

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME DE ALMEIDA VIANA

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA
ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM CONTROLE DE
LUMINOSIDADE PARA ACIONAMENTO DE LÂMPADA
FLUORESCENTE**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2018

GUILHERME DE ALMEIDA VIANA

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA
ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM CONTROLE DE
LUMINOSIDADE PARA ACIONAMENTO DE LÂMPADA
FLUORESCENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica - CO-ELT - 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

PATO BRANCO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA ELETRÔNICO AUTO-OSCILANTE COM CONTROLE DE LUMINOSIDADE PARA ACIONAMENTO DE LÂMPADA FLUORESCENTE** do acadêmico **GUILHERME DE ALMEIDA VIANA** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° 176 de 2018.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Dr. Juliano de Pelegrini Lopes

Prof. Dr. Carlos Marcelo De Oliveira Stein

Prof. Rafael Zamodzki

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

Dedico a este trabalho a minha Mãe Silvia Leite e ao meu
Pai Geraldo Alves.

O absurdo é a razão lúcida que constata os seus limites.

Albert Camus

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos:

Ao professor Juliano de Pelegrini Lopes, pela orientação e apoio no desenvolvimento deste trabalho.

A minha mãe Silvia Leite de Almeida, por sempre me apoiar, mesmo quando eu não acreditava em mim mesmo.

Ao meu pai Geraldo Alves Viana, por me demonstrar e indicar bons caminhos e por sempre estar ao meu lado desde de minha doença renal até ao vestibular.

Para o meu irmão Gustavo de Almeida Viana por ter sido um exemplo de profissão a ser seguida e por sempre me dar dicas sobre a vida.

A minha atual namorada Maiara Bressiani, por sempre demonstrar afeto, companheirismo e confiança.

Aos meus amigos que conviveram comigo: Luiz Afonso (*Paranaíba*), que por mais que seja santista possui um enorme coração. Eduardo Leão (*Buda*), cujo sentirei falta de nossas conversas, seja por existencialismo ou até mesmo *cyberpunk*. Douglas Florio, que praticamente foi um irmão no período da faculdade. Alessandro Pasa (*Perna*) por sempre nos ajudar. A Crystian Mariott, por sempre ser o colono doido.

As meninas Isaura Cristina, Mayane Haack e Carolina Gass pela amizade desde o início da faculdade. A minha psicóloga amiga, Luiza Martino por sempre me dar conselhos e fazer os melhores passeios por São Paulo.

Aos meus amigos da turma do *microrolês*, pelas parcerias, conversas e zueiras. Ao Célio da sala de apoio, que apesar de eu dever meio mundo de componentes, sempre me ajudou e deu dicas sobre eletrônica de potência.

A Universidade Tecnológica Federal do Paraná, que apesar da relação complexa, sempre forneceu uma estrutura adequada para minha formação de Engenheiro.

E a Literatura Russa e Francesa por ajudar a moldar meu caráter.

RESUMO

Este trabalho trata do projeto e implementação de um reator de lâmpada fluorescente, com controle de intensidade luminosa. O acionamento da lâmpada fluorescente é realizado através de um inversor meia ponte com filtro ressonante LCC pelo qual a comutação das chaves semicondutoras é executada através do circuito de comando auto-oscilante, isto tudo considerando a corrente máxima que pode circular pelo filamento, tendo em vista assim, o aumento da vida útil da lâmpada. O controle de intensidade luminosa é realizado através de um circuito auxiliar com a utilização de um sensor de luminosidade (*LDR -Light Dependent Resistor*) para medir a luminosidade do ambiente e controlar a potência demandada pela lâmpada.

Palavras-chave: Lâmpada Fluorescente, Reator eletrônico, auto-oscilante, circuito de comando, controle de intensidade luminosa.

ABSTRACT

This monograph deals with the design and implementation of a fluorescent lamp reactor, with luminous intensity control. The activation of the fluorescent lamp is carried out through a half-bridge inverter with resonant LCC filter whereby the switching of the semiconductor switches is performed through the self-oscillating control circuit, considering the maximum current that can flow through the filament, in view thus increasing the lamp life. The luminous intensity control is realized through an auxiliary circuit with the use of a light sensor (LDR -Light Dependent Resistor) to measure the luminosity of the environment and control the power demanded by the lamp.

Keywords: Fluorescent Lamp, Electronic ballast, auto-oscillating, control circuit, luminous intensity control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Diagrama do Reator Proposto.	16
Figura 2:	Circuito Filtro Ressonante.	18
Figura 3:	Impedância de Entrada do Filtro LCC.	20
Figura 4:	Filtro LCC com dois capacitores em paralelo.	25
Figura 5:	Potência da Lâmpada em função de A1.	27
Figura 6:	Fluxograma de construção do filtro LCC.	28
Figura 7:	Circuito Completo do Reator Auto-Oscilante.	29
Figura 8:	Diagrama do REAO.	30
Figura 9:	Diagrama do REAO reduzido.	30
Figura 10:	Diagrama do REAO reduzido.	31
Figura 11:	Curva de Nyquist.	34
Figura 12:	Ponte retificadora com filtro capacitivo.	35
Figura 13:	Circuito de Disparo.	37
Figura 14:	Encapsulamento do IR21531.	38
Figura 15:	Esquema de ligação do circuito IR21531.	39
Figura 16:	Circuito completo para o ensaio da LF e posicionamento de ponteiros.	42
Figura 17:	Curva de Potência x Frequência da LF.	42
Figura 18:	(a) Circuito equivalente do secundário e (b) correntes do circuito de comando.	44
Figura 19:	Diagrama do REAO com variação de intensidade luminosa.	45
Figura 20:	(a) Comportamento do Circuito Adicional Braço LR e (b) Circuito equivalente no secundário do transformador de corrente.	46
Figura 21:	Circuito Adicional Completo.	48
Figura 22:	Curva de resistência por Lux do sensor LDR 5mm.	50

Figura 23:	Simulação Orcad do Reator Auto-Oscilante sem variação de intensidade luminosa.	52
Figura 24:	Tensão e corrente na lâmpada fluorescente em regime permanente.	53
Figura 25:	Potência da LF em regime permanente.	54
Figura 26:	Tensão de ignição da LF.	54
Figura 27:	Tensão e corrente na entrada do Filtro ressonante.	55
Figura 28:	Tensão e corrente nas chaves semicondutoras a) $M1$ e b) $M2$	55
Figura 29:	Corrente na chave semicondutoras.	56
Figura 30:	Protótipo do Reator Auto-Oscilante.	56
Figura 31:	Corrente e tensão de entrada.	58
Figura 32:	Tensão e corrente na Lâmpada Fluorescente.	59
Figura 33:	Tensão Gate - Source de $M1$	59
Figura 34:	Tensão e Corrente na Chave	60
Figura 35:	Potência, Tensão, Corrente e tensão de Chaveamento da LF.	60
Figura 36:	Simulação do Circuito Completo.	61
Figura 37:	(a) Potência da LF com o sensor LDR medindo mais que 500 Lux e (b) Potência da LF com o sensor LDR medindo em torno de 100 Lux.	62
Figura 38:	Tensão e corrente sobre a chave $M2$ com sensor LDR medindo mais que 500 Lux e (b) Tensão e Corrente sobre a Chave $M2$ com o sensor LDR medindo em torno de 100 Lux.	62
Figura 39:	Tensão (75V/div), Corrente(75mA/div), Potência (10W/div) e Frequência ($20\mu s/div$) da LF para iluminação em torno de 100 Lux.	63
Figura 40:	Tensão (75V/div), Corrente (75mA/Div), Potência (10W/div) e Frequência ($20\mu s/div$) da LF para iluminância perto de 500 Lux.	63
Figura 41:	Tensão (100V/div), Corrente (100mA/div) e Frequência ($10\mu s/div$) sobre Chave $M2$ com Iluminação de 500 Lux.	64
Figura 42:	Tensão (100V/div), Corrente (100mA/div) e Frequência ($10\mu s/div$) sobre Chave $M2$ com iluminância acima de 100 Lux.	64
Figura 43:	Dados variando a iluminação sobre o Sensor LDR	65

Figura 44: Planta de uma sala de aula típica da UTFPR- Câmpus Pato Branco 66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Valores dos componentes encontrados para o Filtro LCC para um coeficiente A_1 de 0,225.	27
Tabela 2:	Valores dos componentes encontrados para o circuito de comando.	34
Tabela 3:	Valores dos componentes encontrados o Circuito de Disparo. . .	37
Tabela 4:	Valores dos Componentes encontrados para o circuito do IR21531	41
Tabela 5:	Requisitos para o projeto do Braço LR	46
Tabela 6:	Valores dos componentes encontrados para o circuito adicional.	51
Tabela 7:	Valores Comerciais e Modelos escolhidos para o Protótipo. . . .	57
Tabela 8:	Cálculo da estimativa econômica	67

LISTA DE SÍMBOLOS

LF - Lâmpada Fluorescente

$REAO$ - Reator Auto-Oscilante

ZVS - *Zero Voltage Switching* (comutação Suave)

C_{bar} - Capacitor do Barramento Paralelo

ω - Frequência Angular

P_{LF} - Potência Ativa Requerida pela Lâmpada Fluorescente

V_{ef} - Valor Eficaz de Tensão

V_{cc} - Tensão Contínua da Entrada do Inversor

K_t - Coeficiente de transferência de Potência

SoS - Soma dos Quadrados das Correntes dos Terminais

Q_o - Fator de Qualidade

L - Indutor do Filtro Ressonante

C_s - Capacitor em série do Filtro Ressonante

C_p - Capacitor em Paralelo com a Lâmpada Fluorescente

L_p - Enrolamento Primário do Transformador de Corrente

L_{s1}, L_{s2} - Enrolamento Secundário do Transformador de Corrente

TC - Transformador De Corrente

L_m - Indutância Magnetizante do Transformador de Corrente

$D_{Z1} - D_{Z4}$ - Diodo *Zener* de 1 a 4

$REAOD$ -Reator Eletrônico Auto-Oscilante com *Dimming*

I_d - Corrente do Indutor L_d

L_d - Indutor do Circuito Adicional de Variação da Intensidade Luminosa

R_d - Resistor do Circuito Adicional de Variação da Intensidade Luminosa

T_{sc} - Transistor do Circuito Adicional de Variação da Intensidade Luminosa

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	OBJETIVOS GERAIS	15
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	16
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2	FILTRO RESSONANTE	18
2.1	PROJETO DO FILTRO RESSONANTE LCC	19
3	CIRCUITO DE COMANDO DO REATOR AUTO-OSCILANTE	29
3.1	PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO DO REAO	32
3.2	AVALIAÇÃO AUTO-SUSTENTADA	33
4	PROJETO DO CIRCUITO DE ENTRADA E DO CIRCUITO DE DISPARO	35
4.1	CIRCUITO DE DISPARO	36
5	ENSAIO DA LÂMPADA FLUORESCENTE	38
5.1	CIRCUITO DE COMANDO PARA O ENSAIO	38
5.2	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PARA IR21531	39
5.3	RESULTADO DO ENSAIO	41
6	CIRCUITO DE VARIAÇÃO DE INTENSIDADE LUMINOSA	44
6.1	PROJETO DO CIRCUITO ADICIONAL	45
6.2	DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA L_D	46
6.3	AUTOMATIZAÇÃO DO BRAÇO LR	48
7	RESULTADOS E IMPLEMENTAÇÃO	52
7.1	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO REAO SEM VARIAÇÃO DE INTENSIDADE LUMINOSA	52

7.2	RESULTADOS PRÁTICOS DO REAO SEM VARIAÇÃO DE INTENSIDADE LUMINOSA.....	56
7.3	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO REAOD	61
7.4	RESULTADOS PRÁTICOS DO REAOD	62
8	EXEMPLO DE ESTIMATIVA DE ECONOMIA	66
9	CONCLUSÃO	68

1 INTRODUÇÃO

Diante da crise energética que ocorreu no Brasil em 2001 que foi evidenciada através das frequentes falhas de abastecimento de energia elétrica, conhecidas popularmente como "apagões", passou a haver uma maior preocupação no setor de conservação de energia elétrica e a substituição da fonte luminosa foi mais difundida com foco no aumento da eficiência energética.

A iluminação artificial no Brasil representa 17% do consumo final de energia elétrica. O setor residencial tem consumo de aproximadamente 16,2% do total de consumo de energia elétrica no Brasil referente a iluminação e a quantidade prevista de energia gasta com iluminação para o ano de 2020 será de aproximadamente 11% do total produzido (EPE, 2014). E as lâmpadas fluorescentes (LFs) representam uma das formas mais comuns para economia de energia elétrica, devido a elevada eficiência e vida útil.

A iluminação fluorescente vem passando por grandes avanços tecnológicos em sua composição e dispositivos auxiliares, seja por acionamento ou variação da intensidade luminosa com o objetivo principal de oferecer o aumento da eficiência energética destinado ao ambiente residencial e industrial. No entanto, como ponto negativo, um dos principais materiais das LFs é o mercúrio, metal altamente tóxico que pode contaminar determinados ambientes como água, solo e plantas. A quantidade de mercúrio em uma lâmpada fluorescente pode variar de acordo com a característica da lâmpada, o fabricante e o ano de fabricação. Essa quantidade vem diminuindo significativamente com o decorrer dos anos, como exemplo uma LF de 40 W, que entre 1985 e 2001 teve reduzida sua quantidade de mercúrio de 48,2 mg para 8,2 mg (POLANCO, 2007).

Apesar do rápido desenvolvimento das lâmpadas de diodos emissores de luz (LEDs), as LFs tubulares e compactas ainda correspondem a um percentual maior do mercado brasileiro. Segundo dados da Associação Brasileira da Indústria de Iluminação (Abilux), em 2014 foram consumidas 20 milhões de lâmpadas de LED. Número considerável, mas ainda pouco representativo, em comparação, o consumo das halógenas (85 milhões), tubulares (100 milhões), incandescentes (150 milhões) e fluorescentes compactas (250 milhões) (MOREIRA, 2016).

Convém ressaltar também, o desenvolvimento das LFs T5 de alto fluxo luminoso de saída (HO-*"High Output"*) e as Lâmpadas T5 de alta eficiência (HE-*"High Efficiency"*). A vida útil destas LFs pode atingir até 24000 horas, com eficiência luminosa máxima de 104 lm/W e baixa quantidade de mercúrio (OSRAM, 2007).

Os reatores eletrônicos podem ser interligados a sistemas inteligentes de controle de energia elétrica. E a utilização de um sistema de controle de iluminação adequado as atividades é fundamental para sua eficiência. Como exemplo, nota-se que em instalações antigas ou mal projetadas que não conseguem atender a NBR ISO/CIE 8995 para uma iluminação mínima em seu interior, estão sujeitas a causarem problemas como danos aos usuários, tais como: fadiga visual, dor de cabeça, ofuscamento, redução da eficiência visual ou mesmo acidentes e baixa produtividade nas tarefas . Muitas vezes se verifica-se níveis de iluminamento acima dos valores normalizados, caracterizando um superdimensionamento do sistema original, geralmente causados por uma substituição direta da tecnologia original por outra mais moderna. Como por exemplo no setor industrial ou comercial onde lâmpadas incandescentes são substituídas por lâmpadas fluorescentes, na mesma quantidade, mas com potências menores e com mais intensidade luminosa provocando um aumento do nível de iluminamento além do necessário, podendo ser interpretado como desperdício de energia elétrica.

Em vista disso, por meio de pesquisas bibliográficas, esse trabalho se propõe a implementar um sistema eletrônico com controle automático de luminosidade para acionamento de lâmpadas fluorescentes tubulares. A topologia consiste de um inversor meia-ponte com comando auto-oscilante, comercialmente utilizada em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes. Além disso,propõem-se o diferencial de desenvolver um circuito auxiliar com a utilização de um sensor de luminosidade para medir a luminosidade do ambiente e controlar a potência entregue para lâmpada. A Figura 1 mostra um diagrama representativo do reator proposto.

1.1 OBJETIVOS GERAIS

O objetivo geral deste trabalho é projetar e implementar um reator eletrônico para uma LF com controle de intensidade luminosa.

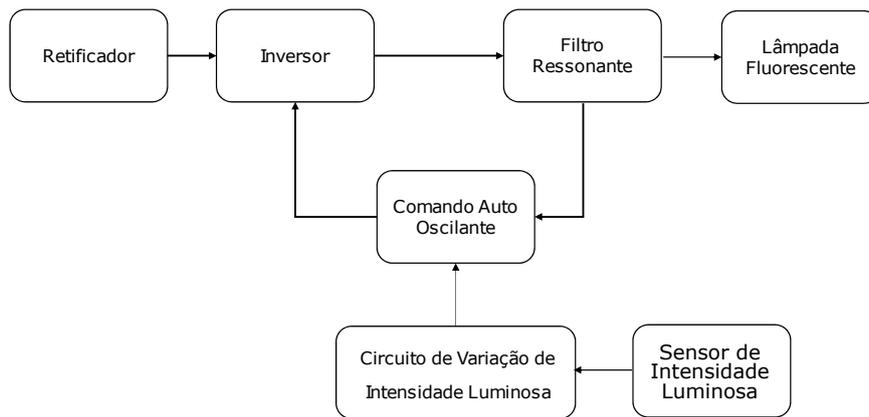


Figura 1: Diagrama do Reator Proposto.

Fonte: Autoria própria.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- 1) Revisar bibliografias referentes aos reatores auto oscilantes;
- 2) Dimensionar e modelar o Reator Auto-Oscilante ligado ao sistema de controle de luminosidade;
- 3) Especificar e projetar os componentes do reator;
- 4) Projetar o sistema de controle de luminosidade;
- 5) Simular e analisar o REAO com controle de luminosidade;
- 6) Implementar o sistema completo analogicamente.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em 9 capítulos. No capítulo 2 é apresentado o Filtro Ressonante do Reator, onde apresenta-se sua função e suas etapas de projeto. No capítulo 3 é explicado o funcionamento do circuito de comando auto-oscilante e além disso, é mostrada a avaliação auto-sustentada do comando que originou a metodologia de projeto empregada.

No capítulo 4 é exposto o projeto do circuito de entrada da ponte retificadora junto ao circuito de disparo para garantir a ignição da lâmpada fluorescente. O capítulo 5 é explicado o ensaio da Lâmpada fluorescente, onde através do circuito integrado IR2153 varia-se a frequência da LF. A partir do capítulo 6 é mostrado como é calculado o Braço LR que irá variar a intensidade luminosa da LF.

No capítulo 7 é apresentada a simulação realizada e os resultados obtidos através da implementação do protótipo. Um exemplo de estimativa de economia é

demonstrado no capítulo 8. As considerações finais sobre o trabalho são feitas no capítulo 9, em que são discutidos o cumprimento dos objetivos inicialmente propostos para a realização deste trabalho e apresentadas as dificuldades encontradas durante a realização do mesmo.

2 FILTRO RESSONANTE

O funcionamento adequado de um reator depende do projeto do seu filtro ressonante para que a LF tenha elevada eficiência e vida útil. Um filtro bem projetado deve garantir a ignição da lâmpada e proporcionar comutação ZVS (*zero voltage switching*). Esse tipo de comutação, em princípio, é preferível para os componentes com maior capacitâncias (*MOSFET*). Outra característica importante que o filtro ressonante deve proporcionar, é não permitir a circulação de corrente com componente contínua (CC) na LF e proporcionar o pré-aquecimento dos seus eletrodos (LOPES *et al.*, 2010).

Existem diversas configurações de filtros ressonantes utilizados para alimentação de LF, dentre eles: LC série, L série C paralelo, C série LC paralelo, LC série C paralelo, LC série L paralelo, L série LC paralelo e LC série paralelo série. O filtro série LC paralelo C é amplamente empregado em reatores eletrônicos, tendo como vantagem o ganho de tensão suficiente para ignição e capacidade de alimentar LF a partir de formas de ondas com nível contínuo. (SEIDEL, 2004).

Por esse motivo, este filtro é empregado em maior escala em reatores eletrônicos. A Figura 2 , mostra o filtro LC série paralelo C ligado ao inversor meia ponte.

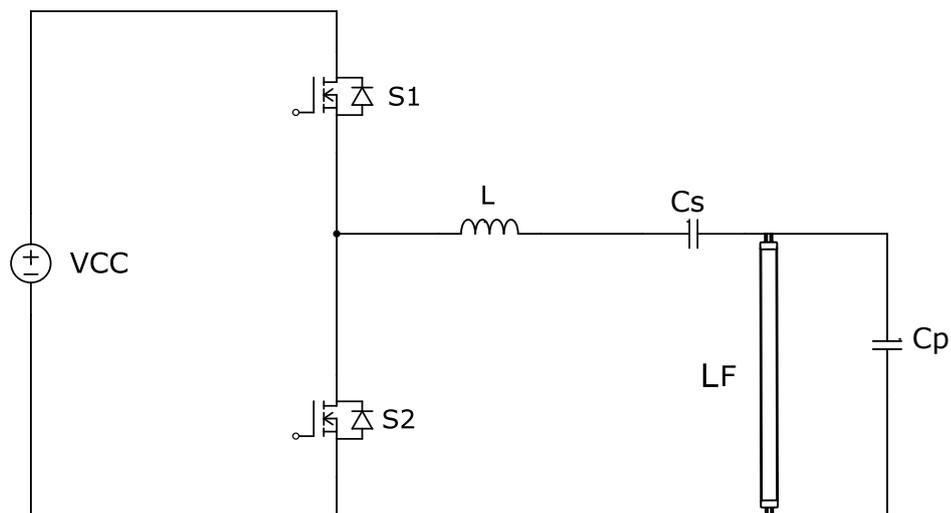


Figura 2: Circuito Filtro Ressonante.
Fonte: Autoria própria.

Onde:

- Vcc - Tensão contínua da saída do retificador;
- S1 e S2 - Chaves semicondutoras do REAO;
- LF- Lampada Fluorescente;
- L, Cs e Cp - Elementos do Filtro LC série paralelo C.

Na literatura, existem diferentes metodologias de projeto para filtro ressonante LCC para LF. A maioria dos trabalhos concentra-se em utilizar a aproximação pela componente fundamental e o modelo de resistência equivalente Lâmpada (KAZIMIERCZUK; SZARANIEC, 1993). No entanto, uma determinada configuração de filtro ressonante LCC pode atender diversos requerimentos de operação, dependendo do fator de qualidade (Q_o) e aplicação na qual é empregado. Segundo (SEIDEL *et al.*, 2007) elevados valores de Q_o não são indicados para circuitos de comando auto-oscilantes, nos quais a frequência de operação é sensível à carga e aos parâmetros do filtro, podendo assim, levar a um erro significativo na potência solicitada pela lâmpada.

A metodologia usada por esse trabalho é a mesma usada em (SEIDEL, 2004), onde se projeta um filtro ressonante utilizado para reatores de LFs com variação de intensidade luminosa, onde garanta e atenda todos os requisitos necessários para a alimentação da LF, além de garantir que os eletrodos da LF trabalhe em determinadas correntes conforme estabelecido pelos fabricantes.

2.1 PROJETO DO FILTRO RESSONANTE LCC

Para esse projeto de filtro ressonante LCC, algumas hipóteses são consideradas: As chaves semicondutoras MOSFET do circuito inversor da Figura 2 são consideradas ideais, os componentes L , C_s , e C_p são ideais e sem elementos parasitas. As equações abaixo são a base para determinar o projeto dos componentes do filtro:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad (1)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} \quad (2)$$

$$A_1 = \frac{\omega_1}{\omega_s} \quad (3)$$

$$A_2 = \frac{\omega_2}{\omega_s} \quad (4)$$

Onde :

- R - Resistência equivalente da LF;
- ω_1 - Frequência angular de ressonância entre L e C_s ;
- ω_2 - Frequência angular de ressonância entre L e C_p ;
- ω_s - Frequência angular de comutação.

Para continuar o cálculo, é necessário encontrar a impedância total do filtro ressonante. Como o filtro nada mais é do que duas impedâncias em série podemos então associar, como demonstrado na Figura 3.

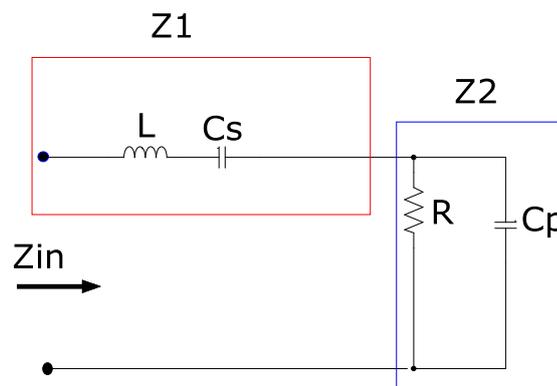


Figura 3: Impedância de Entrada do Filtro LCC.
Fonte: Autoria própria.

Onde a impedância de entrada é dada por:

$$Z_{in} = Z1 + Z2 \quad (5)$$

A impedância em série Z1 é dada por:

$$Z1 = Ls + \frac{1}{sC_s} = \frac{Ls^2C_s + 1}{sC_s} \quad (6)$$

E a impedância paralela Z_2 é dada por:

$$Z_2 = \frac{R}{R_s C_p + 1} \quad (7)$$

Somando as duas impedâncias, encontra-se Z_{in} :

$$Z_{in} = \frac{Ls^2 C_s + 1}{s C_s} + \frac{R}{R_s C_p + 1} \quad (8)$$

Abrindo para $s = j\omega$, temos:

$$Z_{in} = \frac{L(j\omega)^2 C_s + 1}{C_s j\omega} + \frac{R}{R_j C_p + 1} \quad (9)$$

Realocando e colocando em função de $J\omega$, tem-se:

$$Z_{in} = j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L C_s} + \frac{R}{(R_j \omega C_p + 1) j\omega L} \right) \quad (10)$$

Utilizando as equações (1) - (4) em (10), obtém-se:

$$\frac{1}{Z_{iN}} = \frac{\omega_s L \left(\frac{\frac{Q_0}{A_1}}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right) - J\omega_s L \left(1 - A_1^2 - \frac{\frac{1}{(A_2)^2}}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right)}{\left(\omega_s L \left(\frac{\frac{Q_0}{A_1}}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right) \right)^2 + \left(\omega_s L \left(1 - A_1^2 - \frac{\frac{1}{(A_2)^2}}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right) \right)^2} \quad (11)$$

A potência ativa demandada pela LF é dada por:

$$P_{LF} = \text{Re} \left[\frac{(v_{ef})^2}{z_{iN}} \right] \quad (12)$$

Onde temos:

- P_{LF} - Potência ativa requerida pela lâmpada;
- v_{ef} - Valor eficaz da componente fundamental da forma de onda da tensão aplicada no filtro ressonante.

A aproximação fundamental de v_{ef} é o valor eficaz da componente fundamental da tensão aplicada ao filtro ressonante, dada por:

$$v_{ef} = \frac{\sqrt{2}V_{cc}}{\pi} \quad (13)$$

Onde V_{cc} , é a tensão de entrada do inversor meia- ponte. Se aplicar a equação (11) em (12), obtém-se:

$$\frac{P_{LF}}{v_{ef}^2} = \frac{\left(\left(\frac{Q_0}{A_1} \right) \right)}{\omega_s L \left(\left(\frac{Q_0 A_1}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right)^2 + \left(1 - A_1^2 - \frac{\frac{1}{(A_2)^2}}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right)^2 \right)} \quad (14)$$

Multiplicando ambos os lados de (14) por R, obtém-se:

$$K_t = \frac{\left(\frac{1}{\frac{A_1}{Q_0(A_2)^4} + \frac{Q_0}{A_1}} \right)}{Q_0 \left(\left(\frac{\frac{Q_0}{A_1}}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right)^2 + \left(1 - A_1^2 - \frac{\frac{1}{(A_2)^2}}{\frac{1}{(A_2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right)^2 \right)} \quad (15)$$

Onde K_t é o coeficiente de transferência de potência. O valor de K_t define o quanto de potência o sistema pode fornecer, relacionando com a carga, a tensão ou a corrente de entrada do filtro (SEIDEL *et al.*, 2011). Considerando condições ideais de operação, K_t é dado por:

$$K_T = \frac{P_{LFR}}{vef^2} \quad (16)$$

Segundo (P.LOPES MAIKEL F.MENKE, 2015), o filtro deve operar na sua frequência de ressonância antes da ignição da LF, pois, caso opere em qualquer outra frequência, o ganho de tensão pode não ser suficiente para formar o arco de descarga e a ignição da lâmpada pode não ocorrer. Sendo assim, define-se o coeficiente A_{2ig} :

$$A_{2ig} = \sqrt{(A_1^2) + (A_2^2)} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (17)$$

No qual A_{2ig} , é a frequência angular de ressonância do filtro antes da ignição. Em (LI *et al.*, 1997) é definido ω_s , quando a lâmpada pode ser considerada um circuito aberto, como:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \quad (18)$$

Reescrevendo a equação (15) e inserindo a definição de A_{2ig} , obtém-se:

$$K_t = \frac{\left(\frac{1}{\frac{A_1}{Q_0(A_{2ig}^2 - A_1^2)^4} + \frac{Q_0}{A_1}} \right)}{Q_0 \left(\left(\frac{\frac{Q_0}{A_1}}{\frac{1}{(A_{2ig}^2 - A_1^2)^4} + \frac{(Q_0)^2}{(A_1)^2}} \right)^2 + \left(1 - A_1^2 - \frac{\frac{1}{(A_2)^2}}{\frac{1}{(A_{2ig}^2 - A_1^2)^4} + \frac{Q_0(A_{2ig}^2 - A_1^2)^2}{(A_1)^2}} \right)^2 \right)} \quad (19)$$

Para o projeto do filtro, deve-se calcular um A_1 em função de K_t , de tal forma que atinja-se o fator de qualidade Q_0 desejado, pois o valor de A_1 , indica a disparidade de ω_1 com relação à frequência angular de comutação ω_s . Assim sendo, quando encontra-se as raízes da equação (19) em função de A_1 , estas fornecem dois valores positivos, um maior que 1 e outro menor. Desta forma, um valor de A_1 maior que 1 indica que ω_s é menor que ω_1 , indicando uma operação abaixo da frequência de ressonância, podendo assim comprometer a aproximação pela componente fundamental empregada do projeto causando um aumento da presença de quantidade de harmônicas na corrente do filtro. Outro ponto negativo, é a perda de comutação suave (ZVS), pois um dos requisitos de operação do inversor é estar acima da frequência de ressonância. Logo, para satisfazer as condições citadas, utiliza-se um valor de A_1 , menor que 1 (PLOPES MAIKEL F.MENKE, 2015).

Com o valor de A_1 definido, calcula-se os valores de L e C_s nas equações abaixo:

$$L = \frac{Q_0 R}{A_1 \omega_s} \quad (20)$$

$$C_s = \frac{1}{Q_0 A_1 \omega_s R} \quad (21)$$

Para projetar C_p , utiliza-se as equações (2), (4) e (17), e obtendo-se:

$$C_p = \frac{1}{(\omega_s)^2 L (A_{2ig}^2 - A_1)^2} \quad (22)$$

No cálculo do capacitor C_p , deve-se tomar um certo cuidado com o valor desse componente, pois dependendo do valor de sua capacitância, pode-se provocar um aquecimento acima do esperado no eletrodo da LF, causando assim uma aceleração no fim da vida útil da lâmpada. A temperatura dos eletrodos de uma LF é influenciada por três correntes. A corrente I_{LH} (*lead-high current*) é a que entra no eletrodo da LF, I_D (*discharge current*) é a corrente de descarga da LF e I_{LL} (*lead-low current*) é a corrente que sai do eletrodo da lâmpada. A avaliação da soma dos quadrados de I_{LH} e I_{LL} , chamada de SoS (*sum of squares of the lead-in wire currents*), é o método através do qual verifica o aquecimento do eletrodo de uma LF (GOUD; DORLEIJN, 2002).

Desta maneira, projeta-se um C_p que não exceda a corrente recomendada pelo fabricante sobre os eletrodos. Para que isso ocorra, calcula-se o valor máximo de C_p que garanta a operação dentro de uma faixa segura de corrente máxima percorrida pelo eletrodo. Assim,

$$C_{pmax} = \frac{|I_{LLmax}|}{|V_{LFmax}| \omega_s} \quad (23)$$

Onde:

- C_{pmax} - Valor máximo de C_p ;
- I_{LLmax} - Valor máximo de corrente que sai pelo eletrodo da LF;
- V_{LFmax} - Valor máximo da tensão na LF.

Os valores I_{LLmax} e V_{LFmax} são fornecidos pelo fabricante da lâmpada. Quando o valor de C_p for maior que o valor de C_{pmax} , opta-se por dividir a capacitância C_p em dois capacitores (C_{p1} e C_{p2}) posicionando-os como demonstrado na Figura 4.

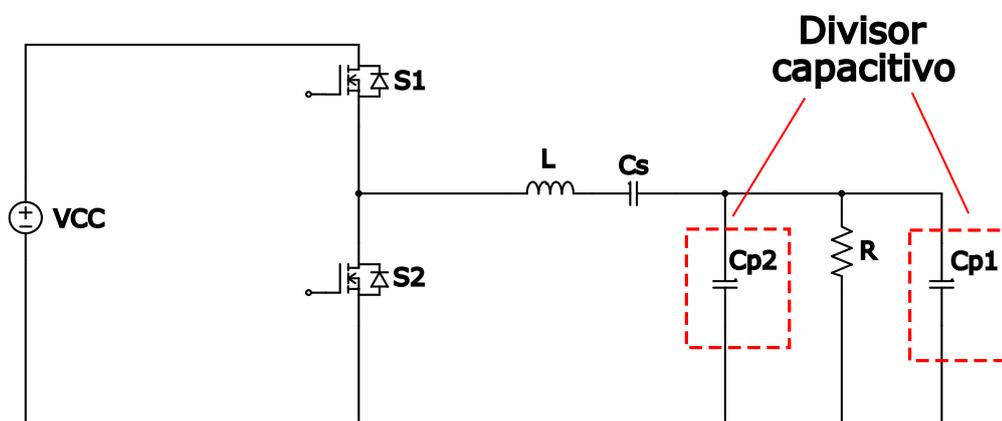


Figura 4: Filtro LCC com dois capacitores em paralelo.
Fonte: Autoria própria.

Esta metodologia para o filtro ressonante LCC é resumida no fluxograma da Figura 6 no final dessa seção. Como neste trabalho há variação de intensidade luminosa da LF, deve-se avaliar a resposta do filtro para toda a faixa de operação para verificar se atende os requisitos de projeto. Caso não atenda deve-se mudar o Q_o para que seja respeitado o projeto. Depois deve-se avaliar as correntes que passam nos eletrodos para que não estejam altas o suficiente para diminuir a vida útil dos mesmos e analisar o dimensionamento do capacitor C_p .

A partir de todas as expressões determinadas, pode-se dimensionar os componentes do filtro e para isso, alguns parâmetros de projeto devem ser levados em conta:

- Tensão de entrada : $220 V_{Rms}$;
- Lâmpada fluorescente FO 32 W / 640 OSRAM;
- Frequência de chaveamento (fs) 35 kHz;
- Potência da LF = 32 W;
- Fator de qualidade (Q_o)= 0,3;
- Tensão eficaz da LF = 139,99 V;
- Corrente no capacitor paralelo máxima (I_{LLmax}) 0,2439 A ;
- Resistência da LF em regime permanente 376,15 Ω ;
- Tensão eficaz máxima da LF (V_{LFmax}) 158 V.

A frequência escolhida foi de 35 kHz devido às características dos reatores eletrônicos: operação em alta frequência (proporciona redução do volume) e inexistência de ruído audível e de cintilamento em baixa frequência (120 Hz). A resistência equivalente da lâmpada em regime permanente foi determinada através da referência de (CERVI *et al.*, 2002) ,que fornece a expressão da resistência elétrica da lâmpada em função da potência da mesma. Conforme a equação abaixo:

$$R(P) = 4013e^{-0,074P} + 9447e^{-0,332P} \quad (24)$$

Os valores nominais de corrente e tensão da LF foram calculados fazendo-se uso da potência nominal (32W) e da resistência equivalente em regime permanente da equação (24). Os valores de tensão máxima V_{LFmax} e I_{LLmax} foram consultados com o *datasheet* da LF. Com esses respectivos dados de projetos, procede-se o

cálculo inicialmente de A_1 . Utilizando a equação (19) e plotando o gráfico de potência da LF por A_1 , como demonstrado na Figura 5, pode-se localizar o valor respectivo de A_1 para potência de 32 W.

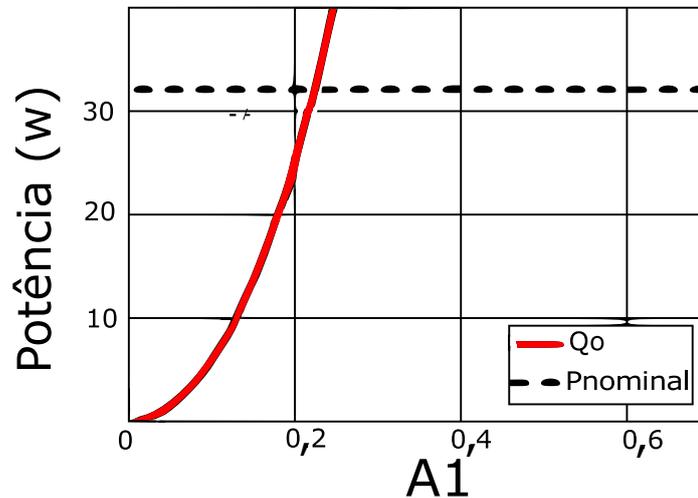


Figura 5: Potência da Lâmpada em função de A_1 .
Fonte: Autoria própria.

A partir do valor do coeficiente A_1 encontrado de 0,225, se torna possível encontrar os valores respectivos dos componentes L , C_s e C_p , demonstrados na tabela abaixo.

Tabela 1: Valores dos componentes encontrados para o Filtro LCC para um coeficiente A_1 de 0,225.

Componente	Valor projetado
L	2,281 mH
C_s	179,1 nF
C_p	9,551 nF
C_{Pmax}	7,020 nF

Fonte: Autoria própria.

Nota-se que o valor de C_{Pmax} foi ultrapassado pelo valor do componente C_p , o que poderia ocasionar um desgaste dos eletrodos da LF. Por isso é necessário dividir em dois capacitores, C_{p1} e C_{p2} , onde o equivalente entre eles resulte no valor encontrado de C_p para não ultrapassar o valor de C_{Pmax} e assim preservar os eletrodos da LF.

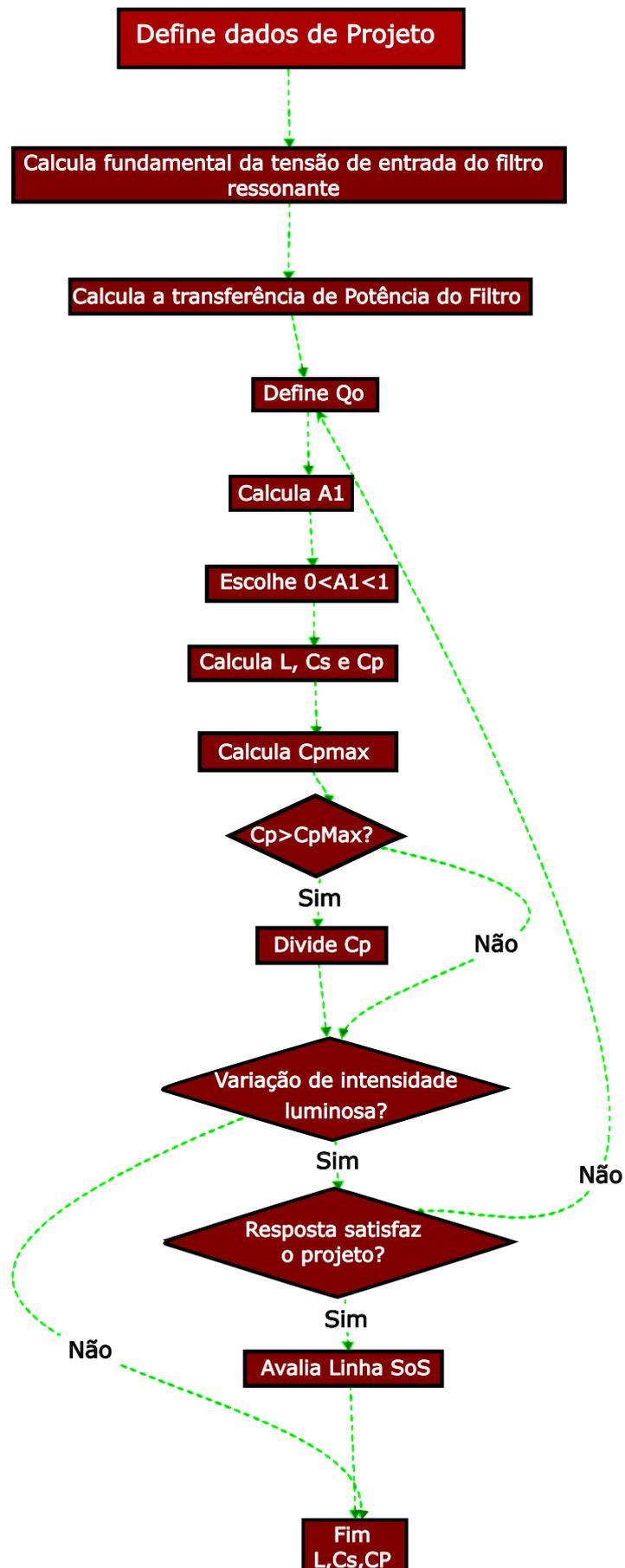


Figura 6: Fluxograma de construção do filtro LCC.
Fonte: Adaptado de (P.LOPES MAIKEL F.MENKE, 2015).

3 CIRCUITO DE COMANDO DO REATOR AUTO-OSCILANTE

O circuito completo do REAO é mostrado na Figura 7. A descrição de operação desse reator eletrônico é assumindo que são satisfeitas as condições para o sistema apresentar uma oscilação autossustentável. A tensão de entrada V_{cc} já é considerada retificada para tensão contínua, a LF é considerada como uma impedância elétrica, os elementos parasitas dos *MOSFETS* (S_1 e S_2) e do transformador de corrente (*TC*) são desconsiderados e os diodos *Zeners* (D_{Z1} - D_{Z4}) ideais. Seu princípio de funcionamento no circuito de comando baseia-se em refletir a corrente senoidal do filtro ressonante em (I_{LP}) para polarizar dois pares de diodos *Zeners*, através de um transformador de corrente toroidal ($L_P - L_{S1} - L_{S2}$), com o intuito de aplicar uma tensão quadrada simétrica no comando dos interruptores (M_1 e M_2). Para que o circuito entre neste ciclo realimentado é necessária uma excitação inicial, na seção 4 será explicado como garantir e projetar esse gatilho inicial.

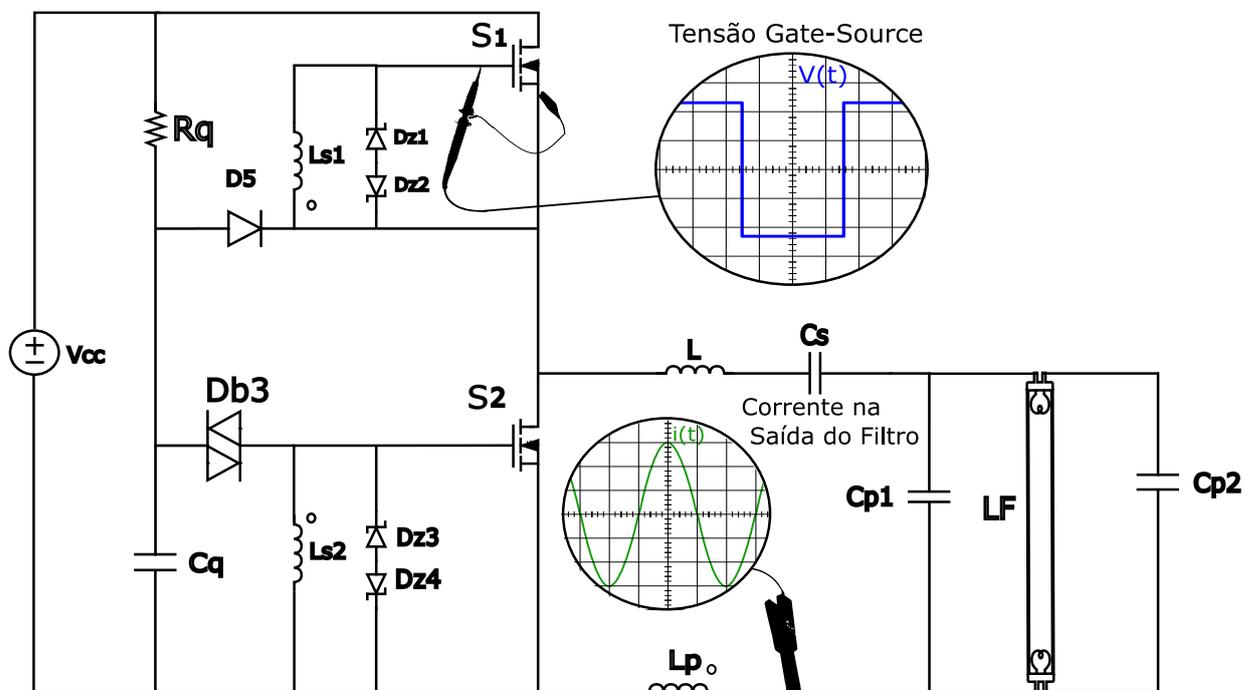


Figura 7: Circuito Completo do Reator Auto-Oscilante.
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 8 é mostrada a representação do REAO por diagrama de blocos, onde esse diagrama pode ser dividido em duas partes: uma com o comportamento linear (em vermelho), representado pelos blocos $G_F(s)$, que se trata da função de transferência da corrente do filtro ressonante em função da tensão aplicada no mesmo, $G_m(s)$, que é a função de transferência referente a corrente de magnetização $I_m(s)$ e a tensão zener $V_z(s)$, o bloco 'n' que consiste na relação do número de espiras do transformador de corrente (TC) e K que relaciona a tensão V_z com a tensão de entrada do filtro ressonante. A segunda parte, representa o comportamento não linear, é representada pela chave ideal que relaciona a corrente zener (I_z) com a tensão zener (V_z), que representam a descontinuidade devido ao chaveamento dos *MOSFET's* referentes ao inversor meia onda (SEIDEL *et al.*, 2007)

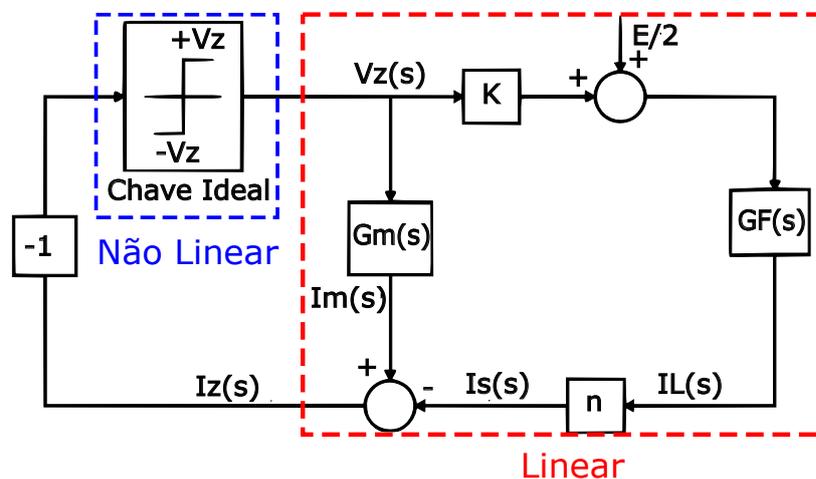


Figura 8: Diagrama do REAO.
Fonte: Adaptado de (Lopes,2014).

Para análise de sistemas não lineares, como demonstrados na Figura 8, pode-se utilizar o método da função descritiva e o critério estendido de *Nyquist* para avaliar a estabilidade. No entanto, isso somente é possível quando tem-se um sistema de controle com entrada e saída única (SISO) e com comportamento não linear que apresentem oscilações, podendo assim, ser representados por diagramas de blocos reduzidos como o da Figura 9.

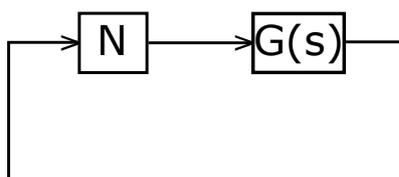


Figura 9: Diagrama do REAO reduzido.
Fonte: Autoria própria.

Caso as harmônicas geradas pelo bloco da chave ideal forem o suficientemente atenuadas pelo filtro ressonante LCC, de forma que apenas a componente da harmônica fundamental de saída seja significativa, então a estabilidade pode ser calculada por uma função descritiva (SEIDEL *et al.*, 2007).

Neste caso, o bloco 'chave ideal' da Figura 8 pode ser expresso na função descritiva abaixo:

$$N = \frac{4V_z}{\pi \cdot I_z} \quad (25)$$

Sendo V_z constante e determinado na especificação do diodo zener escolhido no projeto, a variável I_z é a amplitude da corrente de polarização, definida entre 10 e 100 por cento da potência do diodo zener utilizado no projeto.

Abrindo, $s = J\omega$ da equação $G(s)$ que caracteriza o sistema, tem-se a seguinte igualdade:

$$G(J\omega) = -\frac{1}{N} \quad (26)$$

Se a equação (26) for satisfeita, então poderá apresentar ciclo limite, e a posição dos lugares geométricos de $-1/N$ e de $G(j\omega)$ fornecerá informações referentes a estabilidade do sistema. Como por exemplo, na Figura 10 tem-se ponto 'A' para um determinado sistema não linear, ou seja, para esse tipo de sistema não há variação angular, tendo assim uma parte imaginária igual a zero. Desta maneira, se torna possível verificar a estabilidade do REAO para o projeto do mesmo.

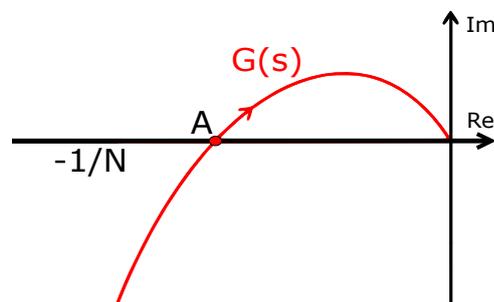


Figura 10: Diagrama do REAO reduzido.
Fonte: Adaptado de (SEIDEL, 2004).

3.1 PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO DO REAO

A partir do diagrama de blocos da Figura 8, tem-se que N representa a função descritiva de comportamento não linear, dada pela equação 25. O bloco G(s), no qual representa a função de transferência dos elementos lineares e é descrito por:

$$G(s) = G_m(s) - K.n.G_F(s) \quad (27)$$

A função de transferência $G_F(s)$ do filtro ressonante é calculada a partir da Figura 3, onde em vez de se calcular a impedância de entrada do filtro, calcula-se a função de transferência do filtro com uma fonte de tensão na entrada (V_{AB}), gerada pelo inversor meia ponte e é definida pela equação abaixo:

$$V_{AB} = \frac{1}{s.C_s} + s.L.I(s) + \left(\frac{R}{1 + s.R.C_p} \right) I(s) \quad (28)$$

Colocando I(s) em evidência e dividindo ambos os lados I(s), temos:

$$V_{AB} = I(s) \left[\frac{1 + s.R.C_p + s^2.L.C_s + s^3.R.L.C_s.C_p + s.R.C_s}{s.C_s.(1 + s.R.C_p)} \right] \quad (29)$$

Como $G_F(s)$ é uma função de transferência, arruma-se para tal :

$$\frac{V_{AB}}{I(s)} = \left[\frac{1 + s.R.C_p + s^2.L.C_s + s^3.R.L.C_s.C_p + s.R.C_s}{s.C_s.(1 + s.R.C_p)} \right] \quad (30)$$

Dividindo a equação 30 por $R.C_p.C_s$ e invertendo-a, tem-se:

$$\frac{I(s)}{V_{AB}} = \frac{1}{L} \frac{s^2 + s \left(\frac{1}{R.C_p} \right)}{s^3 + s^2 \left(\frac{1}{R.C_p} \right) + s \left(\frac{1}{L.C_p} + \frac{1}{L.C_s} \right) + \frac{1}{R.L.C_s.C_p}} \quad (31)$$

Em vista dos termos semelhantes, chama-se $a = \frac{1}{R.C_p}$, $b = \frac{1}{R.C_s}$ e $c = \frac{1}{R.L.C_p.C_s}$, logo tem-se que:

$$\frac{I(s)}{V_{AB}} = \frac{1}{L} \cdot \frac{s^2 + s.a}{s^3 + s^2.a + s.b + c} \quad (32)$$

Com $G_F(s)$ equacionado, resta-se descrever $G_M(s)$, que é dada por:

$$G_M(s) = \frac{1}{L_{ms} \cdot s} \quad (33)$$

Onde L_{ms} representa o valor total da indutância dos secundários do transformador de corrente. Para encontrar tal valor é necessário utilizar o conceito demonstrado da equação 26 junto com a Figura 10, onde observa-se que não existe número imaginário ou variação angular, desta forma pode-se calcular:

$$\text{Im}(G(s)) = \text{Im}(G(j\omega)) = 0 \quad (34)$$

Expandindo a equação 27 e adotando a equação 34, tem-se:

$$L_{ms}(\omega) = \frac{L}{K.n} \frac{(c - a.\omega^2)^2 + (b.\omega - \omega^3)^2}{[a.\omega^2(a.\omega^2 - c) + \omega^3(b.\omega - \omega^3)]} \quad (35)$$

Mas como no reator auto-oscilante se encontra um transformador de enrolamento primário e dois enrolamentos nos secundários idênticos, encontra-se a igualdade:

$$L_{s1} = L_{s2} = \frac{L_{ms}}{2} \quad (36)$$

Para o cálculo do enrolamento primário, L_p basta determinar a relação de espira do transformador de corrente assumindo que tenha corrente suficiente para a polarização dos diodos *Zeners*, que vai ser dada por:

$$n = 2 \frac{I_z}{I_p} \quad (37)$$

Observa-se que I_z é a corrente do diodo *zener* já citado e I_p é a corrente que circula pelo filtro ressonante que conseqüentemente circula pelo primário do TC. Deste modo pode-se definir o valor do enrolamento primário L_p como:

$$L_p = 2.L_{ms}.n \quad (38)$$

3.2 AVALIAÇÃO AUTO-SUSTENTADA

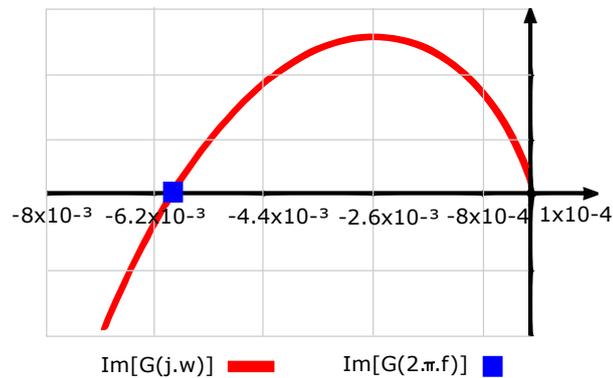
Para a avaliação do sistema proposto é necessário verificar a existência de oscilação auto-sustentada. Essa verificação é feita através do critério de estabilidade estendido de *Nyquist*. Com os componentes do Filtro Ressonante definidos pela Tabela 1, resta determinar os valores da parte do circuito de comando. Utilizando-se as equações 35, 37 e 38, obtém-se os seguintes valores demonstrado na Tabela 2 abaixo:

Tabela 2: Valores dos componentes encontrados para o circuito de comando.

Componente	Valor projetado
L_p	$76,76\mu F$
$L_{s1} - L_{s2}$	$303,30\mu F$
$D_{z1} - D_{z4}$	$15V / 1N4744A$

Fonte: Autoria própria.

Após as obtenções dos valores do transformador de corrente, prossegue-se utilizando o teorema *Nyquist*, plotando o gráfico da Figura 11 da função $G(j\omega)$ em vermelho. O local onde a curva corta o eixo real é destacado pelo ponto azul, correspondente ao valor da função $G(j\omega)$ assume para a frequência de operação do circuito, neste caso é de 35 kHz . Desta forma, afirma-se que ocorre auto oscilação para o transformador de corrente para essa frequência projetada a partir desses valores de indução junto ao modelo Zener escolhido para o grampeamento do sinal.

**Figura 11: Curva de Nyquist.**

Fonte: Autoria própria.

4 PROJETO DO CIRCUITO DE ENTRADA E DO CIRCUITO DE DISPARO

O circuito de entrada é composto por dois elementos principais: ponte retificadora e capacitor de barramento, como demonstrado na Figura 12.

O retificador de onda completa com filtro capacitivo no barramento, permite transformar uma tensão alternada numa tensão contínua com ondulação do dobro da frequência da alternada. Para isso dispõe de componentes semicondutores conhecidos como diodos organizados em ponte. Os diodos têm como principal característica a não condução de corrente elétrica quando reversamente polarizados.

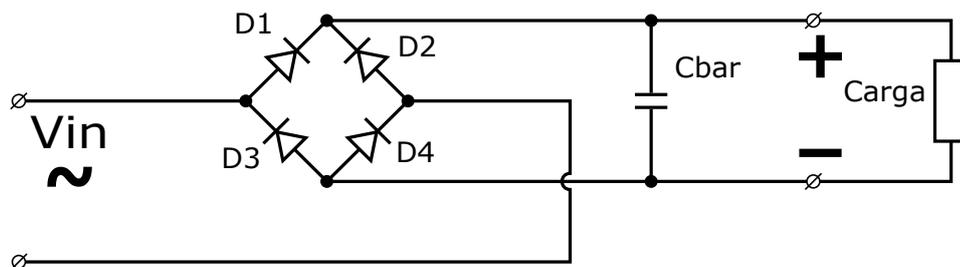


Figura 12: Ponte retificadora com filtro capacitivo.
Fonte: A autoria própria.

Sendo assim, uma corrente alternada é aplicada na entrada implica-se para um primeiro semi-ciclo que apenas os diodos D2 e D3 entram em condução alimentando a carga, já que os outros dois diodos estão polarizados reversamente. Em um segundo semi-ciclo os diodos que se encontram em condução, alimentando a carga, são os diodos D1 e D4, enquanto que os diodos D2 e D3 estão bloqueados, definindo para o segundo semi-ciclo o mesmo caminho de corrente que o do primeiro semi-ciclo. Pode-se concluir, portanto, que apesar da inversão da polaridade nos terminais de entrada do circuito a tensão aplicada na carga é sempre positiva ou negativa.

O capacitor do barramento em paralelo recebe essa nova tensão e transforma e um valor próximo constante. A ondulação de tensão deste capacitor é dada pela equação (39):

$$C_{bar} = \frac{P_{in}}{2 \cdot f \cdot (V_p^2 - V_{min}^2)} \quad (39)$$

Onde:

- C_{bar} - Capacitor do barramento paralelo ;
- P_{in} - Potência da LF;
- f - Frequência da rede;
- V_p - Valor de pico da tensão de entrada;
- V_{min} - Valor mínimo da tensão de entrada.

Quanto maior o valor deste capacitor, menos *ripple* essa nova tensão terá. Neste projeto foi escolhido um capacitor eletrolítico de $68 \mu F$ por ser um valor comercial e os diodos do modelo N4007 para a tensão da rede de $220 V_{rms}$

4.1 CIRCUITO DE DISPARO

Para que o circuito entre em um ciclo realimentado é necessário um estímulo inicial. Assim, o capacitor C_Q é carregado a partir da tensão de barramento, pela corrente que passa pelo resistor de carga R_Q . Quando o valor da tensão de C_Q atinge o valor de disparo do *Diac Db3*, este entra em condução, aplicando um pulso no interruptor S_2 , colocando-o em condução e fazendo circular uma pequena corrente no primário do transformador toroidal (L_P), o que dá início ao ciclo de realimentação deste circuito, como demonstrado na Figura 13 a seguir.

No projeto desse circuito deve-se primeiramente definir a tensão de disparo do *Diac*, a tensão de barramento do circuito V_{bar} e o tempo de carga t_c , desejado para o capacitor. A partir de (40) defini-se:

$$V_{dis} = V_{bar} \left(1 - e^{-\frac{t_c}{C_Q \cdot R_Q}} \right) \quad (40)$$

Um detalhe importante é a característica do diodo D_5 . É necessário que seja do tipo rápido para estar de acordo com a frequência de projeto do REAO. Normalmente escolhe-se valores altos de R_q no sentido de diminuir a corrente que circula no circuito de disparo e para não dificultar a corrente que circula na LF ou carga.

A partir da equação 40, segue abaixo a Tabela 2 com valores encontrados dos componentes do circuito de disparo arredondados para valores comerciais.

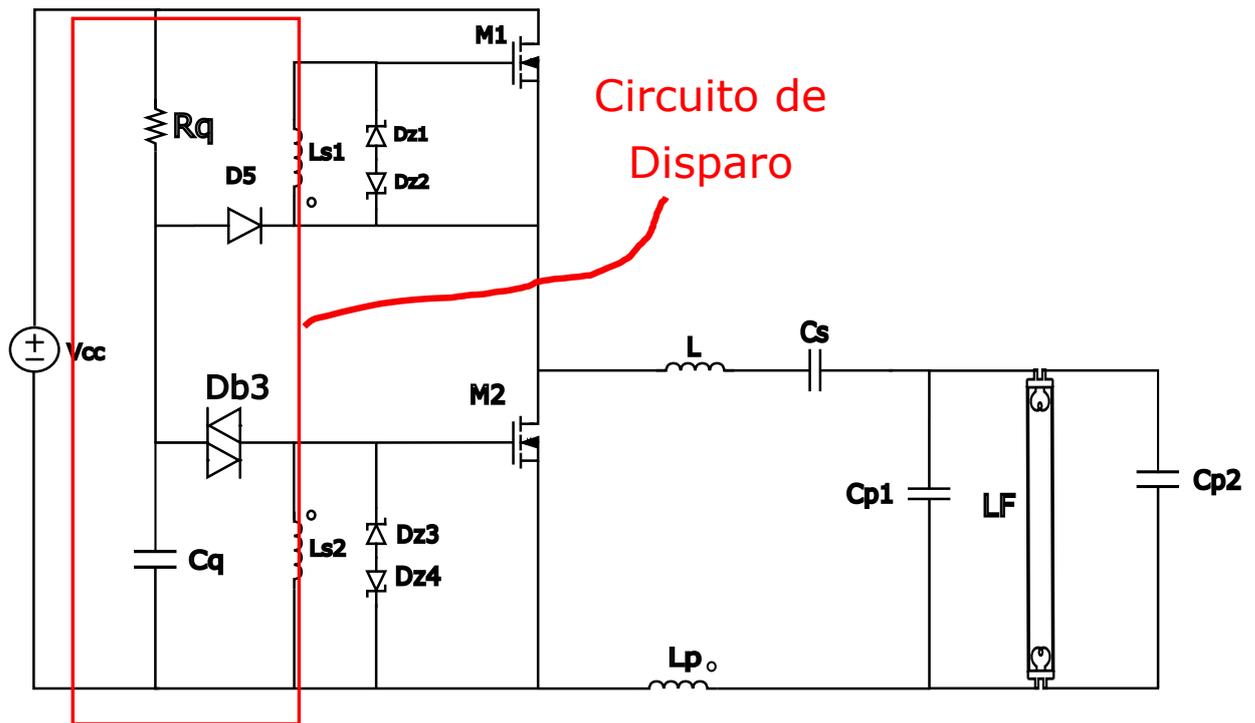


Figura 13: Circuito de Disparo.
Fonte: Autoria própria.

Tabela 3: Valores dos componentes encontrados o Circuito de Disparo.

Componente	Valor projetado ou Modelo
C_q	100 nF
R_q	270k Ω
D_5	UF4007
DIAC	D_{B3}

Fonte: Autoria própria.

Recomenda-se também utilizar um resistor R_M nos terminais de entrada do filtro ressonante LCC, com o objetivo de descarregar os capacitores série C_s e paralelo C_{p1} ou C_{p2} , evitando que a amplitude da corrente inicial do filtro LCC seja insuficiente para o comando dos interruptores quando a tensão inicial destes mesmos capacitores esteja próxima da tensão de barramento CC. Usualmente utiliza-se valores acima de 200 k Ω .

5 ENSAIO DA LÂMPADA FLUORESCENTE

A potência da lâmpada fluorescente varia de acordo com a frequência em que opera, no entanto, para determinadas faixas de frequência a LF pode não operar. Sendo assim, foi necessário ensaiar ela para encontrar os limites de operação da mesma, verificando assim, até onde a LF poderá operar sem desligar-se. Deste modo utilizou-se um circuito de comando baseado no circuito integrado IR21531, para que se possa variar manualmente a frequência de comutação das chaves e assim medir a potência entregue à carga.

5.1 CIRCUITO DE COMANDO PARA O ENSAIO

Com o intuito de comandar os interruptores, é utilizado o circuito integrado IR21531 da *International Rectifier*, que é um *driver* auto-oscilante para acionamento de *MOSFETs* ou *IGBTs* aplicado em circuitos em que os interruptores comutam de forma complementar (meia-ponte ou ponte completa), no qual a frequência de comutação é definida por um conjunto série resistor e capacitor.

O IR21531 é encapsulado na forma de um circuito integrado com 8 pinos, conforme ilustrado na Figura 14:

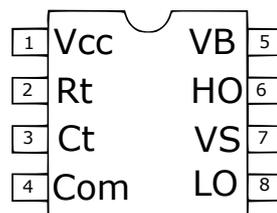


Figura 14: Encapsulamento do IR21531.
Fonte: Autoria própria.

Onde:

- Pino 1 (V_{cc})-Alimentação do Circuito Integrado;
- Pino 2 (R_t)-Resistor de temporização;
- Pino 3 (C_t)-Capacitor de temporização;

- Pino 4 (*Com*)-Referência de terra e retorno da saída da chave inferior;
- Pino 5 (*LO*)-Saída do sinal de comando do *gate* da chave inferior;
- Pino 6 (*VS*)-Retorno da saída da chave superior e alimentação da inferior;
- Pino 7 (*HO*)-Saída do sinal de comando do *gate* da chave superior;
- Pino 8 (*VB*)- Alimentação da chave superior.

Este circuito integrado apresenta ainda um diodo *zener* interno entres os pinos de *Vcc* e *Com*. No entanto, por praticidade, utilizou-se uma fonte de tensão contínua na alimentação *Vcc* e também o mesmo circuito de entrada projetado para REAO como ilustra a Figura 15.

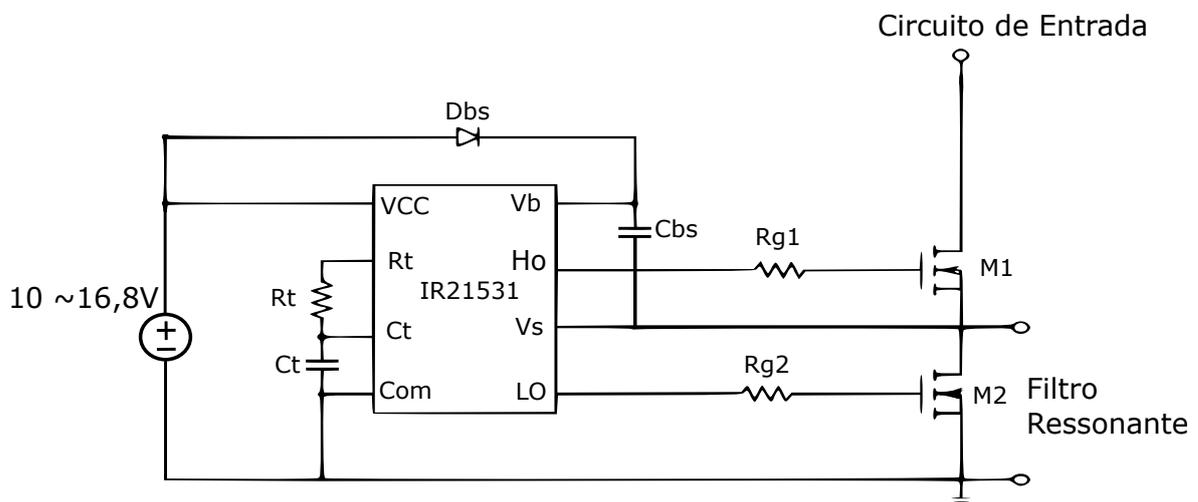


Figura 15: Esquema de ligação do circuito IR21531.
Fonte: Autoria própria.

Conforme especificações do *datasheet* o circuito integrado funciona na faixa de tensão de alimentação entre 10 V e 16,8 V.

Entre as saídas do circuito integrado, existe uma diferença de tempo de aproximadamente $0,6\mu s$ para evitar a condução ao mesmo tempo das chaves semicondutoras (INFINEON, 2010).

5.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES PARA IR21531

- Capacitor de temporização (*Ct*) e Resistor de temporização (*Rt*)

Os componentes que mais se destacam no dimensionamento do circuito integrado IR21531 são o resistor *Rt* e *Ct* em razão da finalidade em promover a

frequência de chaveamento das chaves semicondutoras. Como o intuito é o ensaio da lâmpada variando sua frequência, utilizou-se um capacitor fixo para C_t e um potenciômetro para variar a resistência R_t . Conforme o *application note* (INFINEON, 2010) do IR21531, tem-se a seguinte equação que relaciona frequência com o capacitor C_t e R_t :

$$f_r = \frac{1}{1,4(R_t + 75)C_t} \quad (41)$$

Para essa parte do projeto escolhe-se o capacitor de $4,7 \text{ nF}$ do tipo de cerâmica devido às suas características térmicas. E no resistor de temporização (R_t) foi necessário a reorganização da equação 29, isolando-se R_t e obtendo:

$$R_t = \frac{1}{1,4 \cdot f_r \cdot C_t} - 75 \quad (42)$$

Deseja-se que a frequência de chaveamento do filtro ressonante seja variada a partir de 35 kHz e como o capacitor escolhido é de $4,7 \text{ nF}$ para o ensaio da LF optou-se por um potenciômetro de $10\text{k} \Omega$ para variar a frequência na faixa de um pouco menos de 35 kHz até 70 kHz .

- Capacitor *Bootstrap* (C_{bs}), Diodo de *Bootstrap* (D_{bs}) e chaves semicondutoras.

O capacitor de *Bootstrap* deverá ser capaz de suprir a carga da chave semicondutora usada e de reter toda sua tensão, caso contrário haverá uma ondulação muito elevada na tensão de *Bootstrap*, o que poderá causar parada no funcionamento da saída *HO*, caso a tensão entre o barramento e o pino 6 (V_s) decresça a um valor abaixo da tensão de bloqueio por subtensão do circuito integrado. Portanto a carga do capacitor C_{bs} deverá ser no mínimo duas vezes maior que o valor de carga *Bootstrap* Q_{bs} (SILVA, 2007). Logo tem-se a seguinte equação:

$$C_{bs} \geq \frac{2 \cdot Q_{bs}}{V_{CC} - V_f - V_{LS}} \quad (43)$$

Onde V_f é a queda de tensão no diodo *bootstrap*. Com o intuito de trabalhar em altas frequências é escolhido um diodo rápido, modelo de diodo UF4007 que suporta corrente direta de 1A e tensão reversa de até 1000V e tem tempo de recuperação de 75ns . Sua queda de tensão máxima é de $1,1\text{V}$ segundo seu *datasheet*.

O valor de Q_{bs} é fornecido através da escolha do *MOSFET* e como tem-se uma tensão de barramento de $220V_{rms}$, escolhe-se o IRF820 como chave semicondutora. Para os resistores de sua base R_{g1} e R_{g2} utilizou-se o valor de 22Ω . A tensão V_{LS} é a queda de tensão no interruptor ligado à saída do pino 8 (*LO*) e é dada por:

$$V_{LS} = R_{ds_{on}} \cdot I_{ds_{ef}} \quad (44)$$

A resistência entre dreno e *source*, ($R_{ds_{on}}$) do *MOSFET* utilizado, IRF820, é de 3Ω . O $I_{ds_{ef}}$ é a corrente eficaz entre dreno e *source*, e vale aproximadamente $500 mA$. Portanto, V_{LS} é de $1,5V$. Assim, com todos os valores encontrados, verifica-se através da equação 31 que o valor de C_{bs} terá que ser maior ou igual a $19 nF$.

5.3 RESULTADO DO ENSAIO

Na Tabela 4 apresenta-se com a especificação de cada componente utilizado para o circuito completo do ensaio.

Tabela 4: Valores dos Componentes encontrados para o circuito do IR21531

Componente	Valor e modelo projetado
$D_1 - D_4$	1N4007
C_{bar}	$68\mu F / 400 V$ Eletrolítico
R_t	Potenciômetro de $10k\Omega$
C_t	$4,7nF / 2000 V$ Cerâmico
C_{bs}	$100nF / 2000 V$ Cerâmico
D_{Bs}	UF4007
$R_{g1} - R_{g2}$	22Ω
Circuito integrado	IR21531
$M_1 - M_2$	IRF820

Fonte: Autoria própria

Os valores dos componentes do filtro ressonante, são os mesmo mostrados na Tabela 1 na sessão dos filtros ressonantes deste trabalho. Afinal, eles serão ensaiados para verificação do comportamento da LF para esse tipo de filtro. Outro detalhe importante que merece ser descrito é a forma pela qual a potência entregue a LF vai ser medida. A medição é realizada com o auxílio do osciloscópio da *Tektronix* modelo *DPO 4104B* e com ponteiras de tensão e corrente, modelos *P5205A* e *TCP0030* respectivamente e posicionadas conforme a Figura16 abaixo, se mede a

potência entregue à LF.

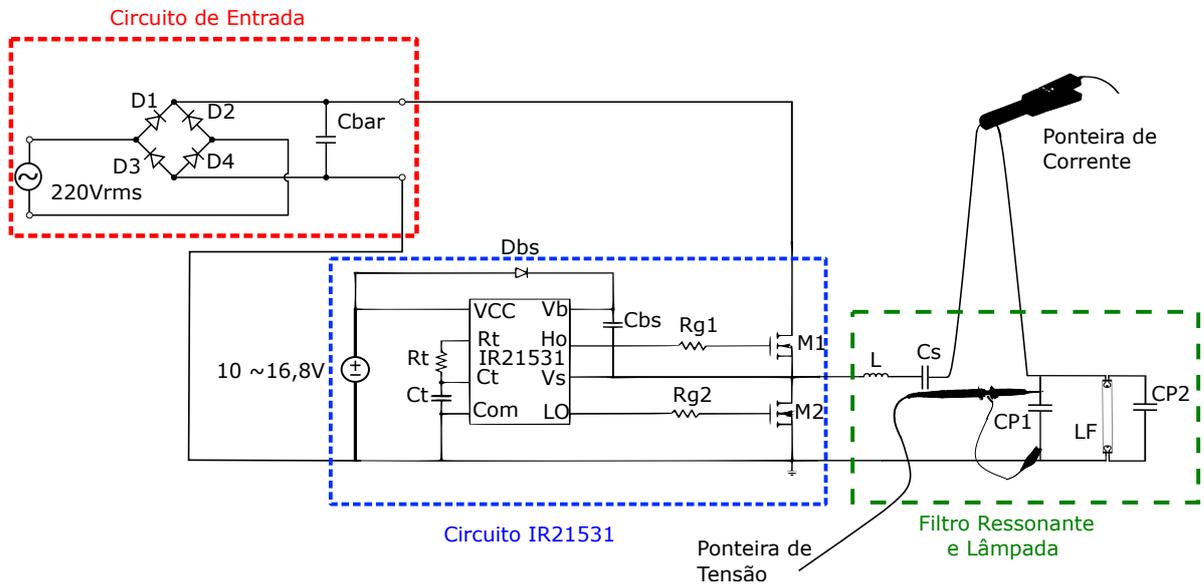


Figura 16: Circuito completo para o ensaio da LF e posicionamento de ponteiros.
Fonte: Autoria própria.

Esse posicionamento é de extrema importância para que a medição adquira o valor da queda tensão dos filamentos junto com a potência da LF, além da possibilidade de medir a potência média diretamente no osciloscópio. A partir disso, o resultado é demonstrado abaixo no gráfico da Figura 17.

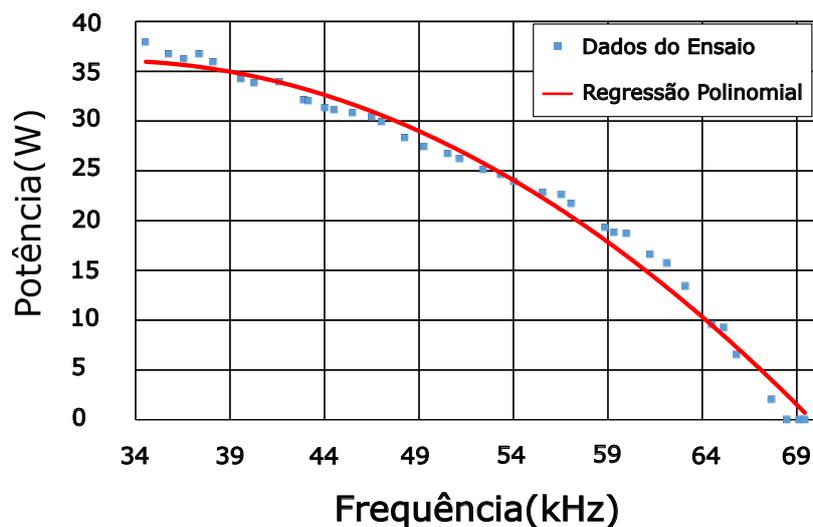


Figura 17: Curva de Potência x Frequência da LF.
Fonte: Autoria própria.

Utilizou-se uma regressão polinomial de segunda ordem, demonstrada em vermelho, por ter representado uma curva mais próxima do comportamento dos dados coletados. Com essa regressão se torna possível prever valores próximos de potência ou de frequência para essa faixa de valores. A função que descreve essa regressão é representada na equação (45) abaixo.

$$P(f) = -3,10^{-8}f^2 + 0,0017f + 8,7259 \quad (45)$$

Destaca-se na prática que quando ajustado o potenciômetro R_t para o IR21531 atuar nas chaves semicondutoras em $35kHz$, a lâmpada apresentou uma potência de aproximadamente 37 Watts , apresentando assim, uma potência um pouco mais elevada que a nominal da LF, mas deve-se lembrar que não se encontra neste circuito de ensaio, o transformador de corrente e que os valores adotados por esse circuito foram comerciais.

Na prática a LF conseguiu emitir intensidade luminosa até aproximadamente $20,5\text{ Watts}$ em torno de $66kHz$, informação de extrema importância, pois dessa forma sabe-se o limite de operação da lâmpada antes de desligar-se, e como o REAO possui características oscilatórias em sua frequência de projeto, deve-se pressupor uma margem de segurança para que quando ocorra a variação da intensidade luminosa não desligue a LF.

6 CIRCUITO DE VARIAÇÃO DE INTENSIDADE LUMINOSA

No projeto do circuito de variação de intensidade luminosa, é necessário detalhar o circuito de comando, mais precisamente na parte do grampeamento do sinal dos diodos *Zeners* junto ao transformador de corrente. Na Figura 18 (a) é representado o circuito equivalente do circuito de comando para um dos secundários do TC (L_m) e a Figura 18 (b) mostra as correntes que circulam pelo circuito de disparo dos *MOSFETS*.

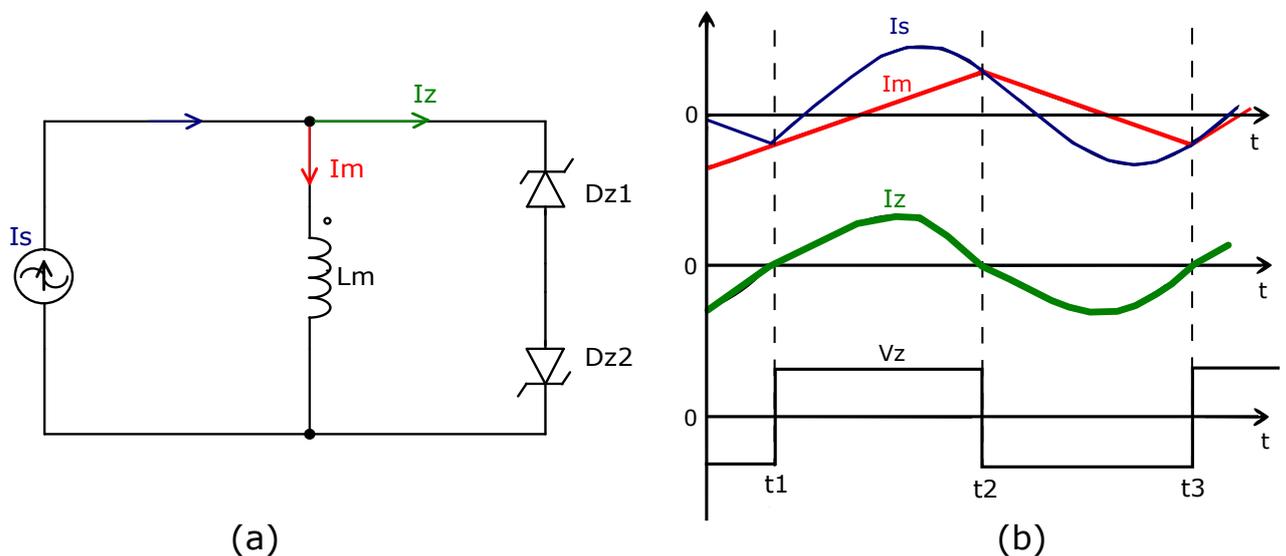


Figura 18: (a) Circuito equivalente do secundário e (b) correntes do circuito de comando.

Fonte: Autoria própria.

A corrente I_s (em azul) tem formato senoidal devido ao filtro ressonante presente no primário do transformador de corrente e a corrente I_m (em vermelho) tem formato triangular característico de carga e descarga de indutâncias. A diferença das duas correntes corresponde a corrente I_z (em verde). Analisando essas correntes, nota-se que a troca de polaridade da tensão V_z se dá quando a corrente I_z é nula. A troca de polaridade de V_z ocorre quando I_s e I_m possuem o mesmo valor (SEIDEL *et al.*, 2007).

Na seção 3.1 do projeto de circuito de comando verificou-se que a corrente I_z depende da tensão V_z e da indutância L_m . Para variar a frequência, deve-se alterar essa corrente I_z , no entanto, tanto os diodos *Zeners* e o transformador de cor-

rente L_m são elementos que não permitem a sua alteração durante o funcionamento do REAO, sobrando assim a alternativa de variar I_z por meio de um circuito adicional. Desta forma, a variação da frequência de operação ficaria restrita a mudança da fase de I_z .

Para a montagem do reator auto-oscilante com variação de intensidade luminosa (ou REAO *Dimming* - REAOD) é necessário modificar o diagrama de blocos da Figura 8, adicionando um bloco G_{sc} em paralelo com G_m , como demonstrado na Figura 19 abaixo.

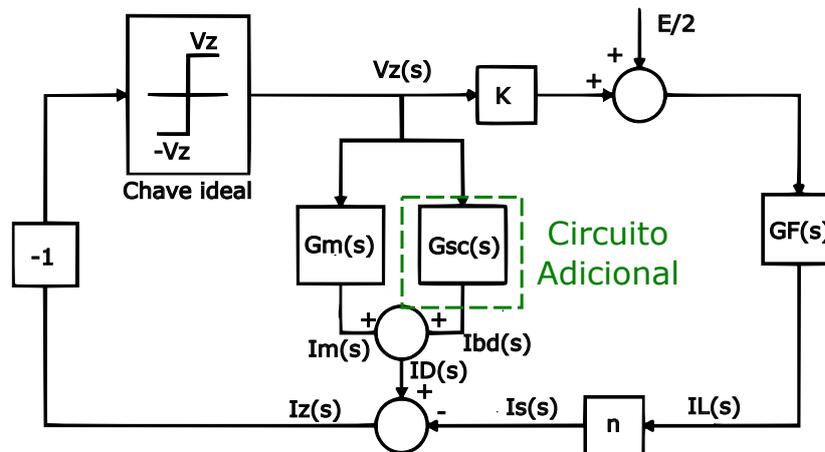


Figura 19: Diagrama do REAO com variação de intensidade luminosa.
Fonte: Autoria própria.

Desta forma, as mesmas simplificações feitas anteriormente, ainda poderão ser realizadas, assim sendo, a análise do REAO pode ser feita utilizando o método da função descritiva e o com critério de *Nyquist*.

6.1 PROJETO DO CIRCUITO ADICIONAL

O circuito adicional pode-se resumir em um "braço" LR , com uma resistência que varia e uma indutância fixa, como demonstrado na Figura 20 (a). O braço é colocado em um dos terminais dos secundários do TC, como demonstrado na Figura 20 (b). Essa impedância, por ter características indutivas, permite alterar a fase e a corrente resultante I_D , dada pela soma de I_m e I_{bd} . A partir dessa variação se torna possível alterar a frequência de troca de estado, o que resulta em um aumento na frequência de auto-oscilação mostrada pelo ponto A da Figura 10.

Inicialmente, escolhe-se a mesma potência nominal e a frequência de operação do REAO. Prosseguindo, define-se então a faixa de frequência de operação do

REAO que garanta a operação ZVS e o funcionamento da LF. Nesta etapa destaca-se o ensaio apresentado no Capítulo 5.3, onde na Figura 17, observa-se que a faixa de frequência de operação se estendeu até aproximadamente 66 kHz .

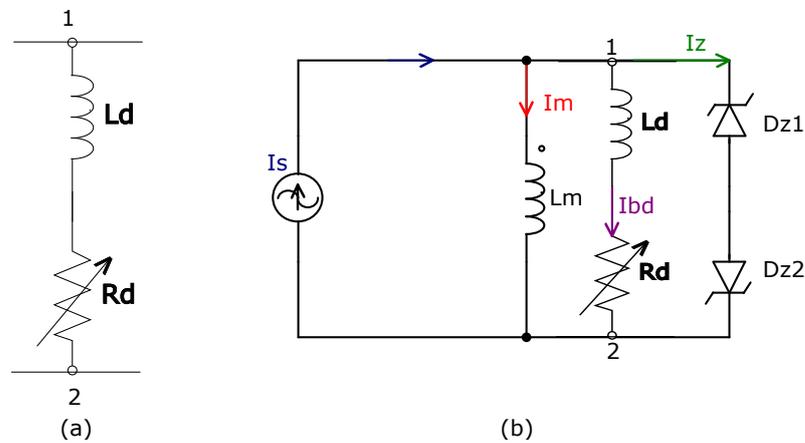


Figura 20: (a) Comportamento do Circuito Adicional Braço LR e (b) Circuito equivalente no secundário do transformador de corrente.
Fonte: Autoria própria.

O REAO possui uma pequena variação em sua frequência de operação e por esse mesmo motivo, assume-se uma frequência máxima de operação menor que 66 kHz por questões de segurança de operação da LF. Na Tabela 5, apresenta-se os requisitos usados para o projeto do braço LR.

Tabela 5: Requisitos para o projeto do Braço LR

Mínima influência	
f	$f_{min} = 35\text{kHz}$
R_d	∞
P	$P_{max} = \text{Potência Nominal}$
Máxima influência	
f	$f_{max} = 56\text{kHz}$
R_d	0
P	$P_{min} = 26\text{ Watts}$

Com os requisitos de projeto definidos, pode-se seguir para o cálculo do valor da indutância do Braço LR.

6.2 DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA L_D

É possível notar pelo novo diagrama de blocos da Figura 19 que com a adição do Braço LR, a equação (27) resultará em uma pequena alteração, apresentando uma nova função somando a $G_m(s)$ e modificando a $G(s)$. Isto é demonstrado

na equação (46):

$$G(s) = K.n.G_F(s) - (G_{SC}(s) + G_m(s)) \quad (46)$$

Para encontrar a função de transferência do braço G_{SC} , primeiramente se deve relacionar a tensão de entrada $V_z(s)$ com a corrente de saída $I_{Bd}(s)$, através da 2ª Lei de *Kirchhoff* das somas de tensão, como demonstrado em (47).

$$V_z(s) = R_d.I_{bd}(s) + L_d.s.I_{bd}(s) \quad (47)$$

Isolando $I_{bd}(s)$ e colocando no formato de função de transferência tem-se:

$$G_{SC}(s) = \frac{I_{bd}(s)}{V_z(s)} = \frac{1}{R_d + L_d.s} \quad (48)$$

Como no capítulo 3, é possível reduzir o diagrama de blocos da Figura 19, reduzindo as expressões e obtendo-se uma forma idêntica ao diagrama de blocos da Figura 9. Mas para isto, inicialmente se deve abrir $s = j\omega$ e em sequência separar a parte imaginária das funções de transferências, desta forma :

$$Im(K.n.Gf(j\omega)) = \frac{L}{K.n} \frac{(c - a.\omega^2)^2 + (b.\omega - \omega^3)^2}{[a.\omega^2 (a.\omega^2 - c) + \omega^3 (b.\omega - \omega^3)]} \quad (49)$$

$$Im(G_M(j\omega)) = \frac{-1}{L_{ms}.\omega} \quad (50)$$

$$Im(G_{SC}(j\omega)) = \frac{-L_d.\omega}{(R_d)^2 + (L_d)^2\omega^2} \quad (51)$$

Os valores de a , b e c , são o mesmo definidos na Seção 3.1, e para o cálculo de L_{ms} , temos que considerar os requisitos de projetos demonstrado na Tabela 5. Para esse mesmo cálculo, tem-se a mínima influência do Braço LR, ou seja, R_d tenderá ao infinito e a frequência será a mesma de operação. Sendo assim, para a solução de L_{ms} , bastará igualar a zero a expressão $Im(K.n.Gf(j\omega)) - Im(G_M(j\omega)) - Im(G_{SC}(j\omega)) = 0$, resultando em:

$$\lim_{R_d \rightarrow \infty} \left(\frac{L}{K.n} \frac{(c - a.\omega^2)^2 + (b.\omega - \omega^3)^2}{[a.\omega^2 (a.\omega^2 - c) + \omega^3 (b.\omega - \omega^3)]} - \frac{-1}{L_{ms}.\omega} - \frac{-L_d.\omega}{(R_d)^2 + (L_d)^2\omega^2} \right) = 0 \quad (52)$$

Como resultado L_{ms} é definido como (35), tendo-se o mesmo valor para o transformador de corrente, tanto para primário quanto para o secundário. No entanto, necessita-se encontrar o valor de L_d e para encontrá-lo utiliza-se a máxima influência do Braço LR, onde a resistência R_d tende a zero e a frequência angular tende à máxima estabelecida.

$$\lim_{R_d \rightarrow 0} \left(\frac{L}{K.n} \frac{(c - a.\omega^2)^2 + (b.\omega - \omega^3)^2}{[a.\omega^2(a.\omega^2 - c) + \omega^3(b.\omega - \omega^3)]} - \frac{-1}{L_{ms}.\omega} - \frac{-L_d.\omega}{(R_d)^2 + (L_d)^2\omega^2} \right) = 0 \quad (53)$$

Isolando-se L_d e substituindo ω por ω_{max} , tem-se finalmente:

$$L_d = \frac{-1}{\omega_{max} \left(\frac{-1}{L_{ms}.\omega_{max}} - \frac{L_{ms}}{K.n} \frac{(c - a.\omega_{max}^2)^2 + (b.\omega_{max} - \omega_{max}^3)^2}{[a.\omega_{max}^2(a.\omega_{max}^2 - c) + \omega_{max}^3(b.\omega_{max} - \omega_{max}^3)]} \right)} \quad (54)$$

Onde para os valores de frequências angulares escolhidos, o valor da indutância L_d é de $5,082 \text{ mH}$.

6.3 AUTOMATIZAÇÃO DO BRAÇO LR

Com o valor da indutância L_d encontrado, restou controlar a corrente I_D para que controle por consequência a corrente resultante I_z . A função da variável R_d é controlar essa mesma corrente, no entanto, o controle precisa ser em função da iluminação do ambiente e para isso é necessário montar um circuito como demonstrado na Figura 21.

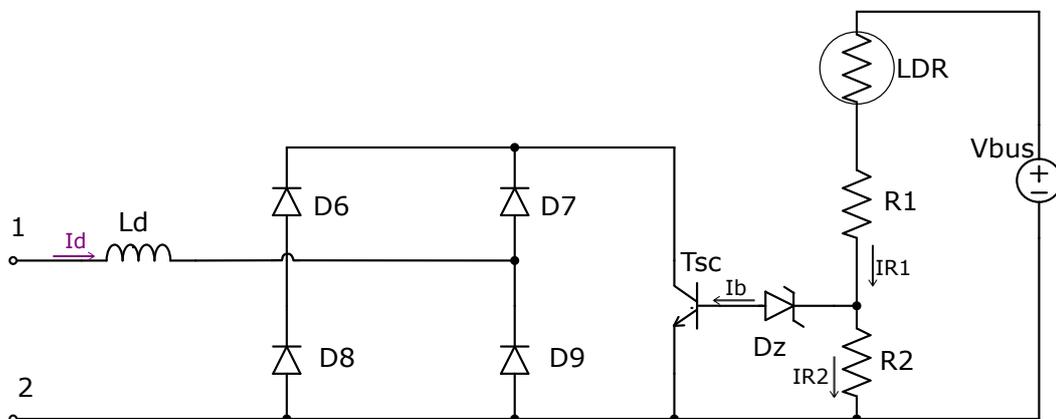


Figura 21: Circuito Adicional Completo.
Fonte: Autoria própria.

A ponte retificadora de $D_6 - D_9$ garante que a corrente I_d seja apenas unidirecional. Desta forma a resistência R_d será equivalente a relação V_{ce} com I_c , logo o circuito terá duas faixas de operação. Na primeira onde as tensões sobre R1 e o sensor LDR não são maiores que a do diodo Zener, não ocorre a operação do circuito adicional, pois sua corrente i_b é nula. E na segunda etapa, quando o circuito adicional começa a atuar quando a tensão sobre o sensor LDR mais a tensão do resistor R1 é maior que o valor de condução do diodo *Zener* D_z , junto com a tensão base emissor do transistor T_{sc} . Isto fica mais nítido na equação (55), quando aplica-se um divisor de tensão em relação a queda de tensão do resistor R2.

$$V_{R2} = \frac{R_2 \cdot V_{bus}}{R2 + R1 + R_{LDR}} \quad (55)$$

O valor da queda de tensão V_{bus} é o mesmo do barramento cc REAO, mas V_{R2} é definido pelos modelos escolhidos do diodo *Zener* e do transistor T_{sc} , pois estes dois últimos estão série entre si mas em paralelo com o resistor R2. Desta forma, como primeiro passo para essa parte do projeto, deve-se estabelecer os limites de corrente de base para o semicondutor T_{sc} de acordo com a curva característica do mesmo para que se opere na região linear. A seguir, determina-se o valor do diodo *Zener* para que este, opere somente quando a iluminação esteja acima do necessário. Para essa monografia, escolhe-se um transistor NPN modelo 2N2222A, pois sua curva característica foi obtida experimentalmente em (LOPES *et al.*, 2010) e um diodo *Zener* de 12V e que seja de 1/2 Watts.

O LDR (Resistor Dependente da Luz) em série com o resistor R1 é um tipo especial de resistor que apresenta uma mudança em sua característica de resistência elétrica quando submetido à ação da luz. Logo quando tem-se um ambiente com alto índice de lúmens, verifica-se uma resistência baixa no sensor e quando ocorrer de captar um baixo índice de lúmens, maior será a sua resistência. Como demonstrado na curva da Figura 22 do LDR de 5 milímetros.

Analisando esta curva de variação, pode-se escolher quando o circuito adicional deve começar a funcionar, nesse trabalho escolhe-se para início de operação 100 Lux até 500 Lux, que é equivalente a uma resistência de 18,810 k Ω e 5,787k Ω respectivamente . Ou seja, caso a intensidade da luz chegar a 500 Lux e for medida, o circuito adicional de variação de intensidade luminosa terá sua atuação máxima,

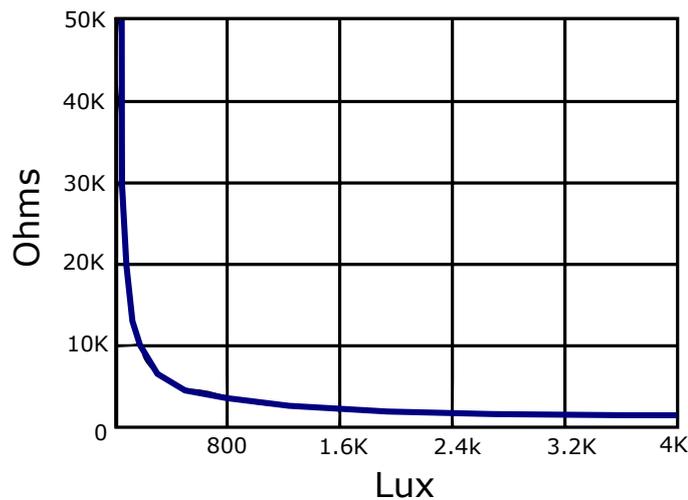


Figura 22: Curva de resistência por Lux do sensor LDR 5mm.

Fonte: Adaptado de (LOPES *et al.*, 2010).

mudando a frequência de chaveamento operacional até 56 kHz, como projetado inicialmente. A partir dessas informações, torna-se possível calcular R1 e R2. Para isso deve-se começar pela etapa de não operação do circuito adicional, ou seja, quando o ambiente possuir menos de 100 Lux necessitando do brilho máximo da LF. Abrindo-se (55) e afirmando que a queda de tensão de V_{R2} é de aproximadamente 12,7 V e colocando o valor correspondente de resistência do LDR para a iluminação citada, obtém-se:

$$12,7(R2 + R1 + 18,810K) = R2.V_{bus} \quad (56)$$

Como V_{bus} é o mesmo do barramento CC do REAO, pode-se afirmar que o valor de tensão dele é aproximadamente 311V. Aproveita-se e isola-se R1:

$$R1 = 23,49R2 - 18,810K \quad (57)$$

Na equação 57 necessita-se encontrar uma outra equação para determinar R1 e R2. Por isso segue-se para etapa de condução, quando a tensão de R1 mais R_{LDR} é maior que a do diodo *Zener*. Ocorrendo a condução de uma corrente na base do Transistor T_{sc} que varie até a intensidade de lux de 500 Lux. Utilizando a 1ª Lei de *Kirchhoff* das correntes:

$$i_b = i_{R1} - i_{R2} \quad (58)$$

Como no contexto deste trabalho opera-se na região de linear do transistor 2N2222A para em torno de 15V devido aos diodos *Zeners* D_{z2} e D_{z2} em paralelo ao Braço LR, utiliza-se o valor de i_b para 1 mA para máxima operação. Logo pode-se abrir i_{R1} e i_{R2} em função dos resistores e tensões já conhecidas :

$$10^{-3} = \frac{311 - 12,7}{R1 + R_{LDR}} - \frac{12,7}{R2} \quad (59)$$

O LDR possuirá um novo valor de resistência de $5,787K\Omega$, pois estará medindo uma iluminância igual a 500 Lux, prossegue-se:

$$10^{-3} = \frac{298,3}{R1 + 5,787K} - \frac{12,7}{R2} \quad (60)$$

Isolando R2, tem-se:

$$R2 = \frac{23,032 - 78,47(10^{-6})R1}{R1 + 5,787K} \quad (61)$$

Com (57) e (61), forma-se um sistema de duas equações para duas incógnitas. Tendo soluções para R1 e R2, definindo-se assim os valores finais para o circuito adicional do REAOD. Os valores dos componentes encontrados a partir dessas equações, estão todos definidos e arredondados para valores comerciais demonstrado na Tabela 6 abaixo:

Tabela 6: Valores dos componentes encontrados para o circuito adicional.

Componente	Valor comercial
$D_6 - D_9$	1N4148
L_d	505mH
T_{sc}	2n2222A
D_z	C12ST
$R1$	37K Ω / 1/2 W
$R2$	2,7K Ω / 1/2 W

Fonte: Autoria própria.

7 RESULTADOS E IMPLEMENTAÇÃO

Após ser desenvolvido o projeto do REAOD, nesse capítulo é apresentada a implementação do reator. Primeiramente, são mostrados os resultados de simulação e os resultados experimentais do protótipo sem variação de intensidade luminosa. Logo em sequência são mostrados os resultados de simulação e os experimentais com adição do circuito do Braço LR, para que assim seja melhor o efeito comparativo de comportamento do circuito. Para todos os resultados o separador decimal é trocado por ponto em vez da virgula devido aos *softwares* utilizados serem de origem americana. E por fim é mostrado um possível exemplo de resultado econômico em uma aplicação usual do REAOD.

7.1 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO REAO SEM VARIAÇÃO DE INTENSIDADE LUMINOSA

A partir dos valores dos componentes do filtro LCC, circuito de comando e circuito de disparo calculados e mostrados nas Tabelas 1-3, se torna possível a realização da simulação. O circuito foi simulado no *software* OrCAD®, pois é muito utilizado na literatura da área aqui pesquisada, muito pela questão da representação do TC no *software*, onde apresenta-se ser mais intuitivo que os demais softwares de simulação. O circuito simulado no *software* OrCAD® é mostrado na Figura 23.

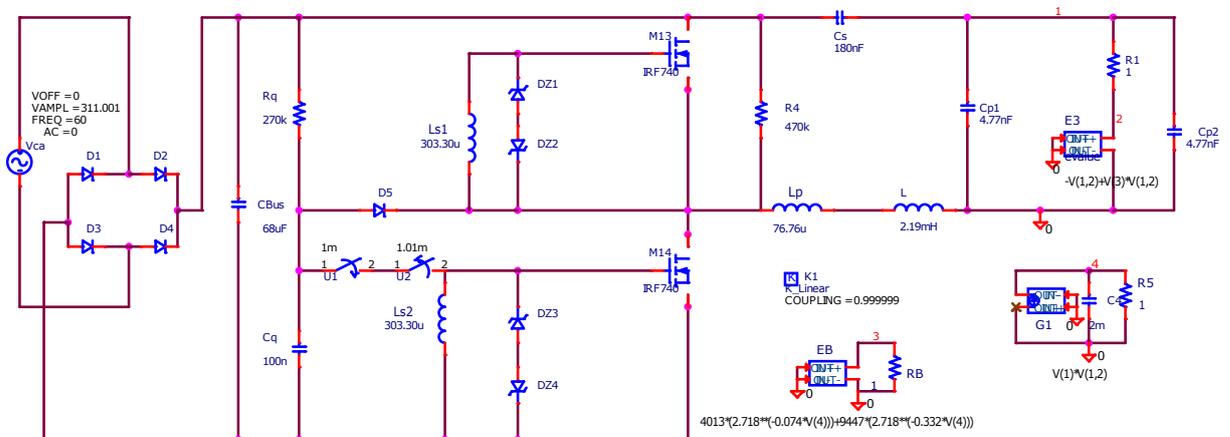


Figura 23: Simulação Orcad do Reator Auto-Oscilante sem variação de intensidade luminosa.

Fonte: Autoria própria.

Nota-se que os componentes E3 junto à R1, R5 e RB foram implantados na simulação junto a um conjunto de fontes dependentes para poder expressar o valor da resistência em função da potência da LF da expressão 24. Outro detalhe importante é o *Diac* que foi representado por duas chaves com temporização, para tentar emular a ruptura do mesmo, quando atingido sua tensão de 28V. E por último, foi adotado um valor de 311 V para fonte CA na entrada, considerando o valor de pico de $220 V_{rms}$.

Na Figura 24, mostra a tensão em vermelho e a corrente em verde na lâmpada fluorescente em regime permanente. É possível observar que foi necessário multiplicar cem vezes para melhor visualização da onda junto com a onda de tensão da LF. Outro dado importante que pode ser retirado da mesma, é a distorção da forma senoidal da tensão sobre LF, ela aparenta ser um pouco distorcida devido ao baixo fator de qualidade usado ($Q_o=0,3$), mas isso não implica diretamente na qualidade do filtro ressonante, visto que altos fatores de qualidade podem causar erros significativos para potência fornecida para LF. O valor de tensão de pico em regime permanente chegou próximo de 150 V e o de corrente a aproximadamente 440 mA.

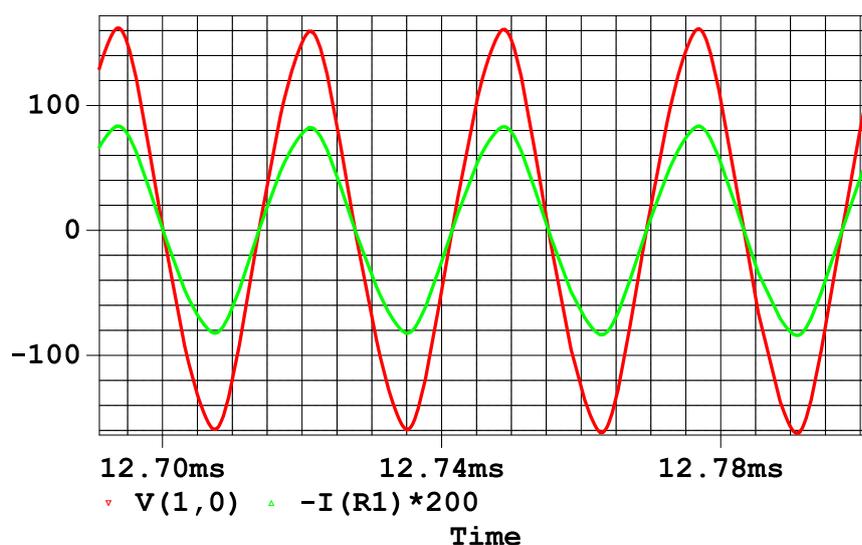


Figura 24: Tensão e corrente na lâmpada fluorescente em regime permanente.
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 25 abaixo, é demonstrado o valor da potência ativa da lâmpada (watts) em regime permanente. Nota-se uma discrepância pequena no valor da potência nominal (32 W) para potência simulada.

As LF necessitam de alta tensão de partida e podemos observar que a simulação do filtro ressonante atende a essas especificações através da Figura 26, observando-se uma tensão de pico de quase 1,5 KV.

Um dado importante a ser verificado na simulação é se o filtro ressonante

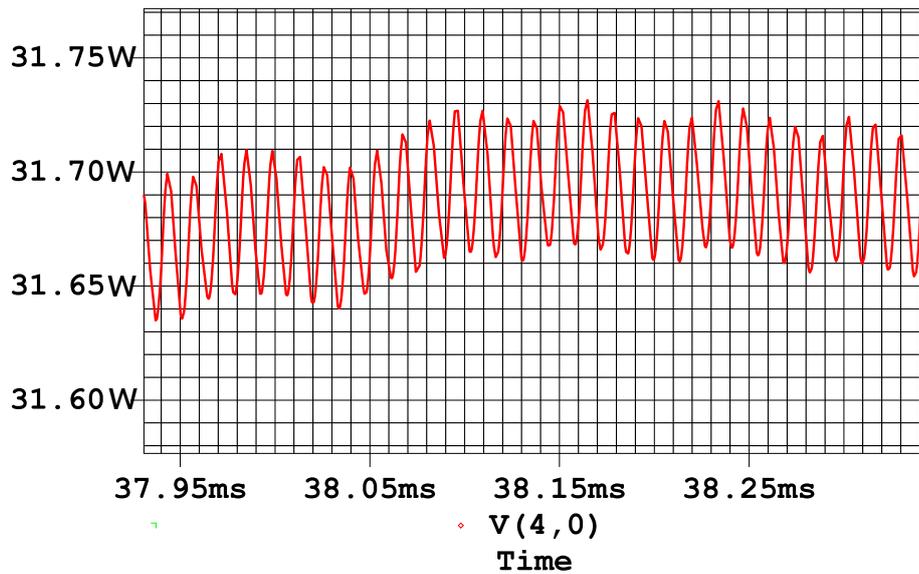


Figura 25: Potência da LF em regime permanente.
Fonte: Autoria própria.

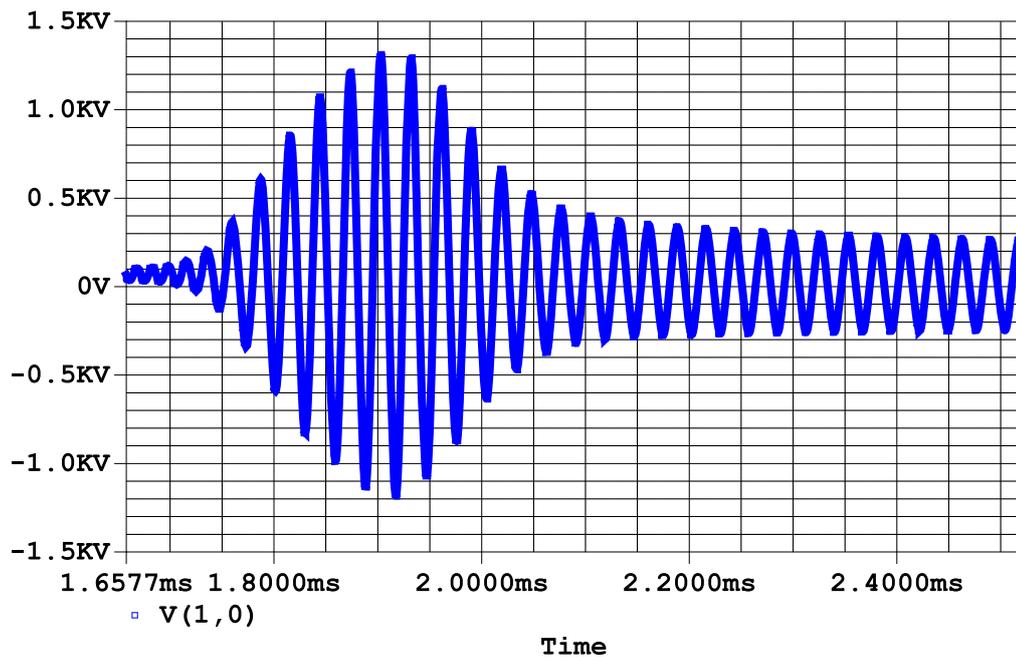


Figura 26: Tensão de ignição da LF.
Fonte: Autoria própria.

satisfaz a condição ZVS , onde se destaca a comutação zero de tensão caso a corrente de entrada no filtro esteja defasada em relação à tensão. Na Figura 27 mostra a onda quadrada de tensão devido ao chaveamento dos *MOSFET* *M1* e a corrente na forma triangular (ou quase senoidal) em vermelho, multiplicada por 200 para melhor visualização. Nota-se uma pequena defasagem da corrente de entrada em relação a tensão de entrada.

Na Figura 28 pode-se visualizar a corrente em vermelho (multiplicada por

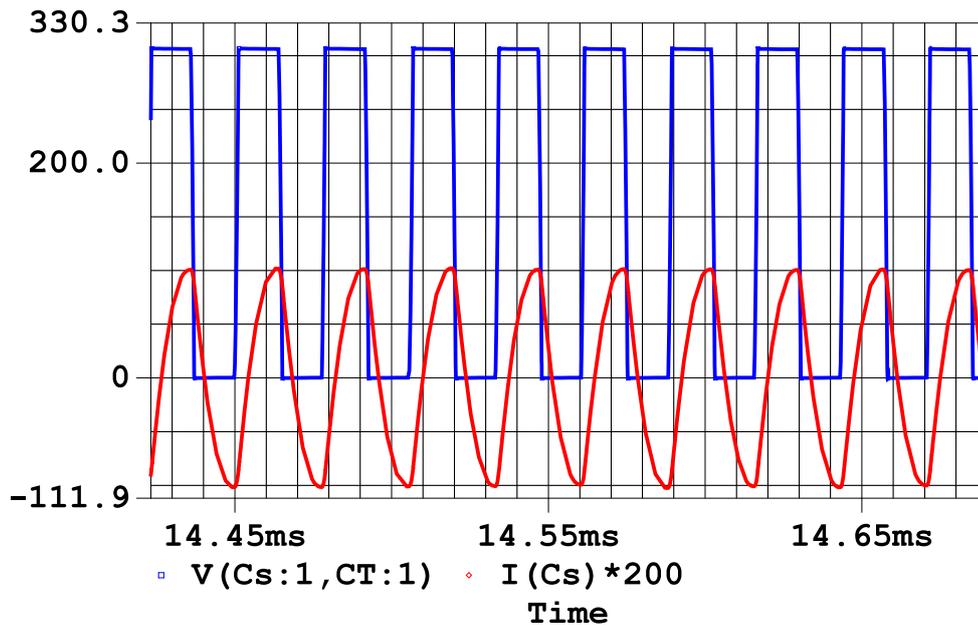


Figura 27: Tensão e corrente na entrada do Filtro ressonante.
Fonte: Autoria própria.

200) e a tensão nos *MOSFET*'s M1 e M2 em Verde e Azul respectivamente. Nota-se que no momento em que uma das chaves entra em condução, a corrente que passa por ela, é negativa e quando a chave está aberta ocorre o esforço de tensão máximo e a corrente passa a ser zero. Outro ponto, é o período oposto nos quais as chaves operam, caracterizando assim um inversor meia ponte (ou *half-bridge*), pois ambos os gráficos se completam entre si.

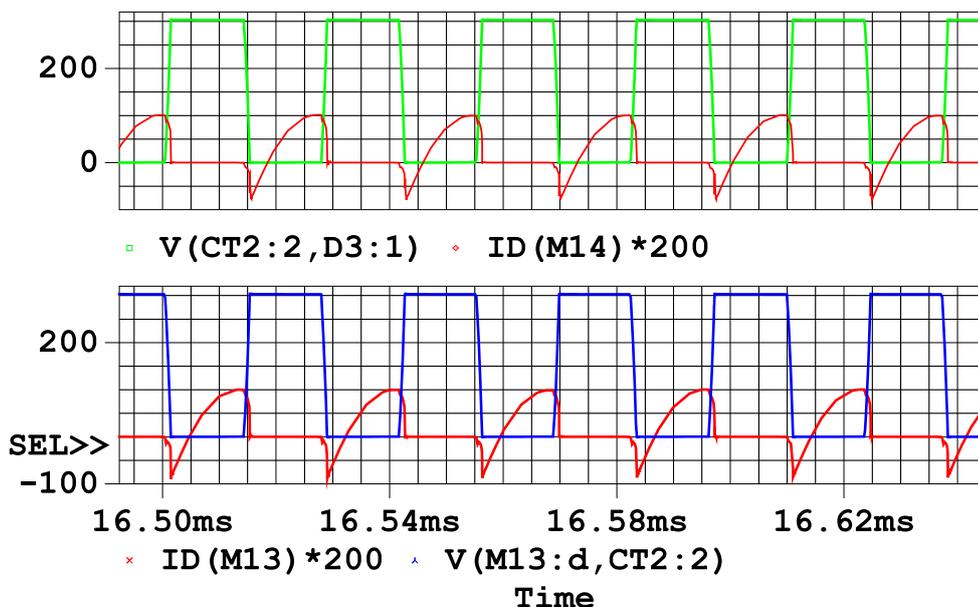


Figura 28: Tensão e corrente nas chaves semicondutoras a) M1 e b) M2.
Fonte: Autoria própria.

A corrente chegou a quase 2,5 A de pico e a tensão foi a mesma do barra-

mento CC, por volta de 311 V como demonstrado na Figura 29. Onde a parte negativa da curva de corrente se explica pelo fato dos *MOSFETs* terem um diodo intrínseco e ainda estar conduzindo mesmo quando a chave é fechada.

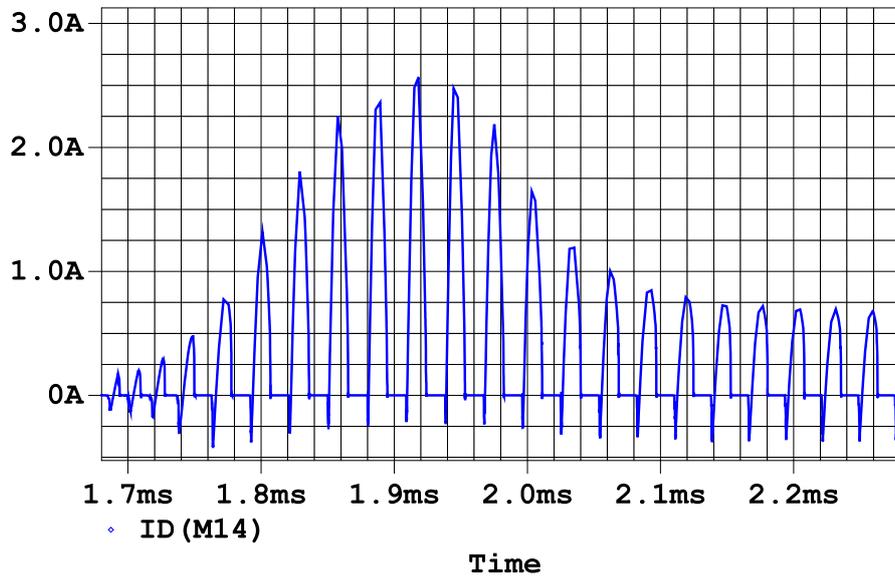


Figura 29: Corrente na chave semicondutoras.

Fonte: Autoria própria.

7.2 RESULTADOS PRÁTICOS DO REAO SEM VARIAÇÃO DE INTENSIDADE LUMINOSA

Depois de simulado o REAO, o projeto pode prosseguir-se para implementação. Na Figura 30 mostra o protótipo final e a Tabela 7 mostra todos os componentes utilizados.

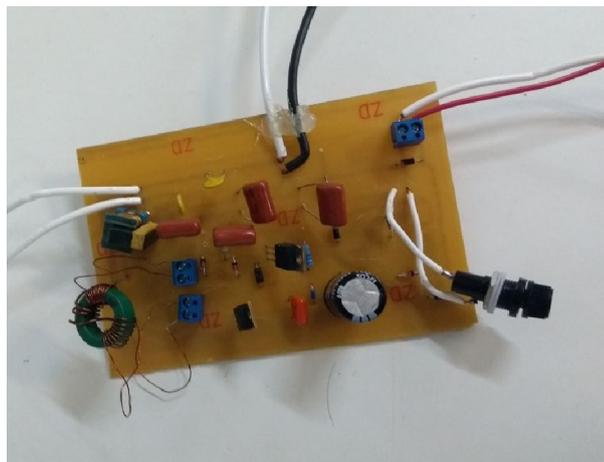


Figura 30: Protótipo do Reator Auto-Oscilante.

Fonte: Autoria própria.

As diferenças entre os valores apresentados pelas Tabelas 1,2 e 3 e os

Tabela 7: Valores Comerciais e Modelos escolhidos para o Protótipo.

Componentes	Valor Comercial / Modelo
L	2,19 mH / EE25-Thorton
C_S	180 nF / 2000V Cerâmico
C_p	4,7 nF / 2000V Cerâmico
C_{p2}	4,7 nF / 2000V Cerâmico
$D_1 - D_4$	4 x N4007
D_5	UF4007
C_{bus}	68 μ F / 400V Eletrolítico
<i>Diac</i>	DB3
C_q	100 nF / 1000V Cerâmico
R_q	270 Ω K / 1/4 Watts
$D_{z1} - D_{z4}$	4 x N5242
L_p, L_{s1} e L_{s2}	$L_p = 81,41 \mu H$, $L_{s1} = L_{s2} = 495,01 \mu H$
$M_1 - M_2$	2 x IRF740
Fusível	6A / 250V
R_m	450k / 1/4 Watts

Fonte: Autoria própria.

usados na prática se deve a necessidade de encontrar valores comerciais para os componentes calculados. Visto que os valores de tensão são altos, principalmente na partida da LF, foi necessário encontrar componentes compatíveis para que não ocorresse uma sobretensão nos capacitores. Na montagem dos indutores certos problemas se apresentaram. Para o indutor ressonante L foi encontrado o núcleo especificado, mas devido à dificuldade de acertar exatamente o tamanho do entreferro de ar projetado, o indutor acabou ficando com um valor de indutância acima do projetado. O núcleo do indutor toroidal foi utilizado da cor verde, por ser mais recomendado para faixa de frequência de operação do REAO. Houve a necessidade de fazer um ajuste no número de espiras tanto no primário quanto no secundário para atingir as faixa de frequência das comutações das chaves $M1$ e $M2$. Por isso, houve discrepâncias de valores para a Tabela 2, quando se comparada a Tabela 7. São apresentadas as medições feitas em cima do protótipo implementado. Com os mesmos osciloscópio e ponteiros usadas para o ensaio da LF. Nas Figura 31, é demonstrado a tensão de entrada junto da corrente do REAO. O fator de potência deixa a desejar como é mostrado pela diferença de fase entre corrente e tensão. No entanto, não é o intuito desse trabalho ter o fator de potência alto.

No caso da tensão e corrente da LF, observa-se na Figura 32, que a tensão

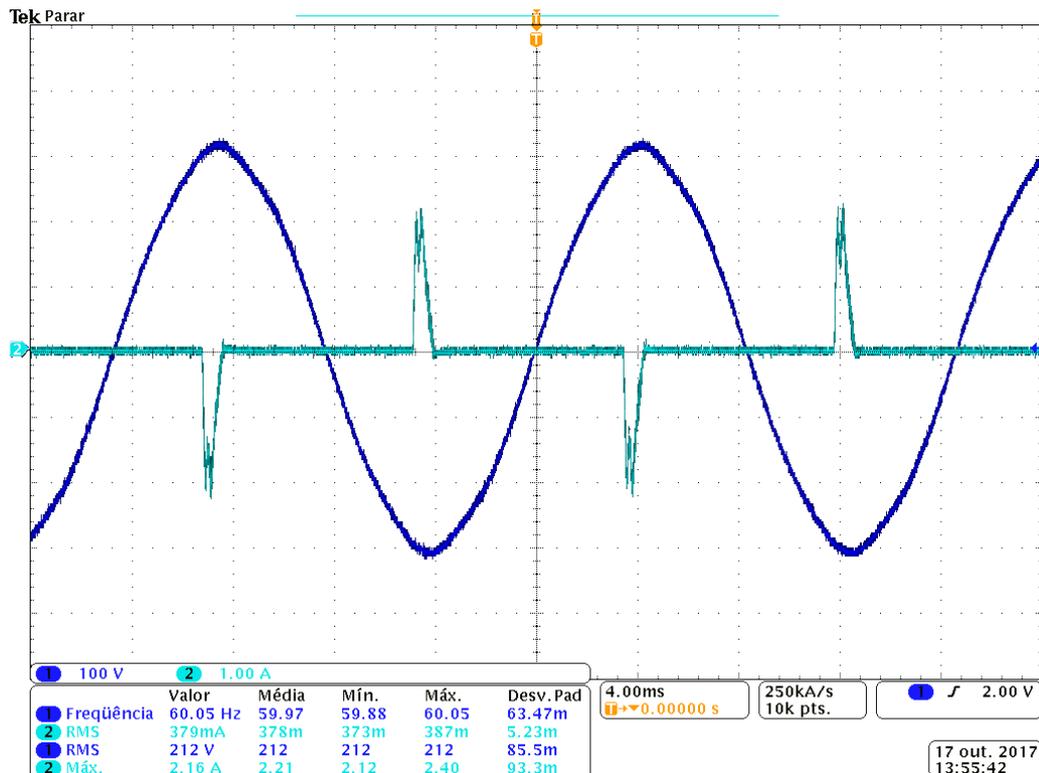


Figura 31: Corrente e tensão de entrada.
Fonte: Autoria própria.

se apresentou um pouco abaixo da simulada, muito provável por causa das quedas de tensões dos indutores implementados junto as perdas da chaves $M1$ e $M2$. A forma da onda apresentou-se não exatamente senoidal devido ao baixo fator de qualidade usado no filtro ressonante. Em compensação, com ajustes feitos no núcleo toroidal, nota-se que a frequência atingiu valores bem próximos da frequência de operação projetada de 35 kHz , oscilando em alguns momentos para 32 kHz a 36 kHz . Valores aceitáveis devido as características da topologia auto-oscilante.

A tensão *gate-source* da chave $M1$ é mostrada na Figura 33. Percebe-se uma onda quase quadrada e com troca de polaridade da tensão, essa ondulação se deve a interação entre a indutância do secundário do transformador de corrente e da capacitância presente no gate do *MOSFET* utilizado. E tensão *dreno-source* e a corrente da chave $M1$ é mostrada na Figura 34. Nota-se o mesmo comportamento da Figura 28 da simulação. Caracterizando assim da mesma forma, quando a chave semicondutora $M1$ entra em condução a corrente que circula por ela é negativa garantido uma comutação suave na chave.

A potência demandada a LF é demonstrada na 35 em vermelho. Nota-se uma potência próxima da nominal de $31,0\text{ W}$ e uma frequência próxima da projetada de 35 kHz .

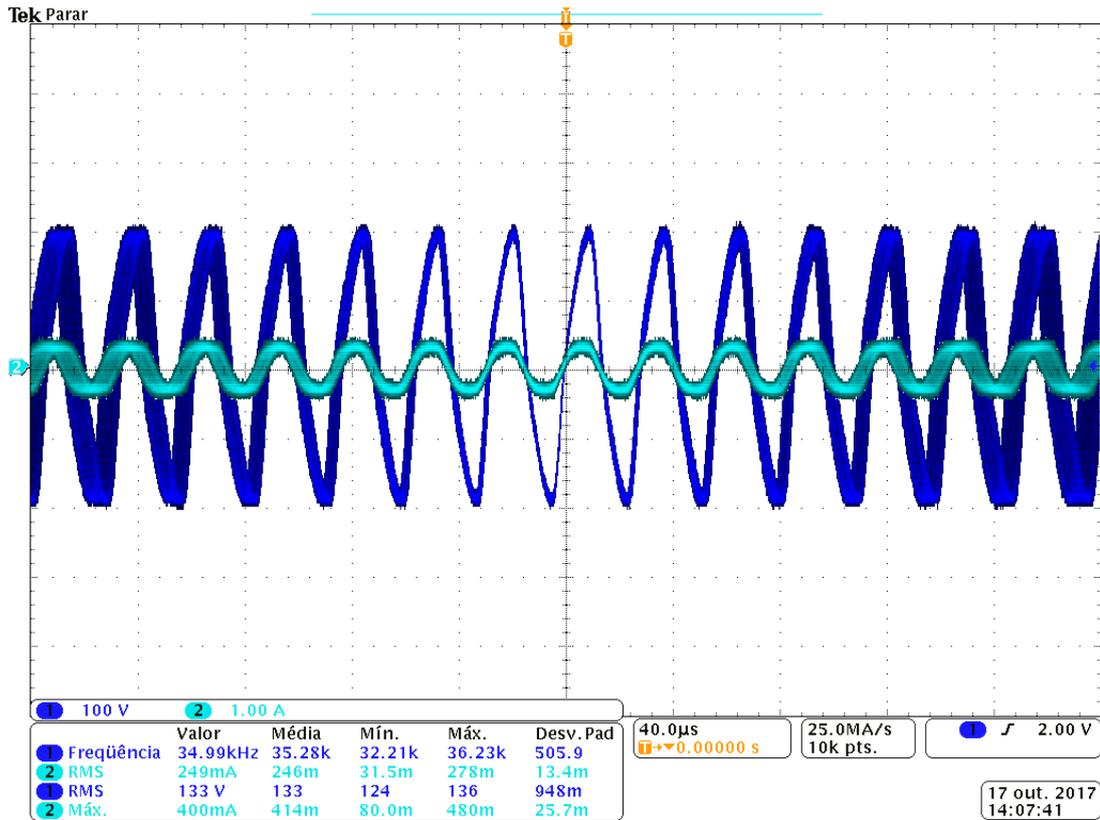


Figura 32: Tensão e corrente na Lâmpada Fluorescente.
Fonte: Autoria própria.

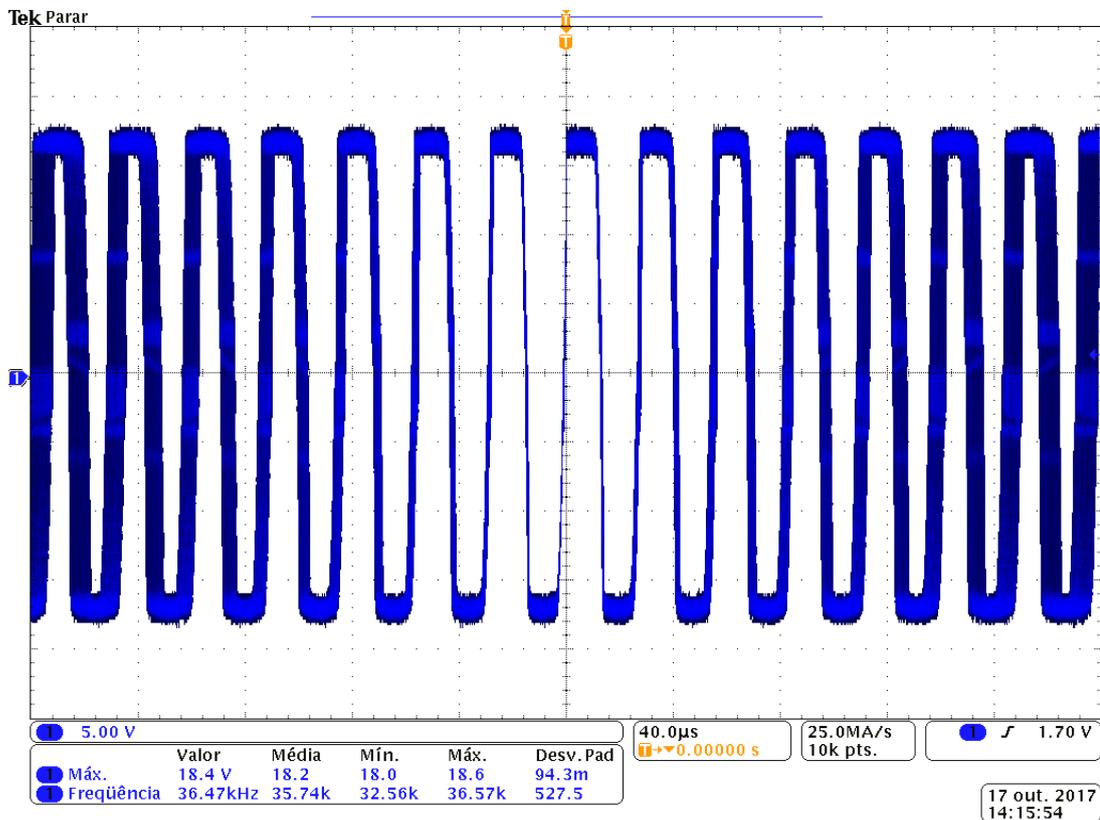


Figura 33: Tensão Gate - Source de M1.
Fonte: Autoria própria.

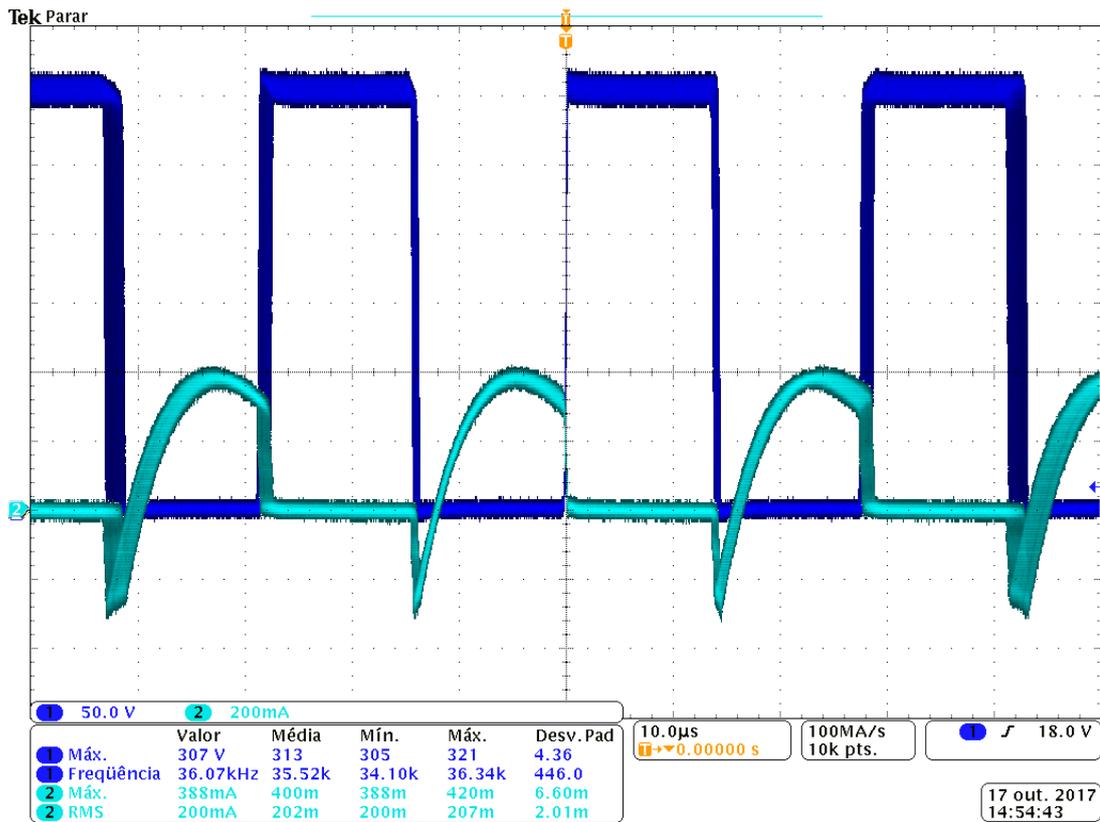


Figura 34: Tensão e Corrente na Chave
Fonte: Autoria própria

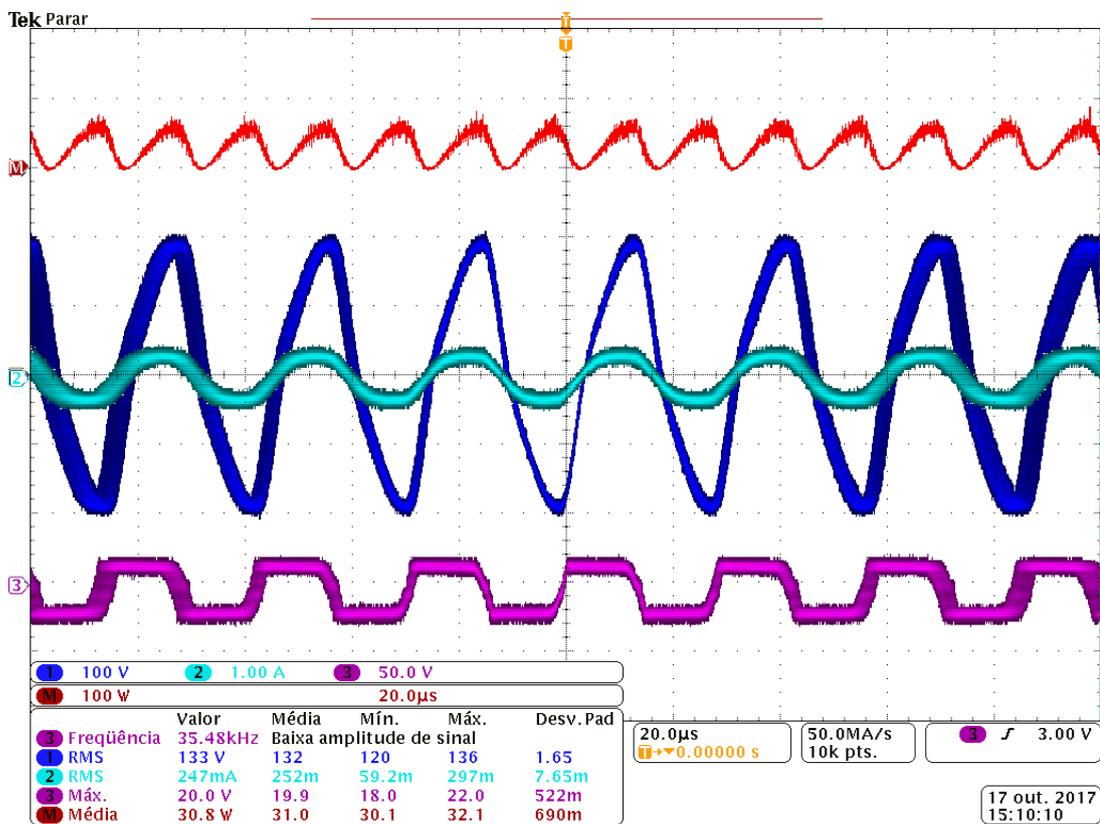


Figura 35: Potência, Tensão, Corrente e tensão de Chaveamento da LF.
Fonte: Autoria própria.

7.3 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO REAOD

Para a simulação do circuito final, foram realizados os mesmos passos para a simulação do REAO, como única diferença a adição do circuito adicional de variação de intensidade luminosa, o Braço LR. As formas de onda medidas serão a potência ativa entregue a LF e a tensão *Drain-Source* da chave S2. O circuito final simulado é demonstrado na Figura 36. Nota-se que para simulação do sensor *LDR*, foi utilizado um resistor que será simulado a máxima e mínima influência do *LDR*, variando para 3,306 k Ω e 18,810k Ω .

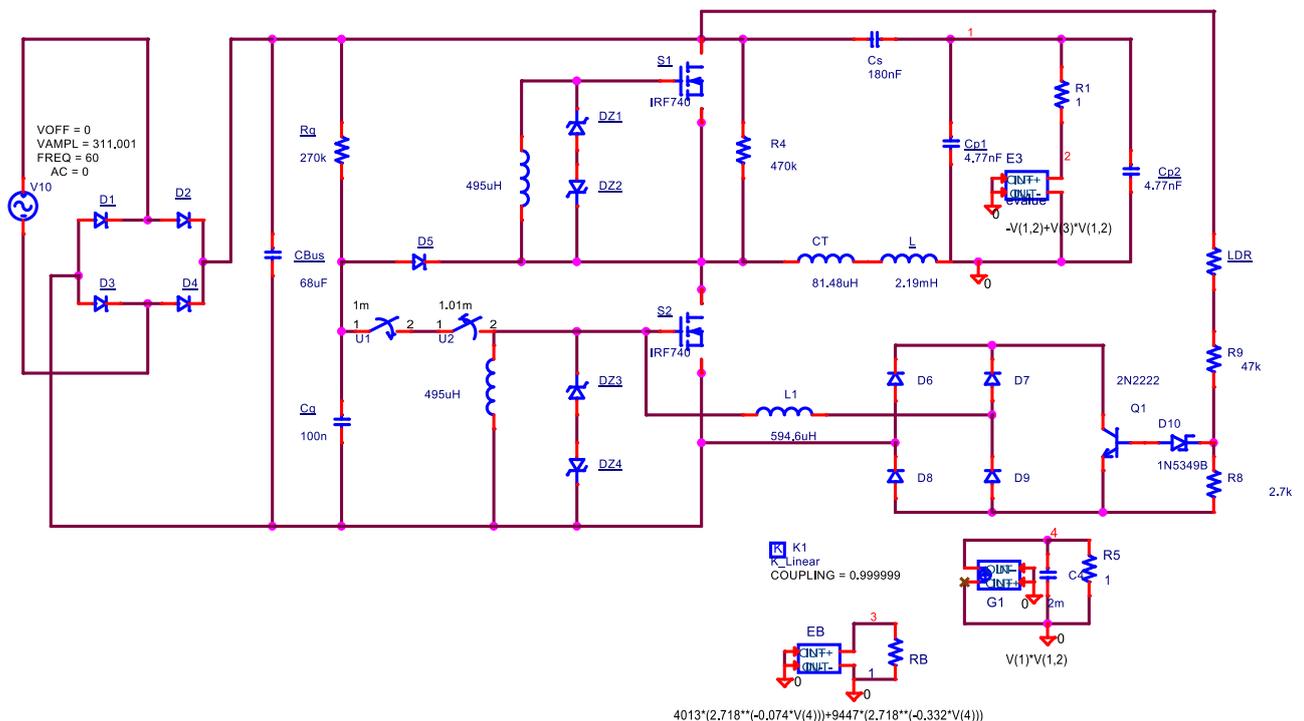


Figura 36: Simulação do Circuito Completo.
Fonte: Autoria própria.

Nas Figuras 37 (a) e 37 (b) são mostradas as formas de onda da potência ativa da LF nas condições de potência mínima e máxima, respectivamente. Em ambos os casos as potências demonstradas corroboram com as potências projetadas.

Em sequência são mostradas nas Figuras 38 (a) e 38 (b), as formas de onda da tensão e da corrente em um dos interruptores nas condições de potência mínima e máxima, respectivamente. Estas formas de onda demonstram a comutação ZVS e apresentam-se para todas as condições de operação, alterando somente a frequência de chaveamento.

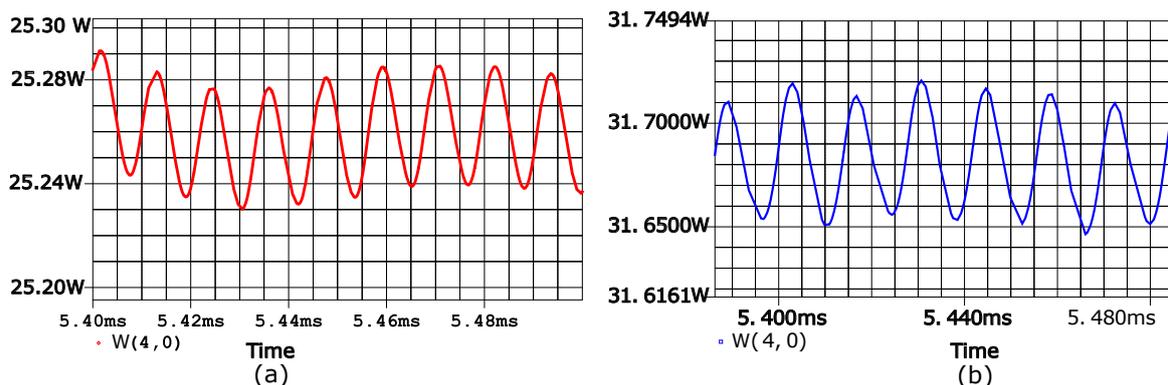


Figura 37: (a) Potência da LF com o sensor LDR medindo mais que 500 Lux e (b) Potência da LF com o sensor LDR medindo em torno de 100 Lux.
Fonte: Autoria própria.

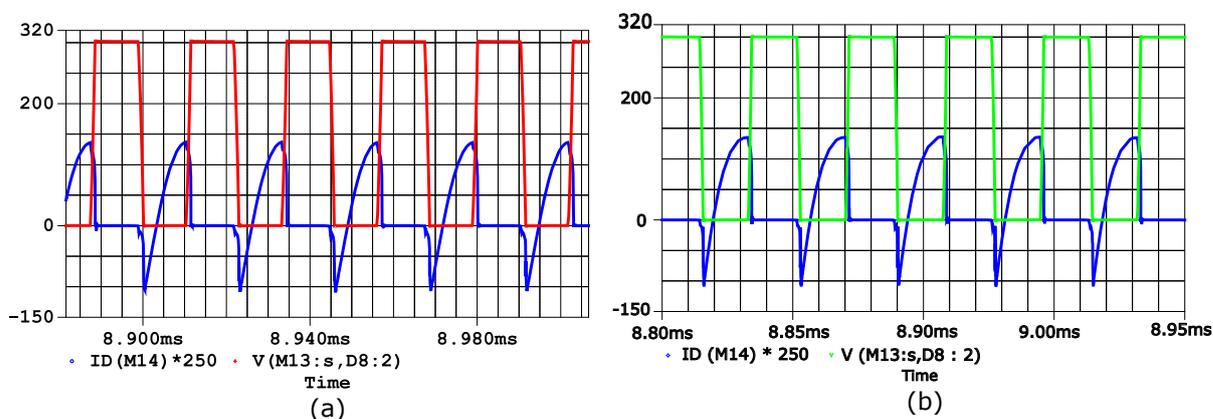


Figura 38: Tensão e corrente sobre a chave M2 com sensor LDR medindo mais que 500 Lux e (b) Tensão e Corrente sobre a Chave M2 com o sensor LDR medindo em torno de 100 Lux.
Fonte: Autoria própria.

7.4 RESULTADOS PRÁTICOS DO REAOD

Para comprovação do funcionamento do REAO com variação de intensidade luminosa (REAOD), são mostrados resultados experimentais das formas de onda de tensão, corrente e potência para diferentes valores de frequência. Nas Figuras 39 e 40, são mostrados os extremos da variação de iluminância, para o sensor LDR medindo abaixo de 100 Lux e para acima de 500 Lux respectivamente. E através das Figuras 41 e 42, são demonstradas a tensão de chaveamento e a corrente sobre a chave M2, comprovando através dessas duas curvas a conservação da operação ZVS.

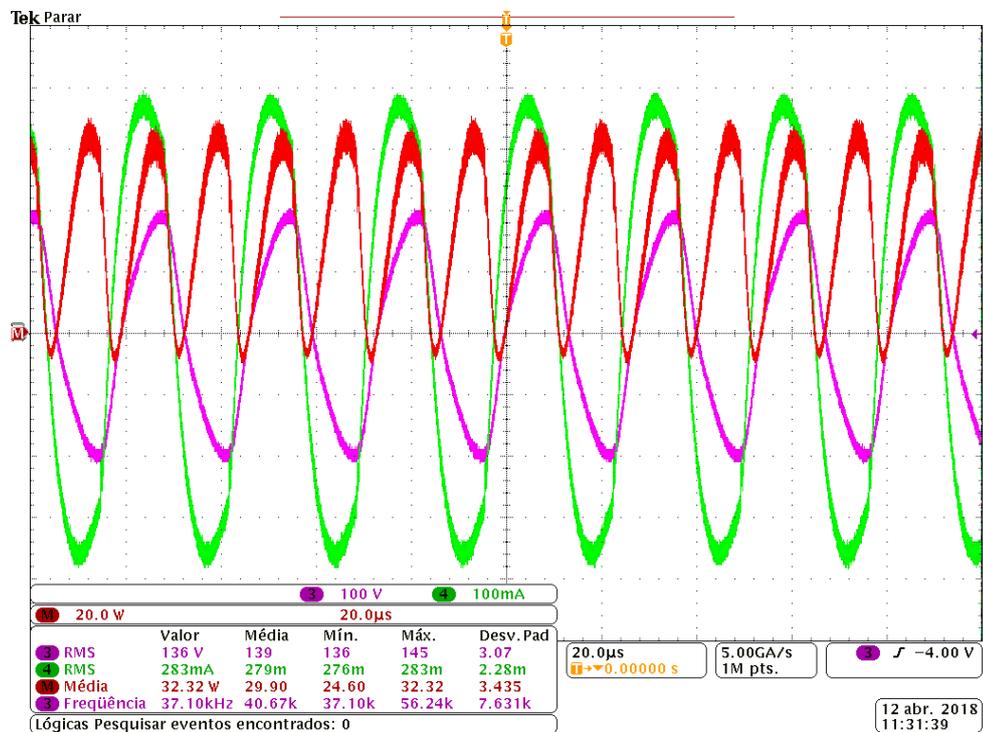


Figura 39: Tensão (75V/div), Corrente(75mA/div), Potência (10W/div) e Freqüência (20 μ s/div) da LF para iluminação em torno de 100 Lux.
Fonte: Autoria própria.

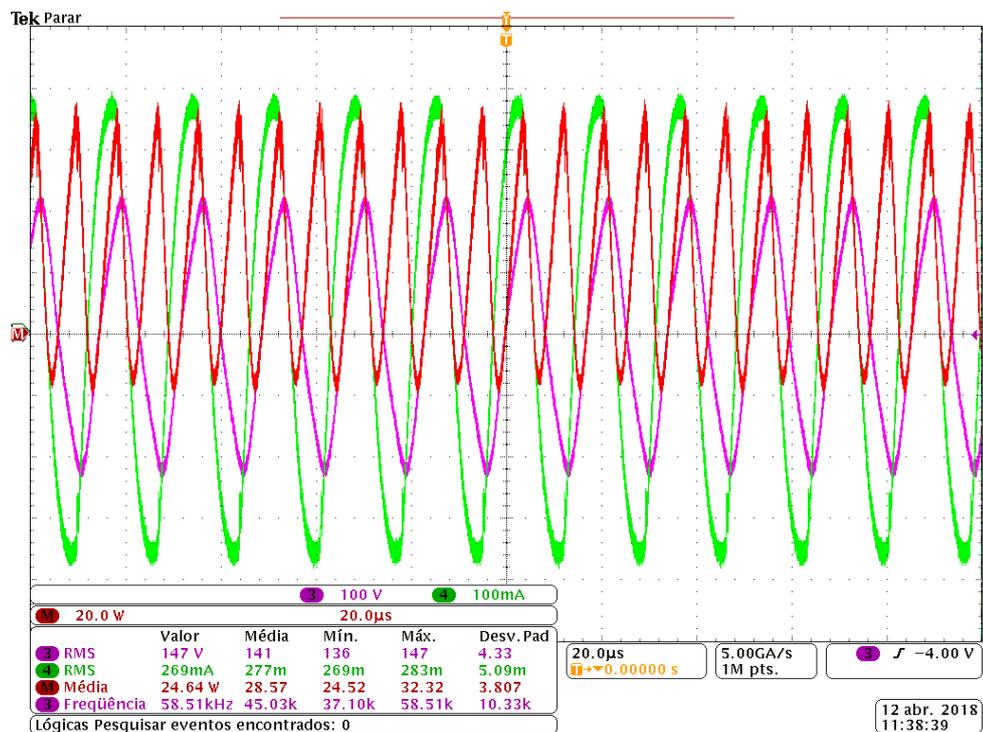


Figura 40: Tensão (75V/div), Corrente (75mA/Div), Potência (10W/div) e Freqüência (20 μ s/div) da LF para iluminância perto de 500 Lux.
Fonte: Autoria própria.

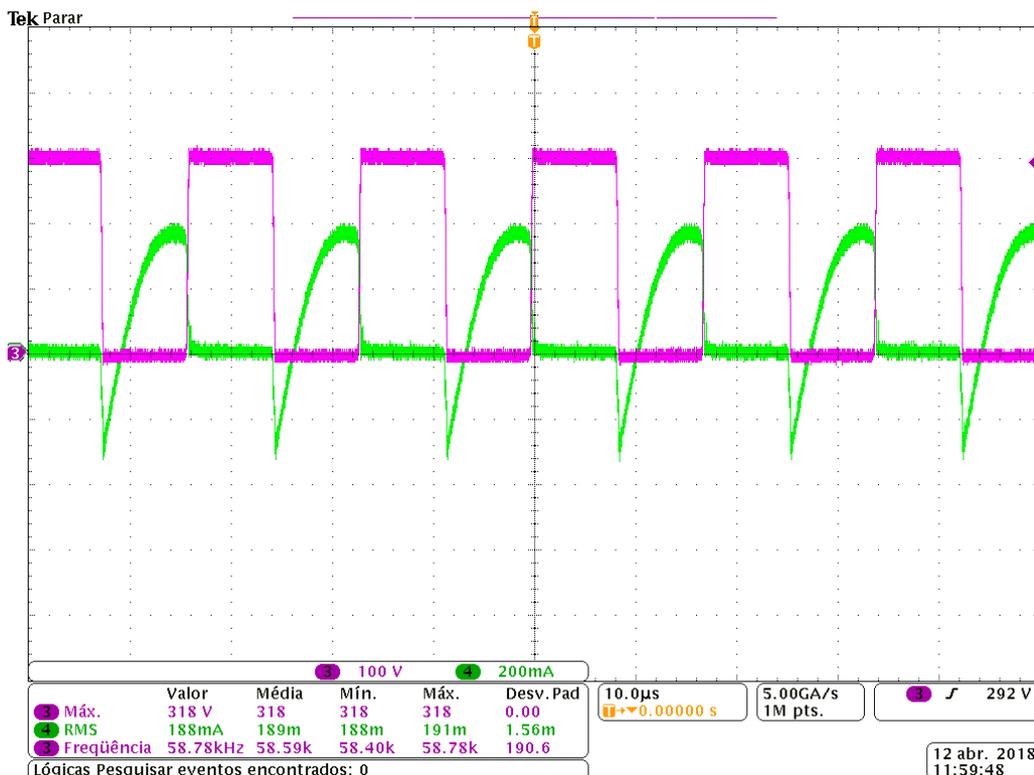


Figura 41: Tensão (100V/div), Corrente (100mA/div) e Frequência (10µs/div) sobre Chave M2 com Iluminação de 500 Lux.
Fonte: Autoria própria.

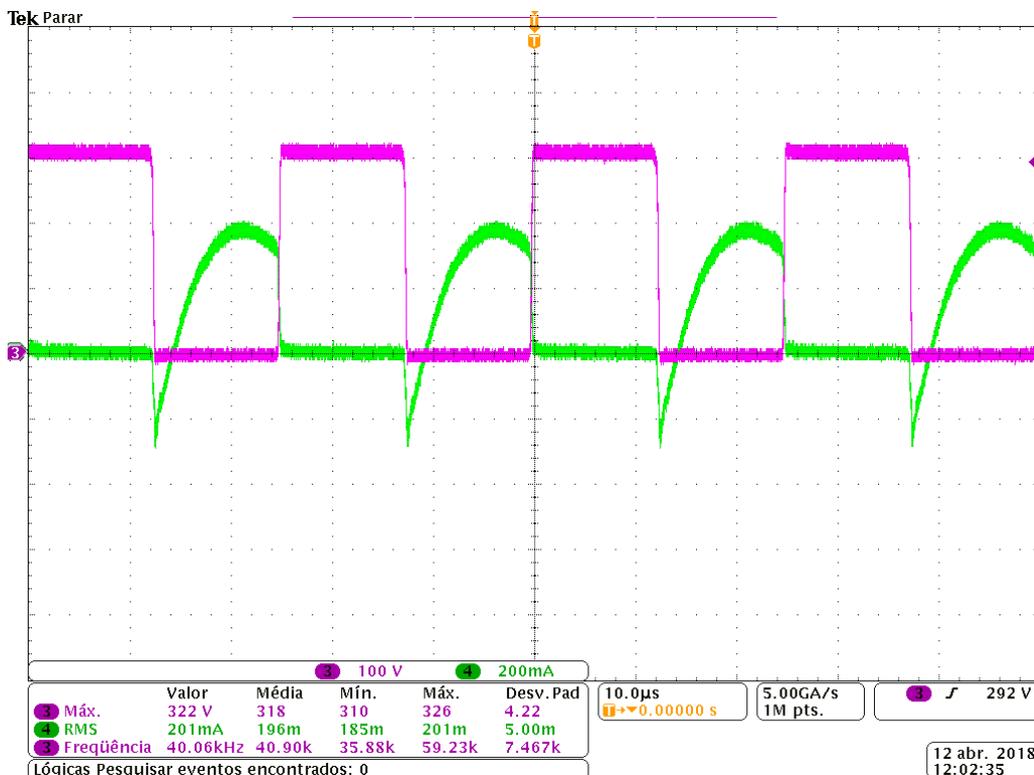


Figura 42: Tensão (100V/div), Corrente (100mA/div) e Frequência (10µs/div) sobre Chave M2 com iluminância acima de 100 Lux.
Fonte: Autoria própria.

Por último tem-se a Figura 43, onde os pontos em azul são referentes aos dados medidos variando a intensidade luminosa e conseqüentemente a potência. Em vermelho é demonstrado a regressão linear para a representação do comportamento dos dados coletados. A função que descreve essa regressão é dada por:

$$P(f) = -0,0003f + 44,228 \quad (62)$$

A partir da equação 62 junto com sua curva traçada, torna-se possível prever futuros valores a partir de valores passados, no entanto, deve-se lembrar que existe um limite para variação de intensidade luminosa do REAOD de aproximadamente 66 kHz, já demonstrada no capítulo 5 desta monografia. E diferente da equação 45, a regressão 62 é de primeira ordem (ou linear) devido ao pontos se alinharem mais parecidos com uma reta, sem a necessidade de elevar a ordem.

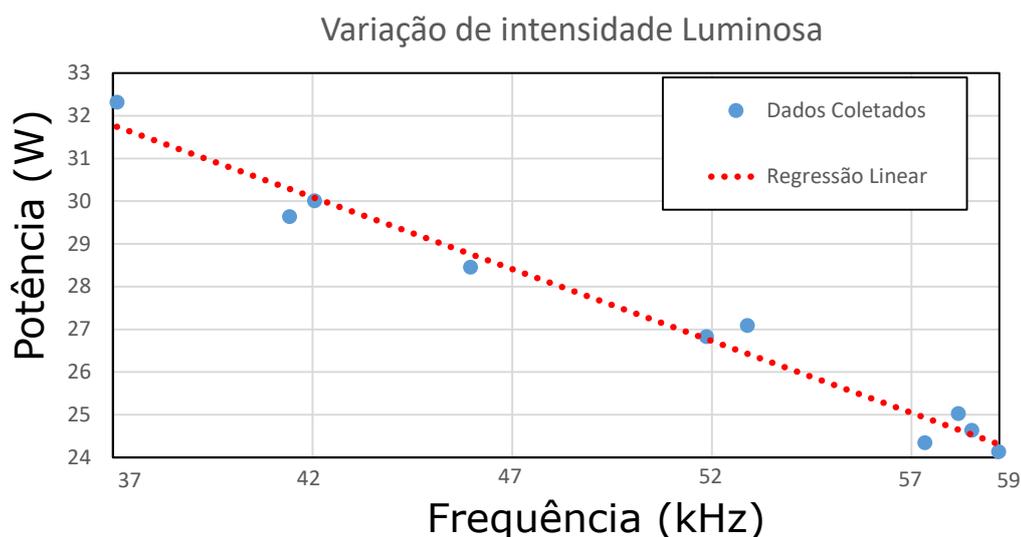


Figura 43: Dados variando a iluminação sobre o Sensor LDR
Fonte: Autoria própria.

8 EXEMPLO DE ESTIMATIVA DE ECONOMIA

Segundo (PORTOLANN G.A VIANA, 2014), uma avaliação das instalações de iluminação do Campus Pato Branco, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), permite afirmar que existe um potencial importante para uma redução do consumo (kWh) de energia elétrica, bem como muitas condições favoráveis para isso. A grande maioria das salas de aula e outros ambientes como a biblioteca central, tem posição norte-sul, de tal forma que as salas que não recebem luz solar direta pela manhã, recebem pela tarde. Além disso, essas salas tem uso diário por todos os dias úteis da semana, bem como a radiação solar é muito regular e intensa.

Verifica-se nessas mesmas salas de aulas que possuem fileiras inteiras de luminárias que podem ter sua potência reduzida (obviamente próximas das janelas). Isto é demonstrado na Figura (44), onde apresenta-se o posicionamento das luminárias junto com incidência de luz natural de uma sala de aula da UTFPR.

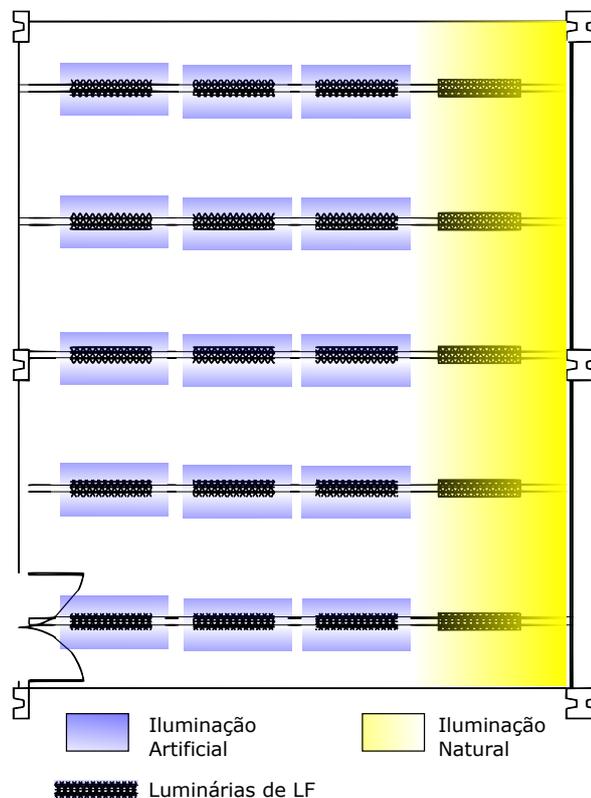


Figura 44: Planta de uma sala de aula típica da UTFPR- Câmpus Pato Branco
Fonte: Autoria própria.

Pela norma Brasileira NBR ISO/CIE 8995-1, uma sala de aula necessita de uma iluminância média de 300 Lux. Em vista de uma demanda constante de segunda à sexta feira, das 7h30min até 23h00min e estimando-se a incidência de luz natural entre 7h30min e 18h00min, pode-se dizer que REAOD se encaixaria de forma interessante, ou seja, em cada luminária da fileira perto da janela poderia ser instalado esse reator, mudando-se apenas a linha de atuação do sensor LDR, alterando a faixa de atuação para 300 Lux. Desta forma a iluminação mínima é garantida e os excessos de iluminação permitem que as LFs forneçam menos potência do que a nominal.

Dessa maneira se torna possível realizar uma estimativa econômica como demonstrado na Tabela 8, no qual é considerado uma sala de aula típica, onde um quarto das LFs são alimentadas por REAODs, em que na média consiga diminuir em 15% de sua potência nominal das LFs, no tempo de uso diário.

Tabela 8: Cálculo da estimativa econômica

Item	Descrição	Resultado
1	Total de LF de 32 W em uma sala	40
2	Potência Total (kW)	1,28 kW
3	Total de LF alimentadas pelo REAOD	10
4	Potência Total Controlada pelo REAOD	272W (85% de 320W)
5	Tempo médio de uso diário (hs)	10 hs
6	Tempo médio de ociosidade (hs)*	2,5 hs
7	Custo do kWh(R\$)**	R\$ 0,43688
7	Custo diário sem REAOD nas LFs (R\$)	R\$1,048
7	Custo diário com REAOD nas LFs (R\$)	R\$ 0,8912
8	Economia média diária (R\$)	R\$ 0,1568
9	Economia média mensal (R\$)	R\$ 3,136
10	Número de Salas de Aula no Câmpus	55
11	Economia média mensal com todas as salas	R\$ 172,48

*Tempo referente quando o ambiente está desocupado

**Subgrupo A4 - Tarifa Verde

Fonte: Aatoria própria.

Estima-se uma economia importante em torno de 1,500 mil reais ao ano, e também estima-se que a ideia seja um elemento motivador e propulsor para outras iniciativas de economia.

9 CONCLUSÃO

Nesse trabalho de conclusão de curso foi desenvolvido o projeto de um reator auto-oscilante com variação de intensidade luminosa. Através dos ensaios realizados para LF para a variação da intensidade luminosa no REAO, notou-se que não é um processo simples devido ao alto conhecimento exigido em eletrônica de potência e em sistemas de controle para o entendimento do teorema Nyquist estendido. Além disso, a faixa de variação de intensidade luminosa é limitada ainda mais quando comparada à antiga lâmpada incandescente ou até mesmo às mais novas lâmpadas LEDs. Em contrapartida, é evidente o baixo custo utilizado para montagem desse reator, onde nenhum circuito integrado e fontes auxiliares foram utilizadas para o protótipo final.

Em suma o circuito funcionou como projetado e os objetivos definidos na proposta do trabalho foram cumpridos. Como sugestão para trabalhos futuros, pode-se ser avaliado a correção de fator de potência e a adaptação da topologia auto-oscilante para as lâmpadas LEDs.

REFERÊNCIAS

CERVI, Murilo; SEIDEL, AR; BISOGNO, Fábio E; PRADO, Ricardo N do. Fluorescent lamp model based on the equivalent resistance variation. In: IEEE. **Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the**. [S.l.], 2002. v. 1, p. 680–684.

EPE. **Consumo de Energia no Brasil**. Brasil.: [s.n.], Set. 2014. Disponível em: <www.epe.gov.br/mercado/Documents/S%C3%A9rie%20Estudos%20de%20Energia/DEA%2010-14%20Consumo%20de%20Energia%20no%20Brasil.pdf>. Acesso em: 12 out. 2017.

GOUD, LH; DORLEIJN, JWF. Standardized data for dimming of fluorescent lamps. In: IEEE. **Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the**. [S.l.], 2002. v. 1, p. 673–679.

INFINEON. **Electronic Ballasts Using the Cost-Saving IR215X Drivers**. EUA.: [s.n.], Set. 2010. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/an-995a.pdf?fileId=5546d462533600a40153559fddea125c>>. Acesso em: 5 mar. 2018.

KAZIMIERCZUK, Marian K; SZARANIEC, Wojciech. **Electronic ballast for fluorescent lamps**. EUA.: [s.n.], Set. 1993. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/261008/>>. Acesso em: 12 set. 2017.

LI, Zhi; MOK, Philip Kwok Tai; KI, Wing-Hung; SIN, Johnny Kin On. A simple method to design resonant circuits of electronic ballast for fluorescent lamps. In: IEEE. **Circuits and Systems, 1997. ISCAS'97., Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on**. [S.l.], 1997. v. 3, p. 1744–1747.

LOPES, JDEP; SILVA, MF DA; LUZ, PC; BORIN, V; MENKE, MF; BISOGNO, FE; SEIDEL, ÁR; PRADO, RN DO. Self-oscillating electronic ballast with lighting intensity control. Set. 2010. Acesso em: 12 abril. 2017.

LOPES, Juliano de Pelegrini *et al.* Desenvolvimento de metodologia do projeto do reator eletrônico auto-oscilante com entrada universal. Universidade Federal de Santa Maria, 2010.

MOREIRA, Bruno. **Led conquista mercado no Brasil e no mundo**. Brasil.: [s.n.], Set. 2016. Disponível em: <www.osetoreletrico.com.br/web/a-revista/1610-led-conquista-mercado-no-brasil-e-no-mundo.html>. Acesso em: 12 set. 2017.

OSRAM. **Lâmpadas Fluorescentes T5**. Brasil.: [s.n.], Set. 2007. Disponível em: <www.osram.com.br/osram_br/produtos/lampadas/lampadas-fluorescentes-lampadas-fluorescentes-t5/lumilux-t5-he-es/index.jsp>. Acesso em: 12 set. 2017.

P.LOPES MAIKEL F.MENKE, William G. da Rosa Fabio E. Bisogno Alysson R.Seidel Juliano de. Nova metodologia de projeto do filtro ressonante lcc de reatores eletronicos para lâmpadas de descarga de baixa pressão. **SOBRAEP**, SOBRAEP, v. 20, n. 4, p. 404–415, 2015.

POLANCO, Sara Leonor Cambeses. **A situação da destinação pós-consumo de lâmpadas de mercúrio no Brasil**. Brasil.: [s.n.], Set. 2007. Disponível em: <www.maua.br/files/dissertacoes/a-situacao-da-destinacao-pos-consumo-de-lampadas-de-mercurio-no-brasil.pdf>. Acesso em: 12 set. 2017.

PORTOLANN G.A VIANA, Taislaine Lucas Costa C.A. efficientização energrética nas instalações es de iluminação na utfpr (campus pato branco). Set. 2014. Acesso em: 12 abril. 2018.

SEIDEL, AR. **Técnicas de projeto para o reator eletrônico auto-oscilante empregando ferramentas de controle**. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)—Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.

SEIDEL, AR; PERDIGÃO, MS; MARQUES, HV; ALONSO, JM; SARAIVA, ES. Safe electrode operation in universal electronic ballasts. In: IEEE. **Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian**. [S.l.], 2011. p. 607–614.

SEIDEL, Alysson Ranieri; BISOGNO, Fabio Ecke; PRADO, Ricardo Nederson do. A design methodology for a self-oscillating electronic ballast. **IEEE Transactions on Industry applications**, IEEE, v. 43, n. 6, p. 1524–1533, 2007.

SILVA. **Contribuição ao Estudo de Sistemas Eletrônicos de Baixo Custo com Alto Fator de Potência para Acionamento de lâmpadas Fluorescente Compacta**. Brasil.: [s.n.], Set. 2007. Acesso em: 12 set. 2017.