

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

WILIAM ZANGRANDE

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO COM ALTO FATOR  
DE POTÊNCIA PARA ILUMINAÇÃO DE EXTERIORES EMPREGANDO  
LEDS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2016

WILIAM ZANGRANDE

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO COM ALTO  
FATOR DE POTÊNCIA PARA ILUMINAÇÃO DE EXTERIORES  
EMPREGANDO LEDS**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Elétrica – DAELE – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Juliano de Pelegrini Lopes.

Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Weber Denardin.

PATO BRANCO

2016

## **TERMO DE APROVAÇÃO**

O trabalho de Conclusão de Curso intitulado “**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA PARA ILUMINAÇÃO DE EXTERIORES EMPREGANDO LEDS**”, do aluno “**WILIAM ZANGRANDE**” foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **104** de 2016.

Fizeram parte da banca os professores:

**Juliano de Pelegrini Lopes**

**Gustavo Weber Denardin**

**Carlos Marcelo De Oliveira Stein**

**Johnny Werner**

**A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica**

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente quero agradecer a minha mãe Claci Signorini por me manter e me incentivar para chegar até aqui, sem ela com certeza não teria conseguido.

Quero também destacar meus sentimentos de gratidão, ao meu orientador Professor Dr. Juliano de Pelegrini Lopes e meu coorientador Prof. Dr. Gustavo Weber Denardin, por toda dedicação que tiveram em me orientar de maneira espetacular.

A minha noiva Helen Junara por sempre me apoiar e estar comigo em todas as horas, por ser minha parceira, sempre disponível a me ajudar.

E também não posso deixar de agradecer a todos que de certa forma colaboraram para que tivesse êxito em minha carreira acadêmica.

Muito obrigado a todos os servidores da UTFPR, que de alguma maneira me ajudaram, em especial, os professores que compartilharam o conhecimento para enriquecer a minha vida profissional.

Meu mais sincero muito obrigado a todos.

## RESUMO

ZANGRANDE, Wiliam. **Desenvolvimento de um sistema eletrônico com alto fator de potência para iluminação de exteriores empregando LEDs.** 2016. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2016.

O uso dos LEDs em sistemas de iluminação vem sendo cada dia mais utilizado, devido a sua longa vida útil e eficiência luminosa. Porém os mesmos para serem acionados precisam de um *driver*. O principal objetivo deste trabalho é desenvolver uma topologia para acionamento dos LEDs que tenha elevada vida útil e atenda a norma IEC 61000-3-2, que impõe limite sobre o conteúdo harmônico da corrente de entrada do *driver*. Será apresentado o projeto de um *driver* composto por dois conversores, *buck-boost* e *buck*, para correção do fator de potência e controle da potência na carga, respectivamente. Os dois conversores serão integrados, compartilhando um único interruptor ativo, tornando-os de estágio único. Será desenvolvida também uma malha de controle para o *driver* corrigir a corrente dos LEDs. Um dos objetivos do trabalho é a redução do capacitor de barramento. Geralmente altas capacitâncias são encontradas em capacitores eletrolíticos, porém estes capacitores possuem vida útil menor que os outros componentes utilizados em circuitos eletrônicos, logo o mesmo irá limitar a vida útil do *driver*, limitando uma das vantagens dos LEDs que é sua elevada vida útil, então busca-se a redução do capacitor de barramento para ser aplicado outros tipos de capacitores, onde possuam elevada vida útil, tornando-a compatível com a dos LEDs.

**Palavras-chave:** LEDs. *Driver*. *Buck*. *Buck-Boost*. *Controle da corrente*. *Fator de potência*.

## ABSTRACT

Zangrande, Wiliam. **Development of an electronic system with high power factor for outdoor lighting using LEDs.** 2016.  
Work Completion of course (Graduation in Electrical Engineering ) - Course of Electrical Engineering , Technical University Federal of Parana. Pato Branco, 2016.

The use of LEDs in lighting systems has been increasing each day, due to its long life cycle and luminous efficiency. However, they need a driver to be triggered. The main objective of this work is to develop a topology to drive the LEDs that has long service life and meets IEC 61000-3-2 standard, which imposes limits on the harmonic content of the driver input current. It will present the design of a driver that consists of two converters, buck-boost and buck, to correct the power factor and power control the load, respectively. Both converters are integrated, sharing a single active switch, making it a single stage driver. It will be also developed a control loop for the driver to correct the LED current. One of the paper goals is to reduce the bus capacitor. Generally electrolytic capacitors high capacitances, but on the other hand these capacitors have shorter life than the other components used in electronic circuits, hence it will limit the life of the driver, limiting one of the advantage of LEDs that is its long life cycle. For those reasons, it is sought to reduce the bus capacitor to apply high lifetime capacitor technologies, making the life cycle of the driver compatible with the LEDs.

**Keywords:** LEDs. *Driver. Buck. Buck-Boost. Current control. Power factor.*

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Exemplos de LEDs de cada classificação: Sinalização, alto brilho e de potência respectivamente. ....	12
Figura 2: Modelo do LED Fonte: Adaptado de (VARGAS, 2015).....	13
Figura 3: Diagrama de blocos. ....	16
Figura 4: Circuito retificador e com capacitor de barramento.....	17
Figura 5: Forma de ondas do circuito.....	17
Figura 6: Filtro LC após o estágio de retificação. ....	19
Figura 7: Conexão tipo T.....	21
Figura 8: Conexão tipo I-T.....	22
Figura 9: Conexão tipo $\pi$ .....	22
Figura 10: Conexão tipo I- $\pi$ . ....	23
Figura 11: Topologia básica do conversor <i>Buck</i> .....	25
Figura 12: Primeira etapa de operação conversor <i>Buck</i> . ....	25
Figura 13: Segunda etapa de operação do conversor <i>Buck</i> . ....	27
Figura 14: Terceira etapa de operação do conversor <i>Buck</i> .....	28
Figura 15: Circuito Simulado. ....	31
Figura 16: Forma da onda da tensão nos LEDs.....	32
Figura 17: Tensão de entrada do conversor.....	33
Figura 18: Formas de onda da tensão e corrente de entrada. ....	33
Figura 19: Corrente de entrada em series de Fourier. ....	36
Figura 20: Corrente de entrada simulada.....	36
Figura 21: Amplitude das harmônicas. ....	37
Figura 22: Conversor <i>Buck-Boost</i> . ....	38
Figura 23: Circuito equivalente para CFP. ....	39
Figura 24: Primeira etapa de operação. ....	39
Figura 25: Forma de onda da corrente de entrada.....	40

Figura 26: Segunda parte do circuito equivalente. ....	43
Figura 27: Circuito simulado. ....	44
Figura 28: Tensão de barramento. ....	44
Figura 29: Formas de onda. ....	45
Figura 30: Espectro harmônico da corrente de entrada. ....	46
Figura 31: Conversor com filtro de entrada. ....	47
Figura 32: Tensão e corrente de entrada com filtro. ....	48
Figura 33: Espectro harmônico. ....	49
Figura 34: Circuito a ser integrado. ....	50
Figura 35: Circuito integrado. ....	50
Figura 36: Primeira etapa de operação circuito integrado. ....	51
Figura 37: Segunda etapa de operação. ....	52
Figura 38: Terceira etapa de operação. ....	52
Figura 39: Correntes dos indutores. ....	53
Figura 40: Conversor <i>buck</i> com rede de interruptores. ....	55
Figura 41: Resistor sem perdas e Fonte dependente. ....	56
Figura 42: Modelo médio obtido. ....	56
Figura 43: Circuito CC. ....	57
Figura 44: Circuito CA de pequenos sinais. ....	57
Figura 45: Correntes dos LEDs. ....	60
Figura 46: Diagrama de blocos. ....	61
Figura 47: Saída com controle. ....	64
Figura 48: Saída sem controle. ....	64
Figura 49: Tensão de saída em malha fechada. ....	65
Figura 50: Razão cíclica controlada. ....	66
Figura 51: Correntes e tensão de entrada. ....	67
Figura 52: Amplitude das harmônicas da corrente de entrada em malha fechada. ....	68



Figura 53: Amplitude das harmônicas comparada com a norma. ....69

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Consumo de energia pela iluminação pública. ....	9
Tabela 2: Parâmetros típicos considerados pelo fabricante. ....	14
Tabela 3: Limites de corrente por ordem de harmônica para equipamentos classe C. ....	16
Tabela 4: Parâmetros de projeto conversor <i>Buck</i> . ....	29
Tabela 5: Parâmetros de projeto conversor <i>Buck-Boost</i> . ....	42

## SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	9
1.1	OBJETIVO GERAL .....	11
1.1.1	Objetivos específicos.....	11
2.	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	12
2.1	DIODOS EMISSORES DE LUZ - LEDS.....	12
2.1.1	Modelo elétrico dos LEDs.....	13
2.2	ACIONAMENTO DE LEDS .....	14
2.2.1	Vida útil dos LEDs e do <i>driver</i> .....	14
2.2.2	Características de um driver para LEDs.....	15
2.3	ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA (CFP).....	16
2.3.1	Correção Passiva .....	19
2.3.2	Correção Ativa.....	20
2.4	INTEGRAÇÃO DOS CONVERSORES ESTÁTICOS .....	21
3.	PROJETO E SIMULAÇÃO .....	24
3.1	DEFINIÇÃO DO MODELO E POTÊNCIA DOS LEDS .....	24
3.2	ESTÁGIO DE SAÍDA.....	24
3.2.1	Primeira Etapa de Operação .....	25
3.2.2	Segunda Etapa de Operação .....	26
3.2.3	Terceira etapa de operação .....	27
3.2.4	Simulação.....	31
3.2.5	Análise da corrente de entrada .....	34
3.3	ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA (CFP).....	38
3.3.1	Simulação do conversor <i>Buck-Boost</i> .....	44
3.3.2	Projeto do filtro de entrada .....	47
4.	INTEGRAÇÃO DOS CONVERSORES .....	50
4.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO .....	51

5.	MODELAGEM .....	54
6.	CONTROLE.....	61
7.	CONCLUSÃO .....	70

## 1. INTRODUÇÃO

A luz artificial é muito importante para a vida atual. Desde que surgiu a lâmpada incandescente até os dias de hoje, a iluminação artificial vem sendo cada vez mais desenvolvida, tanto em aspectos de eficiência como em durabilidade. Com a iluminação pública não é diferente, já que a mesma impacta em aspectos sociais, econômicos e de segurança, sendo responsável pela redução de acidentes de trânsito, auxiliando o comércio e aumentando a segurança pública (VARGAS, 2015).

A Tabela 1 possui dados retirados de: O Anuário Estatístico de Energia Elétrica (AEEE), elaborado pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE), vinculada ao Ministério de Minas e Energia (MME), onde mostra o consumo de energia elétrica pela iluminação pública nos últimos anos e qual foi o percentual consumido da energia total.

**Tabela 1: Consumo de energia pela iluminação pública.**

<b>Ano</b>	<b>Consumo (GWh)</b>	<b>Contribuição (%)</b>
2010	12,051	2,9
2011	12,478	2,9
2012	12,916	2,9
2013	13,512	2,9
2014	14,043	3

**Fonte: Adaptado do Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2015.**

Analisando os dados da Tabela 1 pode-se notar que a iluminação pública representa cerca de 3% do consumo total de energia elétrica consumida no país, com um consumo em torno de 13 GWh por ano.

Atualmente as lâmpadas mais utilizadas para iluminação pública são as lâmpadas de descarga, dentre elas, vapor de sódio, vapor de mercúrio, multi-vapor metálico, entre outras.

Uma nova alternativa para a iluminação artificial são os LEDs (diodos emissores de luz), que surgiram na década de 1960 e eram utilizados inicialmente somente para sinalizações devido à baixa luminosidade que produziam. Porém, com o avanço da tecnologia já é possível obter eficiência luminosa e vida útil acima das lâmpadas de descarga, como por exemplo, as lâmpadas de vapor de sódio ou mercúrio (VARGAS LUZ, 2013).

Os LEDs são mais resistentes a choques e vibrações por não possuírem filamentos e não serem revestidos de vidros, outro fator importante é o seu tamanho reduzido, que os tornam mais flexíveis para a luminária que irá abrigá-los (PINTO, 2012).

Todavia os LEDs não podem ser ligados direto a rede elétrica, pois são alimentados em tensão contínua e também é necessário que se tenha um controle da corrente fornecida. Desta maneira, é preciso um dispositivo para acioná-los, chamado de *driver*, que deve ser eficiente e de vida útil compatível com a dos LEDs, para que o mesmo não limite as vantagens oferecidas por este tipo de sistema de iluminação (VARGAS LUZ, 2013).

Cargas não-lineares podem drenar corrente distorcida da rede de elétrica, ou seja, uma corrente onde a forma de onda seja diferente de uma senóide, essa distorção pode alterar significativamente a forma de onda da tensão de entrada. Entretanto, essa onda de corrente distorcida é uma composição de múltiplas formas de onda, chamadas harmônicas, cujas frequências são um múltiplo inteiro da frequência da onda fundamental (geralmente na faixa de 50 a 60 Hz) (APT - ASSOCIATED POWER TECHNOLOGIES, 2011). Os *drivers* devem obedecer a norma IEC 61000-3-2 Classe C, que regulamenta os limites das harmônicas na corrente absorvida da rede pelo *driver*.

Um problema na aplicação dos *drivers* é a utilização de capacitores eletrolíticos, os quais possuem vida útil em torno de 15 mil horas, bem menor comparada a dos LEDs que é de 60 mil horas. Por este motivo, quando possível, é interessante utilizar outra tecnologia de capacitores, que possua tempo de vida elevado, como por exemplo capacitores de filme, que têm vida útil de 200 mil horas (TDK, 2015). Os capacitores de filme possuem baixas capacitâncias, então precisa-se reduzir o valor da capacitância necessária no conversor estático (*driver*) para solucionar este problema.

A corrente de entrada no *driver* é distorcida, devido ao chaveamento dos semicondutores de potência, ou seja, a corrente drenada pelo *driver* não é senoidal, o que resulta em uma alta Distorção Harmônica Total (DHT) e baixo Fator de Potência (FP) (RASHID, 2011). Por este motivo é necessário um estágio para correção do fator de potência.

Existem dois métodos para correção do fator de potência (CFP): método passivo e ativo.

O método passivo utiliza componentes reativos, antes do estágio de retificação, onde atua como filtro de harmônicas. As principais características deste método são: a simplicidade, robustez e baixo custo. Mas necessita de componentes volumosos por operarem em baixa frequência.

O método ativo utiliza conversores CC-CC para corrigir o fator de potência e reduzir a distorção harmônica total (DHT) da corrente de entrada. Esses conversores trabalham em alta frequência (geralmente algumas dezenas de quilohertz), isto reduz o tamanho dos componentes reativos. Os conversores mais utilizados para esta finalidade são os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* (LOPES, 2014).

## 1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver um *driver* para iluminação pública baseada na utilização de LEDs como fonte de luz, onde sua topologia utiliza conversores estáticos de potência e que o conjunto tenha elevada vida útil e atenda a norma IEC 61000-3-2 Classe C.

### 1.1.1 Objetivos específicos

O trabalho busca atender os seguintes objetivos específicos:

- Projeto de um conversor *buck-boost* para correção ativa do fator de potência;
- Projeto de um conversor *buck* para controle da corrente dos LEDs;
- Redução do capacitor de barramento para tornar a vida útil do *driver* compatível com a dos LEDs;
- Integrar os dois conversores para que compartilhem um único interruptor, tornando o *driver* um circuito de estágio único;
- Obter o modelo CA de pequenos sinais do conversor *buck*;
- Empregar uma estratégia para controlar a corrente nos LEDs.

## 2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo tem o objetivo de explicar os conceitos teóricos do trabalho, começando por um estudo dos LEDs, apresentando suas características luminotécnicas seu princípio de funcionamento, aspectos físicos e elétricos.

### 2.1 DIODOS EMISSORES DE LUZ - LEDS

Semelhante aos semicondutores comuns, os LEDs permitem a passagem de energia elétrica em apenas um sentido, essa passagem de corrente elétrica é chamada de polarização direta e resulta na emissão de luz. Os LEDs podem ser classificados em três categorias, que são: de sinalização, alto brilho e de potência. A Figura 1 apresenta alguns exemplos de cada categoria (PINTO, 2012).



**Figura 1: Exemplos de LEDs de cada classificação: Sinalização, alto brilho e de potência respectivamente.**

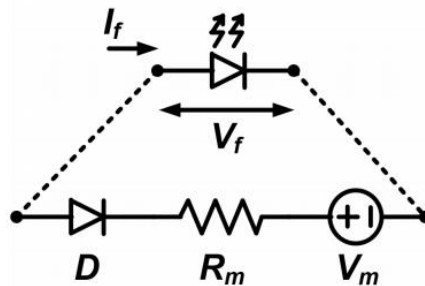
**Fonte: Adaptado de (PINTO, 2012).**

Os LEDs de potência que são utilizados para iluminação de ambientes chegam a ter eficiência luminosa de 231 lm/W (lúmens por watt), um valor bem acima das lâmpadas de vapor metálico por exemplo, que possuem uma eficiência luminosa de 140 lm/W. Outra vantagem é a elevada vida útil que pode superar a 60 mil horas, enquanto lâmpadas de vapor metálico chegam a 32 mil horas. Estas duas características tornam os LEDs ótima opção para a iluminação pública, pois reduz o consumo de energia para uma mesma eficiência luminosa e também reduz os custos de manutenção já que sua vida útil é elevada (VARGAS LUZ, 2013).



### 2.1.1 Modelo elétrico dos LEDs

O modelo do LED é representado por uma resistência ( $R_m$ ) que representa a relação entre a corrente e a tensão aplicada ao mesmo, uma fonte de tensão ( $V_m$ ), equivalente a tensão mínima para acontecer a polarização direta e um diodo ideal ( $D$ ), para mostrar que só há circulação de corrente em apenas um sentido (VARGAS, 2015). O modelo está representado na Figura 2.



**Figura 2: Modelo do LED**  
 Fonte: Adaptado de (VARGAS, 2015)

Pela análise do modelo tem-se que a equação que relaciona a corrente direta do LED ( $I_f$ ) e a tensão direta ( $V_f$ ) é dada pela equação (1):

$$I_f = \frac{V_f - V_m}{R_m} \quad (1)$$

Para exemplificar como se calcula os parâmetros  $V_m$  e  $R_m$ , será utilizado o LED Philips modelo LXML-PWC1-0100.

Utilizando os parâmetros de teste típicos considerados pelo fabricante exibidos na Tabela 2, pode-se calcular os parâmetros, utilizando a equação (1), montando um sistema de equação, mostrado em (2), que resolvido se obtém  $V_m$  igual a 2,9 V e  $R_m$  igual a 0,7142  $\Omega$ .

$$0,350 = \frac{3,15 - V_m}{R_m} \quad (2)$$

$$0,7 = \frac{3,4 - V_m}{R_m}$$

**Tabela 2: Parâmetros típicos considerados pelo fabricante.**

Tensão Direta (Vf)	Corrente Direta (If)
3,15 V	350 mA
3,4 V	700 mA

Fonte: Retirado de (PHILIPS, 2009).

Geralmente, para LEDs de potência o valor da resistência  $R_m$  é baixo e o valor da tensão  $V_m$  é elevado, então uma pequena variação na tensão causa uma grande variação na corrente. Logo, é melhor controlar a corrente do LED do que a tensão de um sistema em malha fechada (VARGAS, 2015).

## 2.2 ACIONAMENTO DE LEDS

Para acionar os LEDs é necessário um *driver* que controle a corrente entregue aos LEDs e que também ajuste a tensão fornecida para níveis aceitáveis.

### 2.2.1 Vida útil dos LEDs e do *driver*

Neste trabalho o *driver* proposto será formado por um conversor *buck-boost* para correção do fator de potência e um *buck* para reduzir a tensão a um nível aceitável pelos LEDs e também para controlar a corrente de carga. Esses conversores serão integrados em um único interruptor, ou seja, compartilharão a mesma chave, tornando o *driver* de estágio único.

Ao integrar os dois conversores o resultado é uma elevada ondulação na tensão de barramento, decorrente da potência de entrada ser pulsada, logo é necessário um valor de capacitância alto para filtrar esta ondulação. Capacitores eletrolíticos são os mais comuns para elevadas capacitâncias e elevados valores de tensão, por isto são muito utilizados para estes casos, porém possuem uma vida útil menor se comparados com outros componentes eletrônicos e a outros tipos de capacitores (VARGAS LUZ, 2013).

O problema que surge em se usar capacitores eletrolíticos é que o mesmo irá limitar a vida útil do circuito, enquanto que os LEDs possuem uma elevada vida útil.

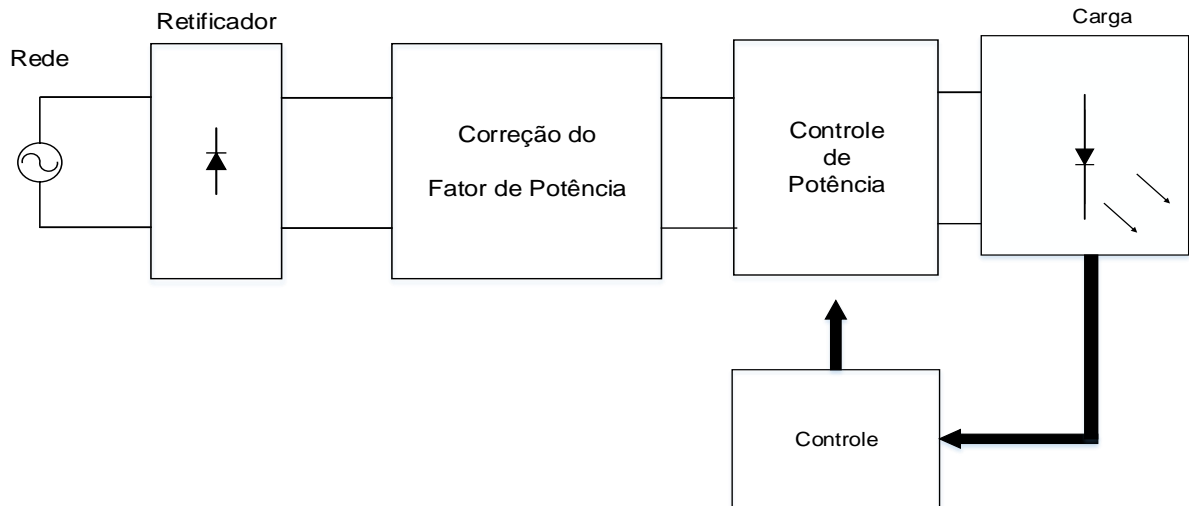
Para solucionar este problema então utiliza-se capacitores de outras tecnologias, como os de filmes por exemplo, que possuem uma vida útil de 200 mil horas, bem acima da vida útil dos LEDs, aumentando a durabilidade do circuito, porém capacitores de filme não possuem elevadas capacitâncias para altas tensões.

Para resolver este problema de vida útil é reduzido o valor da capacitância utilizada no circuito admitindo uma variação maior na tensão de barramento, e utiliza-se uma malha de controle para controlar a corrente na carga, assim pode-se aplicar valores menores de capacitâncias viabilizando o uso de capacitores de filme, consequentemente aumentando a vida útil do *driver* (VARGAS LUZ, 2013).

### 2.2.2 Características de um *driver* para LEDs

Os sistemas de iluminação para serem conectados à rede elétrica devem possuir requisitos mínimos de qualidade de energia, estes requisitos estão estabelecidos na norma internacional IEC 61000-3-2 Classe C onde se estabelece limites máximos de conteúdo harmônico na entrada de energia em equipamentos de iluminação (IEC, 2011). A NBR 5422 recomenda a norma IEC 61000-3-2 (ALMEIDA, 2012) e será utilizada como referência para este trabalho.

Usualmente os *drivers* utilizam um conversor para conectar-se com a rede, onde este conversor atende os requisitos de conexão e correção do fator de potência (criando um barramento CC) e outro conversor para controlar a corrente nos LEDs, ou seja, controlar a potência de carga (PC) (VARGAS, 2015), a Figura 3 mostra o diagrama desta topologia.



**Figura 3: Diagrama de blocos.**  
**Fonte: Autoria própria.**

### 2.3 ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA (CFP)

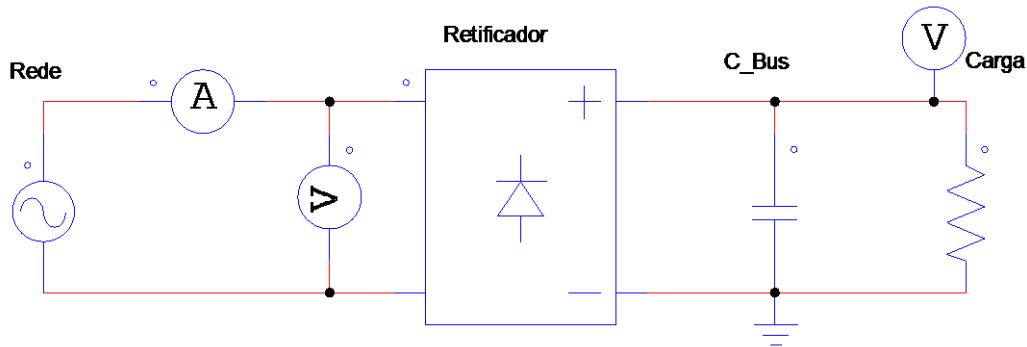
A Tabela 3 apresenta os limites máximos de conteúdo harmônicos que a norma IEC 61000-3-2 Classe C permite (IEC, 2011).

**Tabela 3: Limites de corrente por ordem de harmônica para equipamentos classe C.**

Ordem da Harmônica	Máximo valor percentual da harmônica de corrente em relação ao valor da fundamental
2 <sup>a</sup>	2%
3 <sup>a</sup>	30% x Fator de potência
5 <sup>a</sup>	10%
7 <sup>a</sup>	7%
9 <sup>a</sup>	5%
11 <sup>a</sup> ≤ n ≤ 39 <sup>a</sup> (somente ímpares)	3%

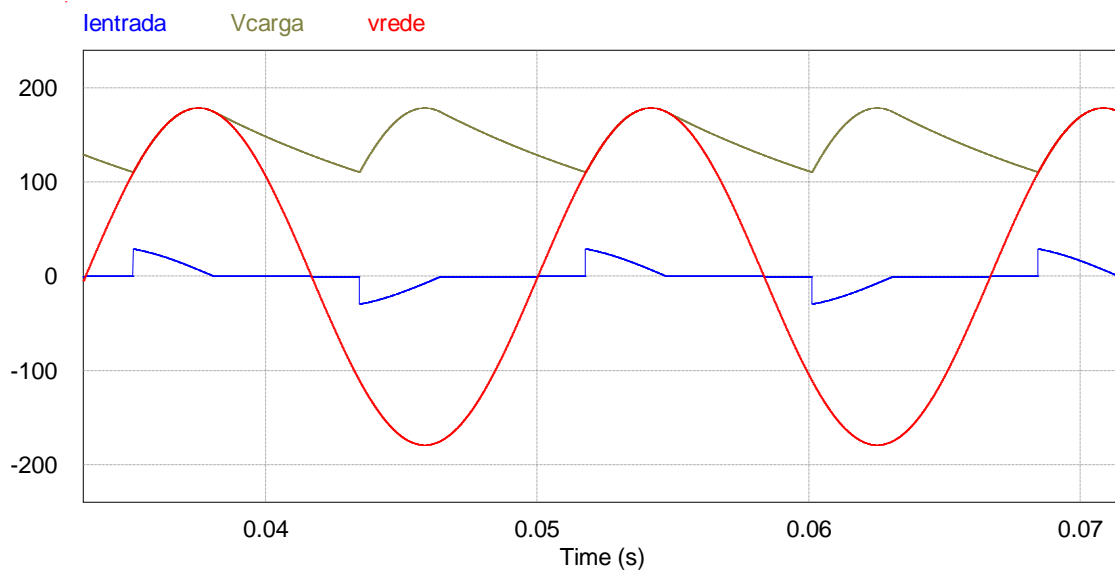
**Fonte: Autoria própria.**

A maneira mais usual de se obter uma tensão retificada e com uma ondulação de tensão reduzida é utilizando um retificador de onda completa com um capacitor de barramento na saída. Este circuito é mostrado na Figura 4 a seguir.



**Figura 4: Circuito retificador e com capacitor de barramento**  
**Fonte: Autoria própria.**

A forma de onda da tensão de saída (marrom), tensão de entrada (vermelho) e corrente de entrada (azul) são mostradas na Figura 5.



**Figura 5: Forma de ondas do circuito.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Quanto menor for a ondulação da tensão de saída, maior será o valor da capacitância necessária, maior será o pico da corrente de entrada e a distorção harmônica total, além de possuir um baixo fator de potência, não atendendo a norma (VARGAS LUZ, 2013) (KIRSTEN, 2011).

Essas características implicam em outras desvantagens para este tipo de circuito citadas a seguir (ROGGIA, 2009):

- A potência ativa máxima absorvida da rede é limitada;

- A instalação elétrica e os transformadores devem ser sobredimensionados devido as harmônicas da corrente;
- Em sistemas trifásicos com neutro a componente harmônica de terceira ordem é maior;
- Outras cargas conectadas a mesma rede podem apresentar mau funcionamento devido ao achatamento da onda de tensão causado pelo pico da corrente;
- As harmônicas podem excitar ressonância no sistema de potência, causando picos de corrente e de tensão, podendo danificar outras cargas conectadas na mesma rede.

O fator de potência (FP) é definido como a relação da potência ativa e potência aparente, ou também, como sendo a potência elétrica ativa e a raiz quadrada da soma dos quadrados das potencias elétrica ativa e reativa, consumidas em um mesmo período especificado (KIRSTEN, 2011), como mostrado na equação (3).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (3)$$

Aonde:

- P – Potencia Ativa (W);
- Potência reativa (VAr)
- S – Potência aparente (VA)

O fator de potência também pode ser calculado pela tensão eficaz ( $V_{rms}$ ) e corrente eficaz ( $I_{rms}$ ), como mostra a equação (4).

$$FP = \frac{P}{V_{rms} * I_{rms}} \quad (4)$$

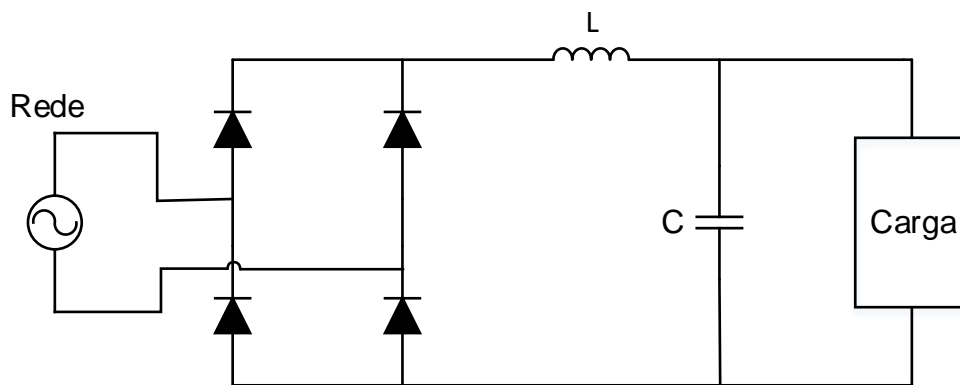
A distorção harmônica total (DHT) mede a distorção de uma forma de onda em relação a uma senóide, é muito utilizada para classificar a qualidade da corrente de entrada de circuitos eletrônicos, sendo definida pela equação (5).

$$\text{DHT} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (5)$$

Onde o índice  $n$  é a ordem da harmônica e  $I_1$  é a componente fundamental da corrente de entrada do sistema.

### 2.3.1 Correção Passiva

Um método de correção do fator de potência sem utilizar componentes ativos é adicionar um indutor entre a ponte retificadora e o filtro capacitivo, formando então um filtro LC (ROGGIA, 2009), a Figura 6 a seguir ilustra este método.



**Figura 6: Filtro LC após o estágio de retificação.**  
Fonte: Autoria própria.

A frequência de operação é baixa (60 Hz e 120 Hz), isso implica em um valor alto de indutância e capacitância. Como resultado tem-se as seguintes desvantagens (BATARSEH; WEI, 2007):

- O fator de potência máximo alcançado é de 0,9;
- A distorção harmônica total é alta;
- Os componentes são volumosos;
- O filtro é sensível aos parâmetros do circuito e a otimização do projeto é difícil.

### 2.3.2 Correção Ativa

O método de correção ativa utiliza conversores CC-CC para corrigir o fator de potência e melhorar a distorção harmônica total da corrente de entrada. Um tamanho reduzido dos elementos reativos é obtido através da operação dos conversores em alta frequência (algumas dezenas de quilohertz). Também devem operar de forma que a corrente de entrada siga sem defasagem da forma de onda da tensão da rede elétrica (KIRSTEN, 2011).

Os conversores para correção do fator de potência podem operar em três modos que são: Modo de condução contínua (MCC), modo de condução crítico (MCR) e modo de condução descontínua (MCD). O que define o modo de condução é a corrente nos indutores. Quando a corrente chega a zero antes do último período o conversor está em MCD, quando a corrente não se anula em nenhum período está em MCC e quando o circuito possui um controle que faz comutar quando a corrente chega a zero está em MCR (KIRSTEN, 2011).

O modo de condução contínua possui menores ondulações da corrente de entrada, não necessitando de filtro de entrada, porém precisa de um controle dedicado e complexo. O modo de condução crítico também necessita um controle exclusivo e ainda apresenta maior complexidade no projeto dos indutores e capacitores por não operarem em frequência fixa e pode ter a necessidade de um filtro de entrada para o fator de potência. O modo descontínuo trabalha com frequência e razão cíclica fixa. A maioria dos conversores em MCD possuem a impedância de entrada com características de uma resistência, não necessitando de nenhum tipo de controle, logo em malha aberta o circuito apresenta uma baixa distorção harmônica, porém necessita de um filtro de entrada para garantir alto fator de potência (KIRSTEN, 2011).

O modo descontínuo para correção do fator de potência será utilizado neste trabalho por apresentar características de razão cíclica e frequência fixa, requisitos necessários para a integração dos conversores e por não necessitar de nenhum tipo de controle dedicado.



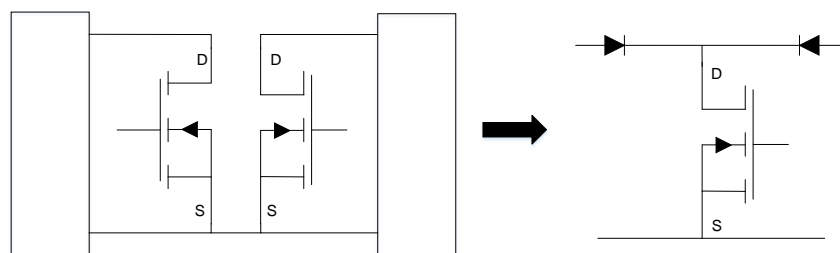
## 2.4 INTEGRAÇÃO DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

A topologia mais aplicada nos *drivers* para iluminação é um conversor CC-CC para correção do fator de potência e outro para o controle da potência entregue a carga, ou seja, se tem dois estágios. Com a integração dos conversores o driver se torna de estágio único, com isso se diminui o número de interruptores e circuitos auxiliares de comando, deixando o *driver* mais simples e mais confiável. Uma consequência da integração é o aumento da tensão ou corrente ao qual o interruptor está submetido, dependendo do tipo de conexão entre os conversores (PINTO, 2012).

Para realizar a integração entre dois conversores estáticos é necessário que ambos possuam um ponto em comum entre os interruptores e que operem com mesma frequência e razão cíclica. Mesmo com a integração os conversores continuam operando de forma independente como se não possuíssem o interruptor compartilhado e ainda podem operar cada um em um modo de condução, mantendo as vantagens e desvantagens de cada modo (ALMEIDA, 2012).

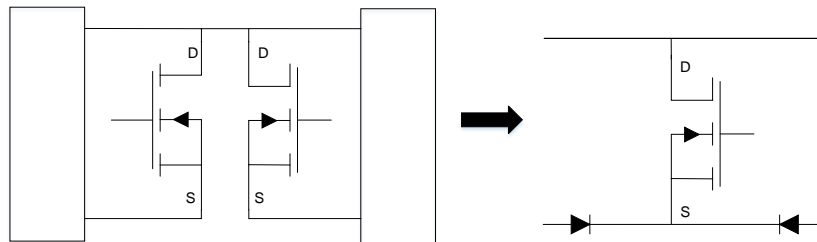
Um interruptor tipo MOSFET possui dois pontos de conexão com o circuito que são os terminais Dreno (*drain*, D) e Fonte (*source*, S), logo a conexão entre dois interruptores resulta em 4 possibilidades de conexão que são (VARGAS LUZ, 2013) (ALMEIDA, 2012) (PINTO, 2012):

1. Terminais fonte (*Source*) conectados entre si mostrado na Figura 7.
  - Conexão tipo T,
  - A corrente que circula na chave compartilhada será a soma das correntes de cada chave individual;
  - Célula de sobrecorrente.



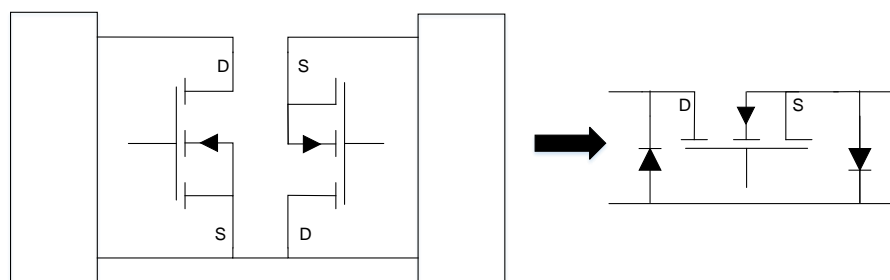
**Figura 7: Conexão tipo T.**  
**Fonte: Autoria própria.**

2. Terminais dreno (*drain*) conectados entre si mostrado na Figura 8.
  - Conexão tipo I-T;
  - A corrente que circula na chave compartilhada será a soma das correntes de cada chave individual;
  - Célula de sobrecorrente.



**Figura 8: Conexão tipo I-T.**  
 Fonte: Autoria própria.

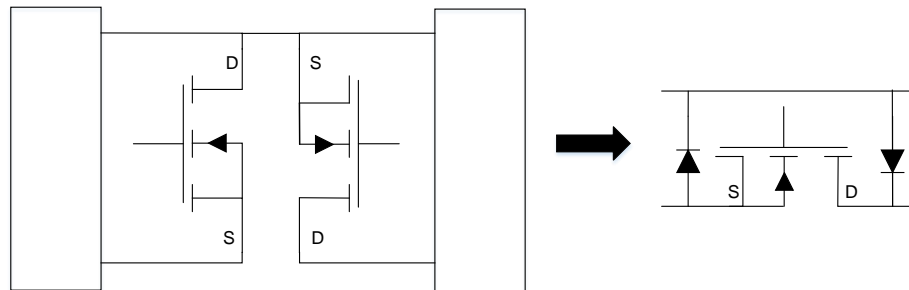
3. Terminal fonte (*Source*) do primeiro estágio conectado ao terminal dreno (*drain*) do segundo estágio mostrado na Figura 9.
  - Conexão tipo  $\pi$ ;
  - A tensão de bloqueio do interruptor compartilhado será a soma da tensão de bloqueio individual;
  - Célula de sobretensão.



**Figura 9: Conexão tipo  $\pi$ .**  
 Fonte: Adaptado de (PINTO, 2012).

4. Terminal dreno (*drain*) do primeiro estágio conectado no terminal fonte (*source*) do segundo estágio mostrado na Figura 10.
  - Conexão I- $\pi$ .
  - A tensão de bloqueio do interruptor compartilhado será a soma da tensão de bloqueio individual;

- Célula de sobretensão.



**Figura 10: Conexão tipo I- $\pi$ .**  
**Fonte: Adaptado de (PINTO, 2012).**

Portanto, mesmo tendo um número menor de interruptores e de circuitos de comando, o interruptor integrado deverá ser mais robusto que os interruptores de cada estágio separado.

### 3. PROJETO E SIMULAÇÃO

Este capítulo vai tratar o estudo, projeto e simulação dos conversores utilizados no *driver*, bem como as etapas de operação, e a integração dos conversores.

#### 3.1 DEFINIÇÃO DO MODELO E POTÊNCIA DOS LEDS

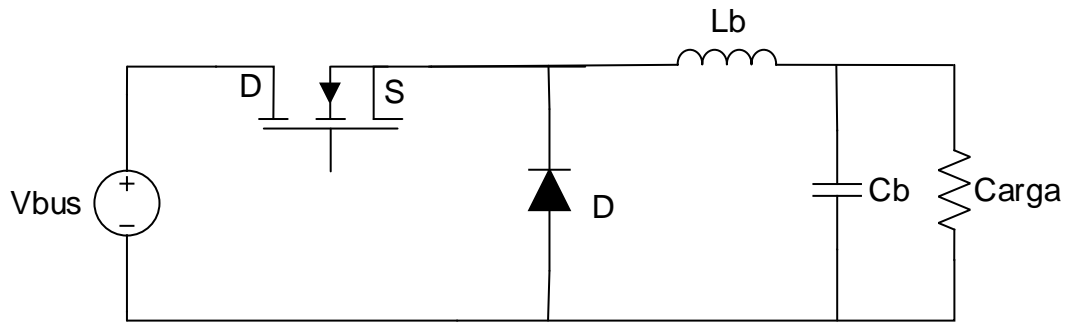
Será utilizado neste trabalho o LED Philips modelo LXML-PWC1-0100 (PHILIPS, 2009). Esse modelo de LED pode operar com uma corrente máxima de 1 A. Como há uma ondulação da tensão de saída será utilizado um valor nominal de 700 mA para a corrente do LED ( $I_f$ ). A tensão direta ( $V_f$ ) correspondente para esta corrente é 3,4V, logo a potência de cada LED será de 2,38 W.

Será projetado um *driver* de 26,18 W, logo serão necessários 11 LEDs em série. A resistência  $R_m$  e a tensão  $V_m$  equivalente aos 11 LEDs em série será 7,8562  $\Omega$  e 31,9 V respectivamente. A corrente direta ( $I_f$ ) e a tensão direta ( $V_f$ ) dos LEDS em série é de 700mA e 37,4V respectivamente, essa será a carga do *driver*.

Este modelo pode ser usado para formar lâmpadas com maiores potências, colocando *drivers* em paralelo. Geralmente os trabalhos utilizam topologias de 70 W, então pode-se colocar 3 *driver* deste trabalho em paralelo formando um *driver* de 78.54 W.

#### 3.2 ESTÁGIO DE SAÍDA

O conversor *buck* é responsável por controlar a potência entregue a carga. A topologia está mostrada na Figura 11.



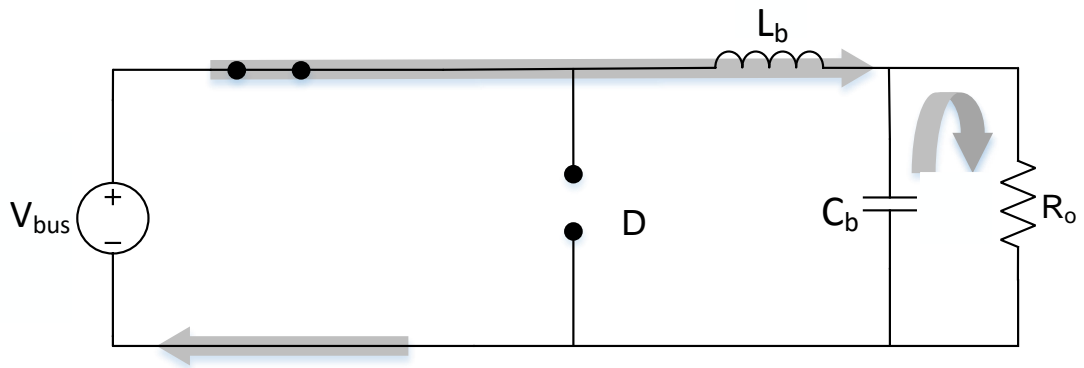
**Figura 11: Topologia básica do conversor *Buck*.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A relação da tensão de saída com a entrada é determinada pela análise das etapas de operação do conversor.

O conversor vai operar no modo de condução descontínua (MCD), conseqüentemente terá três etapas de operação. A análise é feita considerando que o conversor está em regime permanente e que a tensão média em um indutor é nula, assim como a corrente média em um capacitor (POMILIO, 2014).

### 3.2.1 Primeira Etapa de Operação

Durante a primeira etapa de operação a chave está em condução. O diodo fica em paralelo com a fonte de entrada, conseqüentemente é polarizado reversamente, como mostrado na Figura 12.



**Figura 12: Primeira etapa de operação conversor *Buck*.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A corrente no indutor varia linearmente de acordo com a equação (6).

$$\Delta I_{Lb} = \frac{(V_{bus} - V_f) * D * T}{L_b} \quad (6)$$

Onde:

- $\Delta I_{Lb}$  é a variação da corrente do indutor  $L_b$ ;
- $V_{bus}$  é a tensão de entrada do conversor *buck*;
- $V_f$  a tensão de saída, que corresponde a tensão direta dos LEDs;
- $D$  é a razão cíclica que representa a razão do período de comutação em que a chave  $S$  está fechada, ou seja, é a razão cíclica da primeira etapa de operação;
- $T$  é o período;
- $L$  é o valor da indutância.

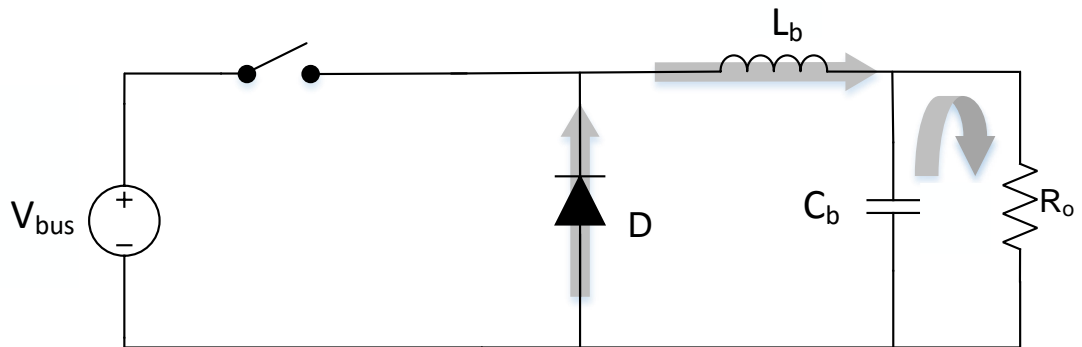
A corrente no diodo é nula, porém a tensão ( $V_D$ ) é obtida percorrendo a malha entre o diodo e a fonte de entrada, como mostra a equação (7).

$$V_D = -V_{in} \quad (7)$$

A tensão na chave é nula, pois a mesma está em condução, a corrente é a mesma do indutor por estarem os dois elementos em série nesta etapa e a tensão no indutor é  $V_{bus}$  menos  $V_f$ .

### 3.2.2 Segunda Etapa de Operação

Nesta etapa a chave está aberta e o diodo entra em condução. O indutor descarrega sua energia para a carga, através do caminho de corrente criado pela condução do diodo, até sua corrente ficar nula como mostra a Figura 13.



**Figura 13: Segunda etapa de operação do conversor *Buck*.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Nesta etapa a corrente na chave é nula e a tensão é igual a  $V_{in}$ .

A tensão no diodo é nula e a corrente é a mesma do indutor.

A tensão no indutor é  $-V_f$ .

A variação da corrente no indutor é expressa pela equação (8). Como o indutor está descarregando a variação passa a ser negativa.

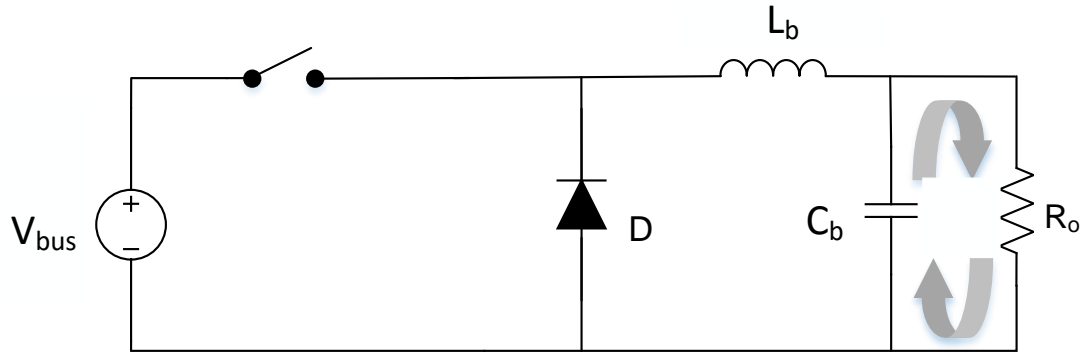
$$\Delta I_{L_b} = \frac{-V_f * D_1 * T}{L} \quad (8)$$

Onde:

- $D_1$  é a razão cíclica correspondente a segunda etapa de operação.

### 3.2.3 Terceira etapa de operação

Na terceira etapa a chave e o diodo estão abertos, a corrente no indutor é nula, como mostrado na Figura 14, a tensão na chave é  $V_{bus}$  menos  $V_f$ , a tensão no diodo é  $-V_{bus}$  e a tensão no indutor é nula por não haver corrente passando pelo mesmo.



**Figura 14: Terceira etapa de operação do conversor *Buck*.**  
**Fonte: Autoria própria.**

O ganho estático do conversor é determinado através da tensão média do indutor. A tensão média do indutor é calculada através da soma da tensão em cada etapa multiplicada pela razão cíclica correspondente dividido pelo período.

A tensão média do indutor durante um período de funcionamento é nula, então para se determinar o ganho estático do conversor *buck* iguala-se a tensão média do indutor a zero conforme mostrado na equação (9).

$$\frac{1}{T}((V_{bus} - V_f) * D * T + (-V_f) * D_1 * T) = 0 \quad (9)$$

Isolando na equação (9)  $V_f/V_{bus}$  se obtém a equação do ganho estático (10).

$$\frac{V_f}{V_{bus}} = \frac{D}{D + D_1} \quad (10)$$

A corrente média do capacitor é zero, então a corrente média do indutor é a mesma da saída mostrada na equação (11).

$$I_{Lm} = \frac{V_f}{R_o} \quad (11)$$

Onde:

- $I_{LM}$  é a corrente média do indutor  $L_b$ ;
- $R_o$  é a resistência equivalente da carga vista pelo conversor.



A corrente média do indutor também pode ser calculada pela soma da corrente de cada etapa dividida pelo período, resultando na equação (12).

$$I_{Lm} = \frac{1}{T} \left( \frac{I_{PK} * D * T}{2} + \frac{I_{PK} * D_1 * T}{2} \right) = \frac{1}{2} I_{PK} (D + D_1) \quad (12)$$

Onde:

- $I_{pk}$  é a corrente de pico no indutor  $L_b$ .

A corrente no início de cada período é nula, logo a corrente de pico ( $I_{pk}$ ) é a mesma variação da corrente ( $\Delta L$ ) mostrada em (6). Substituindo (6) em (12), igualando com (11) e resolvendo para  $D_1$  se obtém a equação (13).

$$D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8 * L_b}{R_o * T}}}{2} \quad (13)$$

Para ter o ganho estático em função dos parâmetros do circuito substitui-se a equação (13) na equação do ganho estático (10) resultando na equação (14).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2 * D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8 * L_b}{R_o * T}}} \quad (14)$$

Os parâmetros para o projeto do conversor *buck* para o estágio de controle da potência estão na Tabela 4:

**Tabela 4: Parâmetros de projeto conversor *Buck*.**

Parâmetro	Valor	Unidade
Tensão de entrada ( $V_{bus}$ )	170	V
Tensão de saída ( $V_i$ )	37,4	V
Corrente de saída ( $I_i$ )	700	mA
Frequência de chaveamento (fs)	60	kHz
Ondulação da tensão de saída ( $\Delta V_i$ )	0,1 $V_o$	V
Razão Cíclica (D)	0,1	

**Fonte: Autoria própria.**

A resistência equivalente da saída é determinada pela equação (15), onde o valor encontrado para  $R_o$  é de 53,429  $\Omega$ .

$$R_o = \frac{V_f}{I_f} \quad (15)$$

O indutor crítico é determinado pela equação da corrente mínima que é a corrente média do indutor menos a metade da corrente máxima, para garantir que o conversor opere no modo de condução descontínua (MCD) o indutor escolhido deve ser menor que o valor de indutor crítico como na equação (16).

$$L_b < \frac{(V_{bus} - V_f) * D * T}{2 * I_f} \quad (16)$$

O valor do indutor crítico é de 158,6  $\mu$ H. Isolando o valor do indutor ( $L_b$ ) da equação (14) e substituindo as outras variáveis o valor encontrado para  $L_b$  é de 72,36  $\mu$ H ficando abaixo do indutor crítico garantido que o conversor opere no modo DCM.

A equação para o projeto do capacitor pode ser obtida da equação da corrente do capacitor na terceira etapa, onde o capacitor fica em paralelo com a carga, mostrado na equação (17).

$$I_c = C_b * \frac{\Delta V_c}{D_2 * T} \quad (17)$$

Onde:

- $I_c$  é a corrente do capacitor;
- $\Delta V_c$  é a variação da tensão do capacitor;
- $D_2$  é a razão cíclica correspondente a terceira etapa de operação.

A tensão e a corrente no capacitor nesta etapa são a mesma da carga, ou seja,  $V_c = V_o$ ,  $I_c = I_o$ , e  $\Delta V_c = \Delta V_o$ , a ondulação da tensão de saída permitida será de 10% o valor da tensão de saída, como mostra na Tabela 4. A razão cíclica da terceira etapa ( $D_2$ ) pode ser calculada pela equação (18).

$$D_2 = 1 - D - D_1 \quad (18)$$

Substituindo (18) em (17) e resolvendo para  $C_b$  o valor encontrado para o capacitor é de  $1,696 \mu\text{F}$ .

### 3.2.4 Simulação

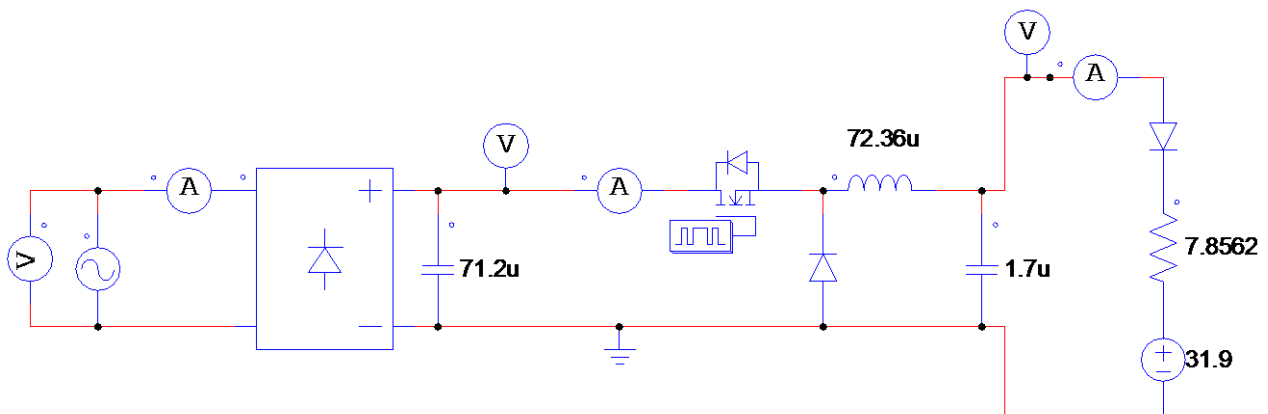
O *driver* deve ser ligado na rede elétrica em 127 Vca. Então o conversor *buck* projetado foi simulado com uma fonte de tensão na entrada de 127 Vca, passando por um retificador de onda completa e um filtro capacitivo (que é a maneira mais simples para se obter uma tensão contínua).

Foi simulado desta maneira para ser feita uma análise da corrente de entrada e justificar o uso do estágio de correção do fator de potência.

O filtro capacitivo do retificador foi projetado para uma ondulação de 10% da tensão de entrada, logo, a tensão média na entrada do *buck* é de 170,625 V.

Por isso foi escolhido esse valor para tensão de entrada nos parâmetros do projeto do conversor, esse valor irá corresponder a tensão de barramento no momento em que for projetado o conversor para a correção do fator de potência mais à frente.

A Figura 15 ilustra o circuito simulado descrito acima.



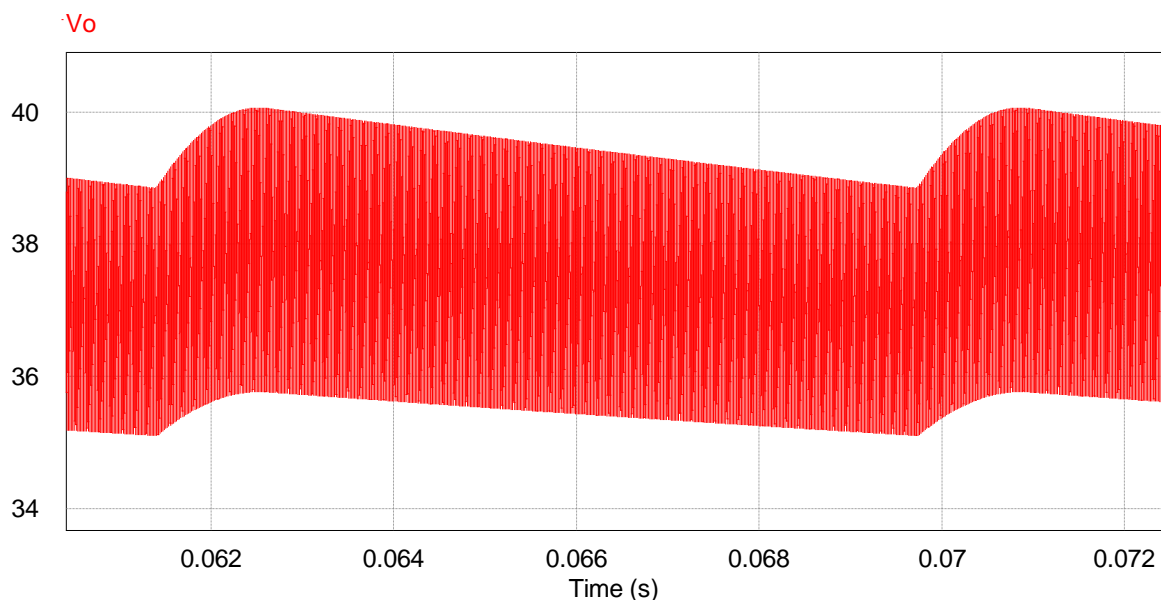
**Figura 15: Circuito Simulado.**  
Fonte: Autoria própria.

O projeto do capacitor do *buck* considerou uma variação de 10% da tensão de saída, logo a tensão máxima e mínima é calculada por (19) e (20) é de 39,27 V e 35,54 V respectivamente.

$$V_{o\max} = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} \quad (19)$$

$$V_{o\min} = V_o - \frac{\Delta V_o}{2} \quad (20)$$

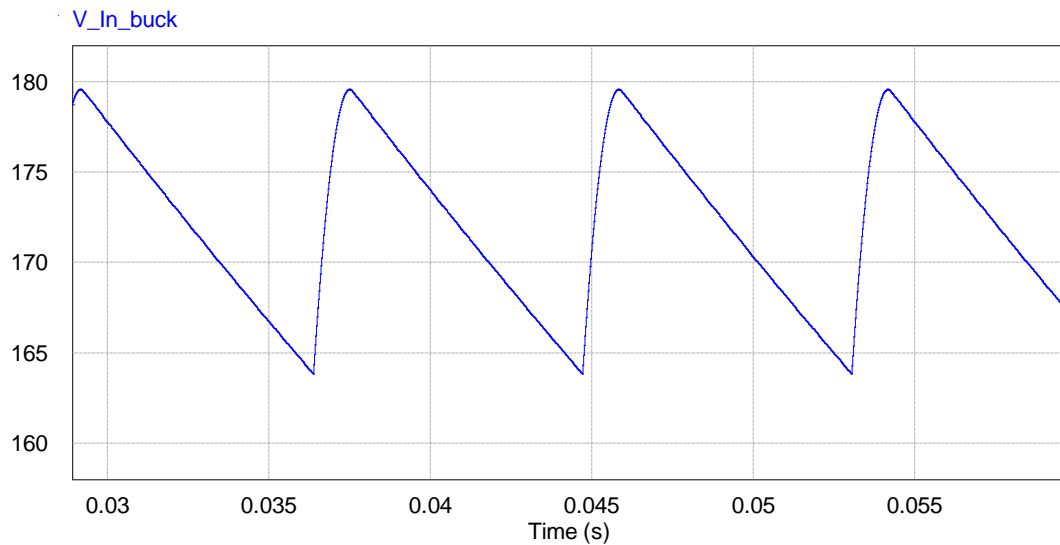
Na Figura 16 consta a forma de onda da tensão de saída do conversor, ou seja, a tensão na carga, o valor médio é de 37,5 V, o valor máximo de 40,06V e o mínimo de 35,1 V. Esta diferença de valores das tensões máxima e mínima é pelas fórmulas (19) e (20) considerar que a tensão após o filtro capacitivo do retificador possui um formato de onda triangular.



**Figura 16: Forma da onda da tensão nos LEDs.**  
**Fonte: Autoria própria.**

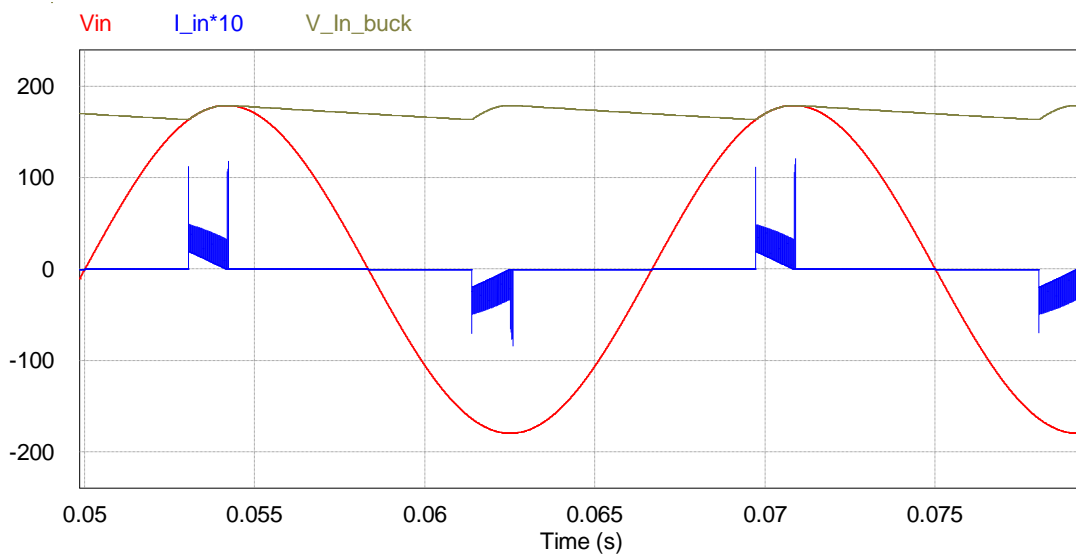
A Figura 17 apresenta a tensão de entrada do conversor (tensão de barramento), o valor médio simulado ficou 171,6 V, o valor máximo de 179,6 V e o valor mínimo de 163,8 V. A ondulação na simulação foi de 15,8 V, o valor de projeto era 10% da tensão de pico, ou seja 17,9 V. A simulação ficou com um valor menor de ondulação, o que é melhor para o circuito em geral, pois a tensão fica um pouco mais próxima de contínua. Essa diferença entre o valor de projeto e o valor simulado

é devido a diferença na tensão de entrada, como foi citada acima, que se reflete na saída.



**Figura 17: Tensão de entrada do conversor.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Na Figura 18 é mostrada a forma de onda da tensão de entrada do retificador (em vermelho), a corrente de entrada do retificador (em azul), que corresponde a corrente drenada da rede elétrica, multiplicada por 10 para melhor visualização no gráfico e em marrom a tensão de entrada do conversor.



**Figura 18: Formas de onda da tensão e corrente de entrada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A ponte retificadora só conduz na etapa de carga do capacitor, ao se carregar a tensão passa a ser maior que a tensão da rede, polarizando reversamente os diodos que saem de condução. O capacitor começa a ser descarregado na carga até atingir a tensão mínima, quando a tensão da entrada é maior que a tensão do capacitor, polarizando diretamente os diodos da ponte, que entram em condução e voltam a carregar o capacitor.

### 3.2.5 Análise da corrente de entrada

A análise da corrente de entrada é feita a partir da decomposição em Séries de *Fourier*, para verificar a amplitude das harmônicas e também o fator de potência.

O ângulo ( $\Theta$ ) em que os diodos do retificador param de conduzir é calculado pela equação (21) e o ângulo ( $\alpha$ ) que é aonde começam a conduzir é dado pela equação (22).

$$\Theta = \pi - \arctan(\omega * C_{in} * R_e) \quad (21)$$

$$\text{sen}(\Theta) * e^{\frac{-(\pi+\alpha-\Theta)}{\omega * C_{in} * R_e}} - \text{sen}(\alpha) = 0 \quad (22)$$

Onde:

- $C_{in}$  é o capacitor do filtro do retificador;
- $R_e$  é a resistência vista pela rede;
- $\omega$  é a frequência angular.

Primeiro calcula-se o ângulo ( $\Theta$ ) pela equação (21), depois resolve a equação (22) para encontrar o ângulo ( $\alpha$ ). O valor calculado de ( $\Theta$ ) é 1,604 radianos e para ( $\alpha$ ) 1,1514 radianos.

O valor calculado para a resistência  $R_e$  pela equação (23) é de 1,11 k $\Omega$ .

$$R_e = \frac{V_{bus}^2}{P} \quad (23)$$

Onde:

- $V_{bus}$  é a tensão de entrada do conversor *buck*;
- $P$  é a potência da carga.

A série de *Fourier* é descrita pela equação (24).

$$I_{fourier}(\omega t) = \sum_{i=1}^{n_{max}} [a_i * \cos(\omega t * i) + b_i * \sin(\omega t * i)] \quad (24)$$

Onde:

- $n_{max}$  é a maior harmônica considerada;
- $a_i$  e  $b_i$  são os coeficientes de *Fourier* descritos pelas equações (25) e (26) respectivamente.

$$a_i = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\Theta} (I_{in}(\omega t) * \cos(\omega t * i) d\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\Theta} (I_{in}(\omega t) * \cos(\omega t * i) d\omega t) \quad (25)$$

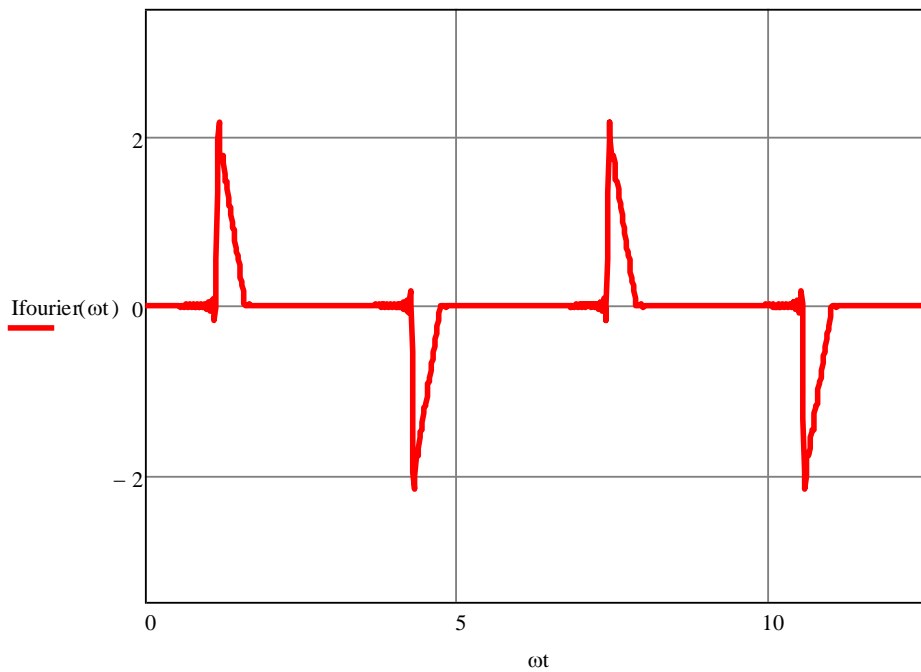
$$b_i = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\Theta} (I_{in}(\omega t) * \sin(\omega t * i) d\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\Theta} (I_{in}(\omega t) * \sin(\omega t * i) d\omega t) \quad (26)$$

A corrente de entrada do retificador ( $I_{in}$ ) é mostrada na equação (27).

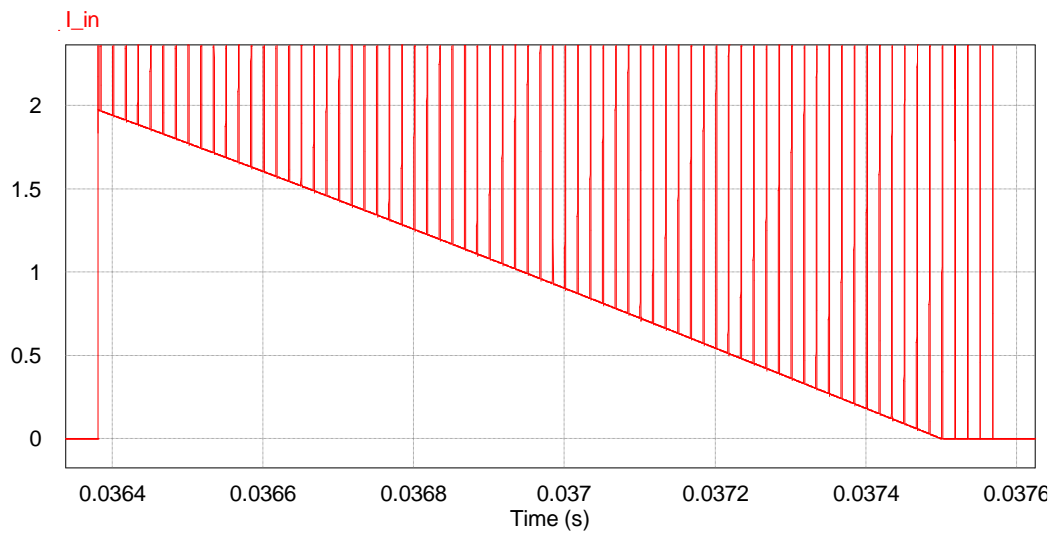
$$I_{in}(\omega t) = \omega * C_{in} * V_{pk} * \cos(\omega t) + \frac{V_{pk}}{R_e} \sin(\omega t) \quad (27)$$

Onde  $V_{pk}$  é a tensão de pico de entrada.

A Figura 19 mostra a corrente de entrada decomposta em séries de *Fourier* e a Figura 20 a corrente simulada. Pode ser notado os valores são similares.



**Figura 19: Corrente de entrada em series de Fourier.**  
**Fonte: Autoria própria.**



**Figura 20: Corrente de entrada simulada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A amplitude de cada termo de *Fourier* pode ser expressa pela equação (28).

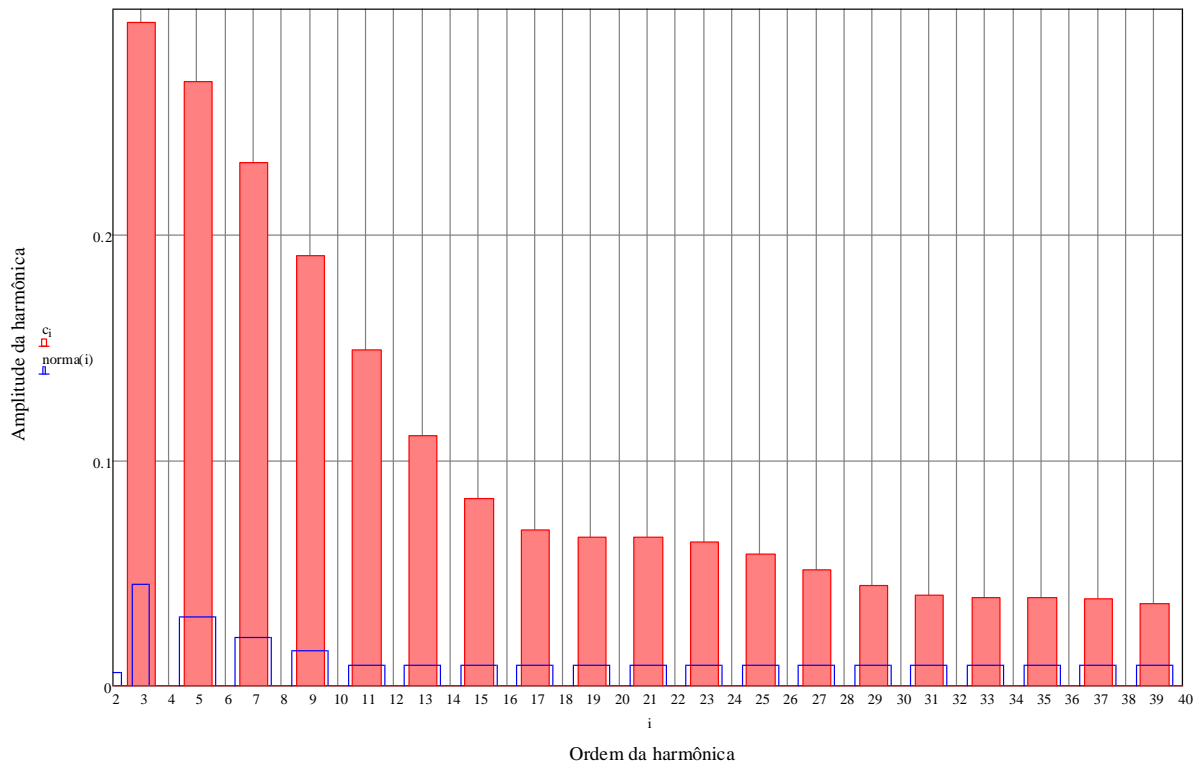
$$c_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \quad (28)$$



Onde:

- $c_i$  corresponde a amplitude das harmônicas contida na corrente de entrada.

A Figura 21 contém a amplitude das harmônicas da corrente de entrada (em vermelho), calculadas pela série de *Fourier* e também a amplitude das harmônicas permitidas pela norma IEC 61000-3-2 Classe C (em azul).



**Figura 21: Amplitude das harmônicas.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A corrente eficaz de entrada ( $I_{in\_rms}$ ) é determinada pela equação (29).

$$I_{in\_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\Theta} [(\omega * C_{in} * V_{pk})^2 * \cos(\omega t)^2] d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{\pi+\Theta} \left[ \frac{V_{pk}^2}{R_e^2} * \sin(\omega t)^2 \right] d\omega t} \quad (29)$$

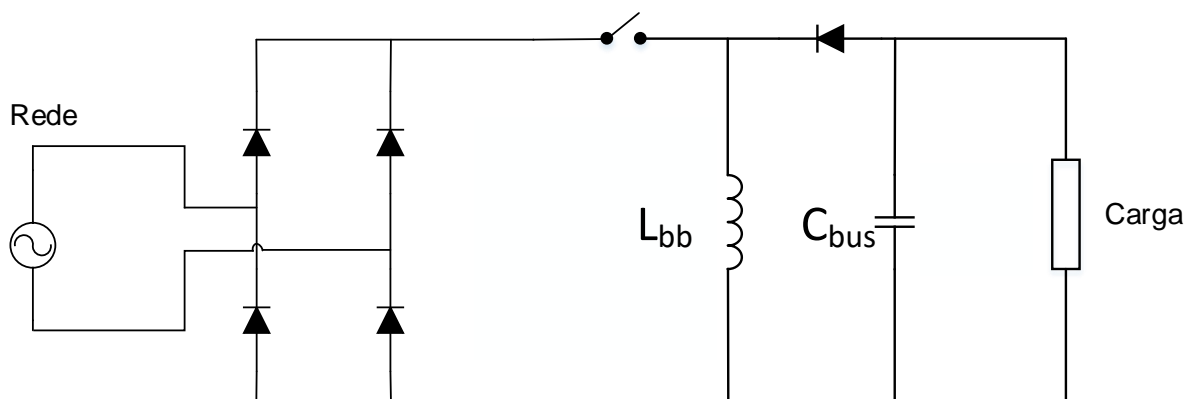
A corrente eficaz calculada é de 0,423 A e o fator de potência é de 0,487 calculado pela equação (4).

Este circuito apresenta um funcionamento adequado. O conversor *buck* fornece a tensão e corrente na carga de acordo com o projeto, mas não atende a

norma citada neste trabalho, por apresentar um baixo fator de potência e as harmônicas apresentarem alta amplitude, não respeitando os limites impostos pela norma IEC 61000-3-2 Classe C. Por isso é necessário um estágio de correção do fator de potência (CFP), antes do conversor *buck* que alimenta a carga, fazendo com que o *driver* funcione de acordo com a norma.

### 3.3 ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA (CFP)

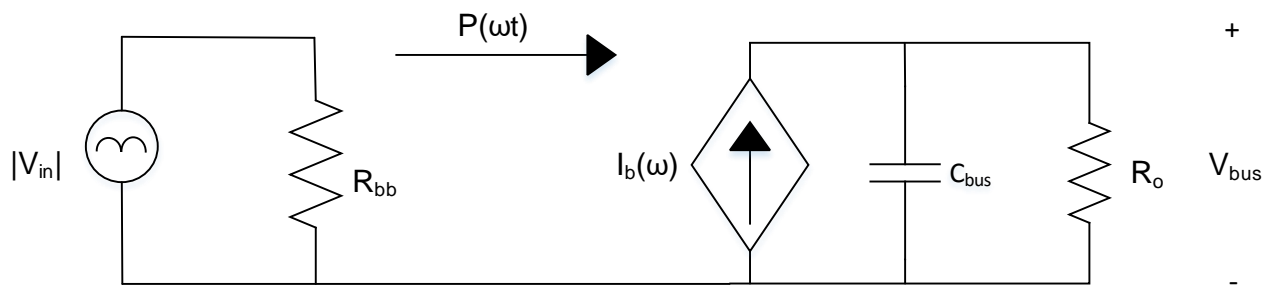
O conversor *buck-boost* será responsável pela etapa de correção do fator de potência, sua topologia está na Figura 22. A principal diferença desse conversor para o *buck-boost* convencional é a troca da fonte contínua de alimentação pela fonte alternada com a ponte retificadora.



**Figura 22: Conversor Buck-Boost.**  
Fonte: Autoria própria.

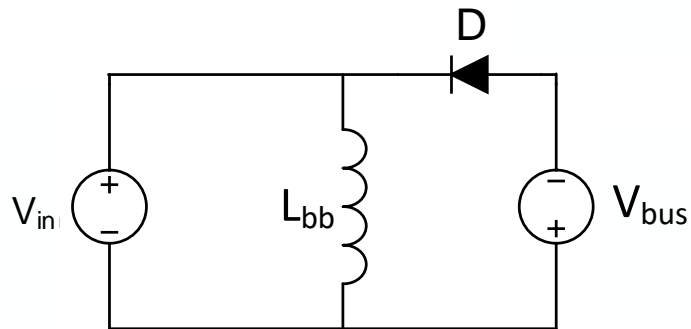
Por ser um conversor abaixador-elevador, o mesmo trabalha em toda faixa da tensão de entrada e para qualquer tensão de saída, outra característica é a tensão de saída ter polaridade inversa da tensão de entrada (KIRSTEN, 2011).

No projeto do conversor é utilizado o modelo do circuito equivalente mostrado na Figura 23, válido para os conversores operando no MCD (LOPES, 2014).



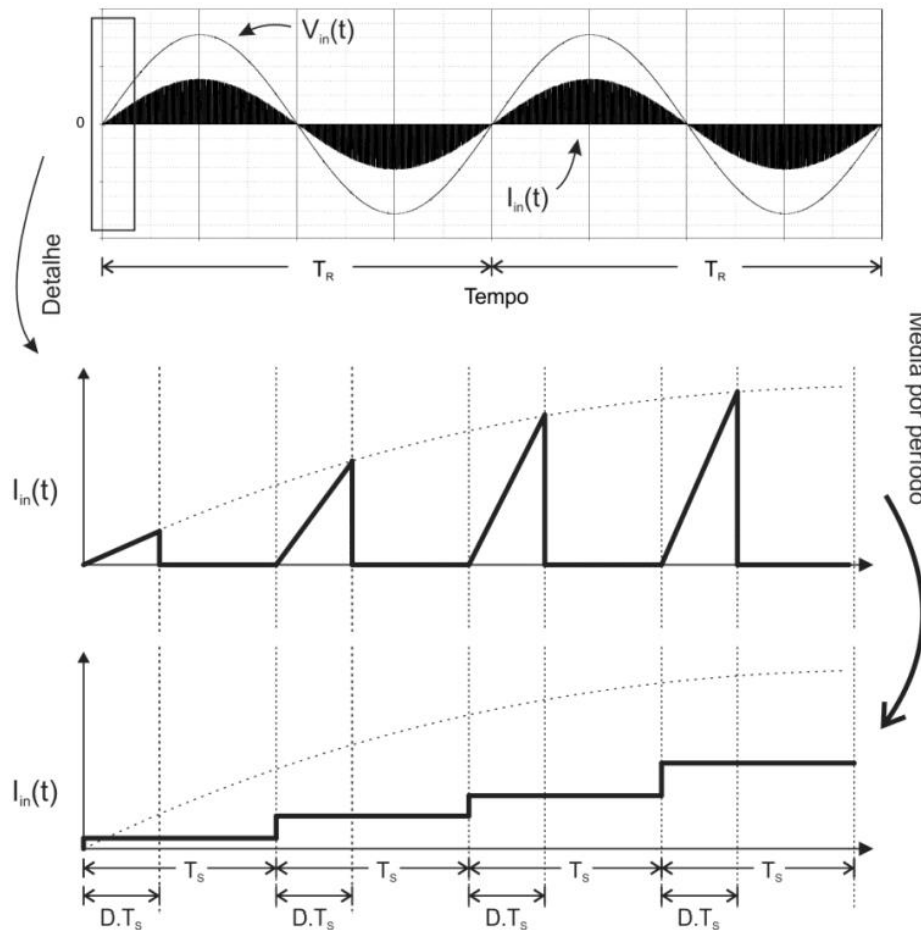
**Figura 23: Circuito equivalente para CFP.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A corrente de entrada só é diferente de zero na primeira etapa do circuito, ou seja, quando a chave está fechada e o diodo aberto, como consta na Figura 24.



**Figura 24: Primeira etapa de operação.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Na Figura 25 tem a forma de onda da corrente de entrada. Nota-se que a onda da corrente segue a mesma envoltória da onda de tensão. A corrente média pode ser considerada constante em cada período de comutação.



**Figura 25: Forma de onda da corrente de entrada.**  
**Fonte: Adaptado de (KIRSTEN, 2011).**

Como o valor de pico da corrente de entrada é o mesmo valor de pico da corrente do indutor, este valor pode ser obtido pela equação (30).

$$\Delta I_{L_{bb}} = \frac{V_{in}(t) * D * T}{L_{bb}} \quad (30)$$

Onde:

- $\Delta I_{L_{bb}}$  é a variação da corrente do indutor do conversor *buck-boost* que é o mesmo valor de pico;
- $L_{bb}$  é o valor do indutor do *buck-boost*.

A corrente média instantânea de entrada, descrita pela equação (31), é dada pela área de cada triângulo em um período de comutação em alta frequência

(KIRSTEN, 2011). A área do triângulo é base vezes altura dividido por dois, a altura corresponde a corrente de pico expressa na equação (30) e a base a razão cíclica vezes o período, o valor de pico depende da tensão de entrada, logo a corrente média instantânea também depende.

$$I_{in}(t) = \frac{V_{in}(t) * D^2 * T}{2 * L_{bb}} \quad (31)$$

Onde:

- $I_{in}(t)$  é a corrente média instantânea de entrada;
- $V_{in}(t)$  é a tensão de pico da entrada.

A resistência equivalente vista pela rede ( $R_{bb}$ ) é dada pela relação de tensão de entrada e a corrente de entrada, expressa na equação (32).

$$R_{bb} = \frac{V_{in}(t)}{I_{in}(t)} = \frac{2 * L_{bb}}{D^2 * T} \quad (32)$$

Essa equação é formada por elementos constantes, logo a resistência equivalente do conversor é fixa, então o conversor *buck-boost* é visto pela rede como uma resistência, por esse motivo o conversor possui um baixo índice de distorção harmônica (KIRSTEN, 2011).

É necessário garantir que o circuito opere em modo de condução descontínuo durante toda a faixa de tensão de entrada, deve-se então definir a máxima razão cíclica ( $D_{max}$ ) para o pior caso, que é no pico de tensão da rede ( $V_{inpk}$ ), a equação (33) define a razão cíclica máxima.

$$D_{max} \leq \frac{V_{bus}}{V_{bus} + V_{inpk}} \quad (33)$$

O circuito opera como uma resistência para a rede, logo a potência de entrada pode ser calculada pela equação (34).

$$P_{in} = \frac{V_{in\_ef}^2}{R_{bb}} = \frac{V_{in\_ef}^2 * D^2 * T}{2 * L_{bb}} \quad (34)$$

Onde:

- $V_{in\_ef}$  é a tensão eficaz da rede.

Como a potência de entrada é a mesma da saída, o indutor do conversor ( $L_{bb}$ ) pode ser isolado da equação (34) e se obter a equação (35). Se a potência de entrada e saída fossem diferentes deveria ser considerado o rendimento do circuito na equação.

$$L_{bb} = \frac{V_{in\_ef}^2 * D^2 * T}{2 * P_o} \quad (35)$$

A Tabela 5 mostra os valores dos parâmetros para o projeto do conversor.

**Tabela 5: Parâmetros de projeto conversor *Buck-Boost*.**

Parâmetro	Valor	Unidade
Tensão de entrada ( $V_{in\_ef}$ )	127	Vca
Potência de saída ( $P_o$ )	26,18	W
Tensão de saída ( $V_{bus}$ )	170	V
Frequência de chaveamento ( $f_s$ )	60	kHz
Ondulação da tensão de saída ( $\Delta V_{bus}$ )	0,5 $V_o$	V
Razão Cíclica ( $D$ )	0,1	

**Fonte: Autoria própria.**

O valor da razão cíclica máxima calculada por (33) é de 0,4826. O conversor vai trabalhar com uma razão cíclica de 0,1, logo está garantido que ele vai operar em MCD durante toda a faixa de tensão.

Pela equação (35) o valor encontrado para a indutância ( $L_{bb}$ ) é de 51,34  $\mu$ H, e pela equação (32) o valor calculado da resistência equivalente do conversor ( $R_{bb}$ ) é de 616,08  $\Omega$ .

O projeto do capacitor de barramento ( $C_{bus}$ ) é feito a partir da variação de carga ( $\Delta Q$ ), mostrada na equação (36).

$$\Delta Q = C_{bus} * \Delta V_{bus} \quad (36)$$

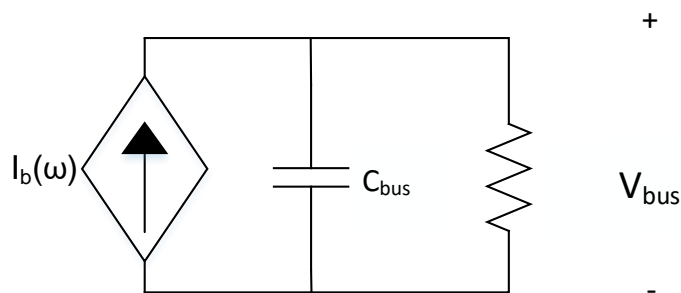
Onde  $\Delta Q$  é calculado pela equação (37).

$$\Delta Q = \int_0^{\omega t} I_{cbus}(\omega t) d\omega t \quad (37)$$

Onde:

- $I_{cbus}(\omega t)$  é a corrente do capacitor.

A corrente do capacitor é determinada através da análise das correntes na segunda parte do modelo equivalente do conversor mostrado na Figura 26 e é descrita pela equação (38).



**Figura 26: Segunda parte do circuito equivalente.**  
Fonte: Autoria própria.

$$I_{cbus}(\omega t) = I_b(\omega t) - I_{R0} \quad (38)$$

Onde:

- $I_b(\omega t)$  é a corrente no resistor de saída do circuito equivalente do conversor.

Substituindo a equação (38) em (37), resolvendo e após substituindo na equação (36) e resolvendo-a para o valor do capacitor encontra-se a equação (39) para cálculo da capacitância de barramento ( $C_{bus}$ ):

$$C_{bus} = \frac{V_{inpk}^2 * D^2 * T}{4 * L_{bb} * V_{bus} * \omega * \Delta V_{bus}} \quad (39)$$

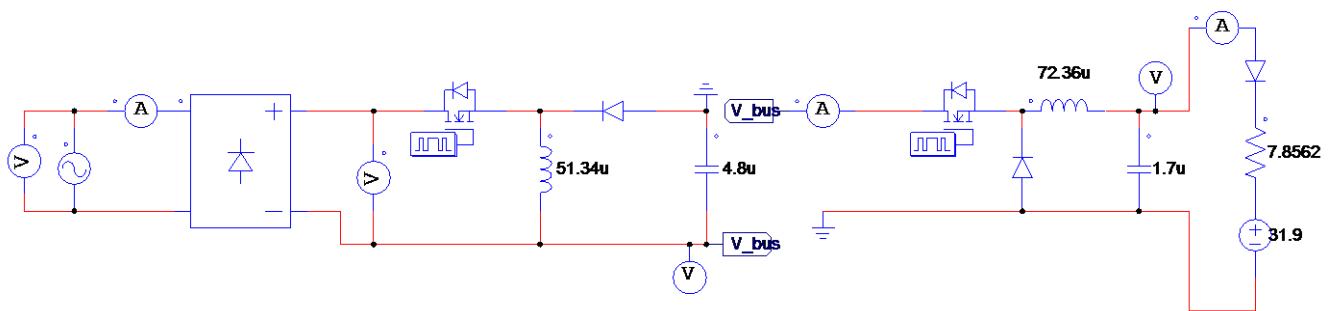
O valor encontrado para  $C_{bus}$  considerando uma variação de 50% na tensão de barramento é de 4,8  $\mu F$ .

É permitida uma variação de tensão no barramento maior para que o valor de  $C_{bus}$  seja menor, solucionando o problema da vida útil do *driver*. O capacitor que

pode ser utilizado por exemplo é o capacitor de filme modelo B32524 da marca TDK de  $4,7 \mu\text{F}$  (valor comercial mais próximo), suporta uma tensão nominal de  $200 V_{\text{cc}}$ , como já foi dito a vida útil deste capacitor é de 200 mil horas (TDK, 2015).

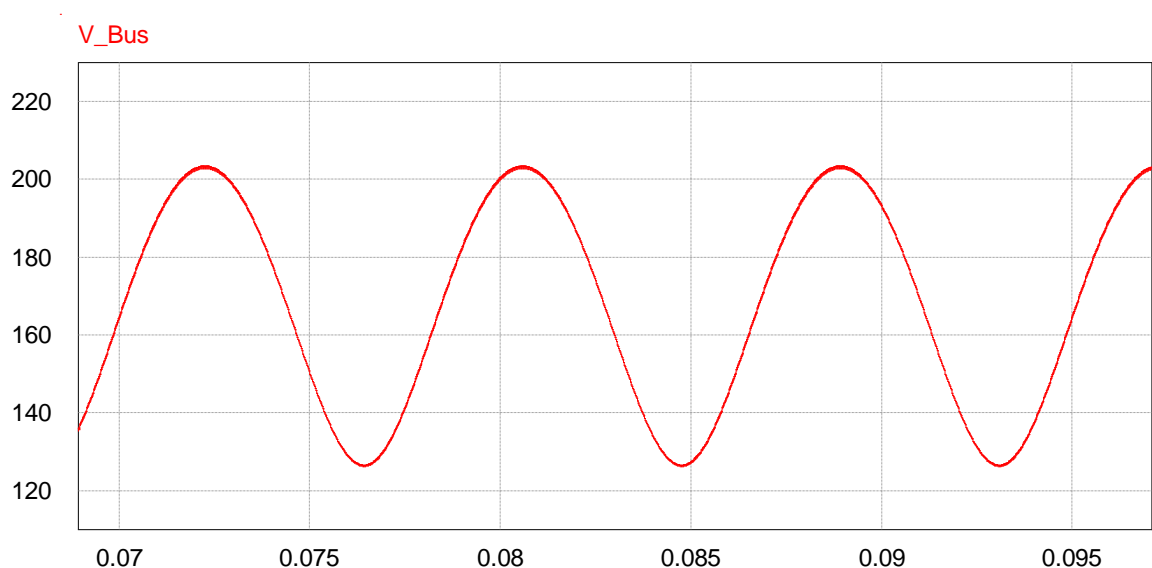
### 3.3.1 Simulação do conversor *Buck-Boost*

O circuito simulado está na Figura 27 abaixo.



**Figura 27: Circuito simulado.**  
Fonte: Autoria própria.

As equações (19) e (20) também podem ser aplicadas neste conversor para o cálculo das tensões máxima e mínima de barramento. Uma variação de 50% da tensão de barramento corresponde a 85 V, com isso os valores obtidos pelos parâmetros do projeto são:  $V_{\text{max}}$  212,5 V e  $V_{\text{min}}$  de 127,5 V. Na Figura 28 consta a forma de onda da tensão de barramento.

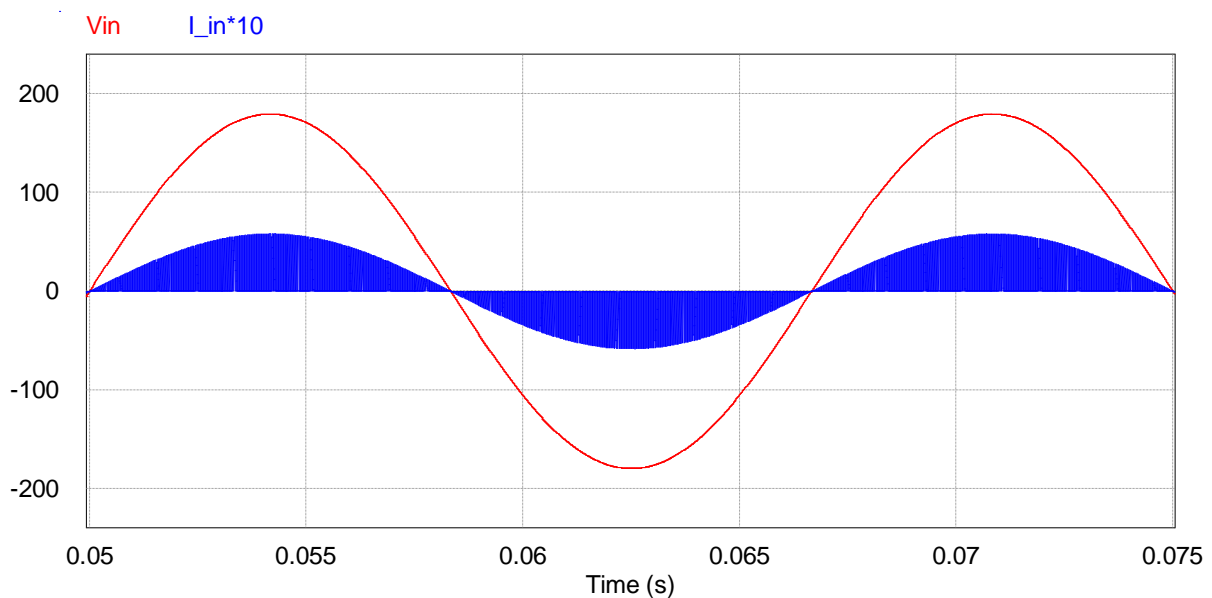


**Figura 28: Tensão de barramento.**  
Fonte: Autoria própria.



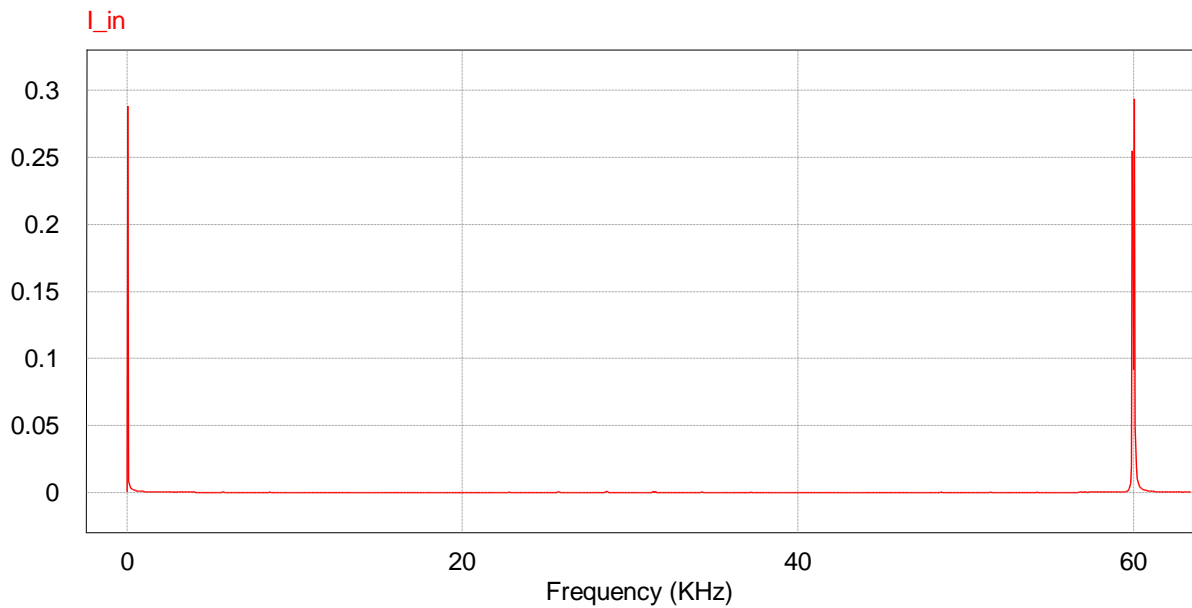
A tensão máxima no gráfico ficou em 203,5 V e a mínima de 126,3 V, isso resulta em  $\Delta V_{bus}$  igual à 77,2 V, a tensão média ficou em 169,9 V, resultados satisfatórios, há uma diferença nos valores de cálculo e nos valores obtidos devida a aproximação que as equações (19) e (20) consideram, como já foi descrito antes.

A Figura 29 mostra a forma de onda da corrente de entrada (multiplicada por dez para melhor visualização) em azul e a tensão da rede em vermelho, pode-se notar o conversor atua em toda a faixa de tensão e a corrente obedece a envoltória da tensão.



**Figura 29: Formas de onda.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 30 ilustra o espectro harmônico da forma de onda da corrente.



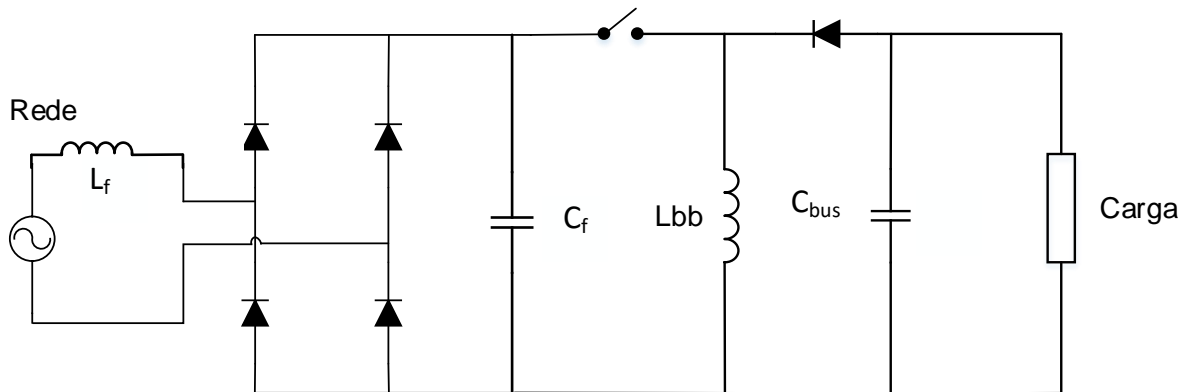
**Figura 30: Espectro harmônico da corrente de entrada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A harmônica fundamental está exatamente a 60 Hz com uma amplitude de 0,29 e a próxima harmônica encontra-se na frequência de chaveamento 60 kHz, o conversor já atende a norma IEC61000-3-2, onde esta norma limita a amplitude das harmônicas até a 39ª ordem, ou seja, até a frequência de 2340 Hz ( $60 \times 39 = 2340$  Hz). Apesar do conversor atender a norma, o fator de potência ainda é baixo dessa estrutura, pois o fator de potência considera a distorção harmônica total, e a DHT considera todas as harmônicas em seu cálculo, logo para a correção do fator de potência aplica-se um filtro passa-baixa de segunda ordem na entrada do circuito, com frequência de corte uma década abaixo da frequência de chaveamento (KIRSTEN, 2011).

Teoricamente, com a filtragem das harmônicas a forma de onda da corrente de entrada se transforma em uma senoide pura, com fator de potência unitário e DHT nula, esse método é uma solução passiva, porém não é comparado aos métodos de CFP passiva, pois a frequência de corte do mesmo fica em alguns kHz, logo os elementos passivos são bem menores que os elementos aplicados em CFP passiva (KIRSTEN, 2011).

O filtro consiste em um capacitor ( $C_f$ ) colocado após os diodos do retificador para filtrar as componentes de alta frequência, conseqüentemente os diodos da ponte retificadora não precisam ser do tipo rápido, o indutor ( $L_f$ ) vai em série com a fonte de

entrada, antes da retificação, para evitar qualquer valor de tensão média em seus terminais (KIRSTEN, 2011), a Figura 31 ilustra o conversor com o filtro de entrada.



**Figura 31: Conversor com filtro de entrada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

### 3.3.2 Projeto do filtro de entrada

O baixo fator de potência aumenta os limites imposto pela norma IEC61000-3-2, pois como mostrado na Tabela 3 a terceira harmônica deve ser menor que 30% da amplitude da fundamental multiplicado pelo fator de potência, logo quanto menor o fator de potência mais restrita fica a norma.

A frequência de corte ( $f_c$ ) descrita pela equação (40) é projetada para uma década abaixo da frequência de comutação ( $f_s$ ).

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (40)$$

A resistência equivalente do conversor PFC *buck-boost*, vista pela rede ( $R_f$ ), dada pela equação (41) é calculada para garantir que o filtro funcione no pior caso, que é no momento que acontece o pico da corrente de entrada (KIRSTEN, 2011).

$$R_f = \frac{L_{bb} * f_s}{D_{bb}} \quad (41)$$

O valor do capacitor ( $C_f$ ) e do indutor ( $L_f$ ) do filtro é dado pelas equações (42) e (43).

$$C_f = \frac{1}{2 * \xi * \omega_c * R_f} \quad (42)$$

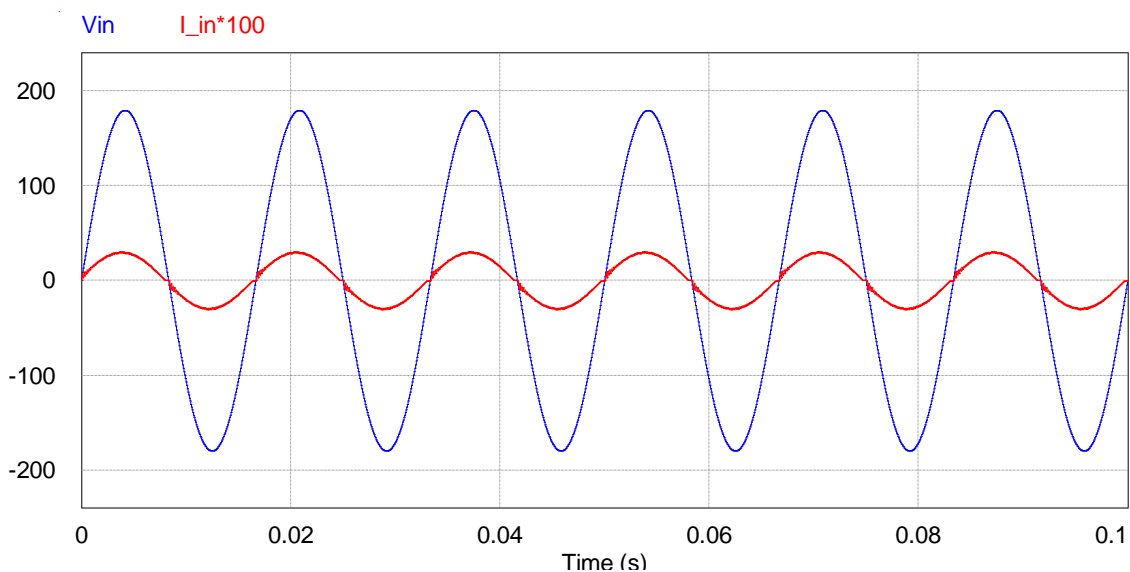
$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 * C_f} \quad (43)$$

Onde:

- $\xi$  corresponde ao coeficiente de amortecimento e deve ser maior ou igual a 0,707;
- $\omega_c$  é a frequência angular de corte.

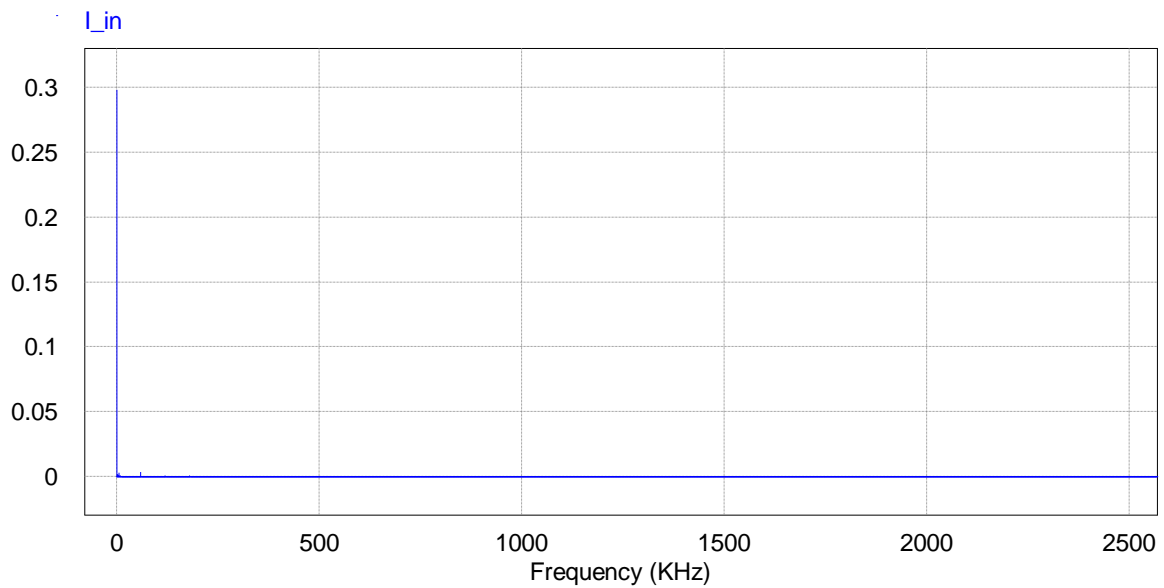
Pelas equações (42) e (43)  $C_f$  é igual a 506,5 nF e o indutor  $L_f$  igual a 1,38 mH, considerando um coeficiente de amortecimento de 0,85.

A Figura 32 mostra a tensão de entrada em azul e a corrente de entrada multiplicada por 100 (para melhor visualização) em vermelho. Nota-se que o filtro praticamente tirou a componente chaveada da corrente, como mostrado na Figura 29, deixando-a bem próxima de uma senóide, consequentemente o fator de potência do circuito passou a ser 0,99.



**Figura 32: Tensão e corrente de entrada com filtro.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 33 mostra o espectro harmônico da corrente após a aplicação do filtro de entrada, não há mais nenhuma componente harmônica a não ser a componente fundamental na frequência de 60 Hz.

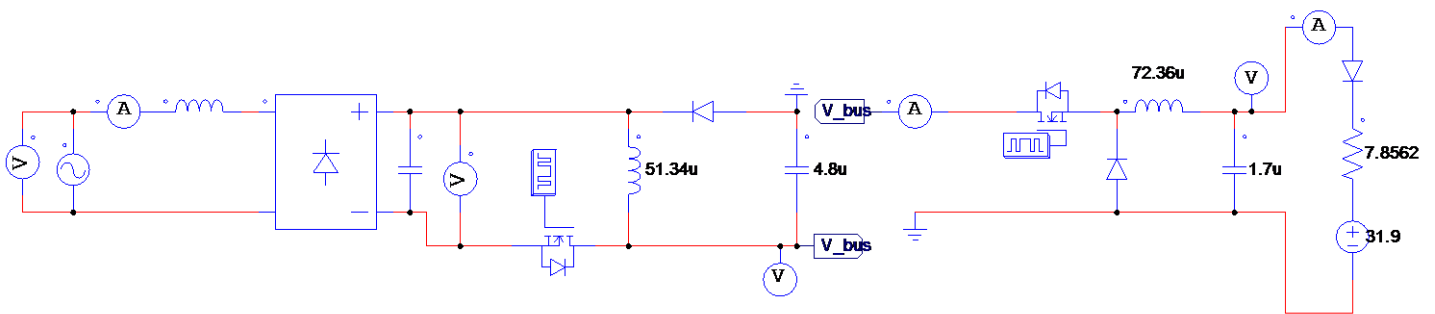


**Figura 33: Espectro harmônico.**  
**Fonte: Autoria Própria.**

Com isso o *driver* passa a atender a norma tanto na questão de amplitude de componentes harmônicas, quanto no fator de potência.

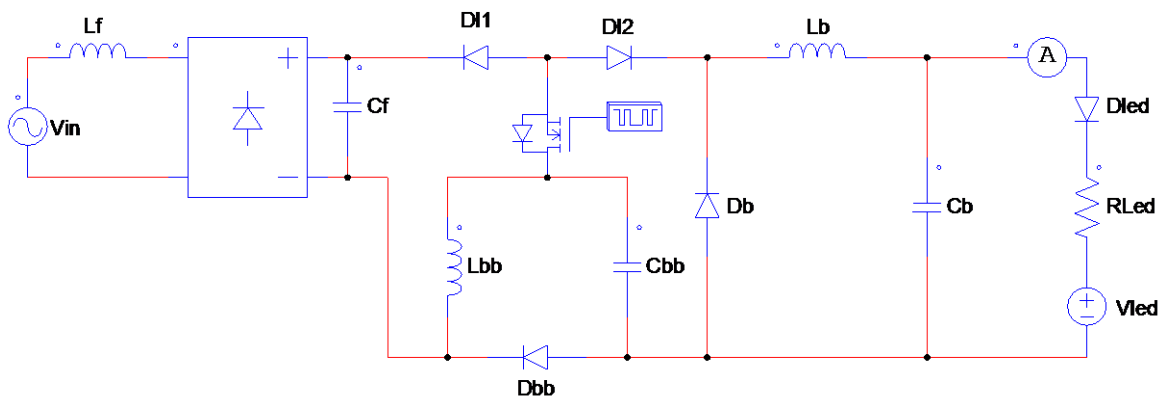
#### 4. INTEGRAÇÃO DOS CONVERSORES

O circuito a ser integrado está na Figura 27, porém com o filtro de entrada. Para melhor identificar o tipo de conexão coloca-se a chave do conversor *buck-boost* do lado de baixo do circuito, como mostrado na Figura 34.



**Figura 34: Circuito a ser integrado.**  
Fonte: Autoria própria.

A conexão é do tipo I-T, onde os terminais do dreno são conectados entre si. A célula para integração está na Figura 8. Com a integração (troca das duas chaves pela célula de integração) e o rearranjo dos componentes, o circuito ficará como na Figura 35.



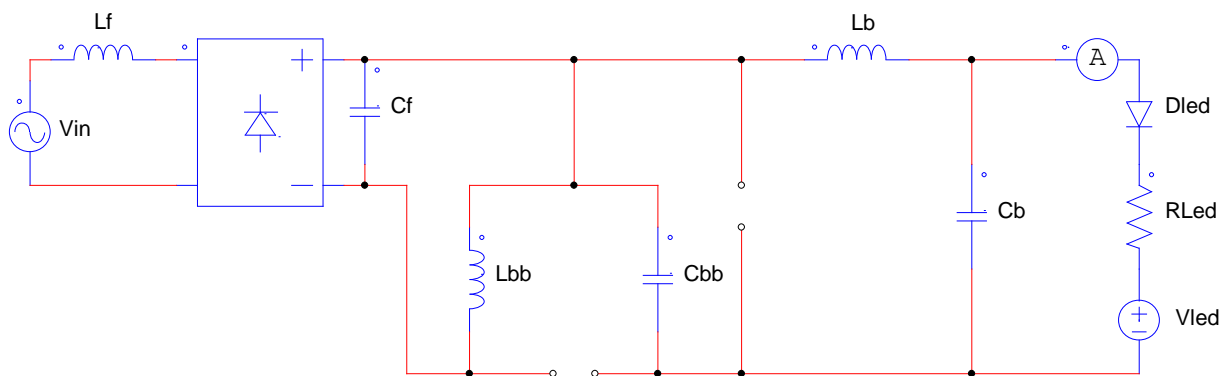
**Figura 35: Circuito integrado.**  
Fonte: Autoria própria.

Como esta é uma célula de sobrecorrente a nova chave terá que suportar a soma das correntes individuais de cada circuito.

As etapas de operação de cada conversor continuam as mesmas, como se estivessem operando individualmente.

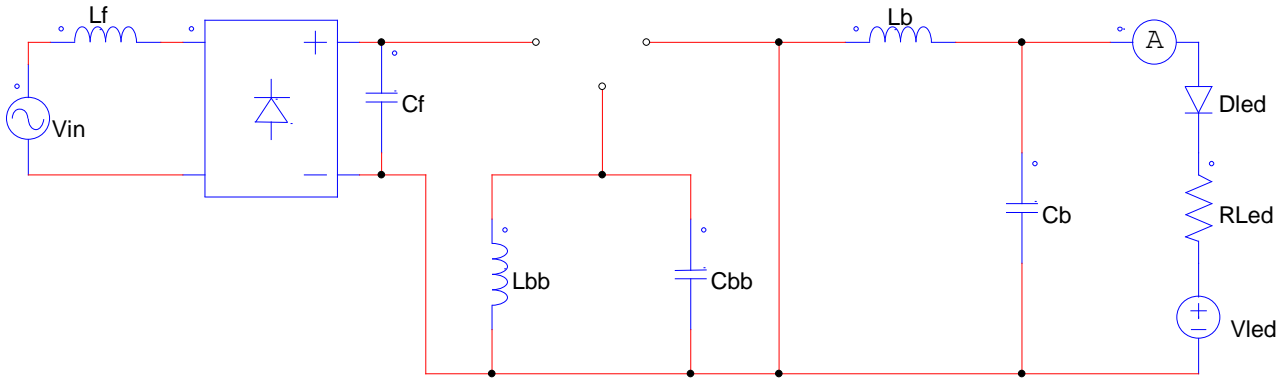
#### 4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A análise é feita considerando o circuito em regime permanente. A primeira etapa de operação consiste na chave em condução e o diodo de cada conversor ( $D_{bb}$  e  $D_b$ ) abertos. Os diodos  $D_{11}$  e  $D_{12}$  conduzem, o indutor  $L_{bb}$  fica em paralelo com a fonte de entrada e se carrega, o capacitor  $C_{bb}$  alimenta o restante do circuito, carregando o indutor  $L_b$ . Esta etapa é ilustrada na Figura 36.



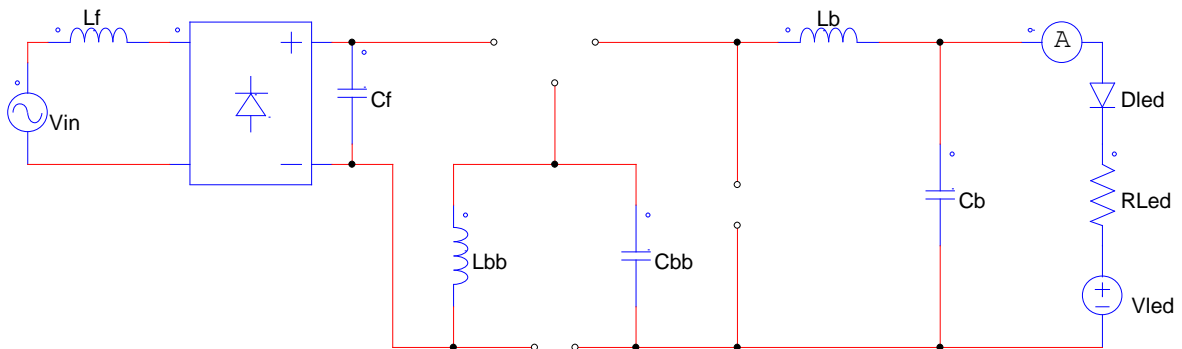
**Figura 36: Primeira etapa de operação circuito integrado.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A segunda etapa de operação está na Figura 37, a chave abre, os diodos  $D_{11}$  e  $D_{12}$  saem de condução e os diodos  $D_b$  e  $D_{bb}$  entram em condução, assim o indutor  $L_{bb}$  passa a descarregar no capacitor  $C_{bb}$  até atingir a tensão de entrada. O indutor  $L_b$  começa a descarregar sobre o capacitor  $C_b$ , porém não descarrega totalmente nessa etapa.



**Figura 37: Segunda etapa de operação.**  
**Fonte: Autoria própria.**

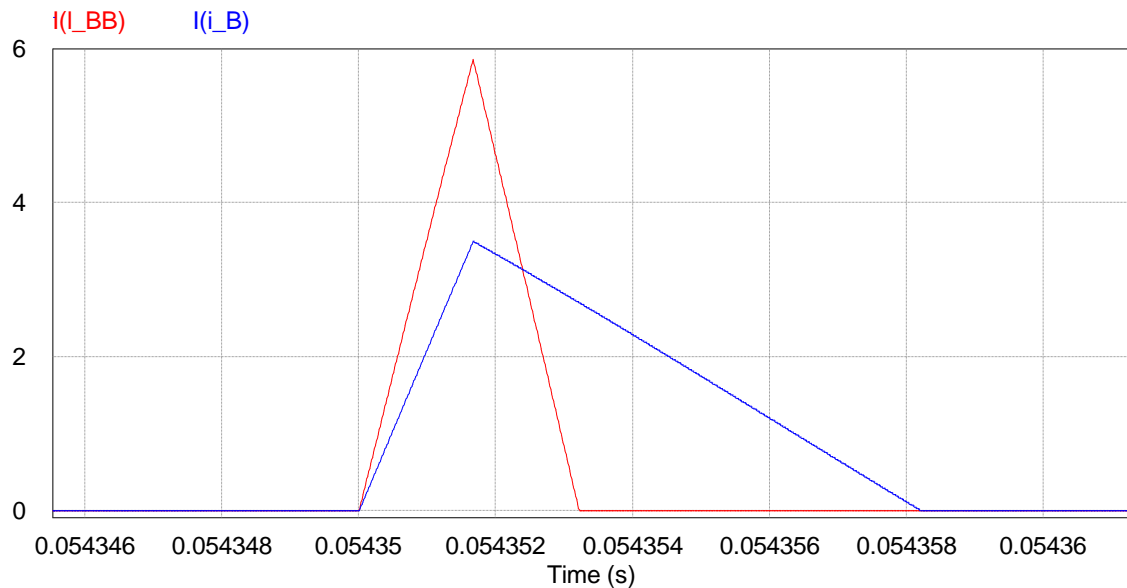
Na terceira etapa a chave e os diodos  $D_{bb}$  e  $D_b$  saem de condução, como na Figura 38, a carga é mantida pelo capacitor  $C_b$ , a corrente no indutor  $L_{bb}$  é nula, pois se descarregou na segunda etapa e o indutor  $L_b$  se descarrega totalmente.



**Figura 38: Terceira etapa de operação.**  
**Fonte: Autoria própria.**



Irá surgir uma quarta etapa no circuito integrado que pode ser vista pela Figura 39 que apresenta as correntes do indutor  $L_{bb}$  em vermelho e do indutor  $L_b$  em azul. A primeira etapa de operação consiste na carga dos indutores, a segunda etapa vai até a descarga do indutor  $L_{bb}$ , a terceira etapa até a descarga do indutor  $L_b$  e a quarta etapa é quando os dois indutores ficam descarregados até a chave voltar a conduzir novamente.



**Figura 39: Correntes dos indutores.**  
**Fonte: Autoria própria.**

O tempo de descarga dos indutores é variável, isso acontece porque a tensão de barramento não é fixa, ela possui uma variação, o que faz com que varie também o tempo de descarga dos indutores.

Analisando cada etapa do circuito integrado e comparando com as etapas de operação dos conversores individualmente, pode-se perceber que permanecem iguais, o circuito integrado não afeta em nada nas etapas de operação de cada conversor.

## 5. MODELAGEM

A metodologia apresentada para obter o modelo de conversores operando em modo de condução descontínua consiste na troca dos interruptores por fontes de tensão e corrente equivalentes e também no cálculo da média das formas de onda para eliminar os harmônicos produzidos pelas comutações, método este chamado de método da chave PWM (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

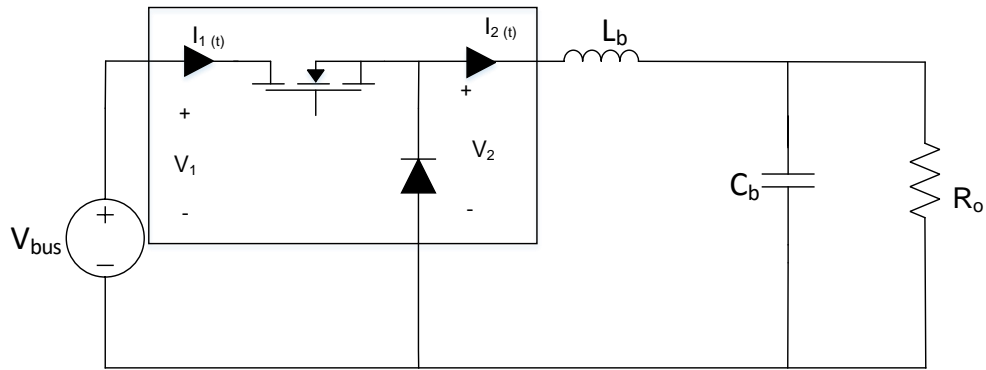
O método da chave PWM também pode ser aplicado em outros modelos de conversores como por exemplo, conversores operando em MCD, conversores ressonantes, retificadores e inversores trifásicos, retificadores operando em baixa frequência, etc.

Neste capítulo será feita a modelagem do conversor *buck*, da etapa de controle da potência de carga (PC), para ser retirada a função de transferência da saída do conversor e ser projetado o controle do mesmo.

Mesmo os dois estágios (CFP e PC) do *driver* estando integrados, cada conversor opera de maneira individual, ou seja, o conversor para CFP enxerga o segundo conversor como uma carga equivalente. O conversor para CFP se comporta como uma fonte de tensão para o segundo conversor, onde o seu valor é equivalente a tensão de barramento, que não depende da razão clica. Logo pode ser simplificado o estágio de CFP por uma fonte de tensão possibilitando modelar apenas o conversor *buck* (VARGAS LUZ, 2013).

O primeiro passo na modelagem de conversores utilizando este método é dividir o circuito em duas partes: rede de interruptores e rede invariante no tempo. A parte classificada como rede de interruptores contém as chaves do circuito e também os diodos, a parte invariante contém os elementos reativos do mesmo.

Conversores CC básicos (onde contém uma chave e um diodo), a rede de interruptores contém duas portas, na Figura 40 temos a rede de interruptores do conversor *buck*.



**Figura 40: Conversor *buck* com rede de interruptores.**  
**Fonte: Autoria própria.**

O próximo passo é o cálculo da média das formas de ondas na rede de interruptores, as formas de onda nos terminais da porta são as tensões e correntes:  $V_1(t)$ ,  $I_1(t)$ ,  $V_2(t)$  e  $I_2(t)$ . O valor médio de cada variável é a soma dos valores médios de cada etapa de operação, dada pelas equações abaixo.

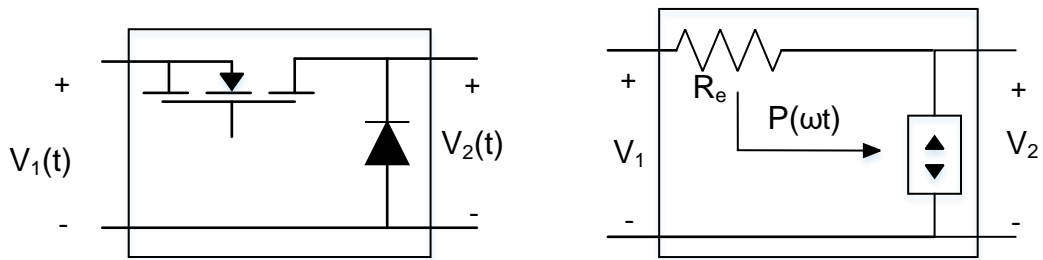
$$\langle V_1(t) \rangle = \langle V_{bus}(t) \rangle \quad (44)$$

$$\langle V_2(t) \rangle = \langle V_f(t) \rangle \quad (45)$$

$$\langle I_1(t) \rangle = \frac{\langle V_1(t) \rangle - \langle V_2(t) \rangle * D^2 * T}{2 * L_b} \quad (46)$$

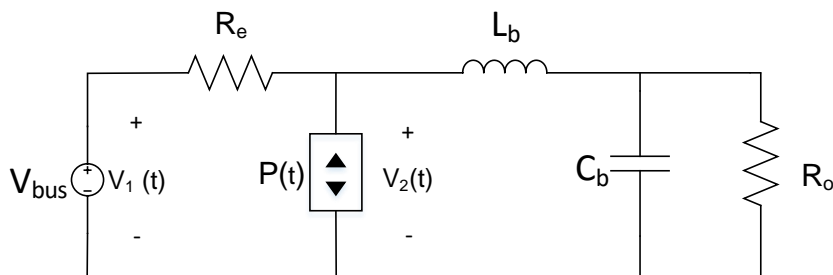
$$\langle I_2(t) \rangle = \frac{\langle V_1(t) \rangle - \langle V_2(t) \rangle * D^2 * T}{2 * L_b} * \frac{\langle V_1(t) \rangle}{\langle V_2(t) \rangle} \quad (47)$$

A tensão e corrente média na chave dos conversores operando no MCD obedecem a lei de Ohm, então a chave é modelada como um resistor sem perdas ( $R_e$ ) (LFR – *Loss Free Resistor*). No diodo a tensão e corrente se comportam como uma fonte de potência dependente ( $P(t)$ ), com a mesma potência dissipada em  $R_e$  (RECH), em outras palavras, a potência na porta de entrada é transferida para a porta de saída. A Figura 41 ilustra estes elementos.



**Figura 41: Resistor sem perdas e Fonte dependente.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Trocando então o interruptor e o diodo pelo modelo médio com  $R_e$  e a fonte  $P(t)$  se obtém o modelo médio do conversor, na Figura 42 encontra-se o modelo médio do conversor *buck*. O circuito equivalente obtido é não linear, pelo fato das fontes dependentes serem funções não lineares, ou seja, em sua equação possui a multiplicação de grandezas variáveis no tempo.

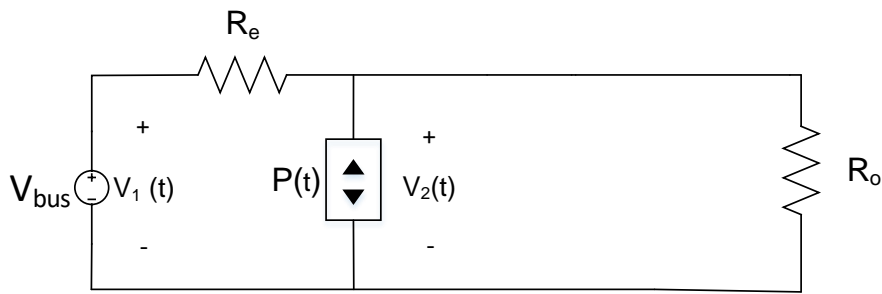


**Figura 42: Modelo médio obtido.**  
**Fonte: Autoria própria.**

O resistor  $R_e$  é dado pela seguinte equação:

$$R_e = \frac{2 * L_b}{D^2 * T} \quad (48)$$

É feita a análise CC do circuito em regime permanente, para determinar o ganho estático do mesmo ( $M$ ) dada pela equação (49), na análise CC o capacitor vira um circuito aberto e o indutor um curto circuito, como na Figura 43.



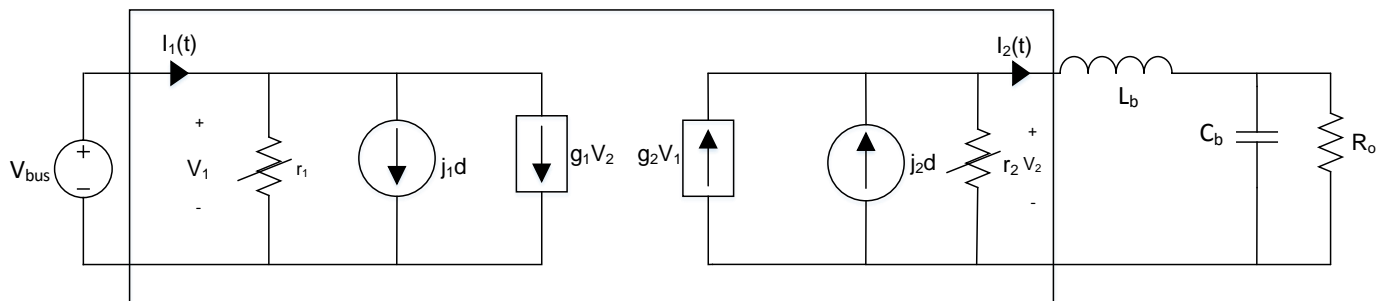
**Figura 43: Circuito CC.**  
**Fonte: Autoria própria.**

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot r_e}{R_o}}} \quad (49)$$

O próximo passo é linearizar o circuito em torno de um ponto de operação para se obter um modelo linear, o modelo obtido é válido para pequenas perturbações, por isso é chamado de modelo CA de pequenos sinais (RECH).

Para construir um modelo CA linear existe duas etapas: Perturbação e linearização.

Os sinais médios obtidos ( $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ ) são perturbados (acrescentado uma pequena variação), em torno de um ponto de operação. As equações da corrente da porta de entrada ( $I_1(t)$ ) e da porta de saída ( $I_2(t)$ ) são expandidas em séries de *Taylor* em torno de um ponto de operação ( $V_1$ ,  $V_2$ ,  $D$ ), onde se obtém o circuito equivalente representado na Figura 44.



**Figura 44: Circuito CA de pequenos sinais.**  
**Fonte: Autoria própria.**

As variáveis  $r_1$ ,  $j_1$ ,  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $j_2$  e  $r_2$  saem da expansão da série de *Taylor* e são definidas pelas seguintes equações.

$$\frac{1}{r_1} = \frac{\partial I_1(V_1, V_2, D)}{\partial V_1} \quad (50)$$

$$g_1 = \frac{\partial I_1(V_1, V_2, D)}{\partial V_2} \quad (51)$$

$$j_1 = \frac{\partial I_1(V_1, V_2, D)}{\partial D} \quad (52)$$

$$\frac{1}{r_2} = \frac{\partial I_2(V_1, V_2, D)}{\partial V_2} \quad (53)$$

$$g_2 = \frac{\partial I_2(V_1, V_2, D)}{\partial V_1} \quad (54)$$

$$j_2 = \frac{\partial I_2(V_1, V_2, D)}{\partial D} \quad (55)$$

O circuito equivalente obtido na Figura 44 pode ser resolvido usando técnicas de análise de circuitos lineares para determinar as funções de transferência desejadas.

Em geral os circuitos equivalentes obtidos possuem dois elementos reativos, o indutor e o capacitor, logo a função de transferência obtida possuem dois pólos, um em baixa frequência devido ao capacitor e o outro pólo devido o indutor em alta frequência, próxima a frequência de chaveamento do circuito. Porém a influência do pólo em alta frequência pode ser desprezado, pois o circuito médio obtido descreve o comportamento em baixa frequência. Portanto o indutor é considerado nulo, se tornando em um curto-circuito. Esse modelo é chamado de modelo simplificado.

Para se obter a função de transferência  $G_{vd}(S)$  utiliza-se a equação (56).

$$G_{vd}(S)_{=0} = \frac{V_f(S)}{d(S)} \Big|_{V_{bus}=0} \quad (56)$$

A impedância total do circuito da Figura 44 é dada pela equação (57).

$$Z = \frac{\frac{1}{C}}{\frac{1}{r_2 * C} + \frac{1}{R_o * C} + S} \quad (57)$$

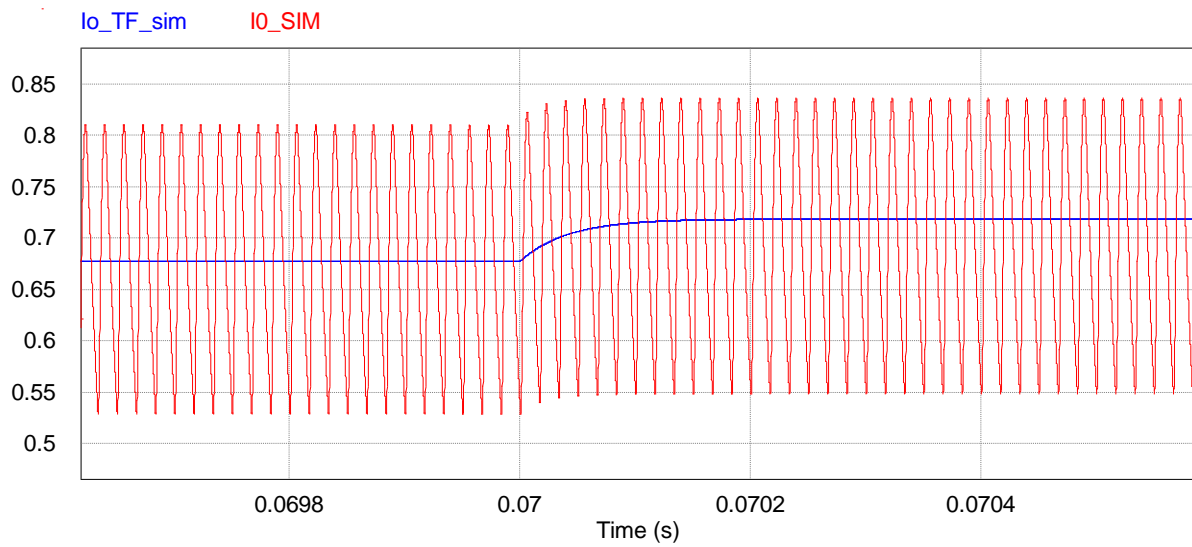
A partir da equação (57) e do circuito da Figura 44 se obtém a função de transferência que representa a tensão de saída em relação a uma perturbação na razão cíclica, expressa pela equação (58).

$$G_{vd} = \frac{\frac{(V_{bus} - V_f) * 2}{r_e * D * M * C}}{\frac{1}{r_2 * C} + \frac{1}{R_o * C} + S} \quad (58)$$

A variável de controle que interessa é a corrente nos LEDs, então é necessária uma função de transferência que relacione a corrente com a variação da razão cíclica, dada na equação (59). Esta função de transferência é obtida dividindo (58) pela resistência dos LEDs ( $R_{led}$ ).

$$\frac{i_{LED}}{d(S)} = \frac{\frac{(V_{bus} - V_f) * 2}{r_e * D * M * C * R_{LED}}}{\frac{1}{r_2 * C} + \frac{1}{R_o * C} + S} \quad (59)$$

A Figura 45 apresenta a forma de onda da corrente nos LEDs, onde ocorre uma pequena perturbação na razão cíclica. Em vermelho a corrente do conversor simulado e em preto a corrente do modelo simplificado.



**Figura 45: Correntes dos LEDs.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Pela Figura 45 é possível notar que o modelo obtido para o conversor *buck* está adequado, mesmo com uma perturbação na razão cíclica o modelo continua seguindo a média da corrente chaveada.



## 6. CONTROLE

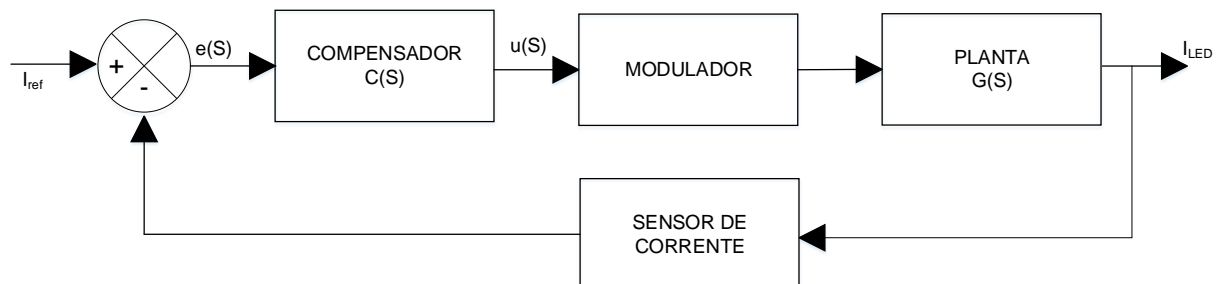
A variável de controle é a corrente de saída do conversor, ou seja, a corrente nos LEDs. O objetivo do controle é manter a corrente média fixa em 700 mA e também atuar na diminuição da ondulação, para poder utilizar um valor baixo para o capacitor de barramento.

O controlador irá atuar sobre a razão cíclica de comutação da chave dos conversores integrados, porém, o conversor para CFP operando em MCD é visto pela rede como uma resistência, esta resistência é definida pela equação (32), onde uma das variáveis desta equação é a razão cíclica ( $D$ ), logo a corrente de entrada também depende da razão cíclica como mostra a equação (31). Se a razão cíclica sofrer variações bruscas a resistência equivalente perderá a linearidade, distorcendo a forma de onda da entrada e introduzindo harmônicos, porém esta distorção não pode ultrapassar os limites da norma IEC 61000-3-2 (VARGAS LUZ, 2013).

Portanto, o controlador deve:

- Manter o valor médio da corrente em 700 mA;
- Controlar a ondulação da corrente dos LEDs;
- Manter a distorção da corrente de entrada de acordo com a norma IEC 61000-3-2.

Para alcançar os objetivos acima é utilizado um sistema de controle com o diagrama de blocos mostrado na Figura 46.



**Figura 46: Diagrama de blocos.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Onde:

- $I_{ref}$  é a corrente de referência, ou seja, 700mA;
- $e(s)$  é o erro entre a corrente de referência e a corrente na carga;
- $C(s)$  é o compensador utilizado para controlar a planta;
- $u(s)$  é a ação de controle;
- Modulador é onde compara a ação de controle com a triangular e gera a razão cíclica;

Para compensar a planta um controlador do tipo PI é utilizado, onde o mesmo irá garantir erro nulo na corrente média dos LEDs e também irá controlar a razão cíclica para que mesmo tendo uma variação na tensão de barramento, a variação na corrente de saída fique dentro do projeto.

O compensador do tipo PI tem a seguinte equação:

$$C(S) = K_{pi} \frac{(1 + Z_{pi}S)}{S} \quad (60)$$

Onde:

- $K_{pi}$  é o ganho do compensador PI;
- $Z_{pi}$  é um sobre a frequência do zero do compensador.

O zero do compensador foi ajustado para ficar uma década abaixo da frequência de chaveamento, ou seja, em 6 kHz e o ganho foi ajustado em 1831, resultando na equação (62). Os ganhos foram ajustados com o auxílio da ferramenta SISOTOOL do MatLab. O compensador com este valor de ganho corrige rapidamente a corrente levando-a para a referência, ou seja, estabiliza rapidamente a corrente com pouco *overshoot*, por isso o mesmo foi adotado.

$$C(S) = 1831 \frac{(1 + 2,7e^{-5}S)}{S} \quad (61)$$

A simulação apresentada é considerando que este controle seria implementado em um microcontrolador, conseqüentemente foi simulado como acontece com o mesmo.

O primeiro passo é ajustar o sinal de corrente do sensor de corrente, onde o sensor simulado entrega 185 mV/A e possui uma saída fixa de  $V_{cc}/2$ . O sinal entra no conversor A/D de 12 bits e 3,3 V, isso gera uma contagem máxima de 4096, então é subtraído 2,5 V para ficar somente com a variação da corrente, logo é diminuído 3103 que equivale a 2,5 V.

Se o microcontrolador não possui unidade de ponto é necessário utilizar uma base para se trabalhar com os valores que possuem casas após a virgula. Foi utilizado a base Q para trabalhar com estes sinais.

A saída do A/D e a corrente de referência são transformados para a base Q e subtraído o valor do A/D da referência para gerar o erro.

O controlador é implementado dentro do microcontrolador, então é necessário transformar de tempo contínuo para tempo discreto a equação do PI, ou seja, trocar a variável S pela variável Z.

Utilizando o comando `c2d` do MatLab se obtém a equação (63), que representa o controlador em tempo discreto:

$$\frac{D(Z)}{e(Z)} = \frac{0,04944 Z - 0,01892}{Z - 1} \quad (62)$$

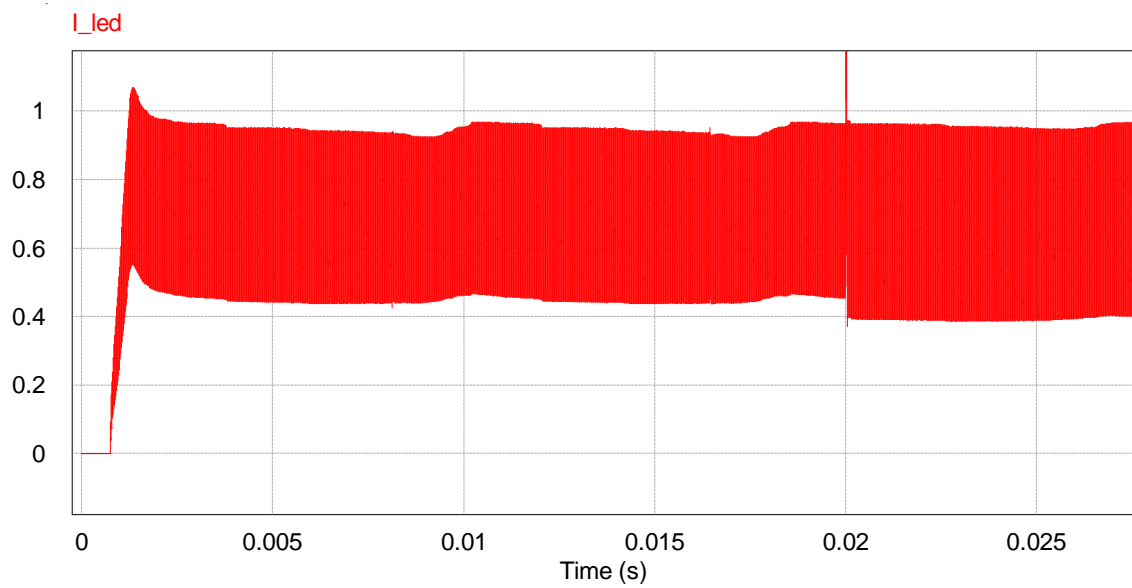
Passando  $e(Z)$  para o outro lado multiplicando e  $(Z-1)$  multiplicando  $D(Z)$  resulta na equação (64).

$$D = D_{\text{anterior}} + 0,04944 * \text{erro}_{\text{atual}} - 0,01892 * \text{erro}_{\text{anterior}} \quad (63)$$

A equação (63) é o compensador que vai ser implementado dentro do microcontrolador, ela representa o compensador PI.

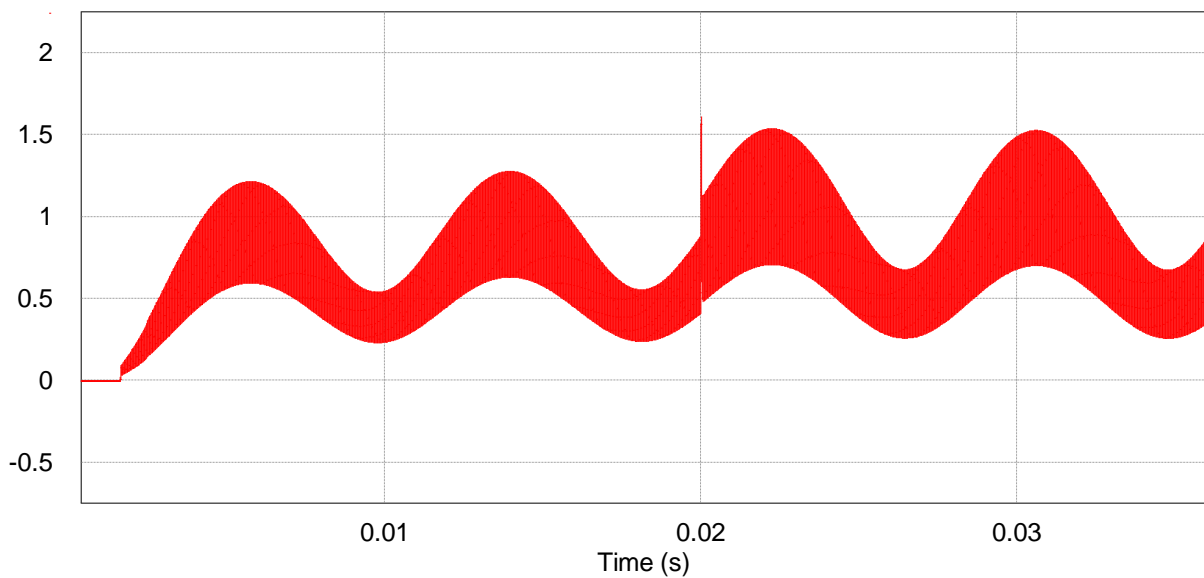
O último passo para gerar a razão cíclica é comparar a saída do controle com uma onda triangular para gerar o PWM e acionar a chave.

A Figura 47 a seguir, mostra a corrente dos LEDs com a atuação do controlador na planta, a corrente média ficou em 706 mA, aos 20 ms é simulada uma variação de carga no *driver*, o controlador atua rapidamente sobre a planta e estabiliza a corrente novamente, deixando em uma corrente média de 688 mA, valores muito satisfatórios, já que a corrente média de projeto é de 700 mA.



**Figura 47: Saída com controle.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Na Figura 48 encontra-se a corrente dos LEDs sem a malha de controle na planta e com a variação de carga em 20 ms, afim de comparar com a Figura 47.



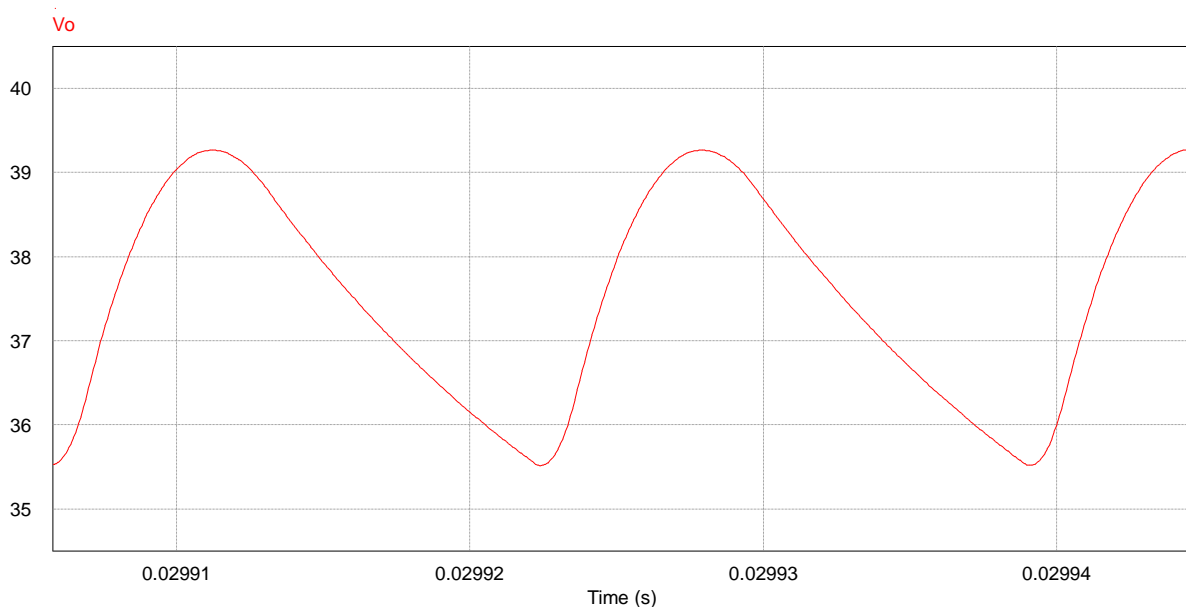
**Figura 48: Saída sem controle.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Pode-se notar que em malha aberta a variação na tensão de barramento influencia na tensão de saída do *driver*, conseqüentemente na corrente dos LEDs. Após a variação de carga em 20 ms, a corrente média aumenta, passando de 709 mA para 820 mA, ou seja, em malha aberta a corrente fica susceptível a mudança da carga.

A planta em malha fechada atua sobre a razão cíclica reduzindo a ondulação da corrente de saída, mesmo com a mudança da carga a corrente média ainda se mantém no seu valor nominal.

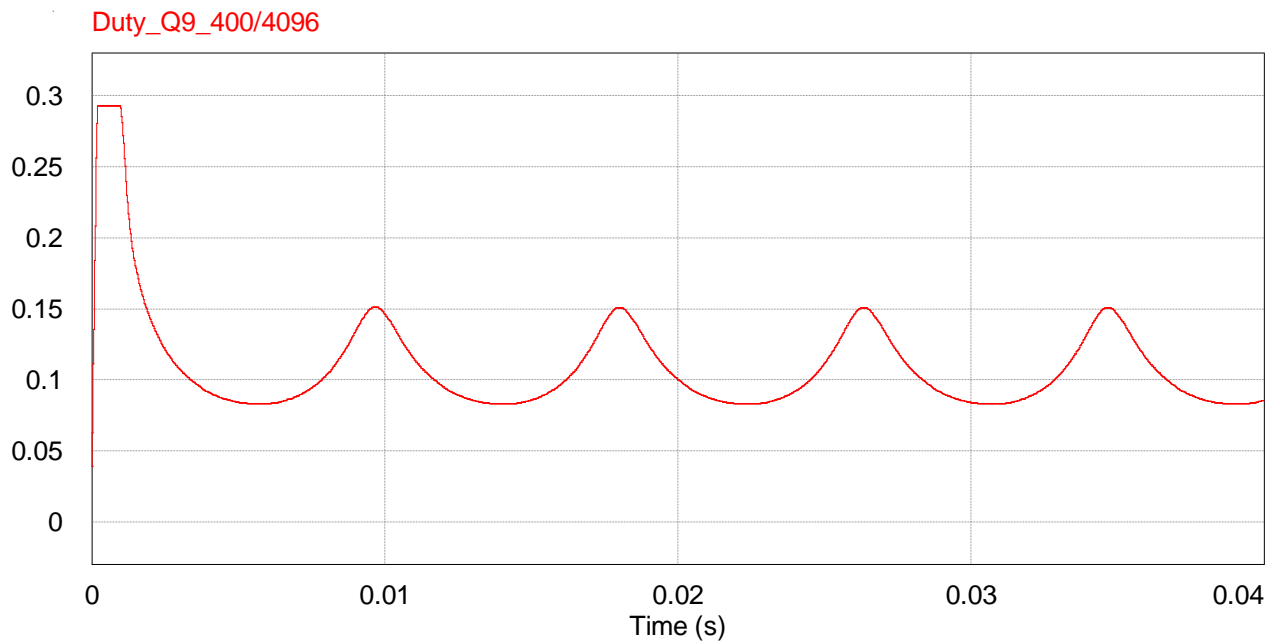
Pode ser notado que a variação da tensão de saída em malha fechada fica como na especificação do projeto, na Tabela 4, onde foi especificado a variação da tensão de saída em 10% de  $V_f$ , isso resulta em um valor de 3,74 V.

Na Figura 49 apresenta a forma de onda da tensão de saída em malha fechada, onde a tensão máxima é de 39,27 V e a tensão mínima de 35,52 V, isso resulta em uma ondulação de 3,75 V. Então por isso é possível utilizar um capacitor de barramento menor, já que o controle também ajusta a variação de saída.



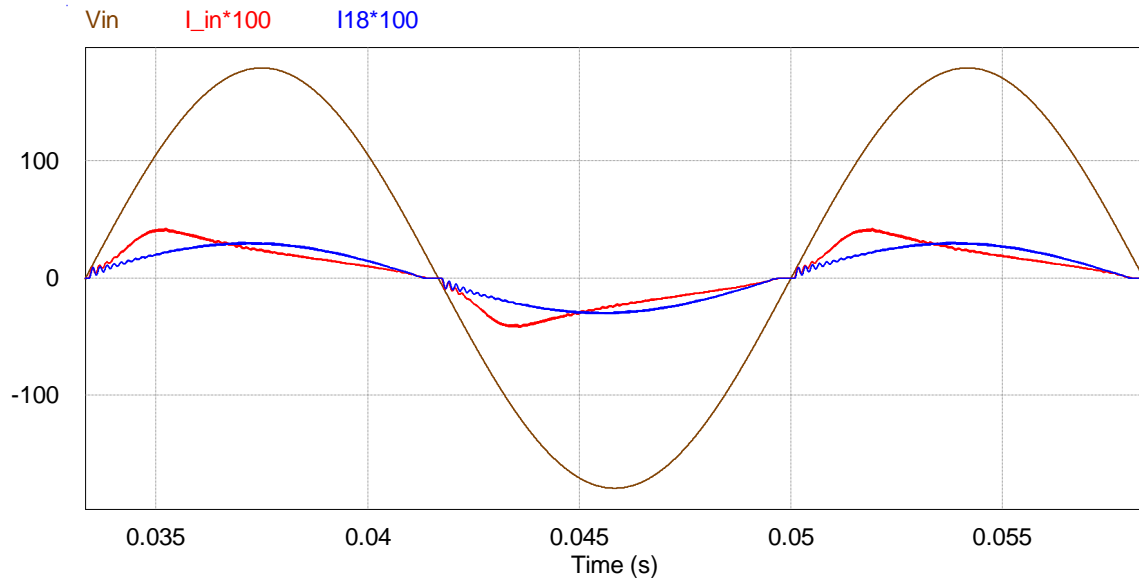
**Figura 49: Tensão de saída em malha fechada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 50 mostra a razão cíclica em malha fechada, após entrar em regime a corrente na saída o controle passa a corrigir a ondulação de tensão, como a variação é cíclica, a variação da razão cíclica controlada também é periódica.



**Figura 50: Razão cíclica controlada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Devido a razão cíclica possuir uma variação periódica, a resistência equivalente do conversor vista pela rede também sofre variação, isso pode ser visto pela fórmula (52), onde a resistência ( $R_{bb}$ ) depende da razão cíclica ( $D$ ). Essa variação da resistência equivalente do conversor é refletida na corrente de entrada do *driver*, como vista na Figura 51, em vermelho a corrente de entrada com o controle, em azul a corrente de entrada com a planta em malha aberta e em marrom a tensão de entrada, as correntes foram multiplicadas por 100 para melhor visualização.



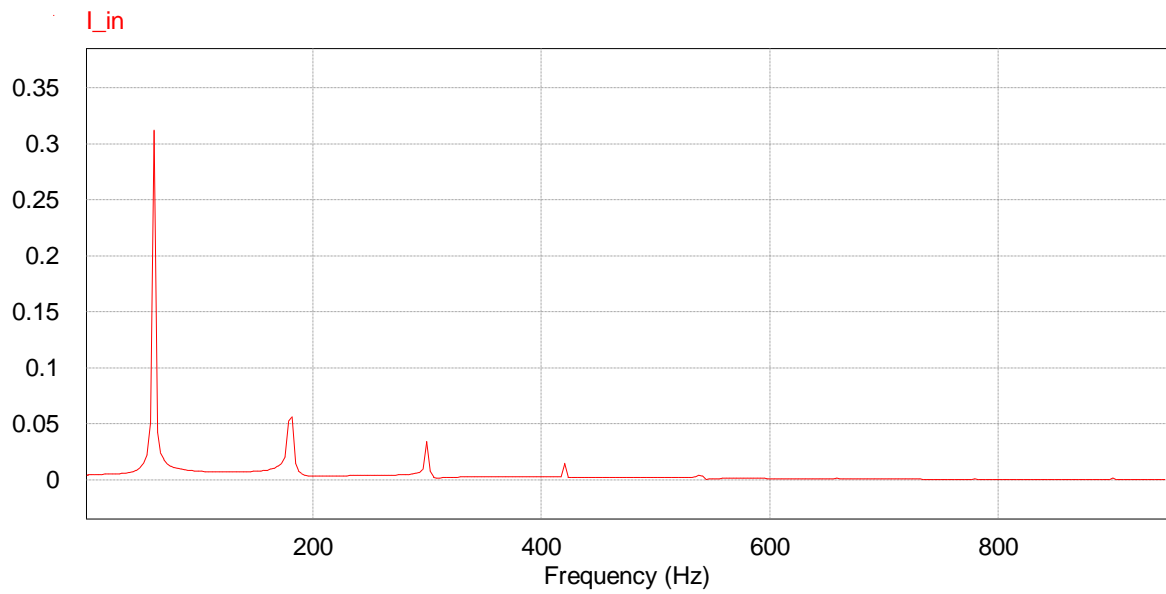
**Figura 51: Correntes e tensão de entrada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Essa mudança na forma de onda da corrente, em malha fechada, impactou na distorção harmônica total (DHT) da forma de onda da corrente, onde em malha aberta era quase nula, agora passou a ser de 29%. Conseqüentemente o fator de potência também variou, passou de 0,99 para 0,89, essa mudança no fator de potência é devido a DHT que aumentou, isso pode ser visto pela equação (65).

$$FP = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (64)$$

Onde  $\varphi$  é o ângulo de defasagem entre as formas de onda da tensão e corrente de entrada.

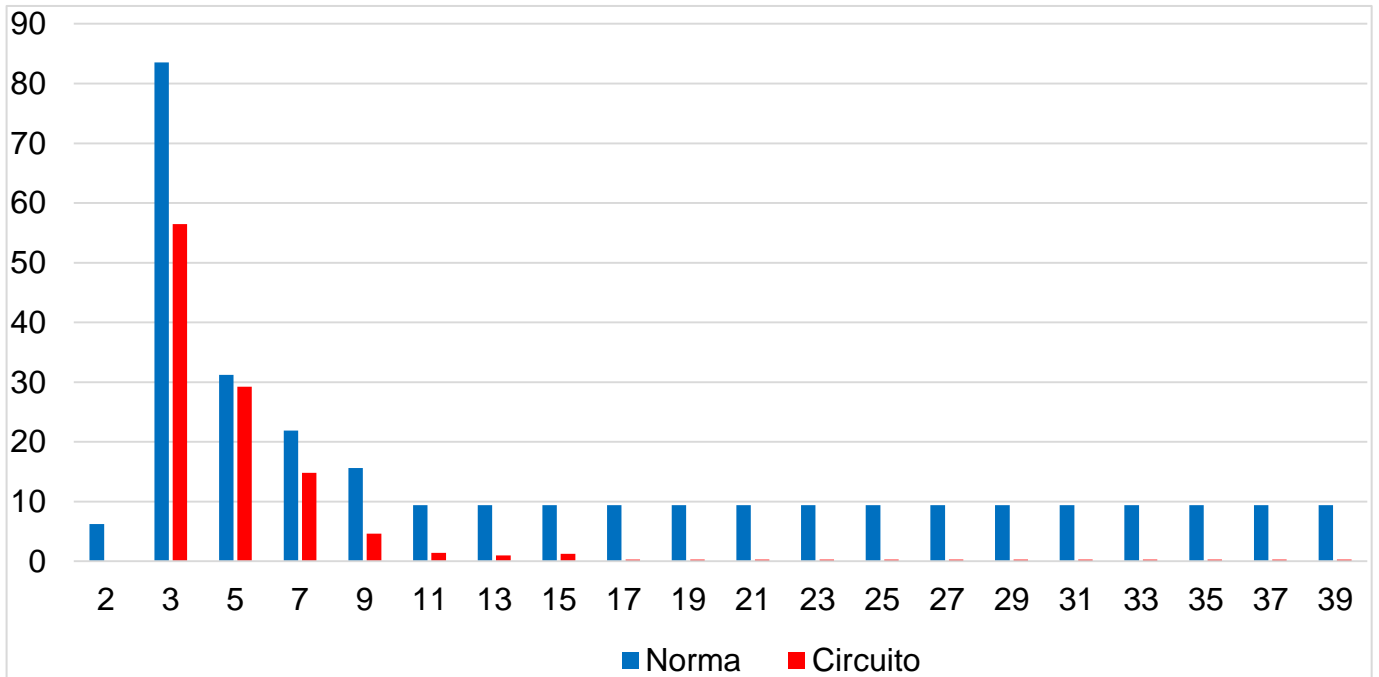
A Figura 52 apresenta a amplitude das harmônicas da corrente de entrada em malha fechada, se comparada com a Figura 33, nota-se o aumento da amplitude das primeiras harmônicas, este é o motivo pelo aumento da DHT, conseqüentemente a queda do fator de potência.



**Figura 52: Amplitude das harmônicas da corrente de entrada em malha fechada.**  
**Fonte: Autoria própria.**

A Figura 53 possui a amplitude das harmônicas do circuito, em vermelho, e a amplitude das harmônicas de acordo com que a norma permite, em azul, para o circuito em malha fechada. Nota-se que mesmo com a alteração da razão cíclica, que impacta em alguns fatores do circuito, o *driver* proposto neste trabalho continua atendendo a norma IEC 61000-3-2 Classe C.





**Figura 53: Amplitude das harmônicas comparada com a norma.**  
**Fonte: Autoria própria.**

Os resultados obtidos nas simulações são bastante satisfatórios, os resultados do *driver* em malha fechada ficam muito próximos aos parâmetros do projeto e também os objetivos são atingidos.

O resultado da associação entre a variação da tensão de barramento maior com a ação de controle não deixando esta variação não influenciar na saída é um valor de capacitor de barramento menor, conseqüentemente se soluciona o problema de vida útil do *driver* pois com isso é possível utilizar outros tipos de capacitores que possuam elevada vida útil.

Mesmo com a ação de controle aumentado a amplitude das primeiras harmônicas o conversor continua atendendo a norma IEC 61000-3-2 Classe C, atendendo a outro objetivo deste trabalho.

## 7. CONCLUSÃO

Cada vez mais vem crescendo a utilização dos LEDs em sistemas de iluminação, devido a sua eficiência luminosa e elevada vida útil. Entretanto os LEDs precisam de um sistema eletrônico para serem acionados, chamado de *driver*, onde o mesmo deve ter elevada vida útil, para não limitar as vantagens dos LEDs.

Este trabalho apresenta um *driver* composto por dois conversores integrados, em que se busca atender a norma IEC 61000-3-2 e também que a topologia apresente elevada vida útil.

A topologia desenvolvida é composta por um conversor *buck-boost* para correção do fator de potência e um conversor *buck* para controlar a corrente da carga. Esses dois conversores foram integrados tornando a topologia de estágio único.

As simulações em malha aberta do *driver* foram bastante satisfatórias, onde os objetivos foram atendidos, ou seja, os quesitos de fator de potência e o conteúdo harmônico da corrente de entrada atenderam os requisitos na norma IEC 61000-3-2, a ondulação da tensão de barramento ficou dentro do valor projetado e a corrente de saída média ficou muito próxima a 700 mA, que era o valor de projeto. Porém como foi permitida uma ondulação maior na tensão de barramento, essa ondulação foi refletida na corrente de saída.

As simulações da topologia em malha fechada também foram bastante satisfatórias, com o controle ajustando a razão cíclica foi corrigida a corrente de carga ficando então a variação dentro do valor de projeto. Com isso o problema de vida útil do *driver* foi solucionado, pois como foi permitida uma variação na tensão de barramento o capacitor de barramento teve seu valor reduzido, o que possibilita o uso de outros tipos de capacitor que sejam de elevadas vidas úteis e também o *driver* continuou atendendo a norma em questão mesmo sofrendo algumas alterações em alguns parâmetros.

Como trabalhos futuros pode-se ajustar a questão do fator de potência em malha fechada, para que o circuito continue atendendo a norma, mas que também tenha um fator de potência unitário e também ser feita a implementação deste projeto.

## REFERÊNCIAS

ALMEIDA, Pedro S. **Conversor Integrado Sepic Buck-Boost Aplicado ao Acionamento de Leds de Potência em Iluminação Pública**. Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora - MG, p. 158. 2012. Dissertação de Mestrado.

APT - ASSOCIATED POWER TECHNOLOGIES. **Total Harmonic Distortion and Effects in Electrical Power Systems**. APT - Associated Power Technologies. Disponível em: <<http://www.aptsources.com/resources/pdf/Total%20Harmonic%20Distortion.pdf>>. Acesso em: 28 Setembro 2015.

BATARSEH, Issa ; WEI, Huai. **Power Factor Correction Circuits**. Universidade Central da Flórida. Orlando - Flórida, p. 25. 2007.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2015**. Ministério de Minas e Energia. [S.I.], p. 232. 2015.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. Segunda Edição. ed. Secaucus: Kluwer Academic Publishers, 2001. 883 p.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência Análise e projetos de circuitos**. Tradução de Romeu Abdo. Porto Alegre - RS: AMGH Editora Ltda, 2012. 480 p.

IEC, International E. C.-. **International Standard IEC 61000-3-2**. Third Edition. ed. [S.I.]: International Electrotechnical Commission - IEC, 2011. 57 p. Norma Técnica.

KIRSTEN, André L. **Reator Eletrônico Para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Biflyback Inversor**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria - RS, p. 199. 2011. Dissertação de Mestrado.

LOPES, Juliano D. P. **Análise e projeto do reator eletrônico auto-oscilante para reconhecimento de lâmpadas fluorescentes**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2014. Tese de Doutorado.

PHILIPS. **LUXEON Rebel General Purpose White Portfolio**. [S.I.]: Philips Lumileds Lighting Company, 2009. Datasheet.

PINTO, Rafael A. **Sistema Eletrônico Para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDs) Alimentados Pela Rede Elétrica e Por Baterias**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2012. Tese de Doutorado.

POMILIO, José A. **Fontes Chaveadas**. Campinas: [s.n.], 2014.

RASHID, Muhammad. **Power Eletronics Handbook**. Terceira. ed. Burlington: Butterworth-Heinemann, 2011.

RECH, Cassiano. **Controle de Conversores Estáticos: Modelagem de Conversores DCM**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria - RS. Dissertação de Mestrado.

ROGGIA, Leandro. **Estudo, Controle e Implementação do Conversor Boost PFC Operando no Modo de Condução Mista**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria - RS, p. 144. 2009. Dissertação de Mestrado.

TDK. **Film Capacitors - Metallized Polyester Film Capacitors (MKT)**. [S.l.]: EPCOS, 2015. Datasheet.

VARGAS LUZ, Paulo C. **Sistema Eletrônico Isolado Com Elevado Fator de Potência e Reduzidas Capacitâncias Para Alimentação de LEDs Aplicado à Iluminação Pública**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria, p. 146. 2013. Dissertação de Mestrado.

VARGAS, Diogo R. **Estudo do Impacto da Utilização de Sistema Operacional de Tempo Real em Sistemas de Iluminação Distribuídos**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria - Rs, p. 78. 2015. Dissertação de Mestrado.