

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO DE GRADUAÇÃO**



AUGUSTO CESAR FEDERICI PETERLE

**FONTE CHAVEADA *FLYBACK* COM ALTO DE FATOR DE POTÊNCIA E
CONTROLE POR FREQUÊNCIA PARA ILUMINAÇÃO LED**

**VITÓRIA
DEZEMBRO/2017**

AUGUSTO CESAR FEDERICI PETERLE

**FONTE CHAVEADA *FLYBACK* COM ALTO DE FATOR DE POTÊNCIA E
CONTROLE POR FREQUÊNCIA PARA ILUMINAÇÃO LED**

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Augusto Cesar Federici Peterle**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

VITÓRIA
DEZEMBRO/2017
AUGUSTO CESAR FEDERICI PETERLE

FONTE CHAVEADA *FLYBACK* COM ALTO DE FATOR DE POTÊNCIA E CONTROLE POR FREQUÊNCIA PARA ILUMINAÇÃO LED

Parte manuscrita do Projeto de Graduação do aluno **Augusto Cesar Federici Peterle**, apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Aprovada em 29, de dezembro de 2017.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. José Luiz de Freitas Vieira
UFES – Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

Prof. Dr. Walbermark Marques dos Santos
UFES – Universidade Federal do Espírito Santo
Coorientador

Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti
UFES – Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

Thiago Silva Amorim - MsC
UFES – Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente à Deus por ter me fortalecido durante todo o ano em que desenvolvi este projeto.

Agradeço aos meus pais Edson e Norma e ao meu irmão Júnior pelo apoio incondicional em todas as etapas da universidade.

A minha namorada Luiza por toda a paciência, carinho e cumplicidade durante esta longa caminhada.

Aos meus professores José Luiz e Walbermark por toda paciência, por todo apoio e todo conhecimento passado.

A todos os meus amigos da universidade que estiveram dispostos a me ouvir e a me ajudar.

RESUMO

Este trabalho teve como proposta a implementação de um protótipo de uma fonte chaveada, para iluminação a *LEDs*, com o circuito integrado dedicado TPS92210 da *Texas Instruments*, o qual realiza a regulação da tensão de saída, até certo nível de corrente, através de um conversor CC-CC *Flyback* em modo de condução descontínua (*DCM - discontinuous conduction mode*). A operação do conversor no *DCM*, utilizando o controle da variação de frequência de chaveamento, além de proporcionar a regulação de tensão de saída promove a correção do fator de potência.

O controle da frequência de chaveamento realizado pelo TPS92210 é realizado a partir da comparação da tensão de saída com uma tensão de referência, e o erro resultante passa por um integrador, formando assim um sistema em malha fechada. A atuação do controle promove o ajuste da frequência de chaveamento para manter a tensão de saída constante. Além disso devido à operação do conversor no *DCM*, ao se fixar um valor de frequência e um valor de tempo de condução da chave semicondutora do conversor *Flyback*, se obtém um elevado fator de potência.

O protótipo da fonte chaveada desenvolvido proporciona uma tensão de saída CC de 5,4 V, com corrente de 1,08 A, e faixa de frequência de 33 kHz a 133 kHz, a partir da rede de alimentação de 127 V eficazes.

Palavras-chaves: *Flyback*, Fator, Potência, Correção, *DCM*

ABSTRACT

This work proposes the implementation of a switched-mode power supply applied to the LED illumination based on the TPS92210 integrated circuit from the Texas Instruments. This integrated circuit performs the output voltage regulation until a specified current level by using a DC-DC Flyback converter in DCM - Discontinuous Conduction Mode. The DCM converter operation employs the switching frequency control, which, besides to ensure the output voltage regulation, provides the power factor correction.

The TPS92210 switching frequency control is accomplished by comparing the output voltage with a reference voltage level. The resulting error passes through an integrator, forming a closed loop system. The controller's actuation performs the switch frequency regulation in order to keep the output voltage constant. In addition, due to the DCM converter operation, a high-power factor is obtained by setting a frequency value and a switch conduction time.

The switched-mode power supply prototype was implemented provides a DC voltage output regulated at 5.4 V with 1.08 A, and presenting a switching frequency range from 33 kHz to 133 kHz.

Keywords: Flyback, Power, Factor, Correction, DCM

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Ilustração da operação física do LED.....	12
Figura 2 - Curva característica do LED	13
Figura 3 - Fonte de alimentação com regulação linear	14
Figura 4 - Formas de onda do retificador em ponte completa a diodos	14
Figura 5 - Corrente de entrada em uma fonte chaveada operando no <i>DCM</i>	15
Figura 6 - Diagrama de blocos de uma fonte chaveada	16
Figura 7 - Filtro passa baixas LC	19
Figura 8 - Retificador monofásico em ponte de diodos.....	19
Figura 9 - Formas de onda de saída do retificador	20
Figura 10 - Diagrama esquemático de um <i>MOSFET</i>	20
Figura 11 - Conversor <i>Flyback</i>	21
Figura 12 - Conversor <i>Flyback</i> na 1ª etapa de operação.....	21
Figura 13 - Conversor <i>Flyback</i> na 2ª etapa de operação.....	21
Figura 14 - Formas de onda das tensões do conversor <i>Flyback</i>	22
Figura 15 - Formas de onda das correntes no conversor <i>Flyback</i>	22
Figura 16 - Circuito compensador com amplificador operacional como integrador	23
Figura 17 – Controlador TPS92210.....	24
Figura 18 - Estrutura de conexão do controlador TPS92210.....	26
Figura 19 - Alimentação do TPS92210	27
Figura 20 - Funcionamento do terminal PCL.....	28
Figura 21 - Frequência de chaveamento em função da corrente no terminal FB.....	29
Figura 22 - Estratégia de controle para obtenção de elevado de fator de potência	30
Figura 23 - Diagrama de circuito em malha aberta com o TPS92210 acionando <i>LEDs</i> com conversor <i>Flyback</i>	31
Figura 24 - Diagrama de circuito da ligação do terminal FB	32
Figura 25 - Tempo ligado em função da impedância no terminal OTM	33
Figura 26 - Formas de onda em função da entrada TZE	34
Figura 27 - Proteção contra sobretensões	34
Figura 28 - Arquitetura do controlador TPS92210	36
Figura 29 - Conversor CA/CC <i>Flyback</i>	37
Figura 30 - Tensão no primário do transformador <i>Flyback</i>	38
Figura 31- Um detalhe da tensão no primário do transformador <i>Flyback</i>	38
Figura 32 - Corrente no primário, formato senoidal	41
Figura 33 – Detalhe da corrente do primário	41

Figura 34 - Corrente no secundário do transformador <i>Flyback</i>	42
Figura 35 - Detalhe da corrente do secundário	42
Figura 36 - Ábaco de caracterização da condução descontínua	44
Figura 37 - Parâmetros do transformador WE 750313109	48
Figura 38 – Estrutura do diodo MUR820	50
Figura 39 - Modelo de um diodo	51
Figura 40 - Modelo do conversor com elementos parasitas	52
Figura 41 - Sobretensão no <i>MOSFET</i>	52
Figura 42 – Circuito grampeador RCD	53
Figura 43 - Circuito de realimentação	55
Figura 44 – Ponte retificadora MDB6S.....	57
Figura 45 – Diagrama esquemático da fonte chaveada implementada	61
Figura 46 – Protótipo implementado – vista de cima.....	62
Figura 47 – Protótipo implementado – vista inferior.	62
Figura 48 - Resultado experimental - tensão de saída	63
Figura 49 - Resultado de simulação - tensão de saída.....	63
Figura 50 – Detalhe da ondulação na tensão de saída obtida por simulação	64
Figura 51 - Resultado experimental da oscilação na tensão de saída.....	65
Figura 52 - Atuação da malha de controle na tensão de saída.....	65
Figura 53- Resultado da simulação da tensão sobre o <i>MOSFET</i>	66
Figura 54 - Resultado experimental da tensão sobre o <i>MOSFET</i>	66
Figura 55 - Tensão sobre o <i>MOSFET</i> em baixa frequência.....	67
Figura 56 - Tensão e corrente de entrada obtidas por simulação.....	68
Figura 57 - Tensão e corrente de entrada obtidas experimentalmente.....	69
Figura 58 - Tensão e corrente de entrada com frequência de chaveamento aumentada ...	69
Figura 59 - Espectro em baixa frequência da corrente de entrada.	70
Figura 60 - Espectro em alta frequência da corrente de entrada.....	70
Figura 61 - Variação da frequência de chaveamento em função da corrente de saída	72

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	11
1.1. Justificativa	16
1.2. Objetivos	17
1.2.1. Objetivos gerais	17
1.2.2. Objetivo específico	17
2. PARTES INTEGRANTES DA FONTE CHAVEADA PROPOSTA.....	18
2.1. Caracterização de uma fonte chaveada.....	18
2.2. Descrição das partes integrantes da fonte chaveada	18
3. DETALHAMENTO DO FUNCIONAMENTO DO CONTROLADOR.....	26
3.1. Modo de chaveamento.....	26
3.2. Alimentação do controlador	27
3.3. Limitação da corrente de pico máxima.....	28
3.4. O controle da frequência.....	29
3.5. A energia zero do transformador e proteção contra sobretensões	33
3.6. Modos de falha.....	35
4. MODELAGEM DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> COM PONTE RETIFICADORA..	37
4.1. Análise da razão cíclica do conversor.....	37
4.2. Análise da corrente do primário	40
4.3. Corrente média instantânea de saída	42
4.4. Máxima indutância de magnetização	44
4.5. Determinação dos valores das variáveis de interesse do conversor.....	45
DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i>.....	47
5.1. Escolha do transformador	47
5.2. Diodo de saída.....	50
5.2.1 Perdas no diodo.....	51
5.3 <i>MOSFET</i>	51
5.4 Capacitor de filtragem	54
5.5. Malha de realimentação.....	55
5.6. Filtro LC de entrada	56
ESTRUTURA COMPLETA DA FONTE CHAVEADA	57
6.1. Ponte retificadora.....	57

6.2. O circuito completo implementado	57
6.3. Componentes de proteção	57
6.4. Filtro LC	58
6.5. Seguidor de tensão	58
6.6. Circuitos de polarização	58
6.7. Limitação do pico de corrente	58
6.8. Definição do tempo ligado	59
6.9. Amostra de tensão e correção de fator de potência.....	59
RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	62
7.1. Resultado da tensão de saída	63
7.2. Resultado da tensão sobre o <i>MOSFET</i>	66
7.3. Corrente de entrada	68
7.4. Variação de frequência com aumento de carga.....	72
7.5. Rendimento.....	73
CONCLUSÃO.....	74
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	75

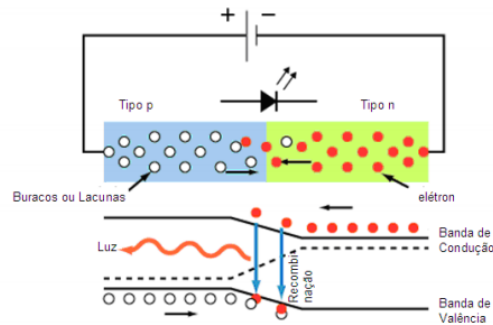
1. INTRODUÇÃO

A iluminação propicia um conforto a toda população, seja ela interna ou externa, durante o dia ou a noite. Durante toda história houve uma evolução na eficiência das lâmpadas desde as incandescentes até o novo padrão que hoje se utiliza, as lâmpadas *LED - Light Emitting Diode* (diodo emissor de luz). Em 1879 desenvolve-se a primeira lâmpada incandescente, por Thomas Edison, com eficiência luminosa de 10 a 15 lumens por Watt e uma duração menor do que mil horas. No decorrer da história, outros modelos foram desenvolvidos como as lâmpadas: halógenas, fluorescente e LED. A lâmpada LED possui eficiência luminosa superior a 150 lumens por Watt chegando a ser 85% mais econômica do que os modelos mais avançados de lâmpadas incandescentes e 65% mais econômica do que as lâmpadas fluorescentes. (REVISTA PRÉ-UNIVESP, 2017).

Na física de semicondutores um diodo é construído a partir de materiais semicondutores de silício ou germânio. Uma dopagem é efetuada nesses materiais criando duas regiões distintas, uma com excesso de elétrons (n) e outra com “lacunas” que tem afinidade por elétrons (p). Isso resulta em uma junção do tipo pn no material semicondutor. (SEDRA e SMITH, 2007)

Ao aplicar uma tensão adequada entre anodo (região p) e catodo (região n), ela faz com que os elétrons da região tipo n se desloquem em direção à região do tipo p. “Esta recombinação exige que a energia do elétron livre não ligado seja transferido para outro estado inferior. Essa energia é emitida na forma de fótons” (MARTELETO, 2011) como mostrado na Figura 1. A aceleração dos elétrons, realizada pela bateria, proporciona a sua circulação nas regiões, mudando seu estado original, forçando-os a liberarem energia em forma de fótons e assim emitindo luz.

Figura 1- Ilustração da operação física do LED



Fonte: (MARTELETO,2011)

Como descrito anteriormente, para o funcionamento adequado do *LED* é necessário uma corrente unidirecional, e se deve proporcionar uma tensão de acionamento com valores adequados, de forma a evitar o rompimento da junção pn. Portanto faz-se necessário um dispositivo eletrônico que seja capaz de realizar a função de alimentar corretamente um *LED*.

O modelo exponencial do diodo, aplicado a um *LED*, é descrito pela Equação (1-1) (SEDRA e SMITH, 2007):

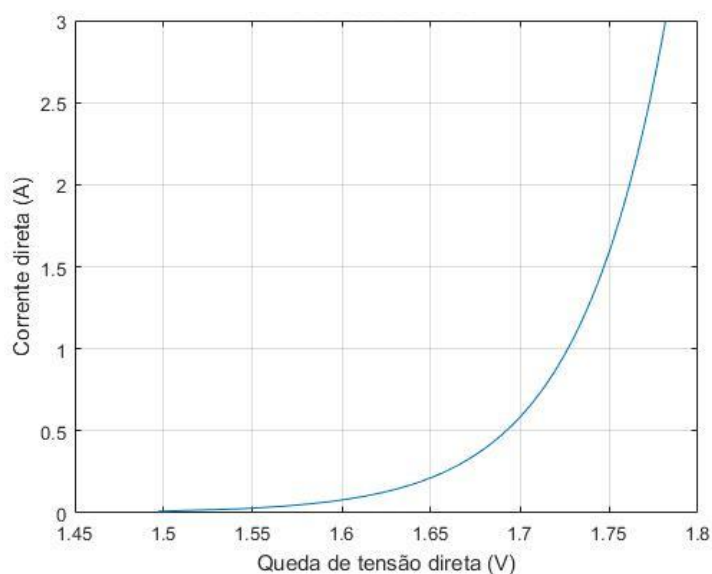
$$v = nV_T \ln\left(\frac{i}{I_s}\right) \quad (1-1)$$

Onde:

- V_T é um parâmetro relativo a temperatura, e para a temperatura ambiente, $V_T = 25$ mV, considerando um valor genérico para simulação.
- n é um parâmetro construtivo, para diodos PTHs (*Pin Trough Hole*) de dois terminais, normalmente, $n=2$.
- I_s é chamada de corrente de saturação, da ordem de 10^{-15} A.

A Figura 2 mostra a curva característica da corrente direta de polarização em função da tensão direta do *LED*.

Figura 2 - Curva característica do LED



Fonte: Produção do Autor

A partir da Figura 2, pode-se verificar que devido às características não lineares do *LED*, a partir de certos níveis de corrente, a tensão entre anodo e catodo tende a se fixar em um valor pré-determinado. Para o caso da simulação realizada na obtenção da Figura 2, este valor da tensão foi fixado em torno de 1,8 V.

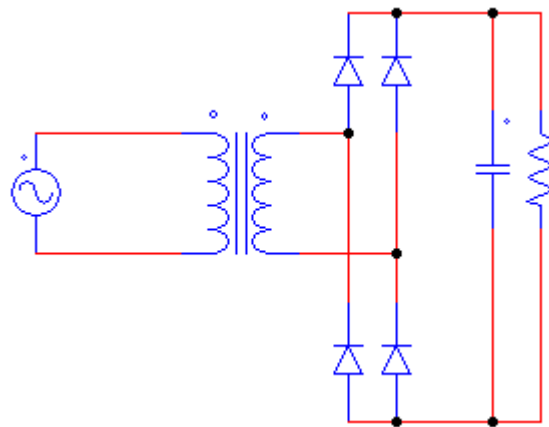
Para se ter um brilho maior em um *LED* é necessário que ele absorva uma maior potência. Entretanto, o valor de tensão entre seus terminais é mantido em um valor fixo, e com isso, se torna necessário aumentar a sua corrente, de forma a aumentar a potência absorvida e consequentemente se ter um maior brilho.

O controle do brilho pela corrente pode ser feito de forma simples, ou seja, ao se manter uma tensão média constante, insere-se um resistor em série com o *LED*. Desta forma, o valor da resistência irá controlar o valor da corrente no *LED*: enquanto a sua tensão fica fixa, o restante da tensão estará sobre o resistor.

Com a crescente aplicação dos *LEDs*, surgem normas brasileiras regulamentadoras (NBRs) que regem os pré-requisitos de funcionamento dos dispositivos eletrônicos alimentadores de *LEDs*. A ABNT NBR 15889:2010 descreve os requisitos de desempenho para aplicação de *LEDs* na iluminação semafórica.

Uma solução para alimentação de *LEDs* pode ser obtida a partir da implementação de um conversor CA-CC como mostrado na Figura 3.

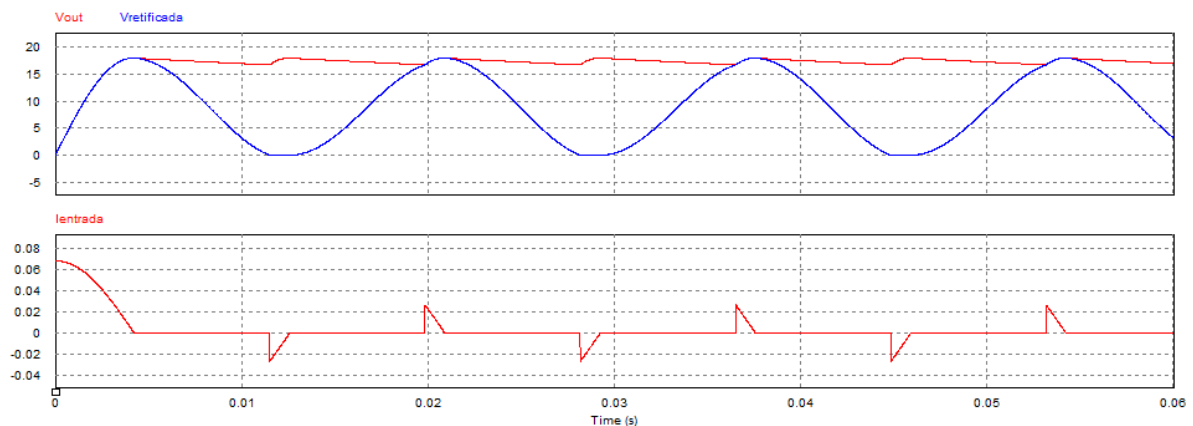
Figura 3 - Fonte de alimentação com regulação linear



Fonte: Produção do autor

O circuito mostrado na Figura 3 é capaz de manter a tensão de saída bem próxima de uma tensão contínua com valor constante. Entretanto, a forma de onda da corrente tanto no secundário como no primário do transformador não apresenta um comportamento senoidal. Isso pode ser verificado através da Figura 4.

Figura 4 - Formas de onda do retificador em ponte completa a diodos



Fonte: Produção do próprio autor

A forma de onda distorcida da corrente na entrada do retificador a diodos, mostrada na Figura 4, provoca um baixo fator de potência para a rede de alimentação. Para se obter elevado fator de potência, é necessário que a forma de onda da corrente de entrada apresente um formato similar ao da forma de onda da tensão de entrada, o que equivaleria ter seu valor dividido por uma constante, como descrito pela Equação (1-2).

$$I_{entrada} = \frac{V_{entrada}}{K} \quad (1-2)$$

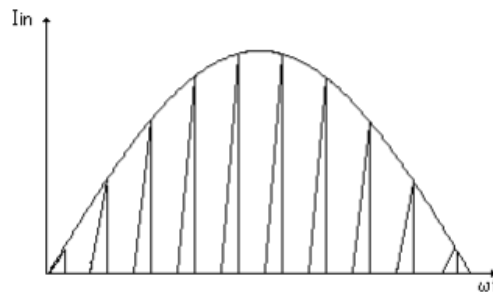
Onde:

- K é um valor constante
- $I_{entrada}$ é a corrente de entrada
- $V_{entrada}$ é a tensão de entrada

Neste caso, o fator de potência seria unitário e a rede de alimentação enxergaria a carga como sendo resistiva.

Uma alternativa para se obter elevado fator de potência é o emprego de conversores chaveados operando no modo descontínuo de condução da corrente, como ilustrado na Figura 5.

Figura 5 - Corrente de entrada em uma fonte chaveada operando no *DCM*

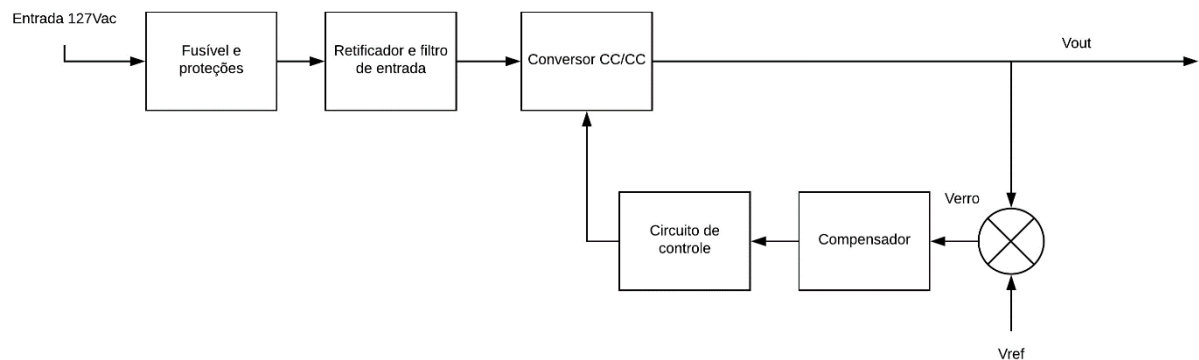


Fonte: (BARBI,2015)

A Figura 5 mostra um semiciclo da corrente de entrada, para a qual os valores de pico, devido ao chaveamento do conversor em operação descontínua, seguem a envoltória senoidal da forma de onda da tensão da rede de alimentação. Após a realização de uma filtragem para suprimir o efeito do chaveamento, se obtém um elevado fator de potência na rede de alimentação.

O diagrama de blocos de uma fonte chaveada é mostrado na Figura 6:

Figura 6 - Diagrama de blocos de uma fonte chaveada



Fonte: Produção do autor

Como pode-se observar, trata-se de um sistema em malha fechada, no qual a tensão de saída, ou de uma das saídas, é realimentada através do circuito de controle. O sinal gerado pelo circuito de controle atua no comando da chave semicondutora, ou alterando o seu tempo de condução ou a sua frequência de chaveamento, de forma a manter a tensão de saída constante, independente de variações na carga ou na tensão da rede de alimentação. Nos próximos capítulos serão descritos cada um dos blocos integrantes da fonte chaveada.

1.1. Justificativa

A justificativa para o desenvolvimento e a implementação de um protótipo da fonte chaveada é obter um dispositivo de acionamento voltado para a iluminação a *LED*, e que esteja em conformidade com a NBR 15889:2010. Para a realização deste dispositivo, foi escolhido um conversor *Flyback* que opere no *DCM*, na faixa de 5,8 W de potência, e que proporcione elevado fator de potência, como previsto na NBR 15889: 2010.

1.2. Objetivos

Os objetivos foram divididos entre gerais e específicos.

1.2.1. Objetivos gerais

Implementar um protótipo de uma fonte chaveada utilizando um conversor *Flyback* operando no *DCM*, para promover a correção do fator de potência, além de proporcionar uma tensão de saída regulada em 5,4 V, com uma corrente de 1,08 A, resultando em uma fonte de 5,8 W de potência na saída.

1.2.2. Objetivo específico

Para que o objetivo principal fosse atingido, alguns objetivos específicos são requeridos, tais como:

- Projeto do conversor;
- Implementação do circuito do conversor;
- Projeto do circuito de controle;
- Implementação do circuito de controle;
- Implementação do protótipo do conversor;
- Obtenção de resultados experimentais;
- Análise de resultados experimentais obtidos e ajustes caso necessário.

2. PARTES INTEGRANTES DA FONTE CHAVEADA PROPOSTA

2.1. Caracterização de uma fonte chaveada

Uma fonte chaveada consiste, basicamente, em duas partes principais: um estágio de potência e um circuito de controle. O estágio de potência realiza a conversão de tensão da rede elétrica de entrada para a tensão de saída. Tal estágio opera como se fosse um transformador de um circuito de tensão contínua. Já o circuito de controle é o responsável por garantir a relação da tensão de saída dentro de uma faixa estabelecida.

2.2. Descrição das partes integrantes da fonte chaveada

a) Fusível e proteções

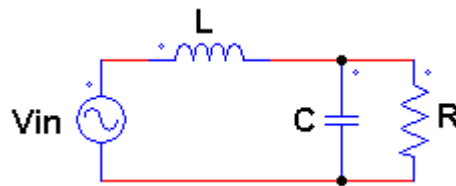
O estágio de proteção consiste em um fusível e um varistor de proteção. Os fusíveis possuem um filamento condutor, de seção reduzida, no qual, ao se circular uma corrente elevada, o seu filamento se funde, interrompendo a passagem de corrente elétrica. (TIPOS fusíveis)

O varistor é um componente que apresenta resistência elétrica com valor decrescente com o aumento da tensão aplicada em seus terminais. (VARISTOR). Devido às suas características, estes dois componentes atuam da seguinte forma: na ocorrência de surtos de tensão, o varistor se comporta como um curto circuito. Tal fato pode gerar um surto de corrente, e então, o fusível se rompe, protegendo desta forma, a fonte chaveada.

b) Retificador e filtro de entrada

O filtro de entrada consiste em um indutor e um capacitor, formando um circuito LC, ou seja, um filtro passa-baixas de segunda ordem. A Figura 7 mostra o diagrama de circuito do filtro LC passa baixas.

Figura 7 - Filtro passa baixas LC



Fonte: Produção do autor

A função de transferência do filtro LC é descrita pela Equação (2-1).

$$\frac{V_c}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{sC}}{sl + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{1 + s^2 LC} \quad (2-1)$$

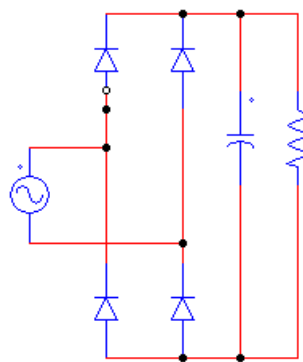
A frequência de corte é obtida a partir da Equação (2-2).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-2)$$

Como se verifica pela Equação (2-2) a frequência de corte depende dos valores da indutância e de capacitância do filtro.

O retificador monofásico de entrada trata-se de um conversor em ponte completa a diodos de tensão CA-CC. O diagrama do circuito retificador é mostrado na Figura 8.

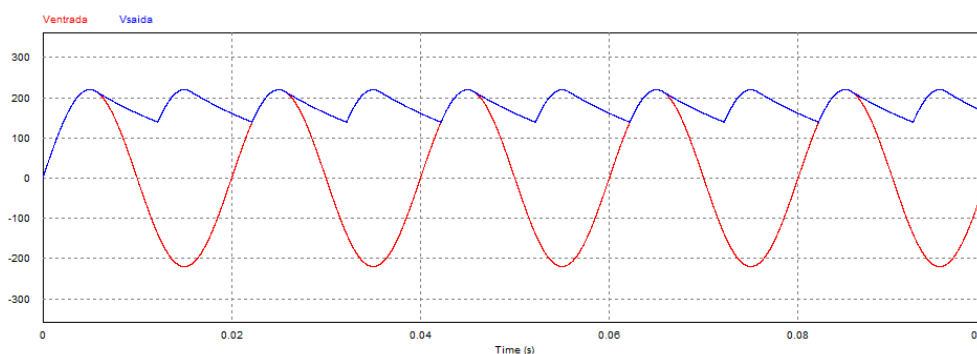
Figura 8 - Retificador monofásico em ponte de diodos



Fonte: Produção do autor

A forma de onda de tensão, a qual, na entrada do circuito é alternada, pela ação do retificador passa a ser unidirecional na saída, cuja ondulação (*ripple*) é definida pelo valor da capacitância de saída. As formas de onda do estágio retificador são mostradas na Figura 9.

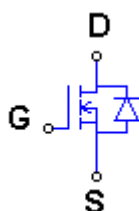
Figura 9 - Formas de onda de saída do retificador



Fonte: Produção do autor

c) Chave semicondutora

A chave semicondutora escolhida foi um *MOSFET* - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (transistor de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor), principalmente devido às seguintes características: tempos de comutação curtos, alta impedância de entrada entre os terminais de *gate* e *source* (baixa potência consumida) (BARBI,2014). O diagrama esquemático de um *MOSFET* é mostrado na Figura 10.

Figura 10 - Diagrama esquemático de um *MOSFET*

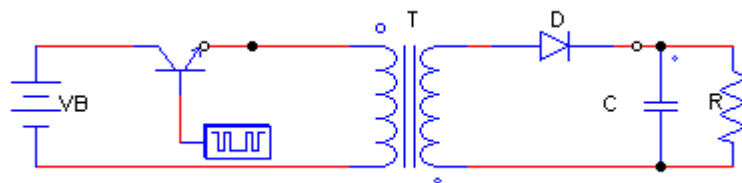
Fonte: Produção do autor

Os principais parâmetros que caracterizam um *MOSFET* são:

- $R_{DS(on)}$ – Resistência de condução. “O *MOSFET* ‘saturado’ comporta-se como uma resistência, e isso determina as perdas em condução (BARBI,2014).
- I_D – Corrente máxima CC que o *MOSFET* suporta.
- V_{GS} – tensão máxima entre *gate* e *source*
- $V_{GS(th)}$ – tensão limiar de condução

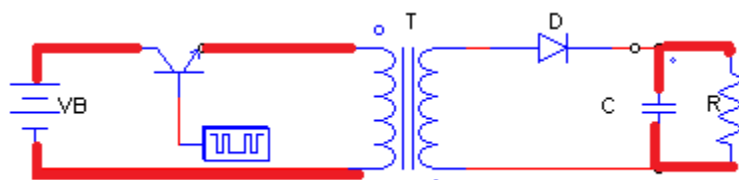
d) Conversor CC/CC

O diagrama do circuito de potência de um conversor *Flyback* é mostrado na Figura 11:

Figura 11 - Conversor *Flyback*

Fonte: Produção do autor

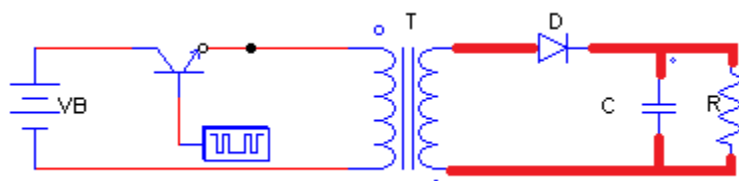
Esta configuração propicia o isolamento elétrico entre a entrada e a sua saída, devido à presença do transformador. A primeira etapa de operação do conversor é ilustrada pela Figura 12.

Figura 12 - Conversor *Flyback* na 1ª etapa de operação

Fonte: Produção do autor

Nesta etapa, o *MOSFET* se mantém em condução, e ocorre a circulação da corrente no primário do transformador. Com isso, a sua indutância de magnetização armazena energia. Devido à polaridade do transformador, o diodo D se mantém bloqueado, e então o capacitor C transfere a sua energia armazenada para a carga R, e assim se descarrega.

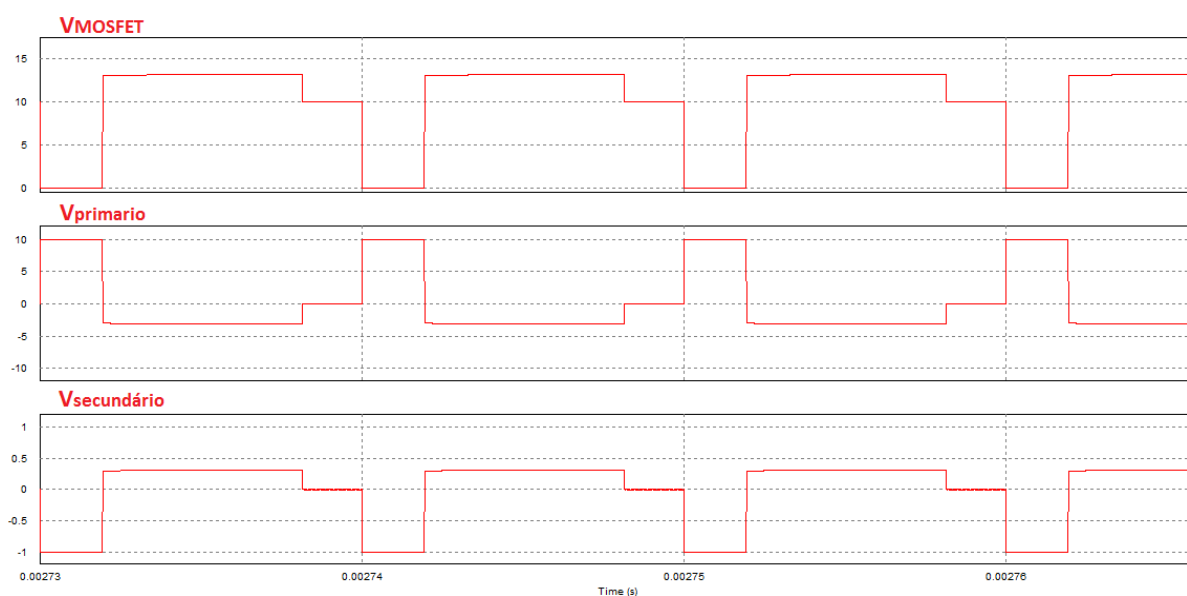
Na segunda etapa, o *MOSFET* se mantém bloqueado e, com isso, a energia armazenada na indutância de magnetização do transformador polariza diretamente o diodo D. Assim, a energia armazenada é transferida para a saída do conversor, ou seja, tanto para o capacitor C como para a carga R. O diagrama representativo da segunda etapa de operação está mostrado na Figura 13.

Figura 13 - Conversor *Flyback* na 2ª etapa de operação

Fonte: Produção do autor

O conversor *Flyback* foi simulado para uma situação genérica onde o conversor vai operar no *DCM* utilizando o software PSIM (*Power Simulator*), com o objetivo de se analisar as formas de onda nos estágios de operação. As formas de onda das tensões de interesse do conversor são mostradas na Figura 14.

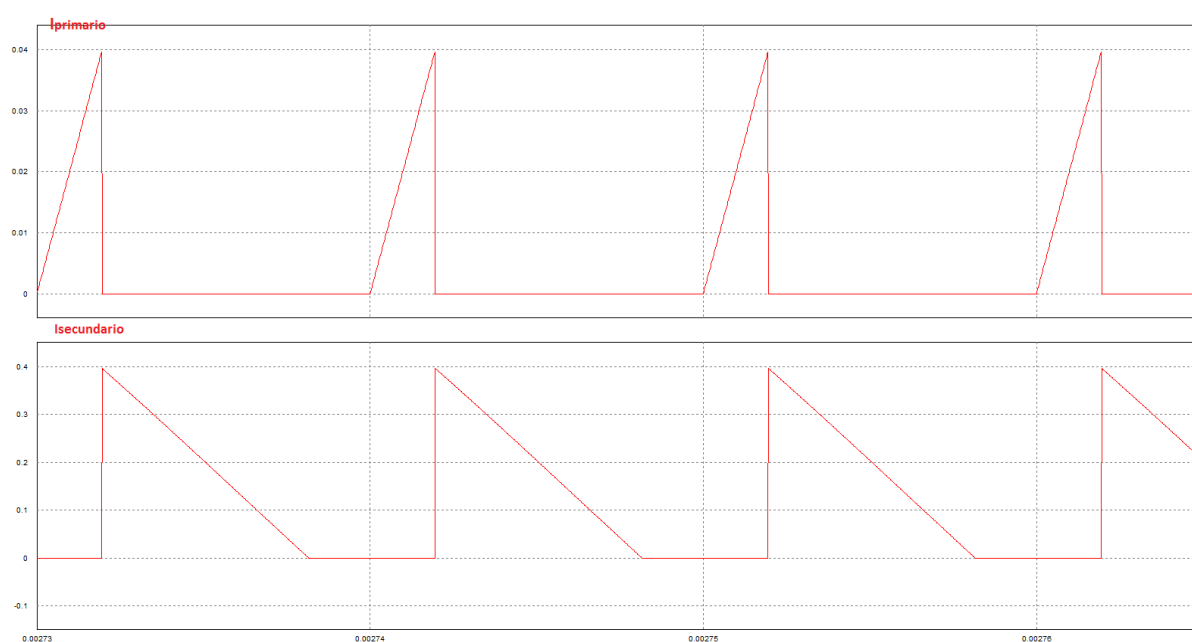
Figura 14 - Formas de onda das tensões do conversor *Flyback*



Fonte: Produção do autor

A Figura 15 mostra as principais formas de onda das correntes no conversor *Flyback*.

Figura 15 - Formas de onda das correntes no conversor *Flyback*



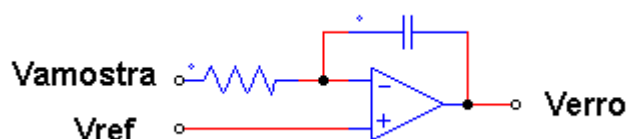
Fonte: Produção do autor

Pode-se observar que a corrente no secundário do transformador não conduz durante todo o período em que o *MOSFET* está bloqueado. Por este motivo, se confirma que o *Flyback* opera no modo de condução descontínua (*DCM*).

e) Circuito Compensador

O circuito compensador é o responsável pela realização das seguintes funções: garantir a regulação da tensão de saída dentro de uma faixa estabelecida, tanto sob variações de carga, como para variações na tensão do barramento contínuo, devido às variações da tensão na rede elétrica. Além disso, o circuito compensador estabelece o tempo de resposta da malha de tensão. A Figura 16 apresenta um circuito compensador com integração de erro.

Figura 16 - Circuito compensador com amplificador operacional como integrador

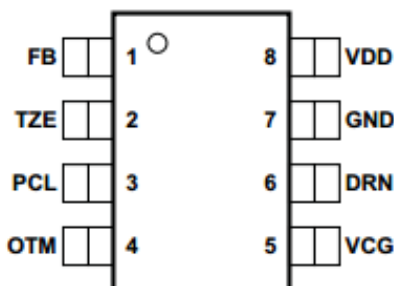


Fonte: Produção do autor

f) Circuito integrado TPS92210

O circuito integrado (CI) escolhido foi o TPS92210 da *Texas Instruments*, principalmente devido ao seu baixo custo, bem como pelas diversas características que ele apresenta para aplicação no controle de fontes chaveadas do tipo *Flyback* no acionamento (*drivers*) de *LEDs*. O diagrama do controlador TPS92210, mostrando os seus terminais, é mostrado na Figura 17.

Figura 17 – Controlador TPS92210



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

O *Datasheet* (folha de dados) do controlador TPS92210 da *Texas Instruments*, descreve as seguintes características para os seus terminais (TEXAS INSTRUMENTS, 2010):

- FB – terminal com regulação em 0,7V apenas detecta a corrente de entrada I_{FB} , a qual comanda a operação do controlador. Para o controle em pico de corrente este terminal é conectado ao emissor de um optoacoplador. Para o controle de tempo ligado (ou tempo de condução t_{on}) constante é programado um período mínimo de chaveamento pela corrente deste terminal.
- TZE – este terminal é conectado a um divisor resistivo entre o enrolamento auxiliar do primário do transformador e o terminal de terra (*GND*). Este terminal é utilizado para detectar quando o transformador está desmagnetizado, ou seja, com zero de energia. Ele também é utilizado para verificação de sobretensão.
- PCL – este terminal programa o pico da corrente primária, valor que pode ser atingido em cada ciclo de chaveamento. Isto ocorre conectando um resistor neste terminal, que retorna ao terminal *GND*.
- OTM – terminal internamente regulado em 3V e usado para programar o tempo ligado (t_{on}) do *MOSFET* interno, o qual está conectado, em cascata, com um *MOSFET* externo. Isto é realizado pela conexão de um resistor R_{OTM} . O coletor de um optoacoplador é ligado neste terminal para o controle de tempo constante. O valor da impedância conectada a este pino determina o modo de falha.
- VCG – provê a alimentação para o *gate* do *MOSFET* externo.
- DRN – trata-se do terminal de dreno do *MOSFET* interno. Este terminal deve estar ligado, em cascata, com um *MOSFET* externo. Um diodo Shoktty,

conectado entre os terminais DRN e VDD, propicia uma polarização inicial no início da operação do CI.

- GND – terminal de terra e retorno da corrente do primário do TPS92210.
- VDD – terminal de alimentação do TPS92210, ele habilita ou desabilita todas as suas funções.

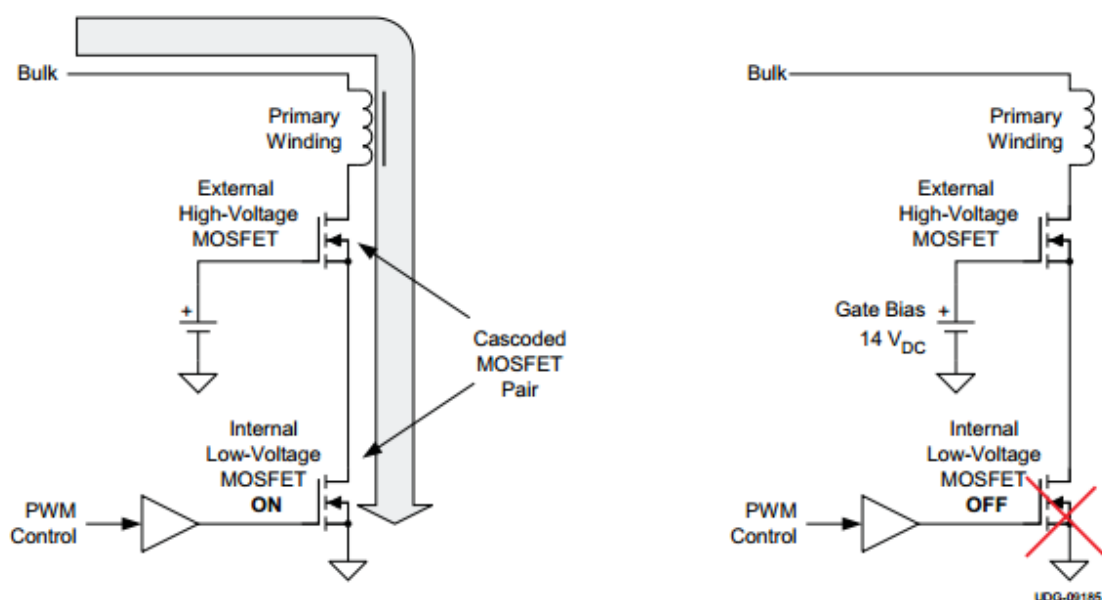
3. DETALHAMENTO DO FUNCIONAMENTO DO CONTROLADOR

Neste Capítulo será detalhado o princípio de funcionamento do circuito integrado TPS92210 da *Texas Instruments*.

3.1. Modo de chaveamento

Diferente de outros controladores de fontes chaveadas, o TPS92210 possui um *MOSFET* interno, o qual é conectado, em cascata, com o *MOSFET* externo do conversor *Flyback*, o que é realizado através do terminal DRN. A Figura 18 apresenta um detalhamento da configuração das conexões do controlador TPS92210.

Figura 18 - Estrutura de conexão do controlador TPS92210



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

De acordo com o sinal de controle *PWM - Pulse-Width Modulation* (modulação por largura de pulso), o *MOSFET* interno é o responsável pela liberação ou não da circulação de corrente pelo conversor. Esta estratégia de controle de chaveamento apresenta as seguintes vantagens:

- Não necessita de um circuito de comando para o *MOSFET* externo;
- Apresenta um sensor de corrente interno que identifica sobrecorrentes.

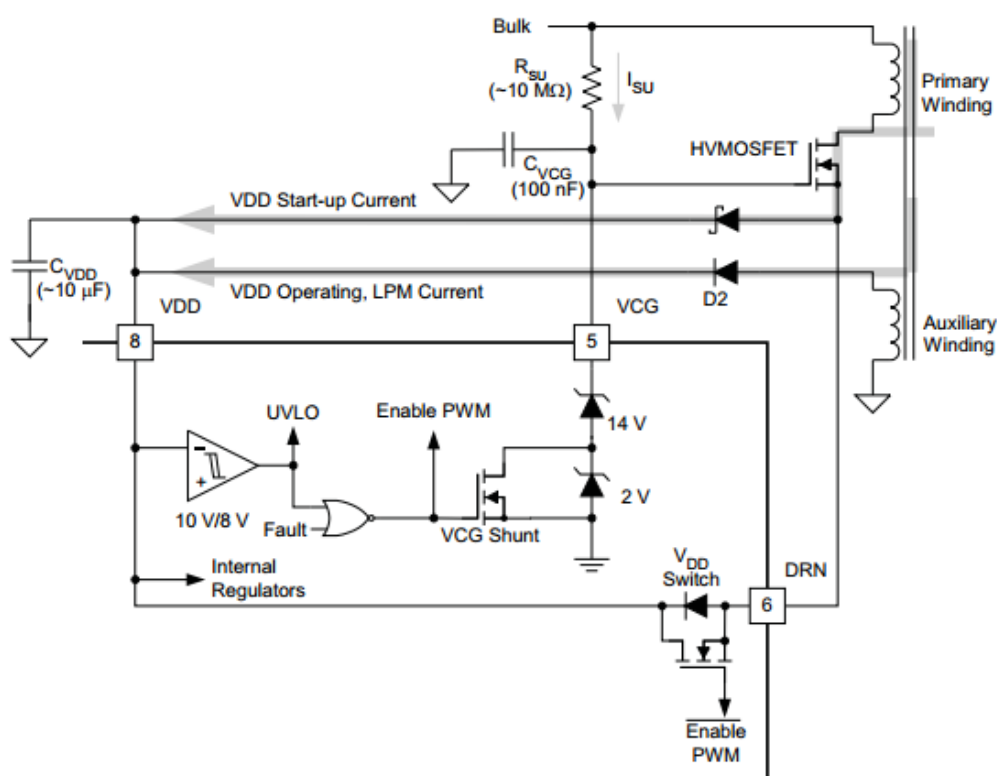
Entretanto, esta configuração apresenta a desvantagem de necessitar que toda a corrente do primário do conversor *Flyback* circule internamente pelo controlador

TPS92210. Por este motivo, há um limite máximo de corrente que este controlador suporta.

3.2. Alimentação do controlador

O terminal VDD habilita e desabilita a maioria das funções do controlador TPS92210. A estrutura interna da ligação deste terminal é mostrada na Figura 19.

Figura 19 - Alimentação do TPS92210



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

Como mostrado na Figura 19 e na Figura 23 pode-se conectar um diodo Shottky entre os terminais DRN e VDD para minimizar os efeitos da comutação em alta frequência, os quais poderiam ocorrer quando a corrente circulasse pelo diodo interno VDD Switch. É interessante conectar o terminal VDD a um diodo Zener e um capacitor de estabilização, com isso, pode-se manter a tensão constante durante a operação do controlador. O terminal VCG é regulado em 14 V, quando em operação normal, e é conectado ao terminal de *gate* do MOSFET externo, para garantir a sua condução. No início da operação do controlador TPS92210, o terminal VCG é regulado em 16 V.

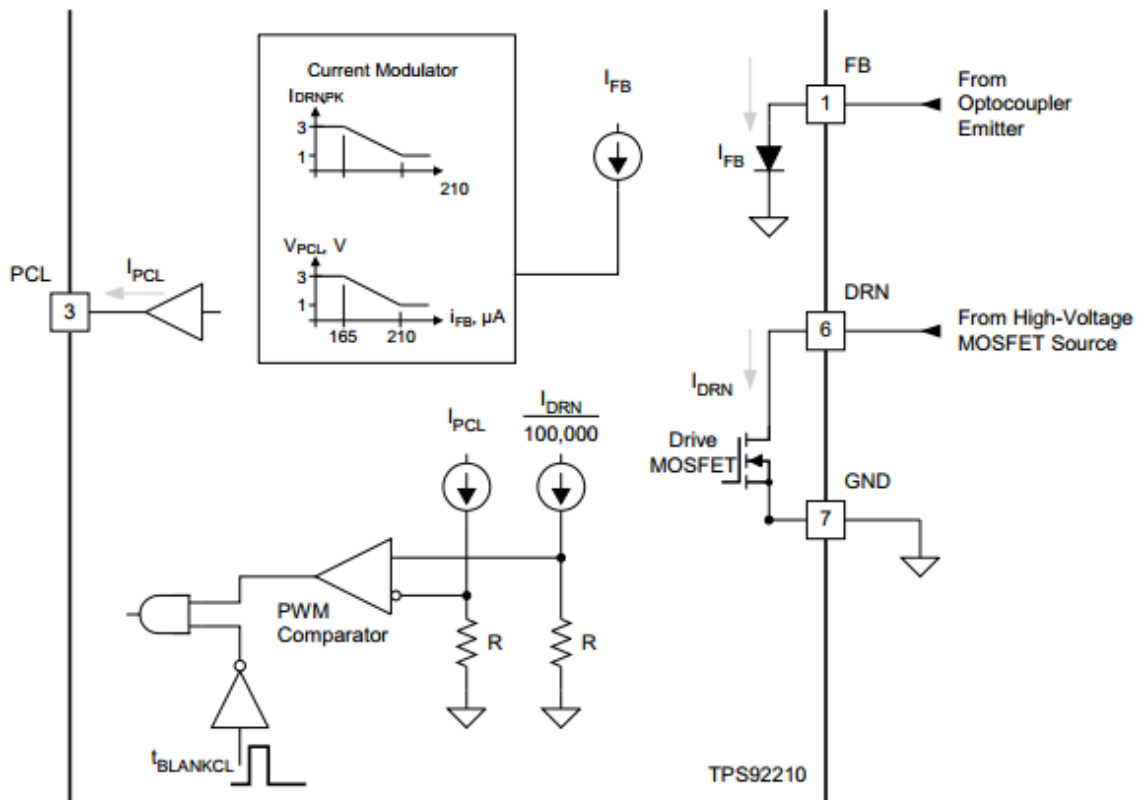
3.3. Limitação da corrente de pico máxima

O terminal DRN recebe a corrente do primário do transformador *Flyback*. Tal corrente é medida por um circuito espelho de corrente. Este circuito realiza uma comparação com a corrente de pico máxima, programada pelo terminal PCL, através da relação (3-1):

$$I_{DRNpk} = \frac{100 \text{ kV}}{R_{pcl}} \quad (3-1)$$

A Figura 20 mostra o diagrama interno de ligação do controlador, apresentando a estrutura de modulação de corrente que ocorre no terminal PCL.

Figura 20 - Funcionamento do terminal PCL



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

O terminal FB pode ser utilizado para realizar uma realimentação, com modulação em frequência, através de um opto acoplador. Neste trabalho, foi utilizada esta função, mantendo-se um tempo ligado, t_{on} , constante.

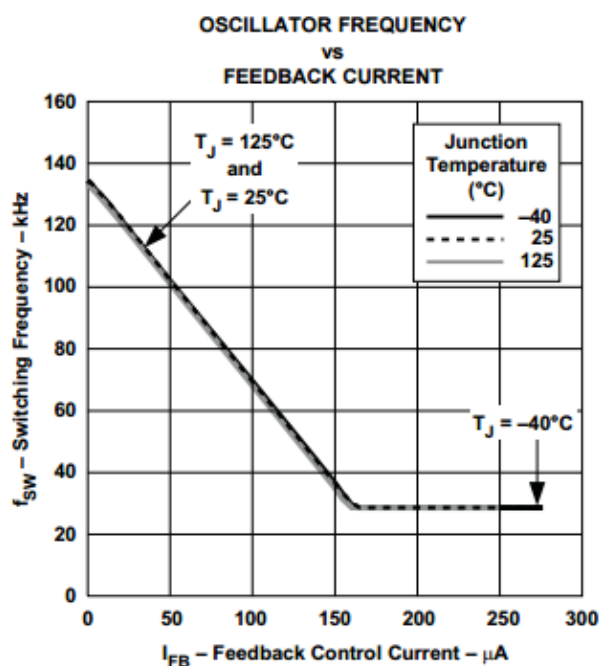
3.4. O controle da frequência

O controlador TPS92210 permite dois modos de operação diferentes: o controle de pico de corrente, o qual é realizado realimentando o terminal FB e variando a frequência de chaveamento, enquanto o tempo ligado (t_{on}) é mantido sempre constante. Além disso, ele possibilita uma outra estratégia, que é o controle do tempo ligado (t_{on}), a qual mantém a frequência de chaveamento constante, e a malha de realimentação (controle) promove o ajuste adequado do tempo ligado (t_{on}). No presente trabalho, optou-se pelo emprego do controle por pico de corrente.

Para se obter um elevado fator de potência, ou seja, que o conversor opere no *DCM*, é necessário que o tempo ligado (t_{on}) seja mantido constante e a frequência de chaveamento varie lentamente. Para garantir a regulação da tensão de saída e ainda manter a operação do conversor no *DCM*, é necessário que a malha de controle apresente uma resposta bem lenta. Desta forma, é possível manter a frequência de chaveamento aproximadamente constante no ponto de operação, e com variação bem lenta para manter a regulação de tensão de saída, e com isso se obtém um elevado fator de potência na entrada (TEXAS INSTRUMENTS, 2010b).

A Figura 21 mostra a relação entre a corrente que entra no terminal FB (I_{FB}) e a frequência de chaveamento do *MOSFET* interno (f_{sw}).

Figura 21 - Frequência de chaveamento em função da corrente no terminal FB



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

Ao se fixar um valor de tempo ligado (t_{on}) constante, a malha de realimentação (controle) se torna responsável por manter a frequência bem próxima de um valor constante, garantido assim a operação do conversor no *DCM*. A Equação (3-2) mostra a relação entre a corrente de primário do transformador e o tempo ligado (t_{on}). (TEXAS INSTRUMENTS, 2010)

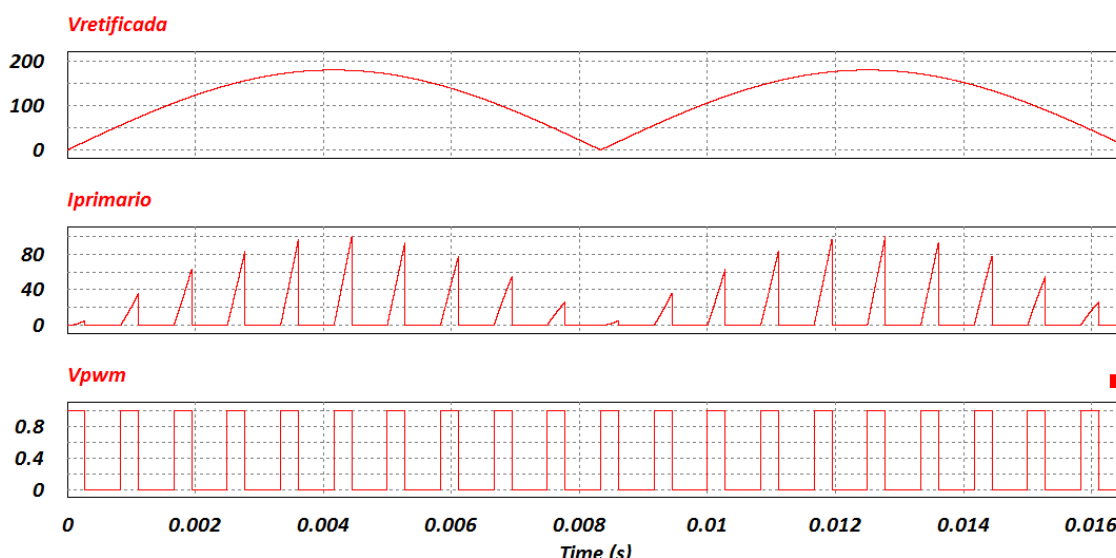
$$I_{pk} = \frac{V_{BULK}}{\frac{L_m}{t_{on}}} \quad (3-2)$$

Onde:

- V_{BULK} é a tensão de entrada retificada sobre um pequeno capacitor C_{BULK} ;
- L_m é a indutância de magnetização do transformador;
- t_{on} é o tempo ligado do *MOSFET* externo.

Uma vez que a indutância L_m é constante, ao se fixar o tempo ligado, ou seja, mantendo t_{on} constante para garantir que a corrente seja descontínua, o seu valor de pico seguirá a envoltória senoidal da tensão retificada da rede elétrica. Isso resulta em um elevado fator de potência. A Figura 22 ilustra o que ocorre com o emprego desta estratégia de controle.

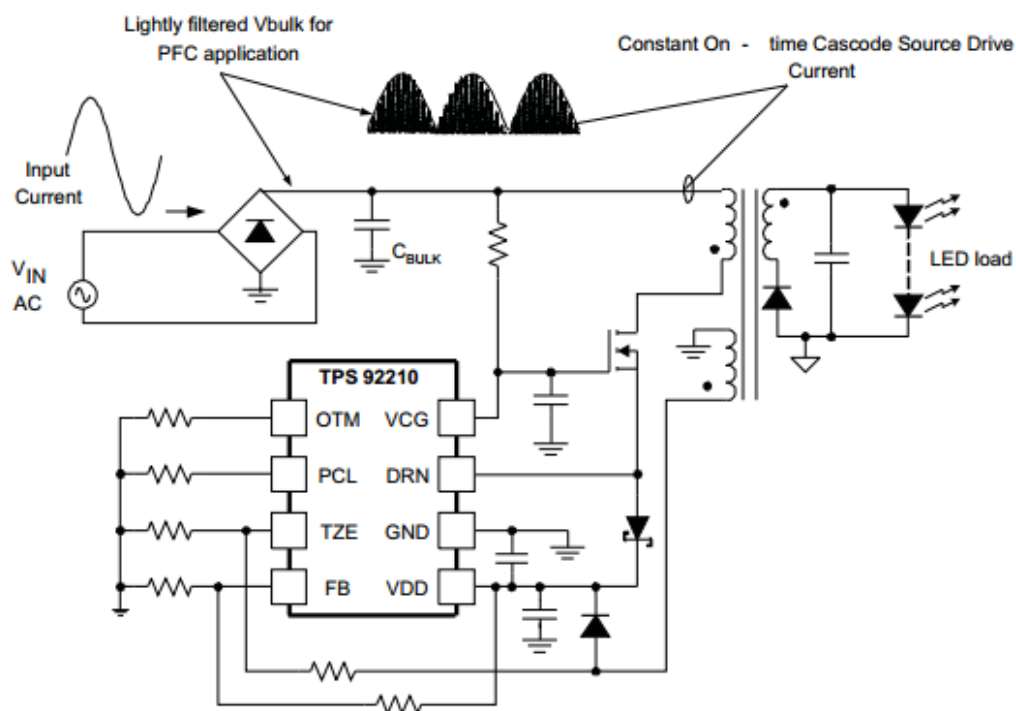
Figura 22 - Estratégia de controle para obtenção de elevado de fator de potência



Fonte: Produção do autor

O tempo ligado é determinado pela impedância vista pelo terminal OTM ou pela corrente que circula por este terminal. A Figura 23 mostra o diagrama de circuito em malha aberta do controlador TPS92210 acionando um conjunto de *LEDs* a partir de um conversor *Flyback*.

Figura 23 - Diagrama de circuito em malha aberta com o TPS92210 acionando LEDs com conversor *Flyback*

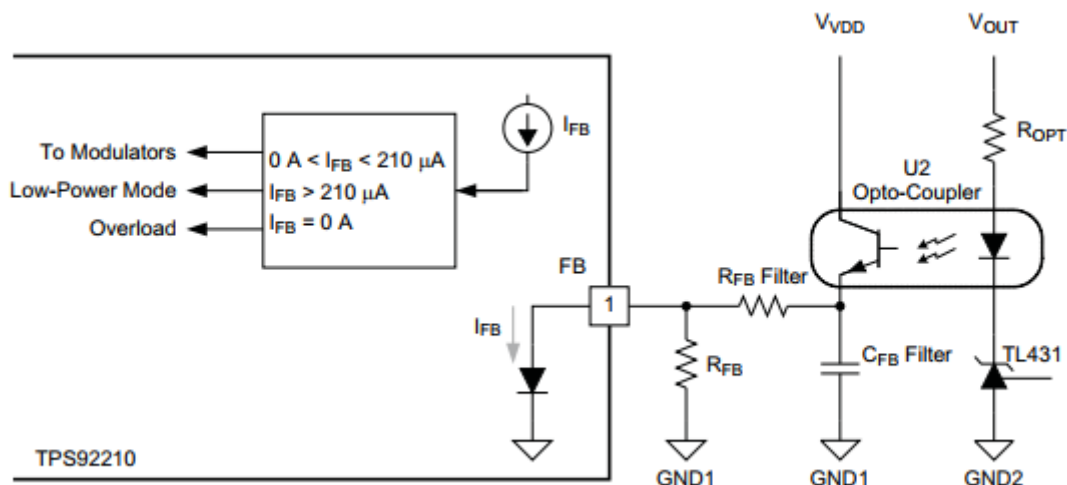


Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010a

A operação do conversor em malha aberta, mostrada pelo diagrama da Figura 23, ocorre de forma sempre estável. Apesar de se obter um elevado fator de potência, não há regulação das variáveis de saída, ou seja, da tensão ou da corrente.

A regulação da tensão de saída pode ser obtida a partir da comparação de uma amostra da tensão de saída com um valor de tensão de referência, ou seja, realizando o controle a malha fechada. Pode-se então, realizar a integração no tempo, do sinal resultante da comparação de tais tensões das tensões, de forma bem lenta para garantir a operação do conversor no *DCM*. Para manter a isolamento elétrica entre a entrada e a saída do conversor, pode-se utilizar um optoacoplador para a interligação do sinal da saída do integrador ao terminal FB. A Figura 24 mostra o diagrama de ligação do terminal FB.

Figura 24 - Diagrama de circuito da ligação do terminal FB



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

O emissor do optoacoplador é ligado ao terminal FB do TPS92210, além da inserção de uma etapa de filtragem ($C_{FB\text{ Filter}}$ e $R_{FB\text{ Filter}}$). Para que ocorra a modulação da frequência de chaveamento a corrente que circula pelo terminal FB deve ser maior do que zero e menor do que $150\text{ }\mu\text{A}$. Isso pode ser verificado a partir da Figura 21. Para valores de correntes maiores do que $150\text{ }\mu\text{A}$ e menores do que $210\text{ }\mu\text{A}$ o controlador TPS92210 opera com modulação de amplitude, entretanto esta modulação não é abordada no presente trabalho. A partir de valores de corrente superiores a $210\text{ }\mu\text{A}$ o TPS92210 passa a operar no modo de baixa potência. A partir da Figura 24 pode-se observar como ocorre a operação do TPS92210 em função do valor da corrente que entra no terminal FB.

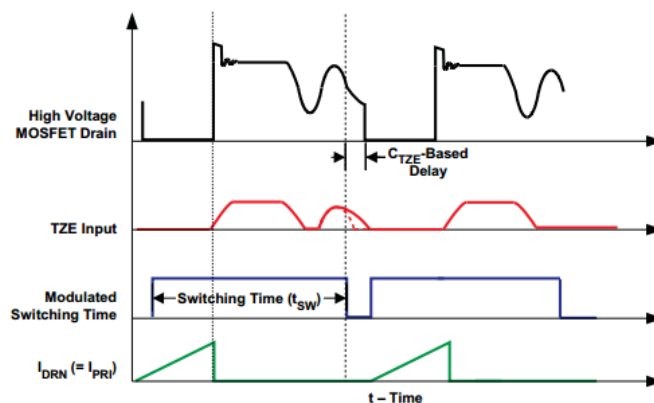
Como o controle foi realizado por modulação da frequência, a ligação de um resistor ao terminal OTM define um valor constante para o tempo ligado (t_{on}).

Cabe destacar que o terminal OTM é multifunção, além de determinar o tempo ligado (t_{on}) do *MOSFET* interno, ele também define o método de falha, que são: *Shutdown/Retry* ou *Latch-off*.

No modo *Shutdown/Retry*, caso ocorra uma falha de operação, o TPS92210 será reinicializado após aguardar um tempo de 750 ms . No modo *Latch-off*, caso ocorra uma falha, o TPS92210 para de operar e somente retorna quando se desliga e se religa a alimentação geral da fonte.

Entretanto, isso alteraria diretamente a razão cíclica do conversor *Flyback*. Ao se inserir um capacitor C_{TZE} evita-se um novo ciclo de chaveamento, enquanto a chave a tensão sobre o *HVMOSFET* (*High Voltage MOSFET*) está em período de ressonância. A Figura 26 mostra as formas de onda em função da atuação do sinal de entrada no terminal TZE.

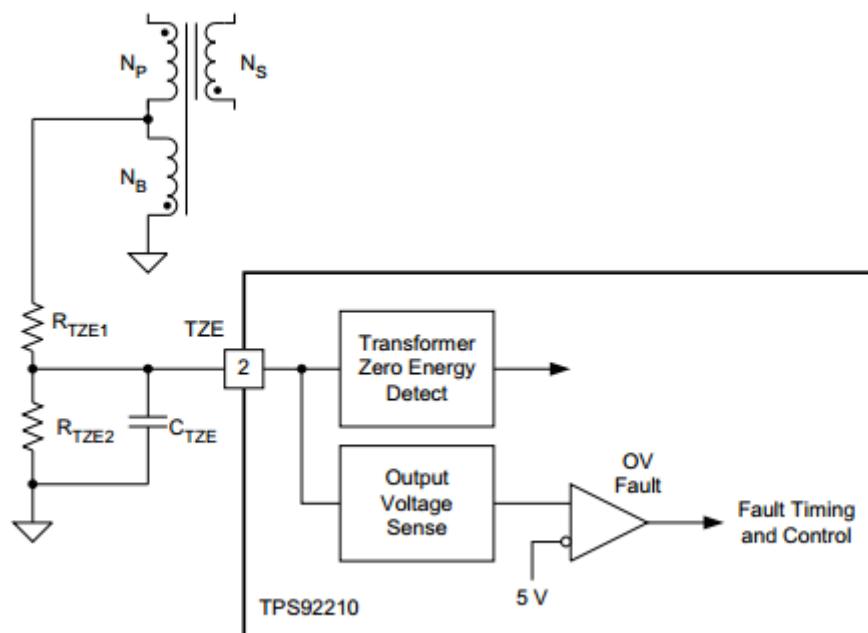
Figura 26 - Formas de onda em função da entrada TZE



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

A Figura 27 mostra o diagrama de circuito com uma das opções de ligação do terminal TZE ao enrolamento auxiliar para atuar na detecção de sobretensão.

Figura 27 - Proteção contra sobretensões



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS ,2010b

Na ocorrência de um nível de tensão de 5V sobre o resistor R_{TZE2} , o controlador TPS92210 assume que houve uma sobretensão e aciona um sinal que atuará dependendo do modo de falha.

3.6. Modos de falha

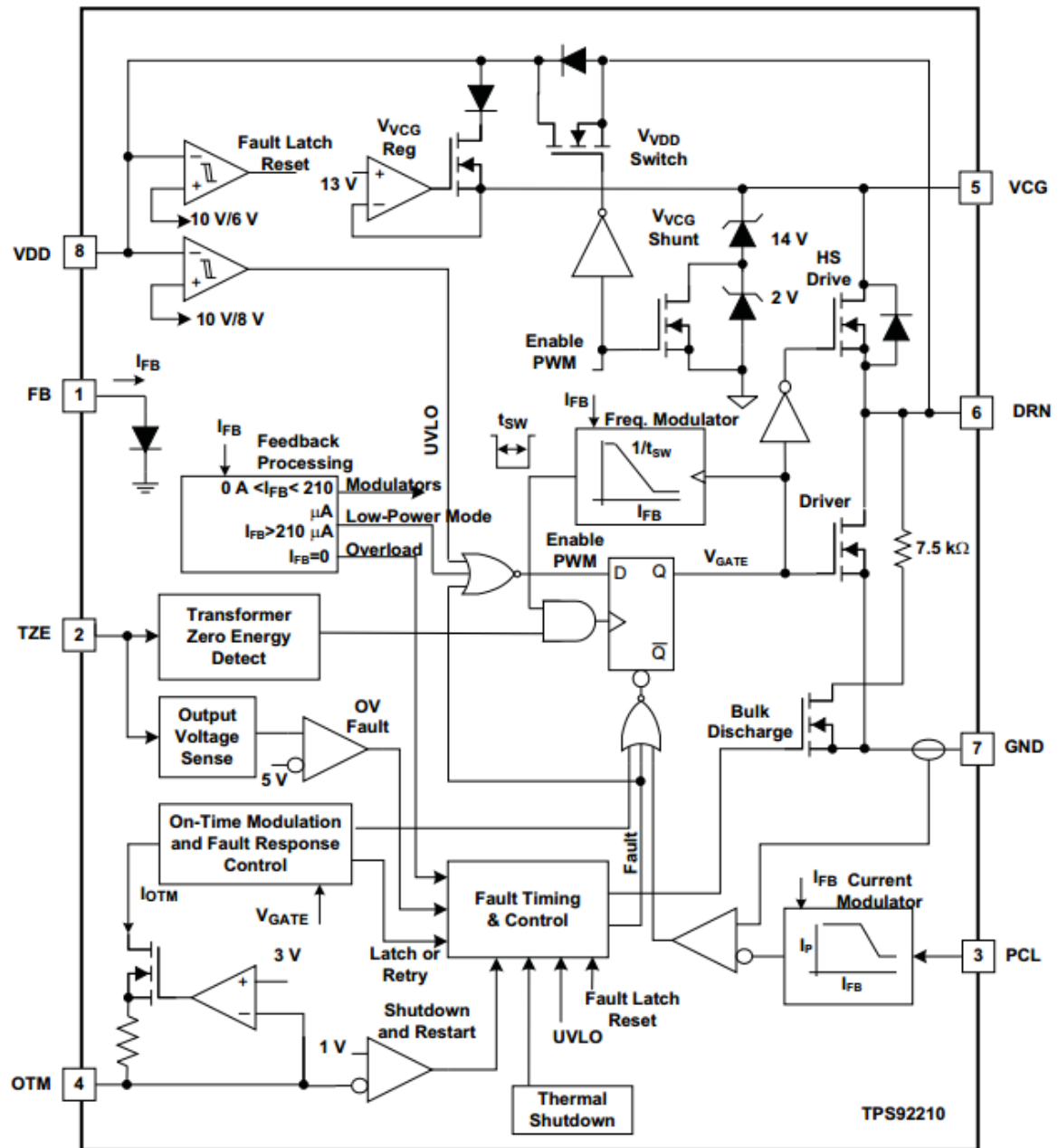
A arquitetura do controlador TPS92210 inclui um módulo denominado *Fault Timing & Control*. Este módulo é o responsável por reunir os diversos modos de falha e por atuar desabilitando o módulo *PWM* além de outras funções do controlador.

Os tipos de falha são:

- *Output Voltage Sense* – Proteção contra surto de tensões pelo terminal TZE;
- *Shutdown and Restart* – Pode-se reiniciar ou desabilitar as funções colocando uma tensão de 1 V no terminal OTM;
- *Overload* – Quando se realimenta o CI com o terminal de FB e a corrente é zero;
- *Thermal Shutdown* – Quando a temperatura do CI está muito elevada;
- *UVLO* – Durante o início quando o CI está em baixa tensão;
- *Fault Latch Reset* – Detecta a configuração de LED aberto.

A Figura 28 mostra a arquitetura completa do controlador TPS92210.

Figura 28 - Arquitetura do controlador TPS92210

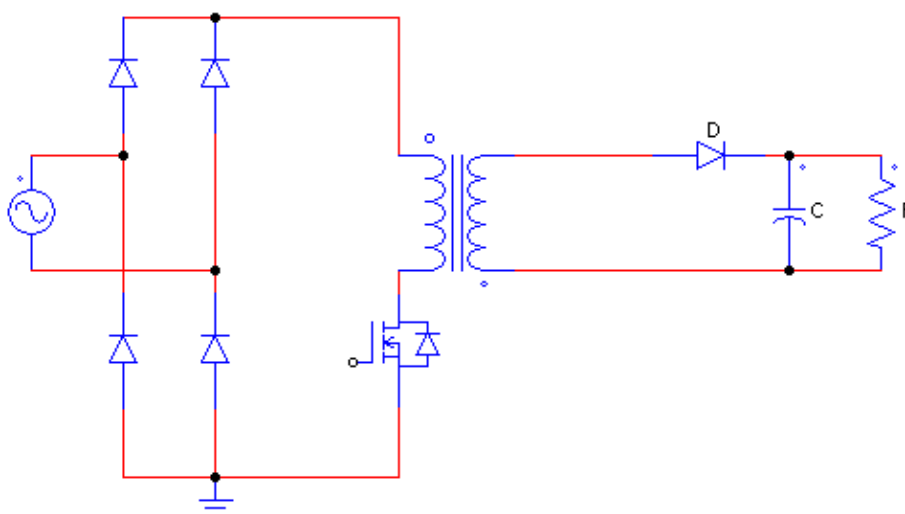


Fonte: TEXAS INSTRUMENTS, 2010b

4. MODELAGEM DO CONVERSOR *FLYBACK* COM PONTE RETIFICADORA

O conversor *Flyback* com ponte retificadora, considerado para o projeto da fonte chaveada para a alimentação de *LEDs*, apresenta um retificador a diodos em ponte completa ligado à rede de alimentação CA, como mostrado pela Figura 29.

Figura 29 - Conversor CA/CC *Flyback*

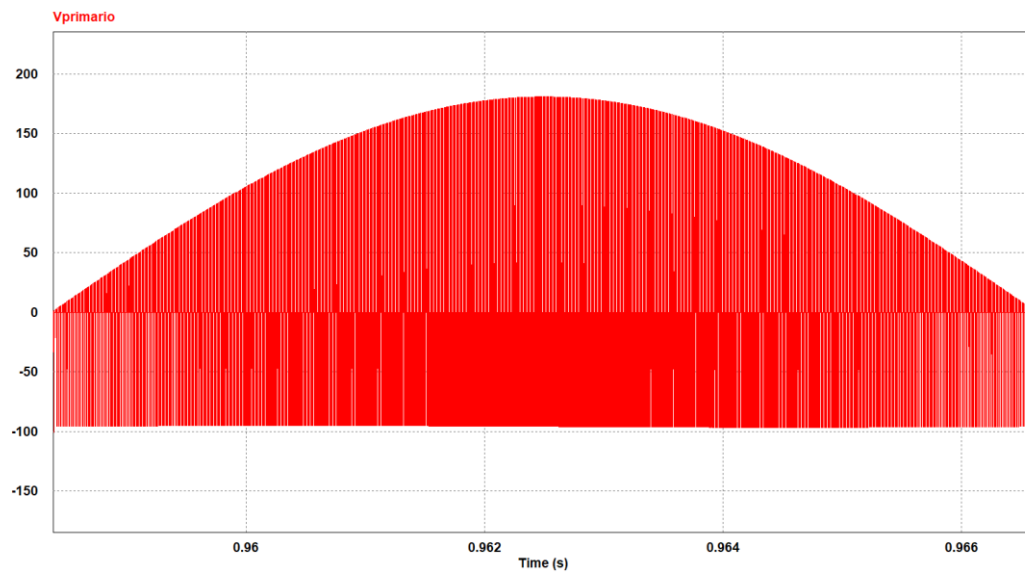


Fonte: Produção do Autor

4.1. Análise da razão cíclica do conversor

A partir da análise por simulação, pelo *software* PSIM, do conversor mostrado na Figura 29, foi obtida a forma de onda da tensão do indutor isolado (do transformador *Flyback*), mostrada na Figura 30. Pode-se constatar, que a forma de onda da tensão da Figura 30, apresenta uma envoltória que segue a tensão senoidal retificada. Devido à tensão média no indutor ser zero aparecem no enrolamento do primário, tensões negativas. Um detalhe da forma de onda, sobre o indutor do primário do transformador, é mostrado na Figura 31.

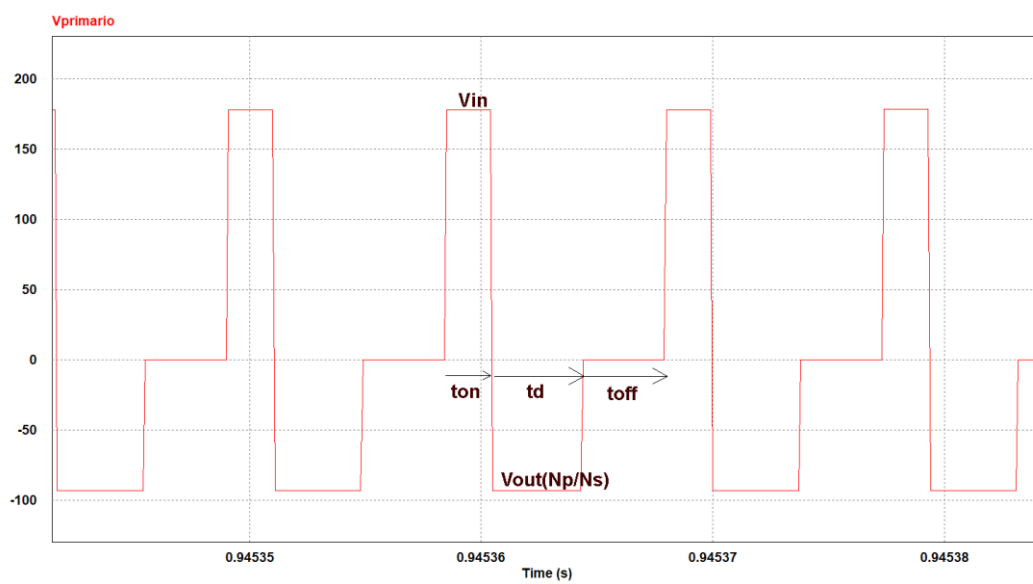
Figura 30 - Tensão no primário do transformador *Flyback*



Fonte: Produção do autor

A Figura 31 mostra o tempo ligado (t_{on}), o tempo de desmagnetização (t_d) e o tempo desligado (t_{off}).

Figura 31- Um detalhe da tensão no primário do transformador *Flyback*



Fonte: Produção do autor

Como pode ser verificado, a partir da Figura 31, o conversor opera em condução descontínua, o que garante a desmagnetização do indutor isolado do transformador *Flyback*, isso pode ser visto pelo tempo t_{off} onde a tensão no primário é zero, isso equivale dizer que não existe circulação de corrente pelos enrolamentos,

e, portanto, caracteriza a condução descontínua. A Equação (4-1) mostra o balanço Volts x segundos do indutor acoplado *Flyback* da forma de onda exibida na Figura 31.

$$V_{in}t_{on} - \frac{N_p}{N_s} V_o t_d = 0 \quad (4-1)$$

Onde:

- t_{on} – tempo de condução do *MOSFET*;
- V_{in} – tensão retificada da rede de alimentação;
- N_p – número de espiras do primário;
- N_s – número de espiras do secundário;
- V_o – tensão de saída;
- t_d – tempo de desmagnetização.

A tensão de entrada é descrita pela Equação (4-2):

$$V_{in} = V_p \sin(\omega t) \quad (4-2)$$

Substituindo a Equação (4-2) na Equação (4-1), resulta na Equação (4-3):

$$V_p \sin(\omega t) t_{on} = \frac{N_p}{N_s} V_o t_d \quad (4-3)$$

Pode-se definir o parâmetro β pela Equação (4-4):

$$\beta = \frac{V_o N_p}{V_p N_s} \quad (4-4)$$

Substituindo a Equação (4-4) na Equação (4-3) obtém-se a Equação (4-5):

$$\frac{t_{on} \sin(\omega t)}{\beta} = t_d \quad (4-5)$$

Com isso, pode-se obter a equação que relaciona o tempo de desmagnetização em função de β e da frequência de chaveamento, dada pela Equação (4-6):

$$t_d = \frac{D}{f_s} \frac{\sin(\omega t)}{\beta} \quad (4-6)$$

Onde:

$$t_{on} = \frac{D}{f_s}$$

- D – Razão cíclica
- f_s – Frequência de chaveamento

No caso da condução crítica, resulta:

$$t_{on} + t_d = T \quad (4-7)$$

Verifica-se, pela Figura 31, que o maior tempo de desmagnetização, t_{dmax} , ocorre para $t_{off} = 0$, assim, a partir da Equação (4-7) e da definição de t_{on} , pode-se obter a Equação (4-8):

$$t_{dmax} = \frac{(1 - D)}{f_s} \quad (4-8)$$

A partir da Equação (4-6), verifica-se que t_{dmax} ocorre quando $\sin(\omega t) = 1$. Com isso, e comparando as Equações (4-6) com (4-8) resulta na Equação (4-9):

$$\frac{D}{f_s \beta} = \frac{(1 - D)}{f_s} \quad (4-9)$$

Simplificando a Equação (4-9) resulta na Equação (4-10):

$$D < \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta}} \quad (4-10)$$

4.2. Análise da corrente do primário

A tensão no indutor do primário do transformador *Flyback* é definida pela Equação (4-11):

$$V_L = L_m \frac{dI_p}{dt} \quad (4-11)$$

Considerando dt um tempo infinitesimal, ele pode ser aproximado pelo tempo t_{on} . Assim, pode-se assumir que não ocorre variação de corrente neste intervalo, ou seja, a corrente se torna o seu valor instantâneo. Esta condição está ilustrada na Figura 33. Com base nesta simplificação, pode-se obter o valor de pico instantâneo da corrente no indutor primário do transformador *Flyback*, como definido na Equação (4-12):

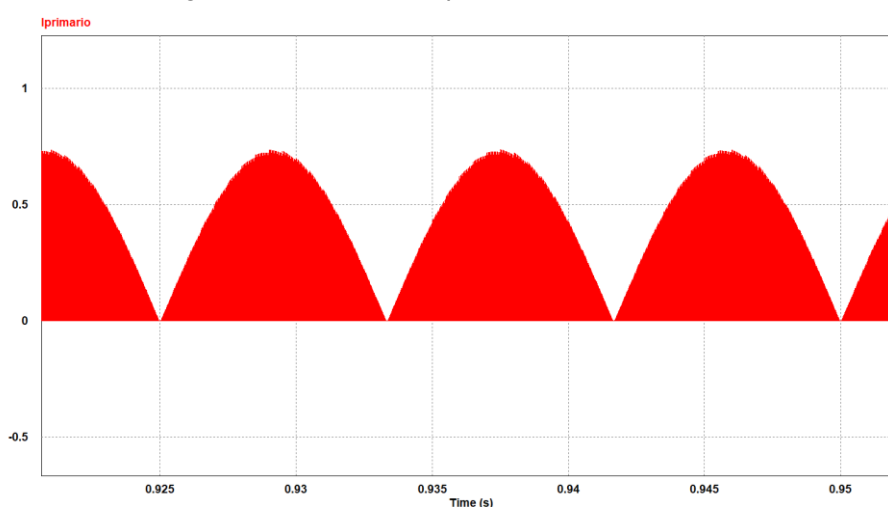
$$I_p = \frac{V_L t_{on}}{L_m} \quad (4-12)$$

Entretanto, a tensão sobre o indutor é a tensão senoidal retificada da rede de alimentação, o que resulta na Equação (4-13):

$$I_p = \frac{V_p \sin(\omega t) t_{on}}{L_m} \quad (4-13)$$

A partir da Equação (4-13) verifica-se que a corrente de pico no indutor primário do conversor *Flyback* seguirá a envoltória da forma de onda senoidal retificada, desde que t_{on} seja constante, o que resulta em um elevado fator de potência para a rede elétrica. A Figura 32 mostra a forma de onda da corrente no indutor do transformador *Flyback*, da qual, verifica-se um elevado conteúdo harmônico devido ao chaveamento do conversor. Entretanto, pode-se minimizá-los através do filtro LC de entrada.

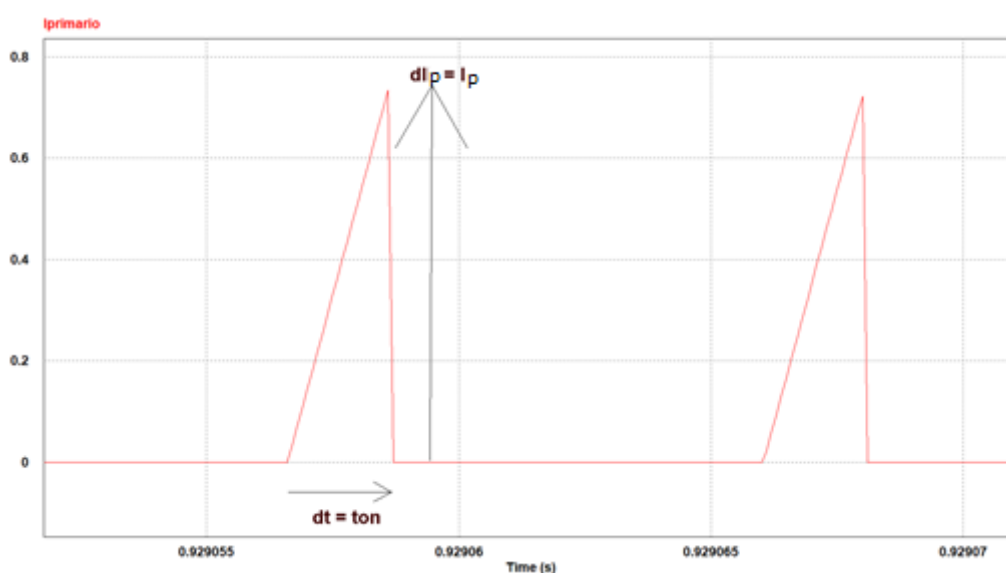
Figura 32 - Corrente no primário, formato senoidal



Fonte: Produção do autor

A corrente de entrada é exibida em detalhes na Figura 33.

Figura 33 – Detalhe da corrente do primário

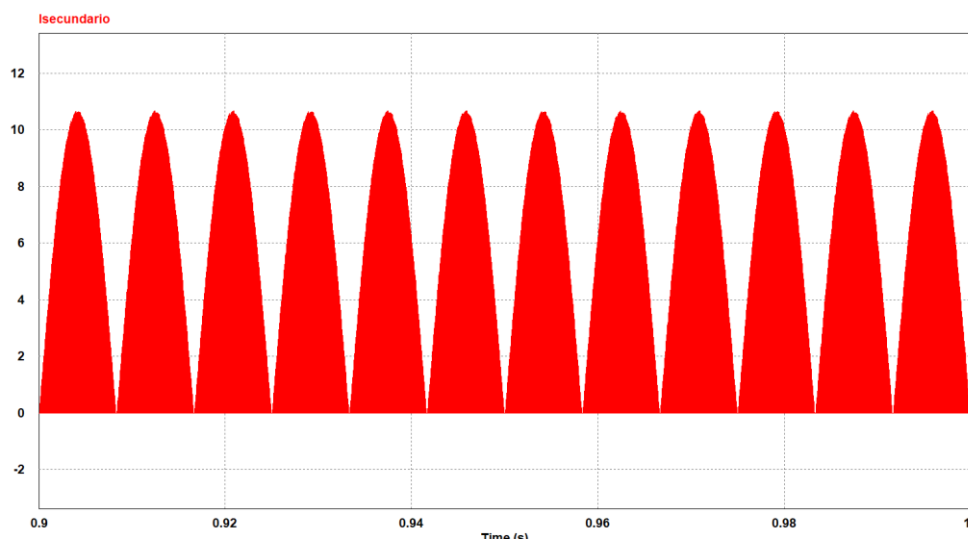


Fonte: Produção do autor

4.3. Corrente média instantânea de saída

A corrente do secundário do transformador *Flyback* apresenta comportamento similar ao da corrente do primário, ou seja, o valor de pico da sua forma de onda segue a envoltória senoidal da tensão retificada da rede elétrica, como mostrado pela Figura 34.

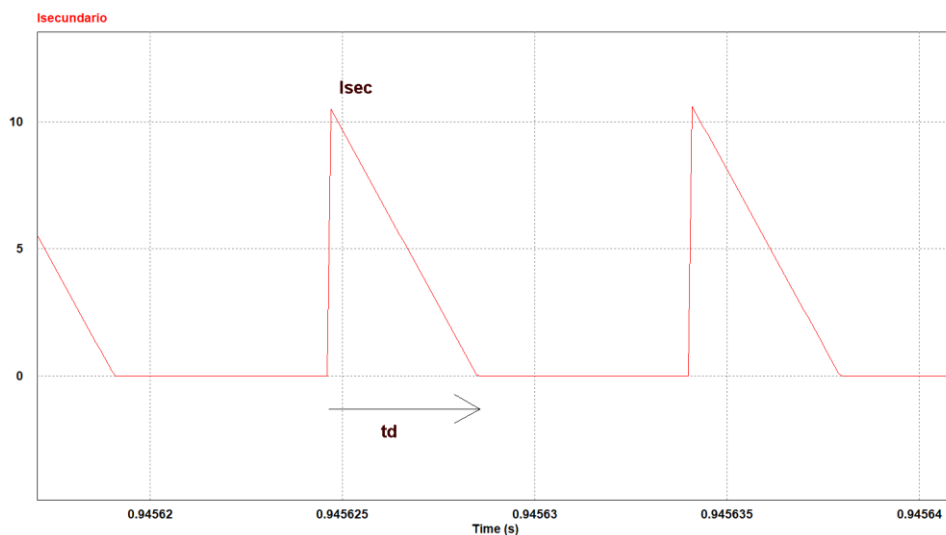
Figura 34 - Corrente no secundário do transformador *Flyback*



Fonte: Produção do autor

Um detalhe da corrente de secundário é exibido na Figura 35.

Figura 35 - Detalhe da corrente do secundário



Fonte: Produção do autor

A partir da Figura 35, verifica-se que o valor médio instantâneo da corrente no secundário do transformador *Flyback*, pode ser obtido pela Equação (4-14):

$$I_{oinstmed} = \frac{1}{T} \int_0^{td} I_{sec} dt \quad (4-14)$$

- Onde T é um período de chaveamento.

Considerando a área do triângulo, correspondente à corrente no secundário do transformador *Flyback*, mostrada na Figura 35, o valor da corrente média pode obtido pela Equação (4-15):

$$I_{oinstmed} = \frac{1}{2T} t_d I_{sec} \quad (4-15)$$

De forma análoga a Equação (4-12), a qual define o valor de pico da corrente no indutor primário do transformador *Flyback*, pode-se obter o valor de pico instantâneo da corrente no secundário do transformador *Flyback* I_{sec} , levando-se em consideração que a indutância de magnetização deve ser refletida ao secundário.

Com isso, obtém-se a Equação (4-16):

$$I_{sec} = \frac{V_o}{\left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 L_m} t_d \quad (4-16)$$

Substituindo a Equação (4-16) em (4-15), resulta na Equação (4-17):

$$I_{oinstmed} = \frac{1}{2T} \frac{V_o}{\left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 L_m} t_d^2 \quad (4-17)$$

Com a substituição da Equação (4-6) em (4-17), encontra-se a Equação (4-18):

$$I_{oinstmed} = \frac{1}{2T} \frac{V_o}{\left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 L_m} \frac{D^2 \sin^2(\omega t)}{f_s^2 \beta^2} \quad (4-18)$$

Com a substituição da Equação (4-4) em (4-18), e realizando algumas as simplificações, pode-se obter a Equação (4-19) (BARBI,2015):

$$I_{oinstmed} = \frac{1}{2} \frac{V_p}{L_m} \frac{D^2 \sin^2(\omega t)}{f_s \beta} \frac{N_p}{N_s} \quad (4-19)$$

A Equação (4-19), a qual representa o valor médio instantâneo da corrente no secundário do transformador *Flyback*, pode ser utilizada para a determinação do valor médio da corrente de saída em um semiperíodo da onda senoidal. A Equação (4-20) descreve esta afirmação. (BARBI,2015):

$$I_{omed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{oinstmed} d(\omega t) \quad (4-20)$$

Substituindo a Equação (4-19) em (4-20), e realizando a integração, obtém-se a Equação (4-21) (BARBI,2015):

$$I_{omed} = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_p D^2}{4 f_s L_m \beta} \quad (4-21)$$

Escrevendo a Equação (4-21) de forma normalizada, pode-se escrever a Equação (4-22) (BARBI,2015):

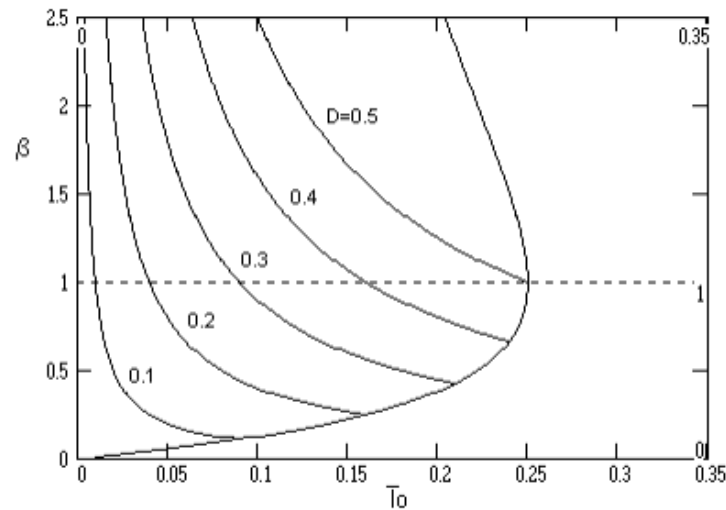
$$I_{omed} = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_p}{4 f_s L_m} \overline{I_{omed}} \quad (4-22)$$

Onde a corrente média de saída normalizada é dada pela Equação (4-23) (BARBI,2015):

$$\overline{I_{omed}} = \frac{D^2}{\beta} \quad (4-23)$$

A partir das equações (4-10) e (4-23) pode se traçar o ábaco da Figura 36. Nota-se que não existe condução além da linha de fronteira, pois a partir dela o conversor sai de condução descontínua, e, assim, não tem sentido físico.

Figura 36 - Ábaco de caracterização da condução descontínua



Fonte: BARBI,2015

4.4 Máxima indutância de magnetização

A máxima indutância de magnetização ocorre para o caso da igualdade na Equação (4-10), ou seja, quando $D = \frac{\beta}{\beta+1}$. Substituindo este valor de D na Equação (4-21), e definindo $I_o = I_{omed}$, obtém-se a Equação (4-24) (BARBI,2015):

$$L_{max} = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_p \beta}{4I_o(\beta + 1)^2} \quad (4-24)$$

Entretanto, a potência de saída é dada pela Equação (4-25):

$$P_o = V_o I_o \quad (4-25)$$

Com a substituição da Equação (4-25) em (4-24), e realizando algumas simplificações, obtém-se a Equação (4-26) (BARBI,2015):

$$L_{max} = \frac{V_p^2}{4f_s P_o} \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)^2} \quad (4-26)$$

4.5 Determinação dos valores das variáveis de interesse do conversor

A corrente instantânea média que circula pelo *MOSFET*, pode ser determinada pela Equação (4-27) ao se fazer a integração da Equação (4-13):

$$I_{priinstmed} = \frac{1}{T} \int_0^{ton} I_p dt \quad (4-27)$$

A integração da Equação (4-27) pode ser realizada utilizando a área da curva triangular da forma de onda da corrente no primário do indutor do transformador *Flyback*, mostrada na Figura 33. Após a realização da integração, pode-se empregar a Equação (4-13) para se obter a corrente média instantânea que circula no *MOSFET* dada pela Equação (4-28):

$$I_{priinstmed} = \frac{1}{2T} \frac{V_p t_{on}^2}{L_m} \text{sen}(\omega t) = \frac{1}{2} \frac{V_p D^2}{f_s L_m} \text{sen}(\omega t) \quad (4-28)$$

Integrando o valor médio instantâneo, ou seja, a Equação (4-28), em um período da rede elétrica, resulta na Equação (4-29) (BARBI,2015):

$$I_{primed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{pinst} d(\omega t) = \frac{V_p D^2}{\pi L_m f_s} \quad (4-29)$$

A corrente eficaz na entrada pode ser obtida a partir da Equação (4-30) (BARBI,2015):

$$I_{prief} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{pinst}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{\pi} V_p D^2}{4 L_m f_s} \quad (4-30)$$

A corrente eficaz no diodo é obtida a partir da Equação (4-31) (BARBI,2015):

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{sinstmed}^2 d(\omega t)} = \frac{3}{4\sqrt{2}} \frac{N_p}{N_s} \frac{V_p D^2}{L_m f_s \beta} \quad (4-31)$$

A corrente de pico no diodo é dada pela Equação (4-32): (BARBI,2015):

$$I_{secpk} = \frac{N_p}{N_s} I_p = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_p t_{on}}{L_m} \quad (4-32)$$

A tensão de pico reversa sobre o diodo é obtida pela Equação (4-33) (BARBI-2015):

$$V_{Dpico} = V_{out} + \frac{V_{inmax} N_s}{N_p} \quad (4-33)$$

5. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR *FLYBACK*

Devido à simplicidade e pelo reduzido número de componentes, o conversor *Flyback* se apresenta como uma escolha bastante adequada para potências inferiores a 100 W e para a tensão da rede elétrica de 127 V. Além disso, o seu estágio de potência pode proporcionar tensões de saída adicionais, pela utilização de outros enrolamentos acoplados magneticamente ao núcleo do transformador. (TEXAS INSTRUMENTS,1999)

O dimensionamento dos componentes do conversor *Flyback* envolve o projeto para escolha da chave semicondutora controlada, do diodo retificador para operações em alta frequência, do indutor acoplado (transformador *Flyback*) e de um capacitor de filtro de saída.

A determinação da indutância máxima do transformador e a escolha da razão cíclica apropriada são definidos de forma que o conversor opere no modo de condução descontínua.

5.1. Escolha do transformador

Como a frequência de chaveamento varia entre 33 kHz e 133 kHz, e devido à especificação de um baixo valor de potência de saída (5,8 W), resulta na escolha de um núcleo de ferrite de pequeno volume.

Os principais dados e parâmetros, definidos para o transformador *Flyback*, são os seguintes:

- Tensão de entrada eficaz da rede elétrica: $V_{in} = 127 \text{ Vac}$;
- Frequência de chaveamento: $f_s = 106 \text{ kHz}$ em carga nominal;
- Potência de saída: $P_o 5,8 \text{ W}$;
- Tensão de saída $V_o = 5,4 \text{ V}$;
- Corrente de saída: $I_o = 1,08 \text{ A}$ nominal de carga.

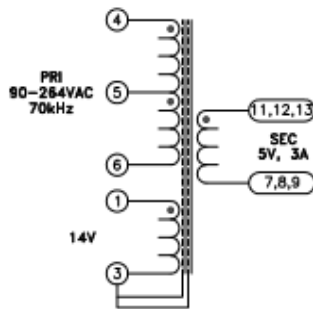
Para se obter um conversor *Flyback*, com baixo peso e volume, para proporcionar uma tensão de saída de 5,4 V com potência de 5,8 W, alimentado a partir

da rede de alimentação de 127 V, optou-se pela operação com uma frequência de chaveamento de 106 kHz, e faixa de variação entre 33 kHz e 133 kHz.

Por simplicidade para a implementação do protótipo, encontrou-se disponível comercialmente, o transformador *Flyback* PART Number: 750343109, fabricado pela *Wurth Eletronics*. A Figura 37 apresenta as características técnicas deste transformador.

Figura 37 - Parâmetros do transformador WE 750313109

ELECTRICAL SPECIFICATIONS @ 25°C unless otherwise noted:		
PARAMETER	TEST CONDITIONS	VALUE
D.C. RESISTANCE	4-6	@20°C
D.C. RESISTANCE	11-7	tie(7+8+9, 11+12+13), @20°C
D.C. RESISTANCE	1-3	@20°C
INDUCTANCE	4-6	10kHz, 1.0VAC, Ls
LEAKAGE INDUCTANCE	4-6	tie(1+3+7+8+9+11+12+13), 100kHz, 100mVAC, Ls
DIELECTRIC	4-11	tie(6+1, 7+8+9, 11+12+13), 3750VAC, 1 second
DIELECTRIC	11-Core	tie(7+8+9, 11+12+13), 3750VAC, 1 second
URNS RATIO		(4-6):(1-3)
URNS RATIO		(4-6):(11-7), tie(7+8+9, 11+12+13)



Fonte: MOUSER

Adicionando a queda de tensão em condução direta do diodo de saída V_{fw} ao valor da tensão de saída V_o na Equação (4-4), resulta em:

$$\beta = \frac{(V_o + V_{fw}) N_p}{V_p N_s} \quad (5-1)$$

Substituindo os seguintes valores na Equação (5-1): $V_o = 5,4$ V, $V_{fw} = 1$ V (valor de tensão assumido para a queda sobre o diodo), $V_p = 180$ V (tensão de pico da rede elétrica de 127 V eficaz) e $N_p/N_s = 14,5$ encontra-se:

$$\beta = \frac{(5,4 + 1)}{180} 14,5 = 0,515$$

Inserindo o valor da indutância de magnetização do transformador *Flyback*, $L_m = 490\mu\text{H}$, o valor da corrente nominal de saída, $I_o = 1,08$ A a frequência de chaveamento: $f_s = 106$ kHz, o valor de $\beta = 0,515$, o valor de $N_p/N_s = 14,5$ e o valor de $V_p = 180$ V, pode-se determinar a razão cíclica D de operação a partir da Equação (4-21), o que resulta em:

$$D = \sqrt{\frac{(4) \cdot (1,08) \cdot (106000) \cdot (0,515) \cdot 490 \cdot 10^{-6}}{(14,5) \cdot (180)}} = 0,210$$

A partir do valor da razão cíclica $D = 0,210$ e de $f_s = 106 \text{ kHz}$, pode-se determinar o t_{on} , da seguinte forma:

$$t_{on} = \frac{D}{f_s} = 2 \mu s$$

A partir da Equação (4-23), pode-se obter a corrente média de saída normalizada, dada por:

$$\overline{I_{omed}} = \frac{0,210^2}{0,515} = 0,087$$

Os parâmetros do projeto que foram obtidos anteriormente estão descritos na Tabela 1.

Tabela 1 - Compilação de dados de projeto

Parâmetro	Valor
D	0,210
β	0,515
$\overline{I_o}$	0,087

Utilizando os valores dos parâmetros da Tabela 1, pode-se verificar, utilizando o Ábaco da Figura 36, que o conversor *Flyback*, de fato, opera em condução descontínua.

Assumindo que a dissipação de potência no diodo de saída é dada por: $P_D = V_{fw} \cdot I_o = 1.1,08 = 1,08 \text{ W}$, o conversor deve operar com uma potência no secundário igual a $6,88 \text{ W}$ ($P_o = 5,8 \text{ W} + P_D = 1,08 \text{ W}$). Substituindo os parâmetros da Tabela 1, bem como os parâmetros de projeto, na Equação (4-26), pode-se determinar o valor da indutância máxima magnetizante do transformador, como sendo:

$$L_{max} = \frac{(180)^2}{(4) \cdot (106000) \cdot (6,88) \cdot \left(1 + \frac{1}{0,515}\right)^2} = 1,28 \text{ mH}$$

Como a indutância de magnetização do transformador *Flyback* 750343109 é de $490 \mu\text{H}$, abaixo do valor máximo permitido para condução em modo crítico, verifica-se aqui, novamente, que de fato o conversor *Flyback* opera no modo de condução descontínua.

Para determinar a corrente de pico máxima de primário, deve-se primeiramente, igualar a parte senoidal da equação ao seu valor máximo, ou seja:

$$\sin \omega t = 1$$

Além disso, deve-se substituir tanto o valor V_p , o de t_{on} , e o de L_m na Equação (4-13), resultando em:

$$I_p = \frac{(180) \cdot (2 \cdot 10^{-6})}{490 \cdot 10^{-6}} = 0,734 \text{ A}$$

5.2 Diodo de saída

A tensão de pico sobre o diodo é dada pela Equação (4-33).

$$V_{Dpico} = 5,4 + \frac{180}{14,5} = 17,8 \text{ V}$$

A corrente eficaz de saída pode ser calculada pela Equação (4-31):

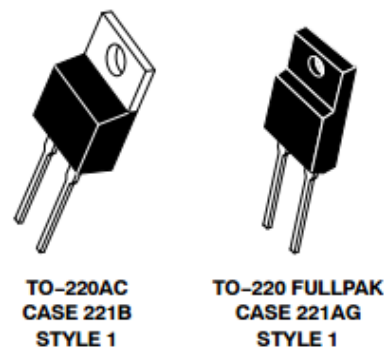
$$I_{sef} = \frac{3}{4\sqrt{2}} 14,5 \frac{(180) \cdot (0,21)^2}{(490 \cdot 10^{-6}) \cdot (106000) \cdot (0,515)} = 2,28 \text{ A}$$

A corrente de pico no diodo é dada pela Equação (4-32):

$$I_{secpk} = 14,5 \cdot \frac{(180) \cdot (2 \cdot 10^{-6})}{(490 \cdot 10^{-6})} = 10,65 \text{ A}$$

Optou-se pela escolha do diodo MUR820, fabricado pela ON Semiconductor, o qual suporta 8 A de corrente média, com de 16 A de corrente de pico e 200 V de tensão reversa. Além disso, influenciou na a escolha o encapsulamento do diodo do tipo TO-220a. A Figura 38 mostra a estrutura do diodo.

Figura 38 – Estrutura do diodo MUR820



Fonte: ON SEMICONDUCTOR, 2014

O encapsulamento do diodo disponibiliza estrutura metálica, para quando seja necessário, possa ser adicionado um dissipador de calor, o que pode garantir a sua operação sem ultrapassar a temperatura máxima permitida.

5.2.1 Perdas no diodo

A perda de potência no diodo se deve às perdas em condução e às perdas de chaveamento. Um modelo para o diodo é o mostrado na Figura 39 (BARBI,2005).

Figura 39 - Modelo de um diodo



Fonte: Produção do Autor

As perdas no diodo podem ser determinadas de acordo com a Equação (5-2) (BARBI,2006):

$$P_{Dcond} = V_{fw} I_{Dmed} + r_t I_{Def}^2 \quad (5-2)$$

O valor da tensão de condução direta informada pelo fabricante é de $V_{fw} = 0,85$ V, para determinados níveis de corrente. Entretanto, como a corrente instantânea no diodo cresce senoidalmente, variando entre 0 a 10,65 A, a tensão de condução direta deve apresentar variações. Para efeito de simplificação de cálculo, será assumido o valor de $V_{fw} = 1$ V. Além disso, será assumido que a resistência do diodo é nula, ou seja, $r_t = 0$ e que as perdas associadas com a temperatura também são nulas. Para simplificação, serão estimadas as perdas apenas por condução direta visto que o MUR820 é um diodo ultrarrápido e não opera com um valor elevado de corrente média. Assim, a partir da Equação (5-2) chega-se a:

$$P_{Dcond} = (1) \cdot (1,08) = 1,08 \text{ W}$$

5.3 MOSFET

A corrente eficaz no primário é dada pela Equação (4-30):

$$I_{pef} = \frac{\sqrt{\pi} \cdot (180) \cdot (0,210)^2}{(4) \cdot (490 \cdot 10^{-6}) \cdot (106000)} = 0,07 \text{ A}$$

A tensão sobre o MOSFET pode ser determinada pela Equação (5-3) (BARBI,2015):

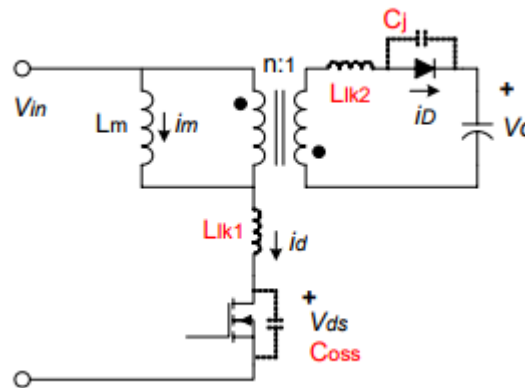
$$V_{ch} = 180 + \frac{N_p}{N_s} V_{sec} \quad (5-3)$$

$$V_{ch} = 180 + (14,5) \cdot (5,4 + 1) = 272,8 \text{ V}$$

Um outro aspecto importante na escolha do MOSFET, é o fato da indutância de dispersão do transformador juntamente com a capacitância intrínseca do MOSFET

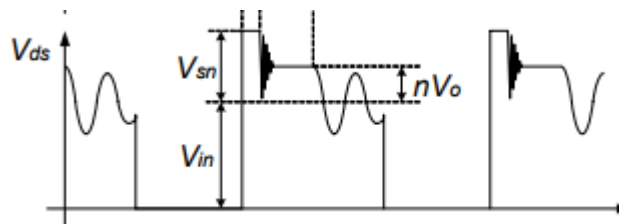
oscilarem, provocando sobretensão no *MOSFET*. Um modelo de circuito que apresenta os elementos parasitas do conversor (indutância de dispersão do transformador, capacitâncias intrínsecas do *MOSFET* e do diodo de saída) é mostrado na Figura 40. Quando o *MOSFET* é bloqueado, corrente i_d carrega a capacitância intrínseca C_{oss} do *MOSFET* (ON SEMICONDUCTOR,2006). As energias acumuladas na indutância de dispersão L_{lk1} e na capacitância intrínseca do C_{oss} do *MOSFET* provocam uma sobretensão de tensão, bem como uma oscilação de alta frequência, entre L_{lk1} e C_{oss} , como mostrado na Figura 41, ressaltando que $V_{in} = V_{ch}$.

Figura 40 - Modelo do conversor com elementos parasitas



Fonte: ON SEMICONDUCTOR,2006

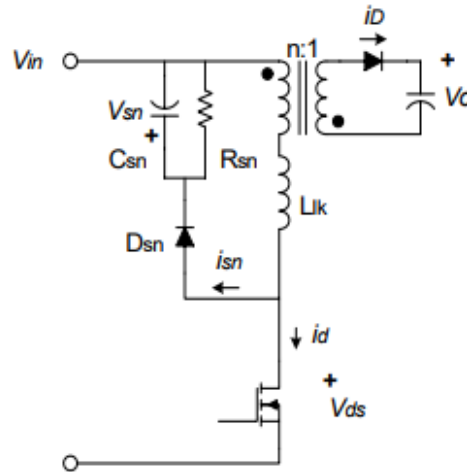
Figura 41 - Sobretensão no *MOSFET*



Fonte: ON SEMICONDUCTOR, 2006 (Adaptado)

Uma proposta para minimizar o efeito da sobretensão no *MOSFET*, é o emprego do circuito grampeador RCD, mostrado na Figura 42.

Figura 42 – Circuito grampeador RCD



Fonte: ON SEMICONDUCTOR, 2006

Quando a tensão sobre o *MOSFET* ultrapassar um valor definido de tensão de grampeamento, o diodo D_{sn} entra em condução e transfere energia para o capacitor C_{sn} e também para o resistor R_{sn} (ON SEMICONDUCTOR,2006).

O circuito de grampeamento pode ser projetado a partir da Equação (5-4) (ON SEMICONDUCTOR,2006).

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{\frac{1}{2} L_{lk} i_{pk}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - \frac{N_p}{N_s} V_{sec}} f_s} \quad (5-4)$$

Assumiu-se um valor de sobretensão $V_{sn} = 115$ V, o que irá resultar em uma tensão de grampeamento de $V_g = V_{ch} + V_{sn} = 387,8$ V. Utilizando os outros valores do projeto, chega-se a:

$$R_{sn} = \frac{115^2}{\frac{1}{2} \cdot (7 \cdot 10^{-6}) \cdot (0,725)^2 \cdot \frac{115}{115 - (14,5) \cdot (6,4)} \cdot 106000} = 13 \text{ k}\Omega$$

Vale ressaltar que a indutância de dispersão é fortemente dependente do valor de frequência de chaveamento. Fato que explicar a diferença entre o valor informado pelo fabricante do transformador de $10\mu\text{H}$ e o valor obtido por medição em laboratório, o valor de $7 \mu\text{H}$. Além disso, há as imprecisões de medida. Um resistor com valor próximo ao encontrado é o de valor comercial $10\text{k}\Omega/2\text{W}$.

O capacitor C_{sn} pode ser determinado a partir da Equação (5-5) (ON SEMICONDUCTOR,2006).

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} R_{sn} f_s} \quad (5-5)$$

Considerando que a tensão no capacitor de grampeamento C_{sn} irá se manter praticamente constante, foi assumido uma variação de tensão sobre ele de $\Delta V_{sn} = 1\% V_{sn} = 1,15 \text{ V}$, com isso, e utilizando os outros valores na Equação (5-5), obtém-se:

$$C_{sn} = \frac{115}{(1,15) \cdot (10000) \cdot (106000)} = 94,39 \text{ nF}$$

Foi selecionado o valor comercial de $C_{sn} = 100 \text{ nF}/630 \text{ V}$.

O *MOSFET* deve suportar tanto a corrente do primário eficaz, $I_{pef} = 0,07 \text{ A}$, bem como a tensão de grampeamento $V_g = 387,8 \text{ V}$. Foi escolhido o *MOSFET* IRF840, fabricado pela *Vishay Siliconix*, o qual suporta 5 A de corrente direta em uma temperatura de 100°C , com 20 A de corrente de pico (por tempos pequenos, da ordem $10 \mu\text{s}$) e 500 V de tensão reversa. (VISHAY SILICONIX, 2016). Este *MOSFET* possui também o encapsulamento TO-220, o qual permite a utilização de um dissipador de calor.

5.4 Capacitor de filtragem

A corrente de entrada no primário do transformador, segue naturalmente a envoltória senoidal da tensão de entrada, assim, pode-se escrever:

$$I_p = I_{primax} \text{sen}(\omega t) \quad (5-6)$$

Onde:

- I_{primax} - é o valor máximo da corrente de entrada, quando $\text{sen}(\omega t) = 1$.

A partir das equações (4-2) e (5-6) pode-se obter a potência de entrada do transformador, da seguinte forma:

$$P_{in} = V_{in} I_p = V_p I_{primax} \text{sen}^2(\omega t) \quad (5-7)$$

De acordo com (WEIRICH,2011): “a energia transferida ao secundário é modulada por uma função $\text{sen}^2(\omega t)$ resultando em uma forte modulação relativa da tensão de saída. Portanto, os capacitores de saída devem ter altos valores quando se comparado ao conversor *Flyback* tradicional.”

Pode-se então, determinar a capacitância de saída, em função da variação de tensão ΔV_o desejada na carga, de acordo com a Equação (5-8) (WEIRICH,2011):

$$C_{out} = \frac{I_o}{2\pi f_l \Delta V_{out}} \quad (5-8)$$

Onde:

- f_l é a frequência da rede elétrica, igual a 60 Hz;
- ΔV_o é a variação da tensão de saída, a qual foi assumida igual a $\Delta V_o = 0,1$ V.

Utilizando os valores de projeto na Equação (5-8), obtém-se:

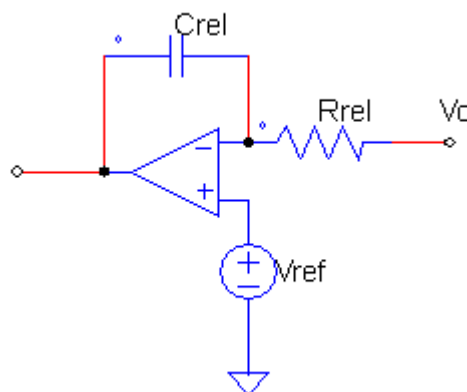
$$C_{out} = \frac{1,08}{(2\pi) \cdot (60) \cdot (0,1)} = 28,64 \text{ mF}$$

Foram escolhidos 3 capacitores eletrolíticos de alumínio de 10000 μF cada um, fabricados pela TTVXO, que suportam 10 V, os quais foram ligados em paralelo, para se obter a capacitância de filtragem necessária e também reduzir a resistência série equivalente.

5.5. Malha de realimentação

Para realizar a regulação da tensão de saída foi utilizado uma malha de realimentação da tensão na saída do conversor. O circuito de realimentação empregado está mostrado na Figura 43.

Figura 43 - Circuito de realimentação



Fonte: Produção do Autor

A estratégia empregada para a correção de fator de potência é baseada na operação do conversor em condução descontinua, de forma que a corrente na entrada siga naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada. Entretanto, a malha de realimentação que garante a regulação da tensão de saída, que atua proporcionando t_{on} constante com variação da frequência de chaveamento, deve atuar

variando lentamente, ou seja, com frequência bem inferior à da rede de alimentação de 60Hz. Dessa forma, ela não provoca distorções significativas na forma de onda da corrente de entrada.

O circuito $R_{rel}C_{rel}$, mostrado na Figura 43, apresenta uma constante de tempo, $R_{rel}C_{rel} = 15$ ms. Portanto, para o capacitor se carregar completamente, ele precisa de um tempo de 75 ms ($5R_{rel}C_{rel}$), o que corresponde a um tempo de aproximadamente 5 vezes ao do período da rede de alimentação de 16,67 ms. Desta forma, as alterações no sinal de erro da malha de realimentação só apresentam alterações a cada 5 períodos da rede de alimentação. Apesar dessa estratégia tornar lenta a dinâmica do o conversor, ela evita distorções, (devido à atuação da malha de realimentação) na forma de onda da corrente de entrada.

5.6. Filtro LC de entrada

O filtro LC, mostrado na Figura 7, deve ser projetado com finalidade de minimizar os harmônicos de alta frequência, presentes na corrente de entrada do conversor. A frequência de corte do filtro LC deve ser bem inferior, ou seja, pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento de operação nominal do conversor de 106 kHz. Foi definido um valor de frequência em torno de 8 vezes menor do que a frequência de chaveamento de operação nominal por disponibilidade de componentes. Substituindo os valores escolhidos de $C = 100$ nF e $L = 1,5$ mH na Equação (2-2), encontra-se:

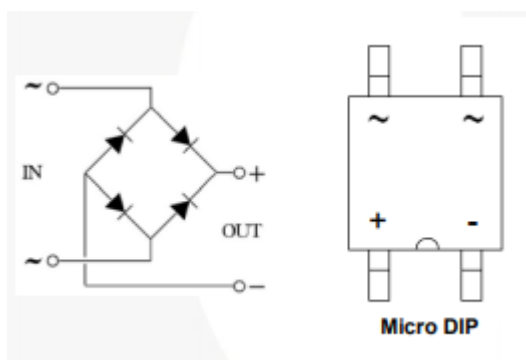
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1,5 \cdot 10^{-3}) \cdot (100 \cdot 10^{-9})}} = 12994 \text{ Hz}$$

6. ESTRUTURA COMPLETA DA FONTE CHAVEADA

6.1. Ponte retificadora

Foi escolhido a ponte retificadora MDB6S, fabricada pela ON SEMICONDUCTOR (FAIRCHILD), a qual atende as especificações de projeto. Ela suporta na entrada tensões de pico de 370 V, e correntes de pico de 0,725 A. Outro fator importante na escolha foi devido ao tamanho, pois ela possui encapsulamento *Micro Dip – Micro Surface Mounting* (componente para montagem em superfície), como mostrado na Figura 44.

Figura 44 – Ponte retificadora MDB6S



Fonte: ON SEMICONDUCTOR, 2013

6.2. O circuito completo implementado

A Figura 45 mostra o diagrama esquemático do circuito completo da fonte chaveada implementada, o qual inclui: o circuito de controle, o circuito de potência do conversor *Flyback* e os circuitos de proteção.

6.3. Componentes de proteção

Foram inseridos, como pode ser observado na Figura 45, no estágio de entrada, tanto um fusível de 0,2 A como um varistor de 300 V, os quais foram empregados, a fim de proteger a fonte chaveada contra sobrecorrentes e sobretensões, respectivamente.

6.4. Filtro LC

O indutor *choke* L de 1,5 mH, com alta rejeição de modo comum, e o capacitor C de 100 nF/630 V, formam o filtro LC de entrada com frequência de corte de aproximadamente 13 kHz. Este filtro é o responsável por filtrar harmônicos devido ao chaveamento do conversor.

6.5. Seguidor de tensão

O capacitor C_{BULK} atua com um filtro para altas frequências (WEIRICH,2011). Entretanto, ele deve apresentar pequena capacitância para evitar distorções adicionais na forma de onda da corrente de entrada. Verificou-se, de forma experimental, que um capacitor de 22 nF/630 V manteve a operação do conversor de forma adequada, com distorção adicional desprezível.

6.6. Circuitos de polarização

A corrente do diodo *Zener* D_{z1} é regulada pelo resistor de 470 k Ω , o qual está ligado ao primário do transformador. Ele regula a tensão de *gate* V_{GS} do *MOSFET* Q1, a fim de mantê-lo sempre em condução, enquanto o circuito integrado TPS92210 realiza o chaveamento.

O diodo *Zener* D_{z2} é o responsável por garantir a tensão de alimentação V_{DD} do TPS92210 em 18 V. Além disso, ele fornece corrente ao optoacoplador U2, o que garante a realimentação do sinal de erro.

O diodo *Zener* D_{z3} é responsável por manter a tensão de alimentação do amplificador operacional LM321 regulada, além de gerar a referência de tensão para este amplificador.

6.7. Limitação do pico de corrente

Utilizando o resistor $R_{pcl} = 80 \text{ k}\Omega$, a proteção do terminal PCL do TPS92210 fica programada para atuar de acordo com a Equação (3-1), como a seguir:

$$I_{DRNpk} = \frac{100kV}{80k\Omega} = 1,25 \text{ A}$$

6.8. Definição do tempo ligado

Com a utilização do resistor $R_{OTM} = 40 \text{ k}\Omega$, obtém-se o valor de t_{on} constante, para o modo *Shutdown/Retry*, de acordo com a Equação (3-5):

$$t_{on} = \frac{40 \text{ k}\Omega}{2 \cdot 10^{10}} = 2 \mu\text{s}$$

6.9. Amostra de tensão e correção de fator de potência

O zener D_{z3} disponibiliza uma tensão de referência de 3,6V, a qual além de ser utilizada na alimentação do amplificador operacional LM321, fornece a tensão de referência V_{R11} , obtida a partir do divisor resistivo, formado por R_{10} e R_{11} . A tensão V_{R11} , utilizada na comparação com uma amostra da tensão de saída pelo amplificador operacional no LM321, é obtida a partir da seguinte Equação (6-1):

$$V_{R11} = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{10}} V_{zener} \quad (6-1)$$

Substituindo os valores escolhidos de: $R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega$ na Equação (6-1) resulta em:

$$V_{R11} = \frac{1,5 \text{ k}\Omega}{1,5 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} 3,6 \text{ V} = 0,469 \text{ V}$$

A tensão de referência V_{R11} é comparada com uma amostra da tensão de saída que também é reduzida pelo divisor resistivo, formado por R_{12} e R_{13} . A amostra da tensão de saída reduzida é obtida pela seguinte Equação (6-2):

$$V_{amostra} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{13}} V_{sense} \quad (6-2)$$

Onde:

- V_{sense} - é o valor obtido da tensão de carga.

Substituindo os valores dos componentes escolhidos de: $R_{12} = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_{13} = 10 \text{ k}\Omega$ na Equação (6-2), encontra-se:

$$V_{amostra} = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} V_{sense}$$

A atuação do amplificador operacional LM321, operando na função de integrador, tende a anular o erro de regime permanente, portanto:

$$\begin{aligned} V_{amostra} &= V_{R11} \\ V_{sense} &= (11 \text{ k}\Omega) \cdot (0,469 \text{ V}) = 5,159 \text{ V} \end{aligned}$$

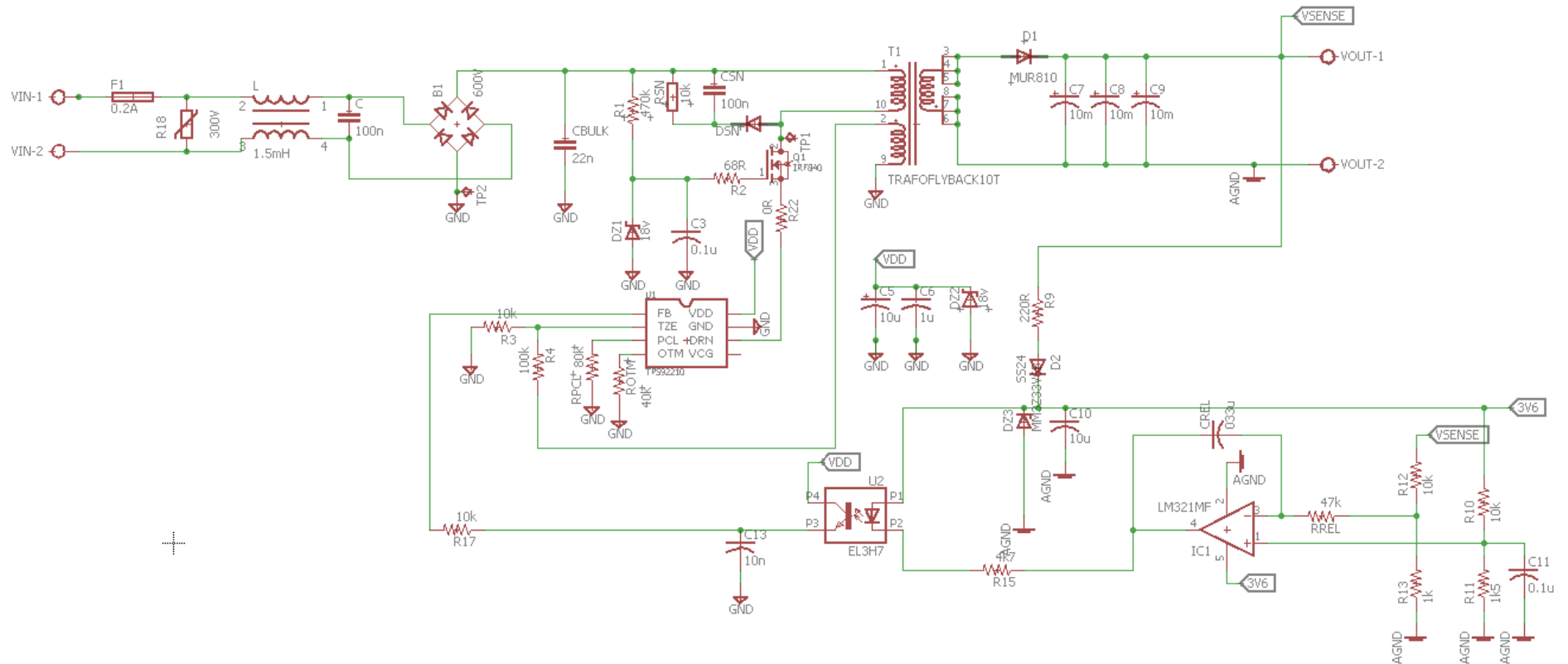
Cabe destacar que a tensão de referência V_{R11} apresenta um valor relativamente pequeno, e portanto, a tensão de saída será muito dependente da precisão dos resistores R_{10} , R_{11} , R_{12} e R_{13} . Apesar do valor projetado para a tensão de saída ter sido de 5,15 V devido às tolerâncias dos resistores, obteve-se o valor de 5,4 V.

A isolamento elétrica foi assegurada pela utilização de um optoacoplador. Entretanto, este componente apresenta uma característica de transferência não linear. Este fato pode também ter impactado na diferença obtida entre os valores projetado e obtida da tensão de saída.

O sinal de erro, gerado pelo amplificador operacional LM321, após a sua passagem pelo optoacoplador, é inserido no terminal FB, o qual define a frequência de chaveamento de acordo com a relação definida na Figura 21.

O circuito de realimentação utiliza o capacitor C_{rel} e o resistor R_{rel} , os quais formam uma malha com dinâmica lenta. Isso reduz a variação da frequência de chaveamento, e assim se obtém um elevado fator de potência.

Fonte: Produção do autor



7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

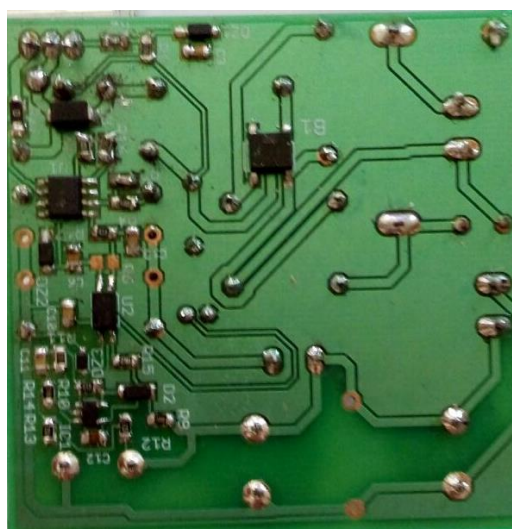
Foi implementado o conversor de acordo com as especificações definidas para a fonte chaveada e os componentes apresentados no diagrama mostrado na Figura 45, o qual proporcionou uma tensão de saída de 5,4 V. As Figuras 46 e 47 mostram detalhes do protótipo implementado.

Figura 46 – Protótipo implementado – vista de cima



Fonte: Produção do autor

Figura 47 – Protótipo implementado – vista inferior.

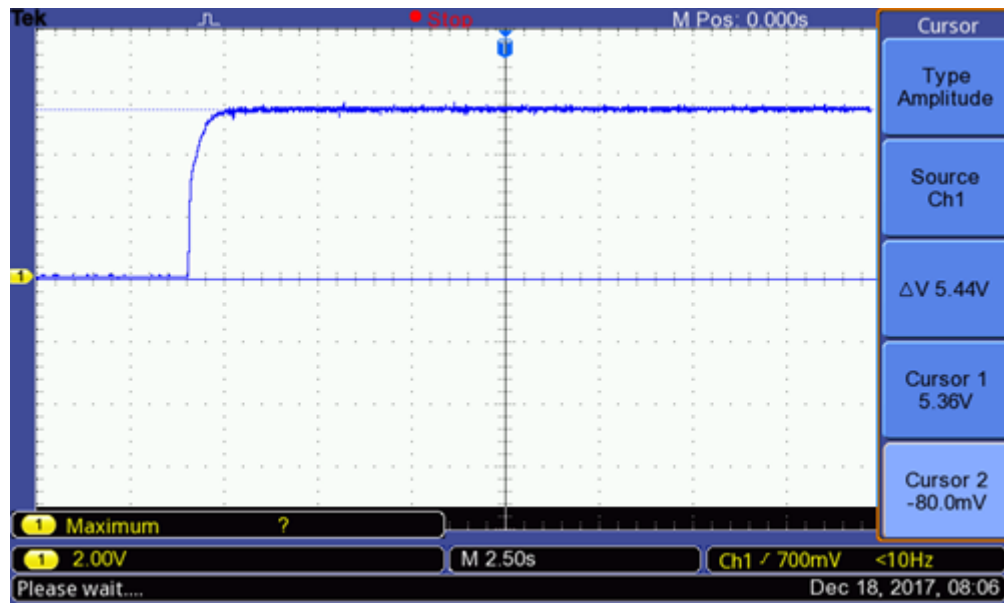


Fonte: Produção do autor

7.1. Resultado da tensão de saída

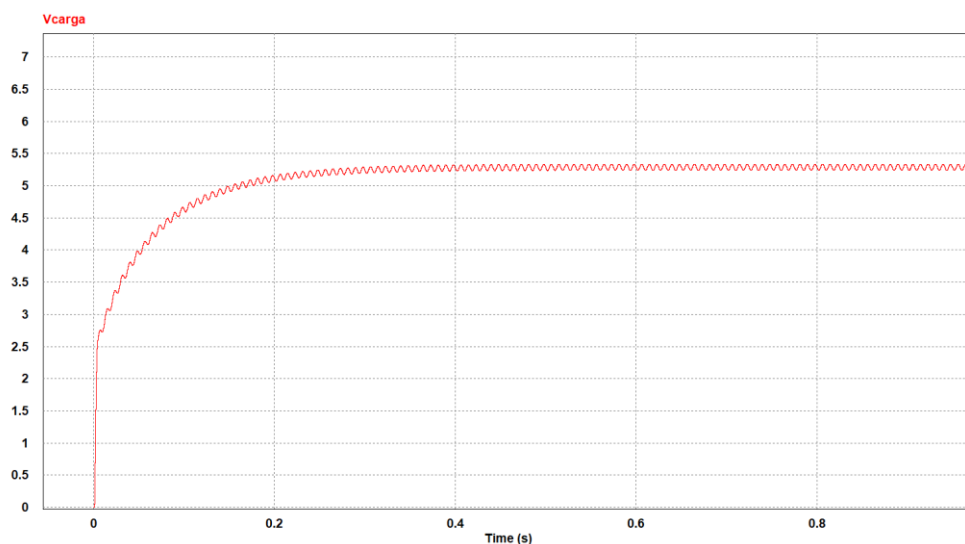
A Figura 48 mostra o resultado experimental obtido para a tensão de saída, o qual é muito similar ao obtido por simulação, mostrado na Figura 49, que mostra a simulação da tensão de saída.

Figura 48 - Resultado experimental - tensão de saída



Fonte: Produção do autor

Figura 49 - Resultado de simulação - tensão de saída



Fonte: Produção do autor

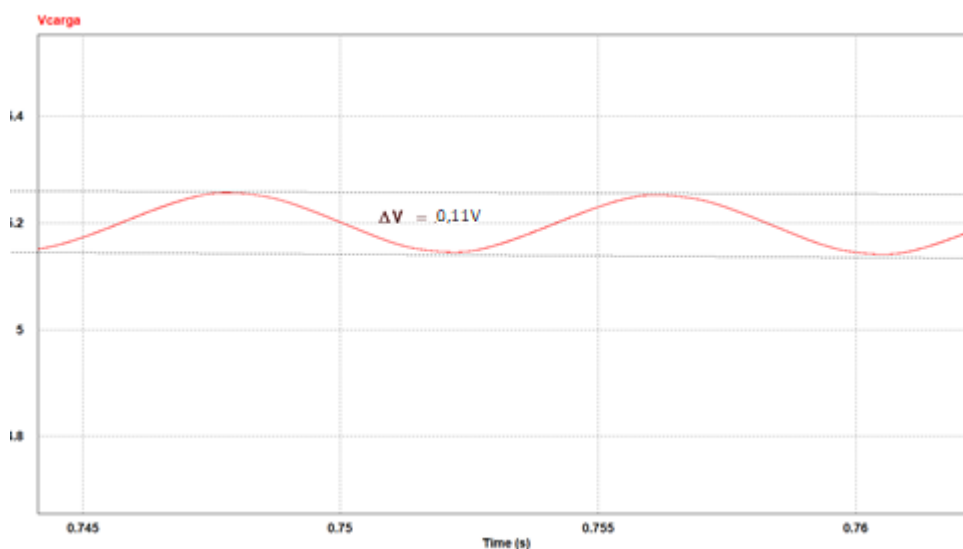
A tensão de saída varia em torno de um valor médio em torno de 5,4 V, bem próximo do valor obtido por simulação. A característica construtiva do circuito

integrado TPS92210, devido à sua estratégia de partida, apresenta uma resposta dinâmica um pouco diferente da obtida por simulação.

A partir da análise detalhada da tensão de saída, pode-se observar que ocorre uma ondulação em torno do valor médio de saída com amplitude de pico a pico de 0,11 V, isto fica evidenciado na Figura 50. O resultado experimental, mostrado na Figura 51, obtido a partir de um osciloscópio no modo AC, com rejeição de modo comum, pode-se verificar a presença da ondulação na tensão de saída de 0,132 V.

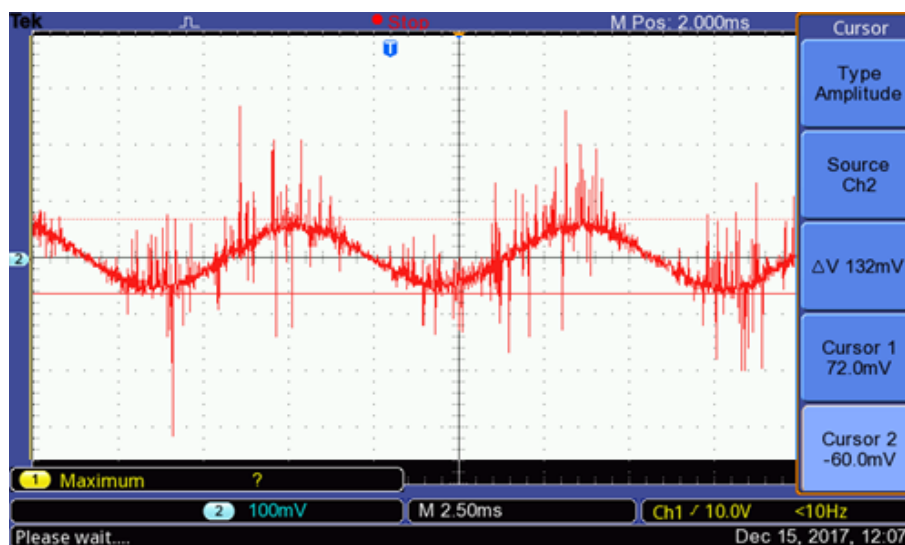
A oscilação na tensão de saída se mostrou um pouco superior ao valor esperado, essa pequena diferença pode estar relacionada à resistência série do capacitor e aos ruídos que ocorrem devido à medição.

Figura 50 – Detalhe da ondulação na tensão de saída obtida por simulação



Fonte: Produção do autor

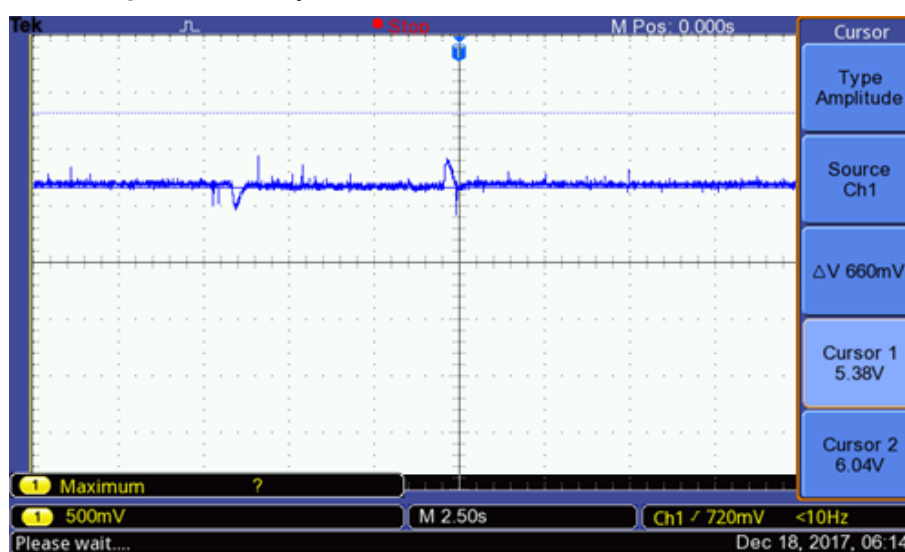
Figura 51 - Resultado experimental da oscilação na tensão de saída



Fonte: Produção do autor

Na Figura 52, pode-se observar a atuação da malha de realimentação. Inicialmente o conversor operava com uma carga correspondente à 0,66 A, e foi inserida e retirada, de forma instantânea, uma carga correspondente à 0,125 A. Ao se inserir a carga, ocorre uma queda de tensão, e logo após a malha de controle do conversor atua retornando a tensão de saída ao seu valor de referência. Fato similar ocorre quando a carga é retirada, somente que neste caso, ocorre uma elevação na tensão de saída, a qual também retorna para o valor de referência pela atuação da malha de controle.

Figura 52 - Atuação da malha de controle na tensão de saída

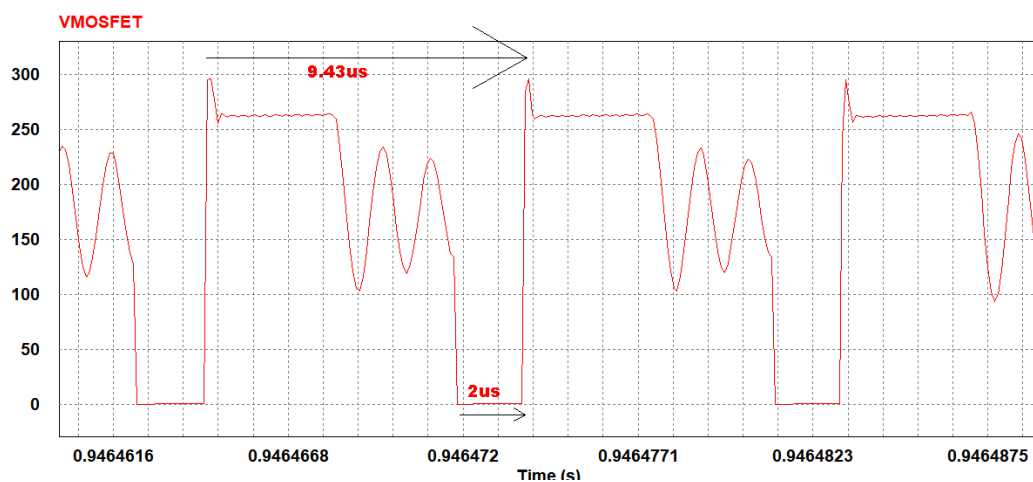


Fonte: Produção do autor

7.2. Resultado da tensão sobre o MOSFET

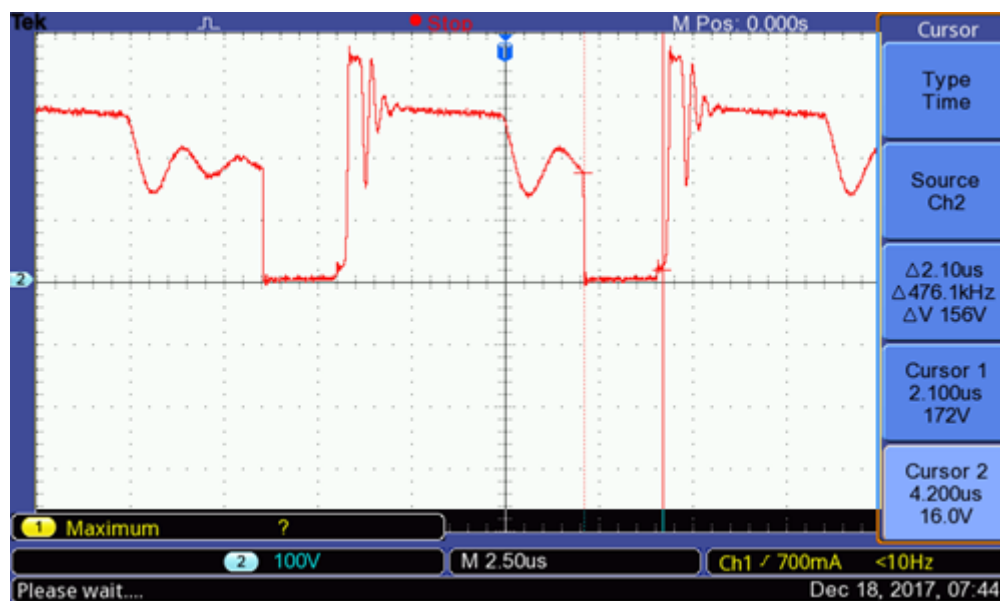
Uma vez que o controle do conversor é baseado na variação da frequência de chaveamento, é interessante observar a sua faixa de variação. A partir do resultado de simulação, mostrado na Figura 53, pode-se observar o valor da frequência de chaveamento em 106 kHz com um tempo de condução, $t_{on} = 2 \mu s$. A partir da comparação, com o resultado experimental, mostrado na Figura 54, pode-se verificar um tempo de condução, $t_{on} = 2,1 \mu s$ relativamente próximo ao obtido por simulação.

Figura 53- Resultado da simulação da tensão sobre o MOSFET



Fonte: Produção do Autor

Figura 54 - Resultado experimental da tensão sobre o MOSFET



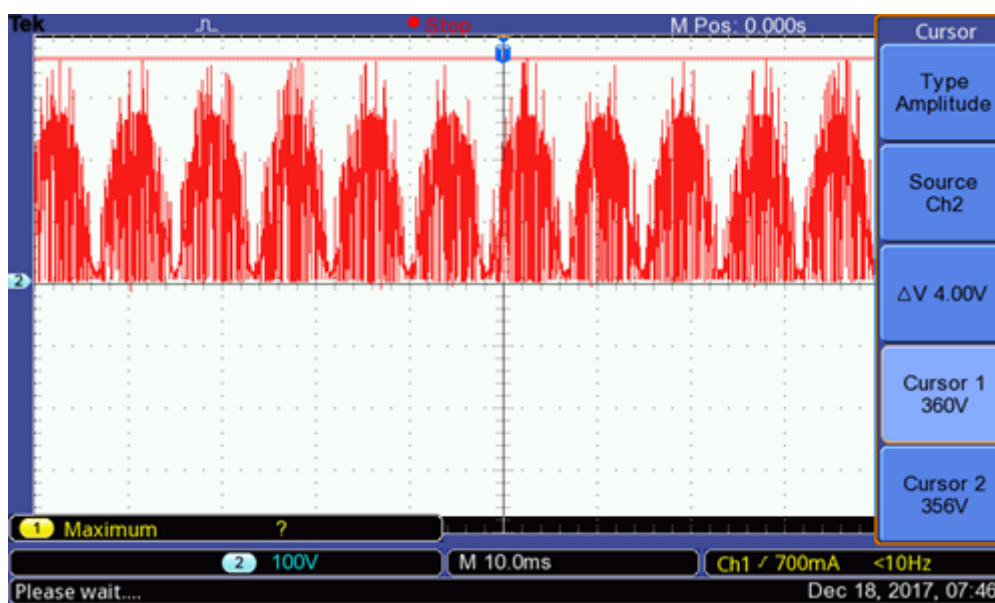
Fonte: Produção do autor

A partir da comparação entre as Figuras 53 e 54, pode-se observar, que o valor da sobretensão que ocorre sobre o *MOSFET*, obtido no resultado experimental, é muito superior ao valor obtido por simulação. Entretanto, não foi possível reduzir substancialmente o passo de cálculo no *software* de simulação empregado (PSIM). Por esse motivo, não foi possível verificar a oscilação de alta frequência em 2,5 MHz na tensão do *MOSFET*, que ocorre no resultado experimental. Esta sobretensão, ocorre devido à interação entre a capacitância intrínseca do *MOSFET* e a indutância de dispersão do transformador *Flyback*. Inclusive, para limitar a sobretensão, foi empregado um grampeador de tensão, cujo efeito pode ser observado na Figura 53.

A partir da Figura 54 também pode-se verificar que houve uma pequena diferença entre a frequência de chaveamento projetada de 106 kHz, e a frequência obtida experimentalmente de 114,9 kHz. Tal fato se deve, principalmente, a imprecisões nos valores dos componentes e perdas que não puderam ter sido simuladas

A Figura 55 mostra a tensão sobre o *MOSFET* em escala de baixa frequência, da qual pode-se observar que o circuito grampeador limitou a tensão no *MOSFET* em 360 V. Tal valor foi um pouco inferior ao projetado. Como a indutância de dispersão decresce à medida que a frequência da corrente que circula *por* ela aumenta, isto pode explicar o motivo da sobretensão ter se mostrado um pouco menor.

Figura 55 - Tensão sobre o *MOSFET* em baixa frequência

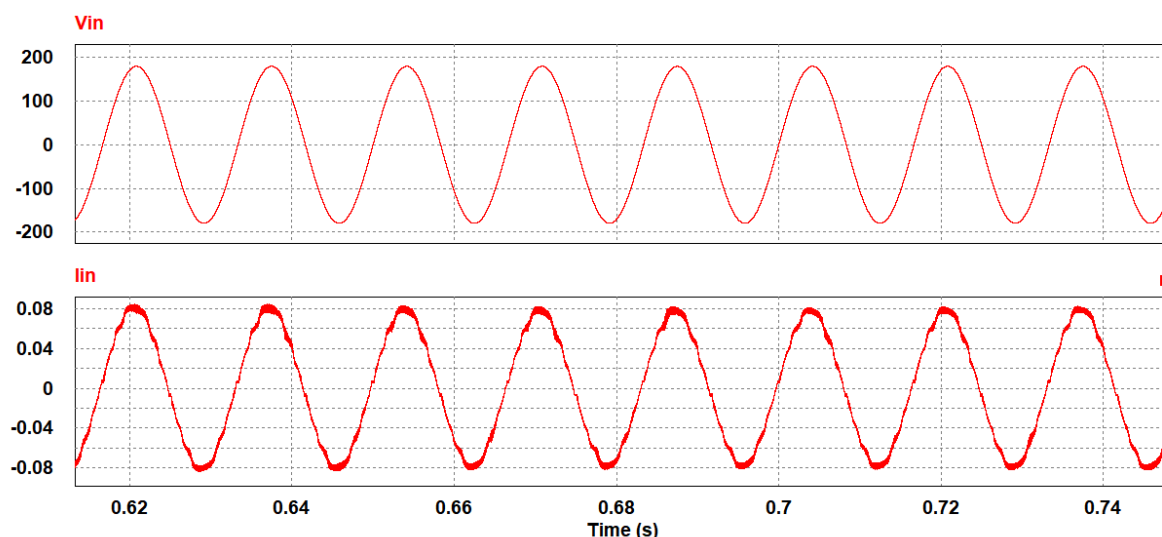


Fonte: Produção do autor

7.3. Corrente de entrada

A Figura 56 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor, obtidas por simulação, enquanto que a Figura 58 apresentam essas formas de onda obtidas experimentalmente. Pode-se observar que a corrente de entrada, obtida experimentalmente, apresenta uma amplitude ligeiramente maior do que a obtida por simulação. Tal fato está relacionado com as perdas do conversor, que devido às limitações do *software* PSIM não puderam ser incluídas na simulação, tais como: tempo de recuperação do diodo do conversor *Flyback*, tempos de comutação do *MOSFET* interno do TPS92210, efeitos da elevação da temperatura, rendimento do transformador, corrente de alimentação do circuito integrado, etc.

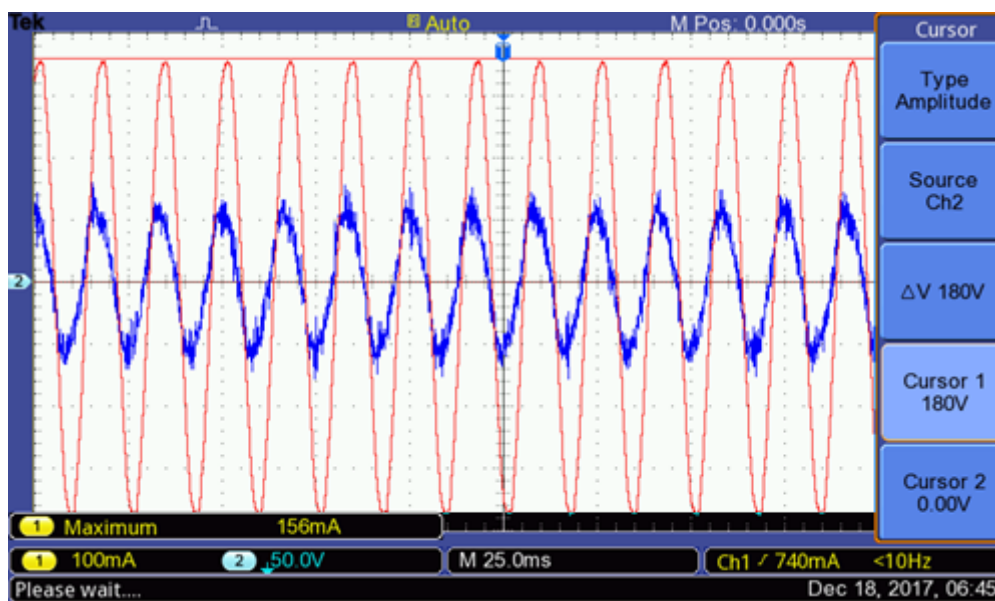
Figura 56 - Tensão e corrente de entrada obtidas por simulação



Fonte: Produção do autor

A corrente de entrada da Figura 57 apresenta ruídos de chaveamento um pouco superior dos obtidos por simulação. Isso pode ser minimizado ajustando os valores dos elementos do filtro de entrada. Assim, esse filtro pode apresentar uma frequência de corte menor, promovendo assim, uma maior atenuação dos ruídos devido à frequência de chaveamento.

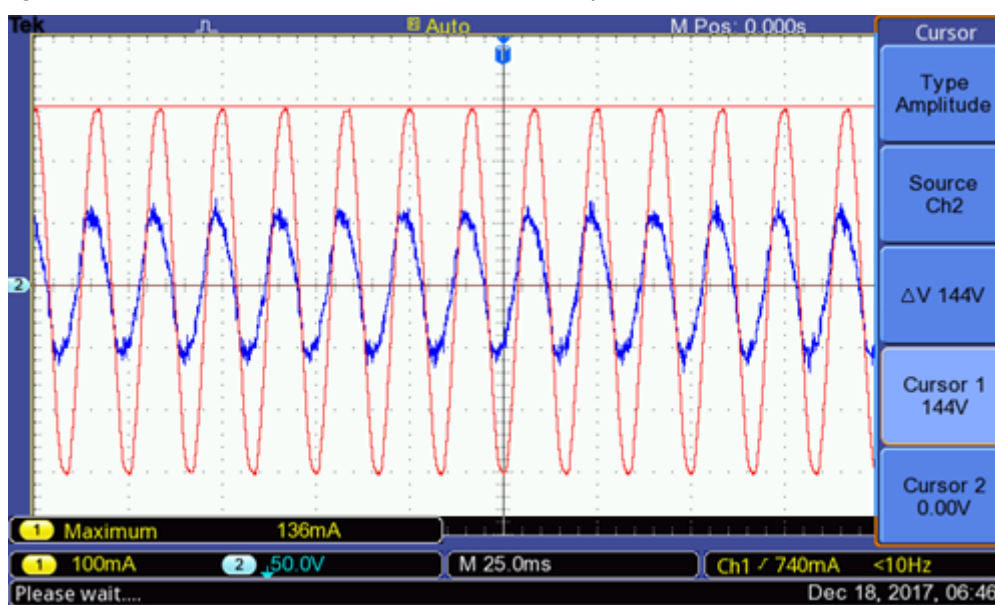
Figura 57 - Tensão e corrente de entrada obtidas experimentalmente



Fonte: Produção do autor

A Figura 58 exibe as formas de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor, obtidas experimentalmente, quando o conversor opera com uma tensão de alimentação de menor amplitude, ou seja, com o valor de pico de 144 V, ao invés de 180 V. Nesse caso, o circuito integrado TPS92210 atua elevando a frequência de chaveamento para um valor próximo de 133 kHz. Devido à operação do conversor com frequência mais elevada, a filtragem se mostra mais efetiva, o que promove uma melhora significativa na forma de onda da corrente de entrada do conversor.

Figura 58 - Tensão e corrente de entrada com frequência de chaveamento aumentada

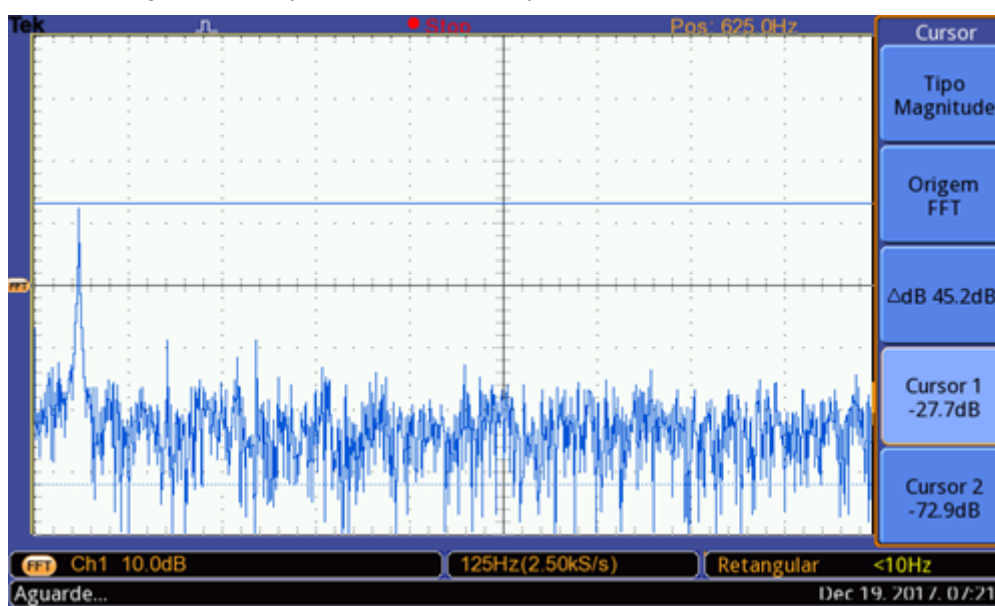


Fonte: Produção do autor

Realizando a análise pela *FFT - Fast Fourier Transform* (transformada rápida de Fourier) da forma de onda da corrente de entrada, mostrada na Figura 57, foram obtidos, devido a limitações de resolução do equipamento de medida, dois espectros de frequências da corrente de entrada, os quais são mostrados nas Figuras 59 e 60.

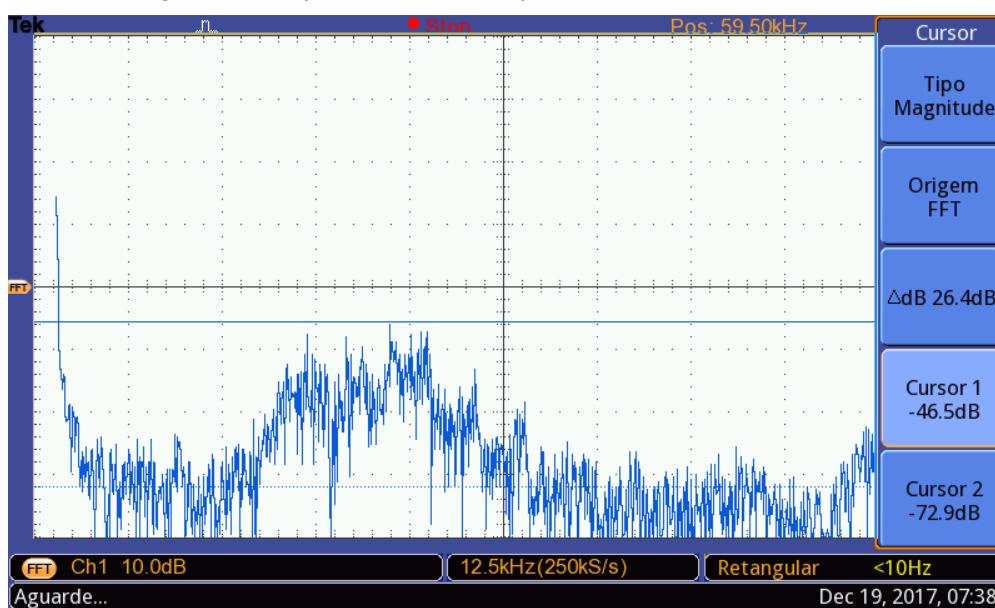
Na Figura 59 é mostrado o espectro, em baixa frequência, da corrente de entrada, já a Figura 60 é exibido o espectro em altas frequências.

Figura 59 - Espectro em baixa frequência da corrente de entrada.



Fonte: Produção do autor

Figura 60 - Espectro em alta frequência da corrente de entrada



Fonte: Produção do autor

A partir da Figura 59, pode-se observar os valores das amplitudes das harmônicas ímpares, de baixa frequência, da componente fundamental de 60 Hz.

Na Figura 60, pode-se observar que, os valores das amplitudes dos harmônicos de alta frequência, ocorrem tanto na região de 45 kHz, como na região de 100 kHz. Os elevados valores dos harmônicos na região de 45 kHz ocorrem devido uma ressonância, que ocorre entre o indutor do transformador *Flyback* e o capacitor C_{BULK} de 22 nF, o que gera uma frequência de oscilação de 48 kHz. Os valores das harmônicos na região de 100 kHz ocorrem devido à frequência de chaveamento do conversor.

A Tabela 2 apresenta os principais valores das amplitudes das harmônicas obtidos a partir das análises das *FFTs*.

Tabela 2- Amplitudes das harmônicas

Harmônico	Magnitude	Amplitude
Fundamental	-27.7dB	0.04120
3ª Harmônico	-50dB	0.00316
5ª Harmônico	-50dB	0.00316
7ª Harmônico	-56dB	0.00158
45kHz	-46.5dB	0.00066
100 kHz	-68dB	0.00039

A partir dos dados da Tabela 2, pode-se determinar a *THD - Total Harmonic Distortion* (distorção harmônica total) da corrente de entrada segundo a Equação (7-1) (DECKMAN e POMÍLIO):

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^n V_h^2}}{V_f} \quad (7-1)$$

Onde:

- V_h - são os valores das amplitudes das harmônicas;
- V_f – é a amplitude da componente fundamental.

Substituindo os valores das amplitudes das harmônicas da Tabela 2, resulta em:

$$THD = 0.1639 = 16.39\%$$

O fator de potência pode ser obtido a partir da Equação (7-2) (BARBI,2015):

$$PF = \cos \theta_d \sqrt{\frac{1}{1 + THD^2}} \quad (7-2)$$

Onde:

- $\cos(\theta_d)$ - é o ângulo de defasagem entre a corrente e a tensão.

Como no conversor *Flyback*, operando no *DCM*, a forma de onda de corrente, segue naturalmente a envoltória senoidal da forma de onda da tensão, considera-se:

$$\cos \theta_d = 1$$

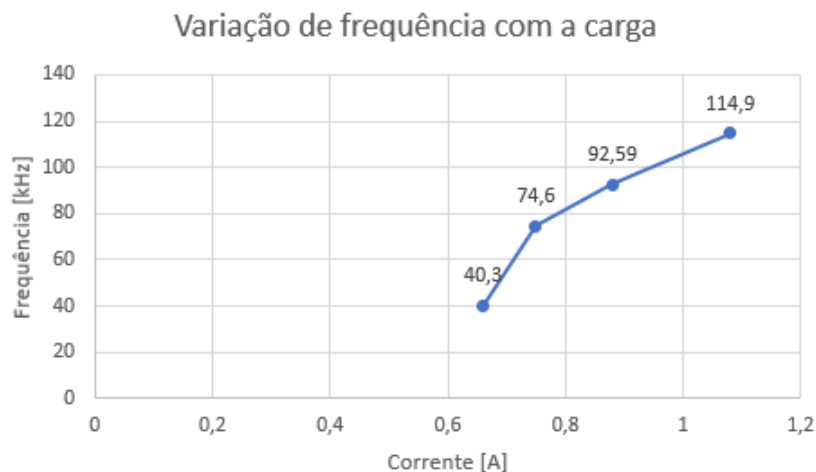
Portanto, obtém-se a partir da Equação (7-2):

$$PF = 0.9868$$

7.4. Variação de frequência com aumento de carga

A Figura 61 mostra a curva, obtida experimentalmente, da variação da frequência de chaveamento em função da corrente de saída. Pode-se verificar, que a fonte chaveada não possibilita grandes variações de corrente de saída, já que ela apresenta uma limitação na faixa de variação da frequência de chaveamento. Outro fator importante é que para baixos valores de corrente de saída o conversor opera com menores frequências, o que pode impactar a qualidade da forma de onda de corrente na entrada, devido ao efeito da filtragem. Cabe destacar que é interessante projetar o filtro para valores próximo ao da corrente nominal, já que em uma frequência de chaveamento maior, se obtém uma melhor filtragem, proporcionando uma *THD* menor e um fator de potência maior.

Figura 61 - Variação da frequência de chaveamento em função da corrente de saída



Fonte: Produção do autor

7.5. Rendimento

Da Figura 56, observa-se que a tensão de pico da rede foi de $V_{inpk} = 180$ V. Entretanto, a forma de onda da corrente de entrada apresenta alguns ruídos, em alguns ciclos da rede de alimentação. Considerando os ruídos, o maior valor de pico obtido foi de $I_{inpk} = 0,156$ A. Entretanto, para os ciclos, sem a presença dos ruídos, assume-se $I_{inpk} = 0,140$ A. Com isso, pode-se obter a potência eficaz de entrada e o rendimento de acordo com a Equação (7-3):

$$\eta = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{\frac{V_{inpk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{inpk}}{\sqrt{2}} \cdot PF} = \frac{(5,4) \cdot (1,08)}{\frac{180}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0,14}{\sqrt{2}} \cdot 0,9868} = 0,466 \quad (7-3)$$

Apesar de se ter um elevado fator de potência, como a potência de saída é relativamente baixa, as perdas do conversor se tornam muito significativas, o que impacta de forma considerável em seu rendimento.

8. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de uma fonte chaveada, para alimentação de *LEDs*, baseada no conversor *Flyback*, operando no modo de condução descontínua. Implementou-se um protótipo da fonte chaveada, utilizando para o controle, o circuito integrado dedicado TPS92210 da *Texas Instruments*. Para garantir a regulação da tensão de saída, foi implementado uma malha de realimentação, a qual atuou no TPS92210, de forma que ele operasse variando a frequência de chaveamento, entre a faixa de 40 a 114,9 kHz. Para a obtenção de elevado fator de potência, foi utilizado o conversor *Flyback* operando em condução descontínua, o que garante que a corrente de entrada segue naturalmente a forma de onda senoidal da tensão de entrada. Tal modo de operação requer que a malha de realimentação apresente uma dinâmica bem lenta, ou seja, tenha uma atuação com uma frequência bem menor do que a da rede de alimentação. Os elementos parasitas dos componentes do conversor *Flyback*, ou seja, a indutância de dispersão do transformador *Flyback* e a capacitância intrínseca do *MOSFET* provocam uma oscilação que gera sobretensão sobre o *MOSFET*. Foi utilizado um circuito de grampeamento para limitar a sobretensão sobre o *MOSFET*. Os resultados experimentais obtidos, em sua grande maioria, confirmaram os de simulação do conversor. Inclusive, demonstraram que de fato o conversor apresenta um elevado fator de potência, de praticamente 0,99 com uma *THD* de 16,4%, e que o conversor operou com variações de carga de 0,66 A até 1,08 A. Entretanto, devido à baixa potência de saída da fonte de 5,8 W, as perdas de potência se mostraram significativas, resultando em um rendimento de 0,46.

A partir dos resultados experimentais obtidos, pode-se apresentar como sugestão para trabalhos futuros:

- Utilização de filtros passa baixas com maiores atenuações para altas frequências;
- Empregar o controle por tempo ligado t_{on} , onde a variação da razão cíclica é realizada através de t_{on} , mantendo-se a frequência de chaveamento fixa;
- Inserir um atraso de chaveamento a fim de minimizar a presença de componentes na frequência de ressonância dos componentes do conversor *Flyback*.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 15889: Sinalização semafórica – Foco semafórico com base em diodos emissores de luz. Rio de Janeiro, 2010.

BARBI, I. **Correção ativa de fator de potência em retificadores monofásicos operando em condução descontínua**. Universidade Federal de Santa Catarina. Santa Catarina. 2015.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 5 ed. Santa Catarina: Edição do Autor, 2005.

BARBI, I. **Projeto de fontes chaveadas** 3 ed. Santa Catarina: Edição do autor, 2014. 304 p.

DECKMANM, S. M.; POMILIO J. A. **Distorção harmônica: causas, efeitos, soluções e normas**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/qualidade/a5.pdf>>. Acesso em: 18 dez. 2017

MARTELETO, D. C. **Avaliação do diodo emissor de luz (LED) para iluminação de interiores**. 2011. 86 f. TCC (Graduação em engenharia elétrica) -Universidade federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011. Disponível em:<<http://monografias.poli.ufrj.br/monografias/monopoli10003763.pdf>>. Acesso em:30 maio 2017.

MOUSER. **750343109 Wurth eletronic**s. Disponível em: <<http://www.mouser.com/ds/2/445/750343109-977108.pdf>>. Acesso em: 03 jun. 2017.

ON SEMICONDUCTOR. **Application Note AN-4147 Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters**. 2006. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4147.pdf>> Acesso em: 10 dez. 2017

ON SEMICONDUCTOR. **Mur805g, mur810g, mur815g, mur820g, mur840g, mur860g, murf860g, sur8820g, sur8840g**. 2014. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/collateral/mur820-d.pdf>>. Acesso em: 03 jun. 2017.

ON SEMICONDUCTOR. **MDB6S/ MDB8S/ MDB10S 1 A, MicroDIP, Single-Phase Bridge Rectifiers** 2013. Disponível em:

<<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MDB8S-D.pdf>>

Acesso em: 10 dez. 2017.

REVISTA PRÉ UNIVESP. **História da lâmpada**. Disponível em:

<<http://pre.univesp.br/historia-da-lampada#.wtmyvmjyu71>>. Acesso em: 23 mai. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **Reference Design: Using the TPS92210-PMP6003**.

2010a. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ug/slzu461a/slzu461a.pdf>>. Acesso em: 03 jun. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **TPS92210: Natural PFC LED Lighting Driver Controller**.

2010b. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92210.pdf>>. Acesso em: 03 jun. 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **Understanding buck-boost power stages in switch mode power supplies**. 1999. Disponível em:

<<http://www.ti.com/lit/an/slva059a/slva059a.pdf>>. Acesso em: 10 jun. 2017

TIPOS Fusíveis: Conheça as Características e Aplicações na Indústria. Disponível em: <<https://www.sabereletrica.com.br/tipos-de-fusiveis/>>. Acesso em: 25 maio 2017.

SEDRA, A. S.; K.C.SMITH, . **Microeletrônica**. 5 ed. SP: PEARSON, 2007. 888 p.

VARISTOR. In: WIKIPEDIA, a enciclopédia livre. Flórida: Wikimedia Foundation, 2013. Disponível em:

<<http://pt.wikipedia.org/w/index.php?title=Varistor&oldid=35843209>>. Acesso em: 25 mai. 2017

VISHAY SILICONIX. **IRF840, SiHF840 Power MOSFET**. 2016. Disponível em: < <http://www.vishay.com/docs/91070/sihf840.pdf>> Acesso em: 23 dez. 2017

WEIRICH, M. **A High Power Factor Flyback with Constant Current Output for LED Lighting Applications**, 2011.