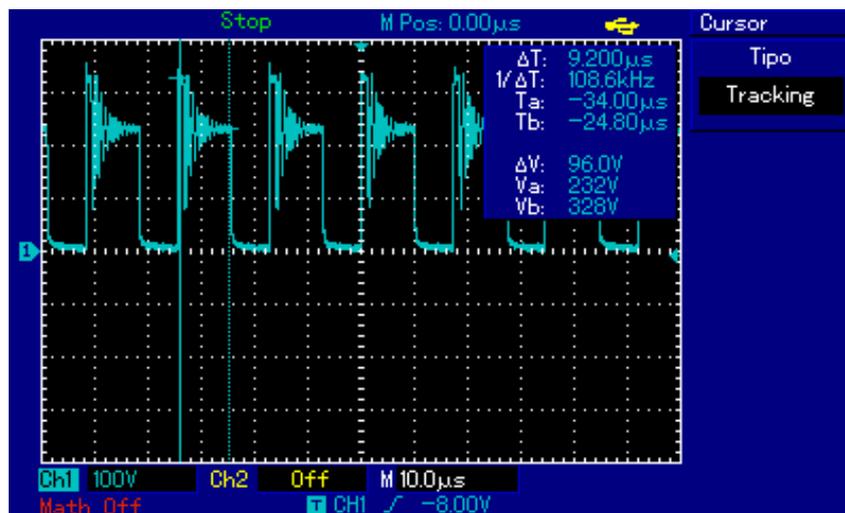
Qtd	Componente	Especificação	Estágio
1	Indutor Acoplado	1,603mH/64,12µH	Conversor
1	Capacitor	220µF	Conversor
1	Capacitor	1000µF	Retificador
1	Mosfet	12n60	Conversor
1	diodo SCHOTTKY	10SQ100	Conversor
4	diodo	RS207	Retificador
1	Ci pwm/controlre	t1494	Conversor
1	Resistor shunt	0.22 ohms	Conversor

Fonte: Autoria própria.

Para os ensaios práticos, optou-se pela a tensão de entrada de 110 Vrms, para verificar o desempenho em regime e transitório do sistema controlado, para a planta com dinâmica mais lenta e por ser a mínima tensão de entrada que conversor irá operar.

O circuito da figura 4.1, já apresenta o grameador da tensão sobre o MOSFET. A figura 4.2 mostra essa tensão medida no protótipo. Nota-se que o resultado prático apresenta uma tensão de *spike* maior daquela considerada no projeto, isso deve-se principalmente por erro na estimativa do valor da indutância de dispersão.

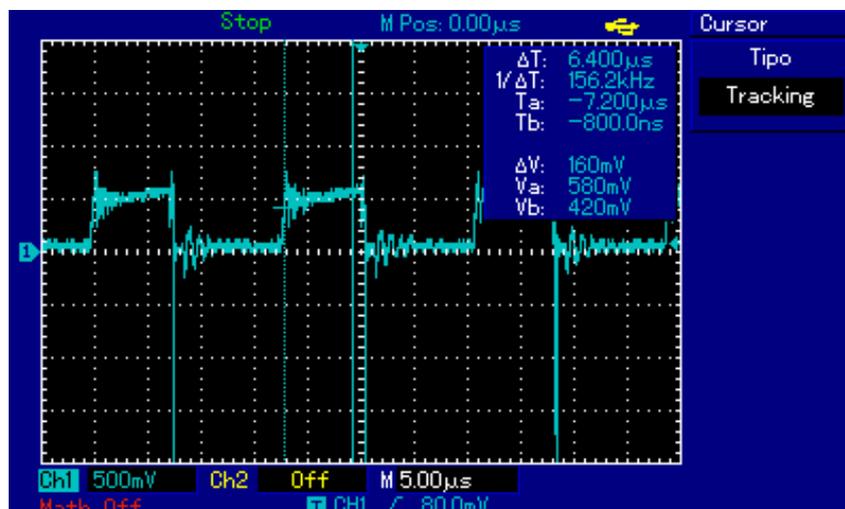
Figura 4.2 – Resultado tensão no interruptor.



Fonte: Autoria própria.

Na figura 4.3 é possível visualizar a corrente do mosfet, indiretamente considerando a tensão sobre o resistor *shunt* de 0,22  $\Omega$ , assim, é possível calcular a corrente mínima e máxima para operação nominal do conversor.

Figura 4.3 – Resultado corrente no mosfet.



Fonte: Autoria própria.

A corrente mínima é dada por

$$I_{mínima-Mosfet} = \frac{0,420v}{0,22\Omega} = 1,90A \quad (4.1)$$

e a corrente máxima por

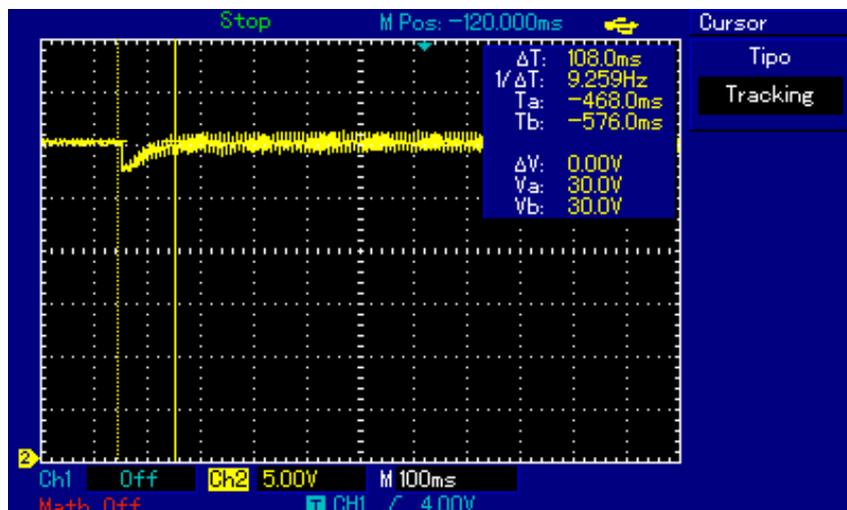
$$I_{máxima-Mosfet} = \frac{0,580v}{0,22\Omega} = 2,63A \quad (4.2)$$

Esses resultados são compatíveis em ordem de grandeza, para valores máximos e mínimos, encontrados por simulação, conforme mostrado na figura 3.6.

Para a validação do controle é executado testes de degrau de carga no protótipo para assim termos comparação com a simulação:

A figura 4.4, mostra o desempenho do sistema controlado, com a tensão de referência de saída fixa em 30 V, para uma variação na carga de 50% para 100%. Observa-se que o controle consegue regular a tensão de saída no valor desejado (30V), e que o tempo de acomodação é da ordem de aproximadamente 100 ms, maior do que o obtido por simulado como mostra-se na figura 3.14, a diferença deve-se devido as não idealidades do circuito prático, as quais não foram consideradas na simulação.

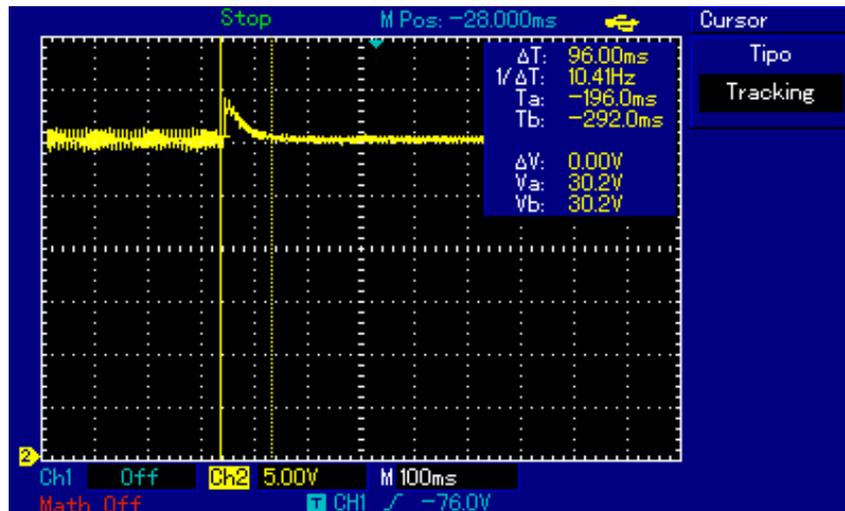
Figura 4.4 – Degrau de aumento de carga com 30 V referência.



Fonte: Própria.

É possível visualizar na figura 4.5, para a tensão de referência fixa em 30v, o comportamento do sistema controlado diante de uma variação de carga de 100% para 50%. Nota-se que o sistema permanece regulado em 30V e o tempo de acomodação é de aproximadamente 96 ms, novamente um pouco maior do que o obtido por simulação que foi obtido com valor de 60 ms. Ainda, é provável que as tolerâncias dos componentes utilizados contribuam para explicar as diferenças entre os resultados da simulação e da prática.

Figura 4.5 – Degrau de redução de carga com 30v referência.

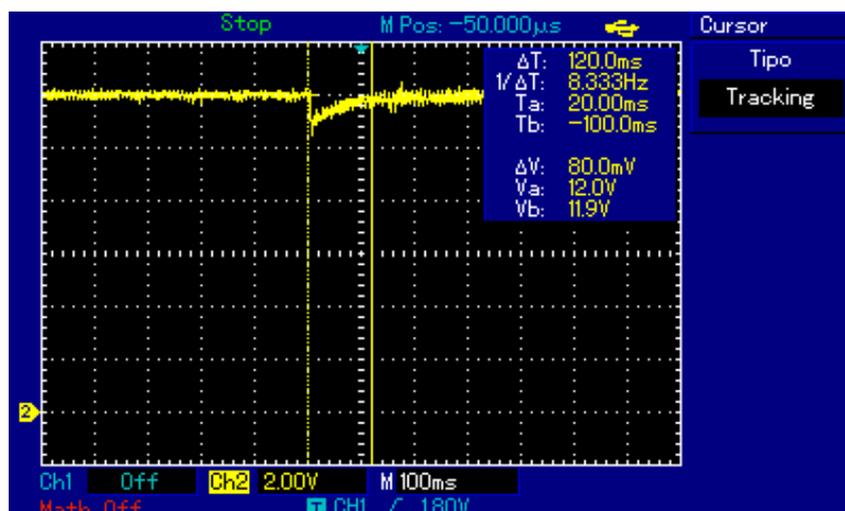


Fonte: Autoria própria.

Além da tensão de 30 V, também foi testado o sistema para 12 V e 5 V, como tensão de referência. Os resultados são mostrados a seguir.

Com 12 V como referência de tensão, foi aplicando um degrau de carga de 50% para 100%. A resposta do sistema a esta perturbação é mostrada na figura 4.6. Note que há a regulação da tensão de saída em 12 V e que o tempo de acomodação de aproximadamente 120 ms, está próximo ao tempo obtido na simulação, que foi obtido com valor de 114 ms.

Figura 4.6 – Degrau de aumento de carga com 12v referência.

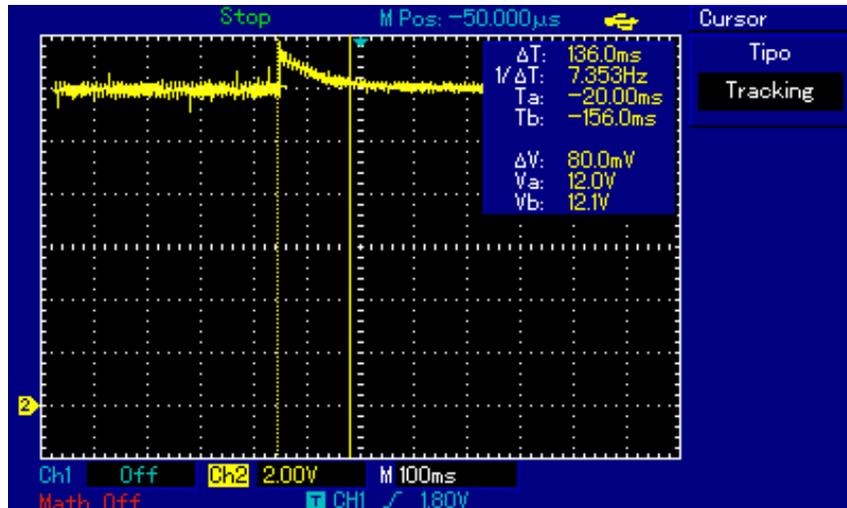


Fonte: Autoria própria.

A figura 4.7, mostra o desempenho do sistema controlado diante de uma variação de carga de 100% para 50%, para a tensão de saída seguindo a referencia de 12 V. Observa-se que o sistema continua regulado em 12 V e o tempo de acomodação é de aproximadamente

136 ms. Este valor está próximo ao valor obtido por simulação que foi obtido com valor de 114 ms.

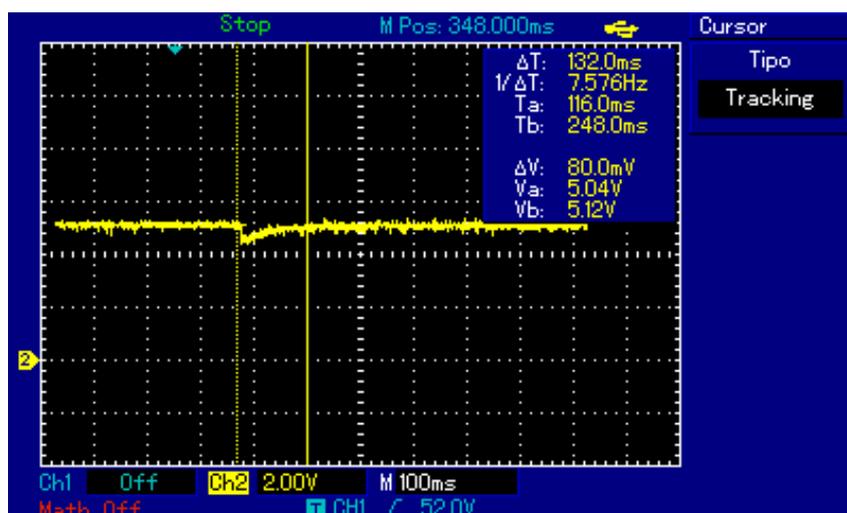
Figura 4.7 – Degrau de redução de carga com 12v referência.



Fonte: Autoria própria.

Com 5 V como referência de tensão, foi aplicando um degrau de carga de 50% para 100%. A resposta do sistema a esta perturbação é mostrada na figura 4.8. Note que há a regulação da tensão de saída em 5 V e que o tempo de acomodação de aproximadamente 132 ms, e está próximo ao tempo obtido na simulação, que foi obtido com valor de 133 ms.

Figura 4.8 – Degrau de aumento de carga com 5v referência.

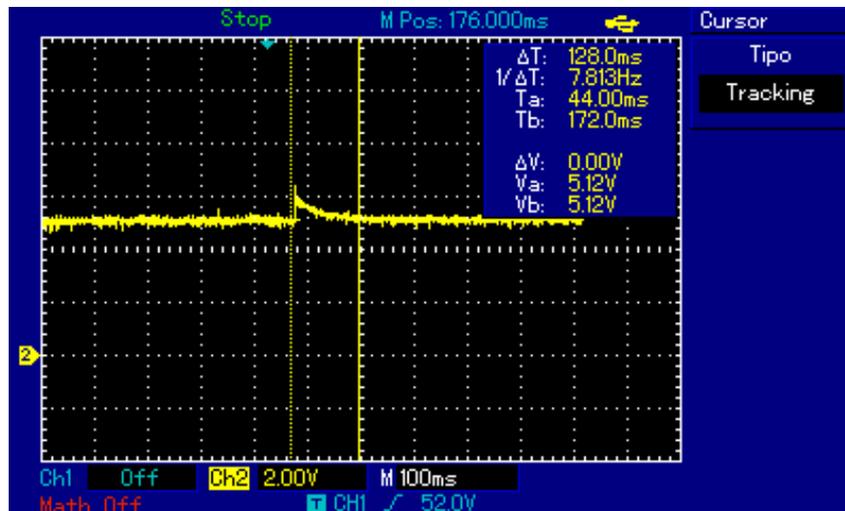


Fonte: Autoria própria.

Por fim, novamente para uma tensão de referência de 5 V, e aplicando um degrau de carga de 100% para 50%, esta resposta é mostrada na figura 4.9. O sistema permanece

regulado em 5V com um tempo de acomodação de aproximadamente 132 ms, que é um resultado próximo ao simulado, que foi obtido com valor de 133 ms.

Figura 4.9 – Degrau de redução de carga com 5v referência.



Fonte: Autoria própria.

## 5 CONCLUSÕES

Foi apresentado neste trabalho o projeto da fonte de alimentação para laboratório com entrada em corrente alternada e saída em corrente contínua com tensão ajustável. de potência de saída máxima igual a 300 W. Inicialmente foi projetado o conversor retificador não controlado (ca-cc ). Em seguida foi projetado o conversor *flyback* em conjunto com circuitos de melhoria da performance do conversor e posteriormente foi projetado o circuito de controle composto por controlador proporcional-integral. Os cálculos realizados para o projeto do conversor foram validados com as simulações no software PSIM. Esse sistema permite o ajuste de tensão de saída de 1 V a 30 V, para uma variação de carga com corrente máxima de 5A.

Os objetivos propostos deste trabalho foram alcançados:

- Especificar a fonte isolada que será utilizada em laboratório;
- Garantir a regulação da tensão de saída da fonte diante de variações de carga, este item confirma-se nos resultados experimentais com o uso do controlador PI;
- Garantir isolamento galvânico entre entrada e saída da fonte, este item é garantido com uso do indutor-acoplado do conversor *flyback*;

Foi constatado em laboratório uma discrepância entre os resultados simulados e implementados. Essas diferenças podem ser vistas na tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Resultados comparativos

	Simulação	Implementação	erro
Tensão pico interruptor	380 V	328 V	52 V
Corrente mínima interruptor	1,5 A	1,90 A	0,4 A
Corrente máxima interruptor	2,45 A	2,63	0,18
tempo acomodação carga 50 para 100 em ref de 30v	60 ms	96 ms	36 ms
tempo acomodação carga 100 para 50 em ref de 30v	60 ms	120 ms	60 ms
tempo acomodação carga 50 para 100 em ref de 12v	114 ms	120 ms	6 ms
tempo acomodação carga 100 para 50 em ref de 12v	114 ms	136 ms	22 ms
tempo acomodação carga 50 para 100 em ref de 5v	133 ms	132 ms	1 ms
tempo acomodação carga 100 para 50 em ref de 5v	133 ms	128 ms	5 ms

Fonte: Autoria própria.

As principais diferenças entre simulação e implementação devem-se as não idealidades do circuito prático que não foram levadas em consideração na simulação. Todavia

pode-se observar que dinâmica das respostas são similares e os valores medidos são da mesma ordem de grandeza.

Como trabalhos futuros podem ser desenvolvidos uma próxima etapa testes de compatibilidade eletromagnética (EMI) e melhoria de sistema de controle incorporando uma malha de corrente.

## REFERÊNCIAS

- ADAMS, J. **AN1024 - Flyback Transformer Design for the IRIS40xx Series**. [S.l.], 2001.
- BARBI, E. C. H. I. F. e. E. R. L. A. P. I. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**. 2002.
- BARBI, I. **Eletronica de potencia: projetos de fontes chaveadas**. Ed. do autor, 2001. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=eKxemgEACAAJ>>.
- BARBI, P. I. **Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e Forward e do Circuito Equivalente do Transformador de Três Enrolamentos**. 2007.
- \_\_\_\_\_. **Modelagem de conversores cc-cc empregando modelo médio em espaço de estados**. [S.l.: s.n.], 2015.
- BILLINGS, K.; BILLINGS, K. **Switchmode Power Supply Handbook**. McGraw-Hill Companies, Incorporated, 1999. (EngineeringPro collection). ISBN 9780070067196. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=YR9TAAAAMAAJ>>.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.
- HUFF, R. **Forward or Flyback? Which is Better? Both! - Technical Bulletin**. [S.l.], 2018.
- OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Pearson Prentice Hall, 2011. ISBN 9788576058106. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=iL3FYgEACAAJ>>.
- OGATA, K.; YANG, Y. **Modern control engineering**. [S.l.]: Prentice hall India, 2002. v. 4.
- WANG, E. An017 feedback control design of off-line flyback converter. **Richtek Technology Corporation**, jun. 2014.

NUP: 23081.010271/2022-30

Prioridade: Normal

**Homologação de ata de defesa de TCC e estágio de graduação**

125.322 - Bancas examinadoras de TCC: indicação e atuação

**COMPONENTE**

Ordem	Descrição	Nome do arquivo
9	Trabalho de conclusão de curso (TCC) (125.32)	TCC_ver_final_Robert.pdf

**Assinaturas**

09/03/2022 10:50:37

FABIO ECKE BISOGNO (PROFESSOR DO MAGISTÉRIO SUPERIOR)

07.54.00.00.0.0 - DEPARTAMENTO DE PROCESSAMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA - DPEE



Código Verificador: 1219312

Código CRC: 181f1dd3

Consulte em: <https://portal.ufsm.br/documentos/publico/autenticacao/assinaturas.html>

