

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Diego Maran de Mattos

**ESTUDO, ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM
CONVERSOR RESSONANTE AUTO-OSCILANTE**

Santa Maria, RS
2022

Diego Maran de Mattos

**ESTUDO, ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR
RESSONANTE AUTO-OSCILANTE**

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

ORIENTADOR: Prof. Fábio Ecke Bisogno

Santa Maria, RS
2022

Diego Maran de Mattos

**ESTUDO, ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR
RESSONANTE AUTO-OSCILANTE**

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

Aprovado em 24 de agosto de 2022:

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

William Guidoli da Rosa, Me. (UFSM)

João Pedro Cipriani, Eng. (UFSM)

Santa Maria, RS
2022

DEDICATÓRIA

*Aos meus pais, André e Vera
pelo apoio, amor e compreensão*

AGRADECIMENTOS

Agradeço á minha família, pelo apoio e compreensão, motivação que me auxiliou alcançar os meus objetivos.

Aos meus colegas, amigos e professores do GSEC (Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Sistemas Elétricos e Computacionais) por fornecer um ambiente de trabalho descontraído, pelas contribuições e transmissão de conhecimento.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Colégio Técnico Industrial e aos meus colegas e amigos que me acompanharam pela jornada na busca de conhecimento e experiências.

Ao meu orientador, Prof^o Dr. Fábio Ecke Bisogno, pela disponibilidade, pela orientação e amizade durante o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a todas as pessoas que fizeram e ainda fazem parte da minha vida, chegando ao fim desta etapa da minha vida, desejo que continuem a me acompanhar nesta nova etapa que se inicia.

RESUMO

ESTUDO, ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR RESSONANTE AUTO-OSCILANTE

AUTOR: Diego Maran de Mattos
ORIENTADOR: Fábio Ecke Bisogno

Este trabalho apresenta o estudo, desenvolvimento, projeto e implementação de um conversor ressonante auto-oscilante, tendo como aplicação o acionamento de LEDs. Após ser feita a revisão bibliográfica, tendo como objetivo avaliar o contexto de iluminação artificial, a eletrônica de potência, conversão ressonante de energia, os diferentes filtros ressonantes e de indutores, é apresentado o desenvolvimento matemático do indutor a ser aplicado no filtro e do conversor ressonante, em seguida é a implementação do conversor por meio de simulação para validação do desenvolvimento matemático, após feita a validação dá-se início à implementação prática do conversor por meio de montagem do conversor e testes do protótipo do circuito em uma protoboard, para em seguida ser feito o design e produção de uma placa de circuito impresso para o teste final do circuito.

Palavras-chave: Circuito de Comando Auto-oscilante, Comutação Suave, Conversor Ressonante, Diodos Emissores de Luz, Indutores.

ABSTRACT

STUDY, ANALYSIS, DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A SELF-OSCILLATING RESONANT CONVERTER

AUTHOR: Diego Maran de Mattos

ADVISOR: Fábio Ecke Bisogno

This work presents the study, development, design and implementation of a self-oscillating resonant converter, having as application the activation of LEDs. After a bibliographic review, aiming to evaluate the context of artificial lighting, power electronics, resonant energy conversion, the different resonant and inductor filters, the mathematical development of the inductor to be applied to the filter and the converter is presented. resonant, then it is the implementation of the converter through simulation for validation of the mathematical development, after the validation is made, the practical implementation of the converter begins through assembly of the converter and tests of the prototype of the circuit in a breadboard, for then design and production of a printed circuit board for the final circuit testing.

Keywords: Self-oscillating Control Circuit, Soft Switching, Resonant Converter, Light Emitting Diodes, Inductors.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Filtro LC Série.	18
Figura 2.2 – Filtro LC Paralelo.	19
Figura 2.3 – Filtro LCC Série Paralelo.	19
Figura 2.4 – Filtro LLC Série Paralelo.	20
Figura 2.5 – Conversor ressonante auto-oscilante com filtro LC	24
Figura 3.1 – Corrente/Indutância - Capacitor 10 nF	28
Figura 3.2 – Corrente/Indutância - Capacitor 22 nF	28
Figura 3.3 – Corrente/Indutância - Capacitor 33 nF	29
Figura 3.4 – Diagrama da Função Descritiva	29
Figura 4.1 – Simulação do Conversor Ressonante Auto-Oscilante.	34
Figura 4.3 – Tensão nos diodo Zener.	34
Figura 4.2 – Comutação em Tensão Zero (Zero Volt Switching - ZVS).	35
Figura 4.4 – Tensão Dreno-Source e corrente do Dreno no MOSFET S1.	35
Figura 4.5 – Tensão, Corrente e Potência na Carga.	36
Figura 4.6 – Conversor Ressonante Montado na Protoboard.	37
Figura 4.7 – Layout da Placa de Circuito Impresso.	38
Figura 4.8 – Protótipo do Conversor Ressonante Auto-Oscilante.	39
Figura 4.9 – Tensão Drain-Source dos MOSFETs.	40
Figura 4.10 – Tensão nos Diodos Zener.	40
Figura 4.11 – Tensão Drain-Source e Corrente no Drain do MOSFET S1.	41
Figura 4.12 – Tensão, Corrente e Potência da Carga.	42

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do conversor ressonante auto-oscilante.	26
Tabela 3.2 – Comparativo de parâmetros e frequências.	27
Tabela 3.3 – Parâmetros de projeto do conversor ressonante auto-oscilante.	32
Tabela 4.1 – Comparação de valores dos componentes utilizados na simulados e na PCB.	33

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA Corrente Alternada;

CC Corrente Contínua;

CS Capacitor Série do Filtro;

FM Modulação por Frequência;

GaAs Asseneto de Gálio;

GaAsP Asseneto Fosfeto de Gálio;

GaN Nitreto de Gálio;

GTO Tiristor Gate Turn-Off;

IGBT Transistor Bipolar de Porta Isolada;

L Indutância;

LED Diodo Emissor de Luz;

lm/W Lumen por Watt;

LPS Sódio em Baixa Pressão;

LS Indutor Série do Filtro;

MOSFET Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor;

OLED Diodo Emissor de Luz Orgânico;

PCB Placa de Circuito Impresso;

PWM Modulação por Largura de Pulso;

SiC Carbetto de Silício;

SRC Diodo Controlador de Silício;

TBJ Transistor de Junção Bipolar;

TC Transformador de Corrente;

TRIAC Triodo para Corrente Alternada;

LISTA DE SÍMBOLOS

- A_e Área da Seção Transversal do Núcleo;
- A_P Área Transversal do Enrolamento de Cobre;
- A_w Área da Janela;
- B Campo Magnético;
- B_{max} Campo Magnético Máximo;
- \mathfrak{F} Força Magneto Motriz;
- f_r Frequência Ressonante;
- $G_F(S)$ Bloco dos Elementos do Filtro Ressonante;
- H Intensidade de Campo Magnético;
- I_{eficaz}, I_{ef} Corrente Eficaz;
- I_{Pico} Corrente de Pico;
- I_Z Corrente de Zener;
- J_{max} Densidade de Corrente Máxima;
- K Relação da Tensão de Barramento e o Dobro de V_Z
- k_w Fator de Ocupação do Cobre Dentro do Carretel;
- L_m Indutâncias Magnetizantes;
- L_{ms} Indutância Magnetizante no Secundário;
- L_P Indutância Magnetizante no Primário;
- N Número de Espiras;
- P_Z Potência de Zener;
- Q Fator de Qualidade
- R_{LED} Resistência Equivalente dos LEDs;
- R_{ac} Resistência Equivalente ac dos LEDs;
- S_{cond} Bitola Necessária Para Conduzir a Corrente no Enrolamento;
- S_{fio} Área da Seção Transversal do Condutor;
- S_{skin} Área do Condutor Cujo o Diâmetro Máximo é Limitado Por 2Δ ;
- $v(t)$ Tensão Induzida ;

$v(x)$ Componente Fundamental da Tensão V_Z ;

V_Z Tensão de Zener

ω_S Frequência Angular de Chaveamento;

Z Impedância do Filtro LC Série;

α Relação de Espiras do TC;

β Parte Imaginária de $G_F(S)$;

Δ Profundidade de Penetração;

ΔB Variação no Campo Magnético;

Δi Variação da Corrente;

Δt Intervalo de Tempo em Segundos;

$\Delta \phi$ Variação do Fluxo Magnético;

μ_0 Permeabilidade Magnética no Vácuo;

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	ILUMINAÇÃO	13
1.2	ELETRÔNICA DE POTÊNCIA.....	14
1.3	OBJETIVOS DO TRABALHO.....	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1	CONVERSÃO RESSONANTE DE ENERGIA	17
2.2	FILTROS	18
2.2.1	Filtro LC Série	18
2.2.2	Filtro LC Paralelo	18
2.2.3	Filtro LCC Série Paralelo	19
2.2.4	Filtro LLC Série Paralelo	19
2.3	INDUTORES	20
2.3.1	Projeto do Indutor.....	21
2.4	ANALISE DE UM CONVERSOR RESSONANTE AUTO-OSCILANTE	24
3	PROJETO DO CONVERSOR RESSONANTE AUTO-OSCILANTE	26
4	RESULTADOS	33
4.1	SIMULAÇÃO E RESULTADOS	33
4.2	LAYOUT, MONTAGEM E VALIDAÇÃO DO PROTÓTIPO	35
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	42
5	CONCLUSÃO	44
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	45

1 INTRODUÇÃO

1.1 ILUMINAÇÃO

A iluminação vem sendo um elemento de extrema importância para a humanidade, desde o descobrimento do fogo há mais de 500 milhões de anos, sendo utilizado pelo homem primitivo por meio de tochas como fonte de iluminação portátil e fogueiras como fonte de iluminação fixa. Conforme a tecnologia avança, outras fontes de iluminação vão sendo descobertas e desenvolvidas, tais como iluminação a gás descoberta em 1772, a iluminação elétrica em 1876 e lâmpadas fluorescentes desenvolvidas em 1938, levando ao desenvolvimento de fontes de iluminação modernas (ZUKAUSKAS A.; SHUR, 2002).

O ano de 1879 em especial, foi um ano de grande importância para o avanço da iluminação artificial, isso deve-se ao fato de Thomas Edison e Joseph Swan, terem inventado a lâmpada de filamento incandescente, cuja patente foi registrada com o nome de "Lâmpada Elétrica" (EDISON, 1879). A lâmpada criada por Edison e Swan, funcionava por meio de aquecimento que ocorria por meio da circulação de uma corrente elétrica em um filamento de carbono ou tungstênio dentro de um tubo de vidro selado a vácuo, esse processo gerava a incandescência, no entanto, seu uso não era viável em vias públicas devido a sua baixa vida útil que era inferior a 1000 horas e a sua baixa eficiência operando entre 6 lm/W a 10 lm/W.

Em 1902, Peter Cooper Hewitt, registra a patente de uma lâmpada a vapor de mercúrio em baixa pressão (HEWITT, 1904) e em 1920 foi desenvolvida a lâmpada a vapor de sódio em baixa pressão (LPS-Low Pressure Sodium), onde o tubo de descarga contém sódio e gases inertes, neônio e argônio, com os eletrodos de descargas nas extremidades. A eficácia luminosa destas lâmpadas fluorescentes dependia do seu tipo e da sua potência (U.S.D.O.E, 2009), tendo uma variação entre 65 lm/W a 100 lm/W. A LPS possui uma inconveniência de que a luz emitida tem uma curva de distribuição espectral monocromática correspondente à cor amarela, causando um baixo índice de reprodução de cores (BOWERS, 1980).

A primeira publicação citando a eletroluminescência foi escrita por Henry Joseph Round em 1907 e consiste na emissão de luz em um material sólido a partir da recombinação de portadores de carga em uma junção semicondutora, isso é causado pela passagem de uma corrente elétrica (SCHUBERT, 2006), dando origem ao diodo emissor de luz (LED - Light Emitting Diode).

Na década de 1950, cientistas britânicos coduziram experimentos com semicondutores de arseneto de gálio (GaAs - gallium arsenide), o qual exibiu eletroluminescência, emitindo um baixo nível de luz infravermelha, levando a criação do primeiro LED moderno

(U.S.D.O.E, 2009). Os LEDs tinham como sua principal função de serem indicadores visuais, sendo a sua luz produzida devido ao contato de um cristal de carboneto de silício (SiC - silicon carbide) com eletrodos metálicos, formando assim um retificador Schottky por contato (SCHUBERT, 2006).

Na década de 1960, foi desenvolvido por Nick Holonyak Jr, um LED com camadas GaAsP que emitia uma luz vermelha com um desempenho de aproximadamente 0,1 lm/W e na década seguinte, foram descobertos LEDs com luz verde, laranja e amarela. O desenvolvimento do LED com luz azul teve progresso no ano de 1993. Muitos dos avanços na tecnologia dos LEDs foram desenvolvidos por alunos de Holonyak (KOVAC; PETERNAI; LENGYEL, 2003).

S. Nakamura obteve várias inovações tecnológicas nos anos 1990, produzindo os LEDs azul e verde baseados em GaN, gerando um impacto na tecnologia dos LEDs. O LED azul, foi por décadas o objetivo de vários pesquisadores de dispositivos semicondutores e com o desenvolvimento dos LEDs azuis de alto brilho, o mercado de LEDs cresceu de forma significativa. Os LEDs desenvolvidos na década atual, possuem uma eficácia luminosa de até 150 lm/W, isso se deve ao trabalho dos pesquisadores para aprimorar a eficiência da tecnologia (U.S.D.O.E, 2017).

Embora a tecnologia OLED (Organic Light Emitting Diode), não esteja exatamente no nível do desempenho do LED ou da competitividade de custos, os OLEDs oferecem recursos de iluminação profundamente diferentes que podem complementar as fontes de LED. Os OLEDs podem ser fontes de grande área e baixo brilho que podem ser eventualmente ser produzidas em folhas flexíveis de grande área a baixo custo, enquanto que os LEDs são fontes pequenas de alto brilho produzidas por processos de fabricação de semicondutores. A análise da tecnologia OLED também apresenta um caminho para a alta eficácia, aproximando-se da dos LEDs. A combinação de fontes de baixo brilho e alto brilho pode permitir uma utilização mais eficaz da luz, melhorando ainda mais a economia de energia usando menos luz para atingir os níveis de iluminação desejados (U.S.D.O.E, 2014).

1.2 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Eletrônica de potência é definida como a ciência que estuda e desenvolve conversores estáticos de energia elétrica, ou seja, sistemas constituídos por elementos passivos, tais como resistores, capacitores e indutores e elementos ativos, sendo esses interruptores semicondutores, tendo como objetivo maior eficiência e qualidade nos processos de transformação de energia elétrica por meio da diminuição de perdas e interferências nos processos de conversão de energia. A necessidade de controlar as máquinas elétricas existe desde a sua concepção, o desenvolvimento de sistemas de controle do acionamento

das máquinas elétricas vem sendo aperfeiçoado ao longo dos anos, sendo a velocidade de chaveamento de dispositivos semicondutores aumentando ao longo dos anos (BEZERRA ERICK C.; TEIXEIRA, 2018).

A eletrônica de potência gerou vantagens para o processamento de energia, tendo uma baixa perda de energia e pouca manutenção das chaves semicondutoras. Tendo surgido por meados de 1920 passou por um período de pouca evolução, isso deve-se ao fato da tecnologia dos dispositivos chaveadores da época eram caros, volumosos e de baixa confiabilidade.

O crescimento tecnológico da eletrônica de potência começou de fato com a invenção do tiristor, sendo lançadas as bases teóricas, com diversos trabalhos de pesquisa e desenvolvimento, isso gerou um crescimento no campo de aplicações da eletrônica de potência.

A principal finalidade é de processar e controlar o fluxo da energia elétrica utilizando dispositivos semicondutores operando como chaves ou interruptores, para realizar o controle do fluxo de energia elétrica e a conversão de formas de onda de tensões e correntes entre fontes e cargas. As principais chaves semicondutoras são: Diodos, transistores de junção bipolares (TBJ), diodo controlador de silício (SCR), triodo para corrente alternada (TRIAC), tiristor gate turn-off (GTO), transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (MOSFET) e transistor bipolar de porta isolada(IGBT). Dois tipos de transistores são preferencialmente utilizados em conversores de modo chaveado, sendo eles o MOSFET, que é utilizado em baixas tensões e frequência de chaveamento acima de 100 kHz, outro transistor é o IGBT, tendo aplicações e, altas tensões e corrente, tendo a potência em MW e a frequência de chaveamento abaixo de algumas dezenas de kHz (MOHAN, 2000).

Uma das aplicações da eletrônica de potência são os conversores estáticos que trabalham por meio da técnica de comutação por largura de pulso (PWM) para controlar o fluxo de energia elétrica, que apesar de ter uma eficiência maior quando comparado com um regulador linear, é mais complexo(MAKSIMOVIC; CUK, 1989). Esse tipo de conversor tem as suas desvantagens, tais como perdas de comutação devido as formas de onda quadrada gerada pelo PWM nas chaves e da não idealidade presente no circuito.

Uma alternativa ao conversor estático por PWM é a utilização de um conversor ressonante, é a possibilidade de utilizar um circuito de comando auto-oscilante, que apesar de ser de maior complexidade de projeto, é robusto e de baixo custo. É possível utilizar um circuito temporizador como alternativa ao gate driver, sendo que eles são de fácil controle da frequência, porém, possuem limites de frequência e a necessidade de fontes auxiliares para serem alimentados.

Neste trabalho será utilizada a metodologia (SEIDEL; BISOGNO; PRADO, 2007), para o projeto e implementação de um circuito de comando auto-oscilante que atuará como gate driver de um conversor ressonante. A topologia proposta consiste em utilizar um trans-

formador de corrente com três enrolamentos, sendo dois enrolamentos secundários, onde cada um deles é conectado a dois diodos zener em antiparalelo. A escolha dessa metodologia se dá pelo motivo dele não depender de circuitos temporizadores, o que em teoria, permite este circuito possuir frequência de comutação ilimitada (CANABARRO, 2019).

1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Este trabalho tem por objetivo estudar e desenvolver a metodologia de projeto de um conversor ressonante auto-oscilante proposto por (SEIDEL; BISOGNO; PRADO, 2007), utilizando o método apresentado por (BARBI; FONT; ALVES, 2002), para o projeto do indutor que será implementado no filtro LC Série. Serão determinados alguns parâmetros iniciais de projeto de forma arbitrária, sendo estes aplicados para o desenvolvimento matemático do trabalho. De posse dos parâmetros calculados e tendo os parâmetros iniciais revisados e corrigidos, será feita a simulação do conversor ressonante para a validação do desenvolvimento matemático.

O objetivo final é o desenvolvimento e implementação de um protótipo funcional do conversor ressonante auto-oscilante.

Pretende-se também comprovar a metodologia de (SEIDEL; BISOGNO; PRADO, 2007) comparando os resultados obtidos por meio de simulações e testes em um protótipo desenvolvido.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 CONVERSÃO RESSONANTE DE ENERGIA

Ao longo dos anos, os sistemas de conversão de energia passaram por avanços, tendo como objetivo, uma maior eficiência, maior controle do fluxo de energia e menor volume.

Nas últimas décadas a demanda por energia teve um grande aumento e o número de interligações entre os sistemas elétricos existentes é cada vez mais crescente, isso torna a operação e o controle dos sistemas uma tarefa extremamente complexa (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2016).

Os conversores de tensão CC/CC são utilizados quando a fonte de alimentação disponível é de corrente contínua, sendo em sua grande maioria proveniente de um conversor CA/CC fixo, com a função de alimentar uma carga que utiliza alimentação CC ajustável (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2013).

A conversão de tensão CC fixa para ajustável é feita através de técnicas de chaveamento de dispositivos semicondutores de potência, as mais conhecidas e utilizadas são a modulação por frequência (Frequency Modulation, FM) e a modulação por largura de pulso (Pulse-Width Modulation, PWM) (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2013).

Conversores ressonantes de energia apresentam diversas vantagens quando comparados aos conversores estáticos, sendo elas, redução de interferência eletromagnética, maiores eficiência, menores perdas por comutação devido a comutação suave, menor volume e operação em altas frequências (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007); (LIU; ORUGANTI; LEE, 1985).

Ná década de 1970, iniciaram-se estudos para o desenvolvimento de conversores de menor volume e sobre conversão ressonante de energia, isso foi feito tendo como objetivo o aumentar a eficiência, por meio do desenvolvimento de circuitos sem perdas, utilizando capacitores e indutores como chaves liga-desliga (SCHWARZ, 1970). As técnicas de comutação suave, ZVS (Zero Volts Switching) e ZCS (Zero Current Switching), fundamenta que a comutação entre as chaves ocorrerá no momento que a tensão ou corrente atingir zero, isso reduz de forma significativa as perdas por comutação (LIU; ORUGANTI; LEE, 1985); (BUCHANAN; MILLER, 1975).

O circuito de comando auto-oscilante é o foco de diversos estudos tendo como objetivo desenvolver e aperfeiçoar o projeto do mesmo, por ser uma alternativa de baixo custo, além de não necessitar de fontes auxiliares para, já que o comando não opera por circuitos de temporizadores (MENKE et al., 2015).

2.2 FILTROS

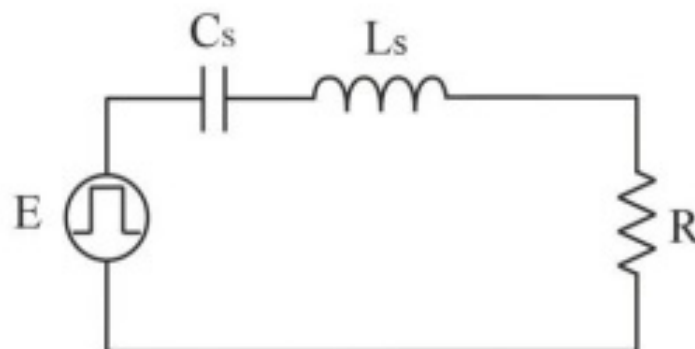
Para que ocorra a comutação em ZVS, é necessário que haja um circuito ressonante, sendo este circuito chamado de filtro ressonante, sendo ele essencial para que essa comutação ocorra. Quando a frequência de ressonância for menor que a frequência de chaveamento, a chave semicondutora inicia a comutação quando a corrente é orientada do source para o drain, o que se sucede é o descarregamento da capacitância do drain-source antes do dispositivo de fato ligar, isso resulta em uma redução considerável nas perdas por comutação (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

O filtro ressonante está conectado à saída do conversor, sendo ele responsável por filtrar as harmônicas de ordem superior à componente fundamental da tensão ou corrente que são aplicadas no filtro. Existem quatro tipos básicos de filtro ressonante, sendo eles os filtros LC série, LC paralelo, LCC série-paralelo e LLC série-paralelo.

2.2.1 Filtro LC Série

Este filtro consiste de um capacitor C_S conectado em série com um indutor L_S e com uma carga, a configuração deste filtro pode ser observada na Figura 2.1. É um filtro comumente aplicado a conversores ressonantes que tenham como função o acionamento de LEDs.

Figura 2.1 – Filtro LC Série.

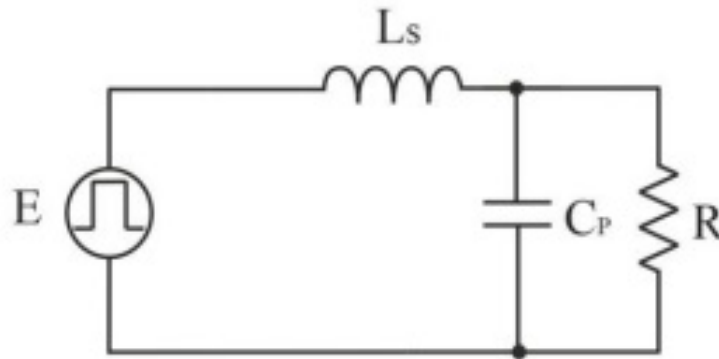


Fonte: Autor.

2.2.2 Filtro LC Paralelo

O filtro LC Paralelo tem a sua configuração apresentada na Figura 2.2 e é composto por um indutor L_S e um capacitor C_P que está em paralelo com a carga.

Figura 2.2 – Filtro LC Paralelo.

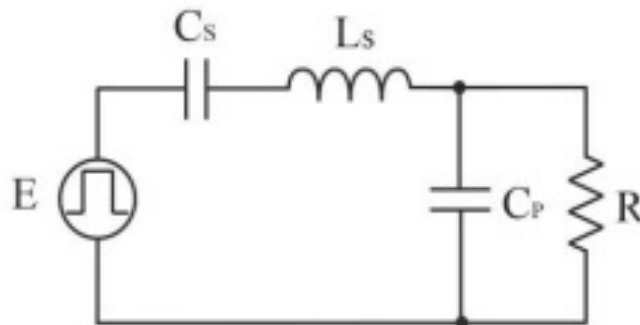


Fonte: Autor.

2.2.3 Filtro LCC Série Paralelo

A configuração do filtro LCC Série Paralelo é mostrada na Figura 2.3, ele consiste em um capacitor C_S , um indutor L_S em série e de um capacitor C_P em paralelo com a carga. Por ter um alto ganho em sua partida, este filtro tem sua aplicação focada em reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes.

Figura 2.3 – Filtro LCC Série Paralelo.

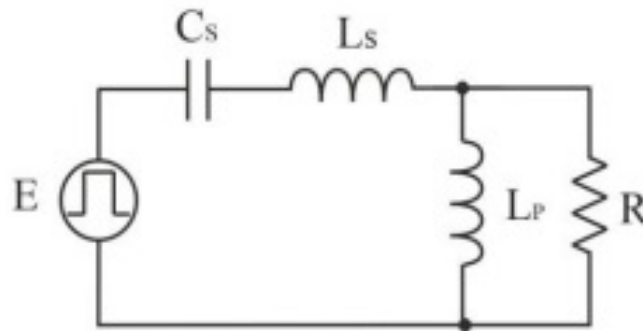


Fonte: Autor.

2.2.4 Filtro LLC Série Paralelo

O filtro LLC Série Paralelo consiste em um capacitor C_S e de um indutor L_S em série e de um indutor L_P em paralelo com uma carga, sendo utilizado em conversores com foco em acionamento de LEDs.

Figura 2.4 – Filtro LLC Série Paralelo.



Fonte: Autor.

2.3 INDUTORES

No início do século XIX, Oersted mostrou que um condutor conduzindo uma corrente produzia um campo magnético. Pouco tempo depois, Ampère provou por meio de medições que revelam que existe uma relação linear entre o campo magnético e a corrente que o produz. Aproximadamente 20 anos depois, Michael Faraday e Joseph Henry descobriram que um campo magnético variável pode induzir uma tensão em um circuito próximo. A tensão é proporcional à taxa de variação temporal da corrente que produz o campo magnético. A constante de proporcionalidade é chamado de indutância, cujo símbolo é L (JR; KEMMERLY; DURBIN, 2014).

Um indutor é um componente de circuito que consiste em um fio condutor usualmente com a forma de uma bobina. Os indutores são classificados pelo tipo de núcleo ao qual são bobinados. O material do núcleo pode ser o ar ou qualquer material não magnético, ferro ou ferrita (IRWIN; NELMS, 2000). É um elemento ao qual está associada uma indutância, sendo ele um elemento do circuito que armazena energia em um campo magnético. A corrente varia no tempo e a energia é armazenada durante algumas partes do ciclo e devolvida para a fonte durante outras. Quando a fonte que alimenta o indutor é removida, o campo magnético cai a zero, ou seja, nenhuma energia é armazenada sem uma fonte conectada (NAHVI; EDMINISTER, 2014).

A escolha do melhor núcleo magnético para um indutor ocorre por meio de um cálculo de tentativa e erro. Durante o projeto de um indutor deve ser considerado o efeito de seu campo magnético em dispositivos próximos, principalmente se o indutor projetado teve aplicação em conversores e reguladores de comutação de alta corrente (MCLYMAN, 2004).

Transformadores e indutores operando em altas frequências acabam por inserir no circuito de potência uma série de elementos parasitas, como indutância magnetizante, indutância de dispersão, capacitância entre enrolamentos e entre espiras, entre outros.

Esses elementos parasitas acabam por gerar resultados indesejáveis no funcionamento do conversor, tais como: picos de tensão nos semicondutores, altas perdas e emissão de ruído (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

O objetivo do núcleo magnético é fornecer um caminho adequado para o fluxo magnético, sendo que os mais conhecidos são de lâminas de ferro-silício, mais indicados para operar em baixa frequência, devido as perdas por histerese e aumento de temperatura quando operando em altas frequência. O núcleo de ferrite é indicados para operações em altas frequências, tendo algumas desvantagens quando em comparação com o núcleo de lâminas de ferro-silício, sendo elas a baixa densidade de fluxo de saturação e baixa robustez a choques mecânicos (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

2.3.1 Projeto do Indutor

O projeto do indutor segundo (BARBI; FONT; ALVES, 2002), é feito baseando-se nas leis de Àmpere (equação 2.1) e Faraday (equação 2.2).

$$\mathfrak{F} = \oint H \cdot dl = H \cdot l = N \cdot i \quad (2.1)$$

$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (2.2)$$

A relação volt-àmpere no indutor (equação 2.3) e a relação entre indução magnética e campo magnético (equação 2.4), são de grande importância para o projeto correto do indutor.

$$v(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2.3)$$

$$B = \mu_o \cdot H \quad (2.4)$$

Igualando as equações 2.2 e 2.3.

$$N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \Rightarrow N \cdot \Delta\phi = L \cdot \Delta i \quad (2.5)$$

Sendo $\Delta\phi$ conforme a equação 2.6.

$$\Delta\phi = \Delta B \cdot Ae \quad (2.6)$$

Considera-se que, quando a corrente no indutor é máxima, ou seja, corrente de pico (I_{pico}), tem-se o valor máximo de B (B_{max}) e substituindo a equação 2.6 na equação 2.5, obtém-se a equação 2.7.

$$N \cdot B_{max} \cdot Ae = L \cdot I_{pico} \quad (2.7)$$

Isolando N que representa o número de espiras obtém-se a equação 2.8.

$$N = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot Ae} \quad (2.8)$$

A densidade de corrente máxima é dada pela equação 2.9.

$$J_{max} = \frac{N \cdot I_{eficaz}}{A_p} \quad (2.9)$$

Os condutores utilizados possuem uma geometria circular, isso resulta nos enrolamentos ocupando uma determinada área da janela disponível, representado na figura 2.5. Sendo necessário ser definido um "fator de ocupação do cobre dentro do carretel", chamada de constante k_w , sendo atribuída a ela um valor de 0,7 para a construção de indutores, ou seja, a área de ocupação dos enrolamentos é de até 70% da janela, variando conforme a geometria dos condutores e do responsável pelo enrolamento dos condutores.

A constante k_w é definida conforme a equação 2.10 e pode ser reescrita da forma apresentada na equação 2.11.

$$k_w = \frac{A_p}{A_w} \quad (2.10)$$

$$N = \frac{J_{max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{eficaz}} \quad (2.11)$$

Igualando as equações 2.8 e 2.11, obtém-se a equação 2.12, dessa forma é definido

o valor do produto $A_e A_w$ pela equação 2.13.

$$\frac{J_{max} \cdot k_w \cdot A_w}{I_{eficaz}} = \frac{L \cdot I_{pico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (2.12)$$

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot I_{eficaz}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (2.13)$$

O núcleo selecionado, deve ser escolhido por meio de catálogo de fabricantes que disponibilizam tamanhos e formatos padrões de núcleo, dessa forma deve-se escolher um núcleo que possua um $A_e A_w$ o maior e mais próximo possível do calculado.

Tendo sido efetuado o projeto do indutor o próximo passo é o calculo da bitola dos condutores, sendo que em altas frequências deve ser levado em conta o efeito pelicular (skin effect). Sabe-se que conforme a frequência aumenta, a corrente no interior do condutor tende a distribuir-se pela periferia, ou seja, existe uma maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central, causando uma redução na área efetiva do condutor.

Para obter-se o valor da profundidade de penetração utiliza-se da equação 2.14.

$$\Delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \quad (2.14)$$

A equação 2.15 indica que a bitola necessária para a condução de corrente no enrolamento depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor.

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{max}} \quad (2.15)$$

O diâmetro do condutor é geralmente superior ao limite fixado pelo efeito pelicular, sendo necessário associar condutores em paralelo para que a corrente possa ser conduzida sem que os fios condutores superaqueçam. O número de condutores pode ser calculado utilizando a equação 2.16.

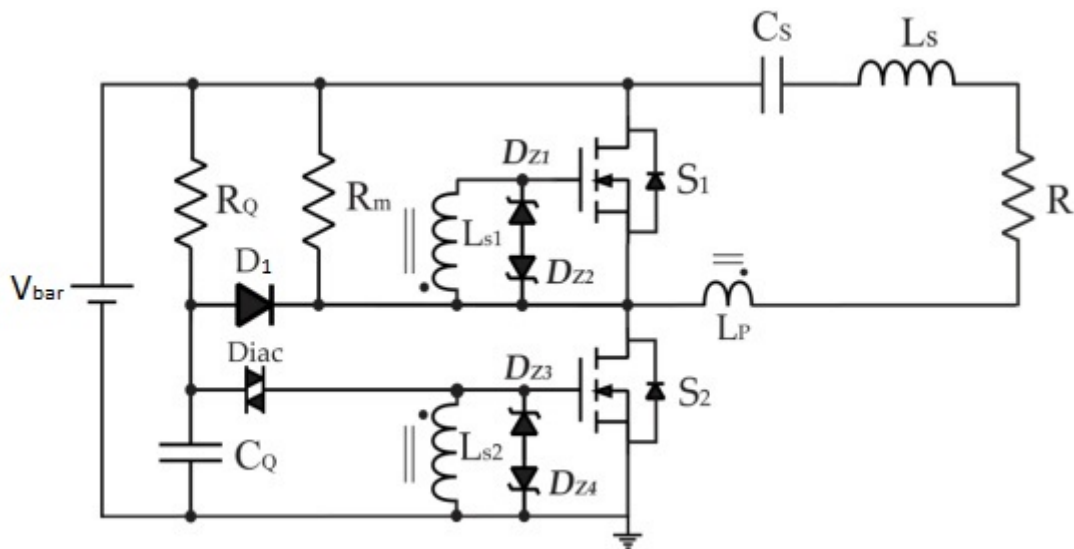
$$n_{condutores} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} \quad (2.16)$$

2.4 ANÁLISE DE UM CONVERSOR RESSONANTE AUTO-OSCILANTE

O conversor ressonante auto-oscilante é representado como um sistema de controle não linear. Portanto, um procedimento de projeto pode ser executado, é considerado um diagrama de blocos que representa o comportamento do circuito do conversor ressonante auto-oscilante.

A Figura 2.5 mostra o circuito esquemático do conversor ressonante auto-oscilante. O circuito é composto de um circuito de partida R_Q , C_Q , R_M , D_1 e um diac DB3; indutor L_S e capacitor C_S em série como filtro ressonante, transformador de corrente (TC); MOSFETs S_1 e S_2 ; e diodos Zener $D_{Z1} - D_{Z4}$.

Figura 2.5 – Conversor ressonante auto-oscilante com filtro LC



Fonte: Autor.

O princípio operacional básico pode ser descrito assumindo que o circuito conversor ressonante auto-oscilante opera em uma condição estável, ou seja, quando a tensão que passa pelo MOSFET S_1 é uma forma de onda quadrada. O conversor ressonante auto-oscilante opera em três etapas. Quando o circuito é ligado pela tensão de entrada, o capacitor C_Q é carregado através de R_Q por meio de uma tensão contínua, quando a tensão no capacitor C_Q atinge a tensão de ruptura do diac, ele conduz uma tensão positiva no terminal Gate-Source do MOSFET S_2 , essa é a primeira etapa de operação. A segunda etapa ocorre, quando o MOSFET S_2 conduz uma corrente ressonante, ela flui através do filtro ressonante em série com o enrolamento primário do TC (L_P) e é realimentado por meio dos enrolamentos secundários do TC (L_{S1} L_{S2}). A terceira etapa de operação se baseia na condução do MOSFET S_1 , a corrente do filtro flui negativamente no enrolamento primário do TC, isso se reflete nos enrolamentos secundários aplicando uma tensão positiva no terminal Gate-Source do MOSFET S_1 . A polaridade complementar do enrolamento secundário do TC permite que os MOSFETs S_1 e S_2 sustente a oscilação, uma vez que

é aplicada uma tensão de onda quadrada é aplicada ao filtro ressonante(ROSA et al., 2019),(ROSA et al., 2018),(SEIDEL; BISOGNO; PRADO, 2007).

3 PROJETO DO CONVERSOR RESSONANTE AUTO-OSCILANTE

Este capítulo irá abordar projeto do conversor ressonante auto-oscilante com filtro LC Série utilizando-se a metodologia de projeto de (SEIDEL; BISOGNO; PRADO, 2007);(ROSA et al., 2019), o esquemático do conversor é apresentado na Figura 2.5.

O projeto do conversor ressonante auto-oscilante é dividido em etapas, sendo inicialmente calculados os elementos do filtro ressonante levando em consideração as características da carga que será alimentada, a segunda etapa serão considerada as características elétricas da carga alimentada, a frequência de ressonância do filtro LC projetado. O filtro LC Série é escolhido devido a sua simplicidade e precisão.

Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do conversor ressonante auto-oscilante.

Parâmetros do conversor LC		
V_{bar}	Tensão de entrada	100 V
C_S	Capacitor Série do filtro	33 nF
L_S	Indutor Série do filtro	400 μ H
f_S	Frequência de operação	50 kHz
V_{LED}	Tensão do LED	36,876 V
I_{LED}	Corrente do LED	0.73753 A
V_Z	Tensão de zener	12 V
P_Z	Potência de zener	1/2 W

Fonte: Autor.

Partindo da tabela dos parâmetros de projeto, é calculada a resistência de saída dos LEDs, para isso é utilizada a equação 3.1, e a resistência equivalente vista pelo filtro utiliza-se a equação 3.2.

$$R_{LED} = \frac{V_{LED}}{I_{LED}} \quad (3.1)$$

$$R_{ac} = \frac{8 \cdot R_{EQ}}{\pi^2} \quad (3.2)$$

O fator de qualidade (Q), é um parâmetro adimensional que indica a quantidade de energia que é armazenada em comparação com a energia dissipada e é calculado pela equação 3.3.

$$Q = \sqrt{\frac{L_S}{C_S \times R_{ac}^2}} \quad (3.3)$$

Deduzindo a equação 3.3, é possível calcular um valor capacitor baseado no fator de qualidade, porém, se um valor de Q for escolhido previamente, não há garantia que será obtido o valor de um capacitor comercial, por esse motivo é escolhido um capacitor antecipadamente.

A escolha do capacitor e indutor do filtro se deu através de variações de capacitores comerciais e de indutâncias na faixa de 800 μH , 600 μ , 400 μ e 200 μ , os resultados medidos por meio de simulação, são apresentados na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Comparativo de parâmetros e frequências.

Capacitor de 10 nF					
Indutância (μH)	I (A)	V (V)	P (W)	F_s (kHz)	F_r (kHz)
800	0,75673	37,836	28,632	57,15	56,27
600	0,78142	39,071	30,531	67,85	64,975
400	0,79302	39,651	31,444	78,57	79,58
200	0,77461	38,731	30,001	107,11	112,54
Capacitor de 22 nF					
Indutância (μH)	I (A)	V (V)	P (W)	F_s (kHz)	F_r (kHz)
800	0,080495	4,0248	0,32397	117,85714	37,94
600	0,71254	35,627	25,386	50	45,9441
400	0,7724	38,62	29,83	57,13	56,2698
200	0,79372	39,686	31,5	78,58	79,5775
Capacitor de 33 nF					
Indutância (μH)	I (A)	V (V)	P (W)	F_s (kHz)	F_r (kHz)
800	0,075278	3,7639	0,28334	121,43	30,98
600	0,14288	7,1441	1,0208	92,856	35,77
400	0,65655	32,828	21,553	53,403	43,81
200	0,79141	39,571	31,317	67,86	64,96

Fonte: Autor.

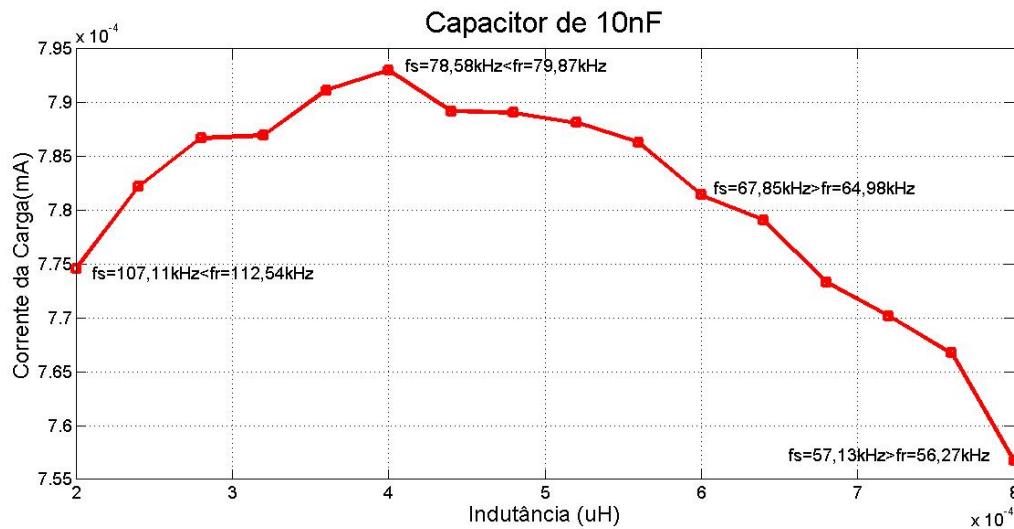
Foram escolhidos para o protótipo, o capacitor de 33nF pois na análise de frequência em nenhum momento durante a variação de indutância o filtro perdeu a ressonância, já o indutor escolhido foi o de 400 μH , pois a frequência de chaveamento é a próxima da frequência de projeto e a diferença de frequências entre as de chaveamento e comutação não são tão diferentes.

Nas Figuras 3.1, 3.2 e 3.3 pode ser observado a variação da corrente em relação a impedância para os três capacitores, sendo destacada as frequências de chaveamento e de ressonância nos quatro pontos de impedância apresentados na tabela 3.2.

Tendo a frequência de comutação, é possível calcular a frequência angular de chaveamento ω utilizando-se a equação 3.4, enquanto que a frequência de ressonancia pode ser encontrada utilizando a equação 3.5.

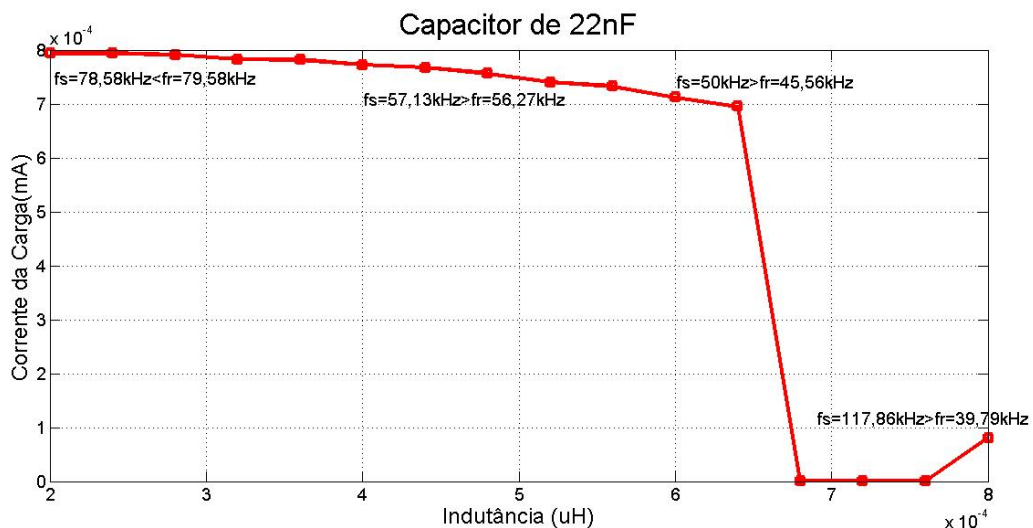
$$\omega_S = 2.\pi.f_S \quad (3.4)$$

Figura 3.1 – Corrente/Indutância - Capacitor 10 nF



Fonte: Autor.

Figura 3.2 – Corrente/Indutância - Capacitor 22 nF



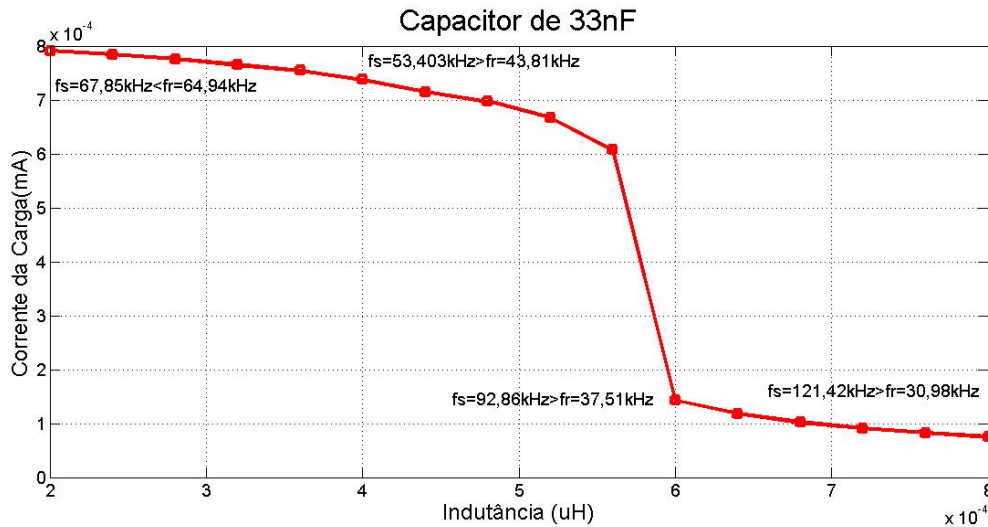
Fonte: Autor.

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_S \cdot L_S}} \quad (3.5)$$

A comutação dos MOSFETs ocorre de forma complementar e é realizada por meio da realimentação da corrente do filtro ressonante; essa realimentação ocorre por meio de um transformador de corrente (TC). O circuito de comando auto-oscilante é projetado através da análise da característica não-linear de chaveamento que, devido à descontinuidade da tensão Zener e da ação dos MOSFETs, requer técnicas de controle e linearização, tal como a da Função Descritiva (SEIDEL; BISOGNO; PRADO, 2007).

O Conversor Ressonante Auto-Oscilante, pode ser representado através de um sis-

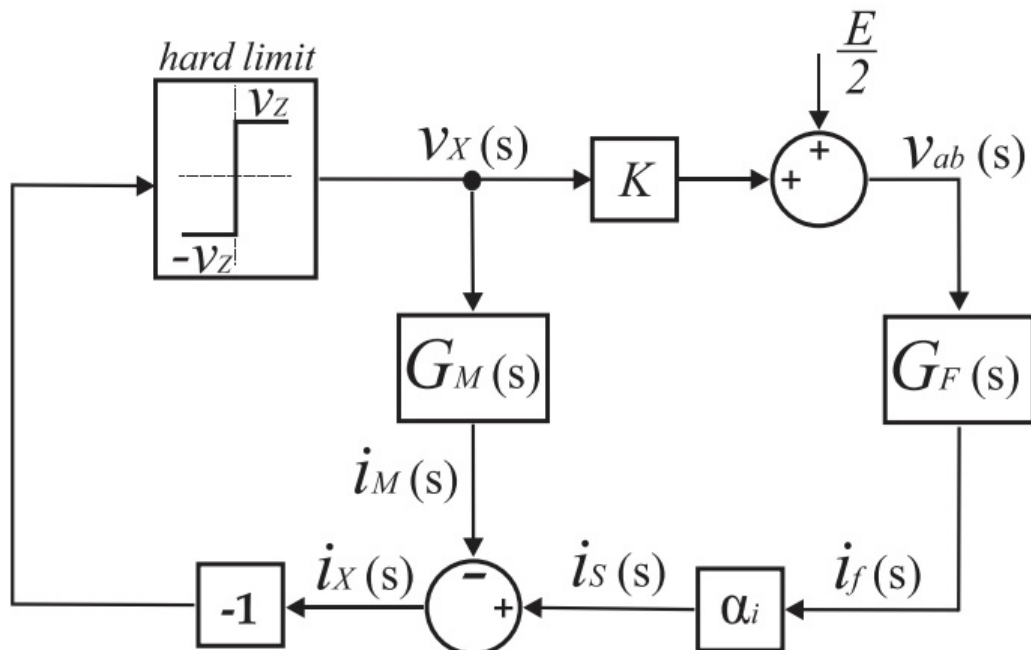
Figura 3.3 – Corrente/Indutância - Capacitor 33 nF



Fonte: Autor.

tema de controle de única entrada e única saída (SISO - Single Input Single Output), esse sistema se trata de um diagrama de blocos apresentado na Figura 3.1, representando a forma como a realimentação da corrente do filtro mantém a auto-oscilação do sistema através do reaproveitamento como gate driver.

Figura 3.4 – Diagrama da Função Descritiva



Fonte: (ROSA et al., 2018).

O bloco "hard limit", representa o efeito da não-linearidade da mudança de polaridade da tensão Zener. A função de transferência é representada pelo bloco G_F e ele relaciona a corrente do filtro com a tensão quadrada aplicada na entrada do conversor res-

sonante, $V_{ab}(S)$ representa o efeito do filtro ressonante LC série e seus componentes. O bloco $G_M(S)$ é o bloco da indutância magnetizante, que relaciona a corrente magnetizante $I_M(S)$ com a tensão de Zener, $V_X(S)$ representa a realimentação da corrente do filtro para os MOSFETs, mantendo a oscilação. K é a constante de proporcionalidade que representa o efeito do MOSFET.

O bloco $G_F(S)$ corresponde ao bloco dos elementos do filtro ressonante e é definido pela equação 3.6, sendo o módulo de impedância calculado através da equação 3.7 é possível encontrar a impedância requerida para calcular $G_F(S)$.

$$G_F(S) = \frac{1}{Z} \quad (3.6)$$

$$|Z| = \sqrt{R_{ac}^2 + \left(\omega \cdot L_S - \frac{1}{\omega \cdot C_S}\right)^2} \quad (3.7)$$

A constante K é a relação estabelecida entre o circuito de comando auto-oscilante e o conversor, enquanto que α é a relação entre o número de espiras do primário e o secundário do transformador de corrente, sendo dadas respectivamente pelas equações 3.8 e 3.9.

$$K = \frac{V_{bar}}{2 \cdot V_Z} \quad (3.8)$$

$$\alpha = \frac{2 \cdot I_Z}{I_{ef}} \quad (3.9)$$

A corrente eficaz e a corrente de zener, necessárias para calcular α , podem ser encontradas usando respectivamente as equações 3.10 e 3.11.

$$I_{ef} = \frac{V_{bar} \cdot \sqrt{2}}{|Z|} \quad (3.10)$$

$$I_Z = \frac{P_Z}{V_Z} \quad (3.11)$$

Utilizando a equação 3.12, é calculado a indutância magnetizante (L_M) do circuito, o β dessa equação é a parte imaginária de $G_F(S)$ como pode ser observado na equação

3.13.

$$L_m = \frac{-1}{K \cdot \beta \cdot \alpha \cdot \omega_S} \quad (3.12)$$

$$\beta = \text{Im}(G_F(S)) \quad (3.13)$$

Sendo calculada a indutância magnetizante do TC, é utilizada a equação 3.14 e 3.15 para calcular a indutância do secundário e a indutância do primário respectivamente.

$$L_{ms} = \frac{L_m}{2} \quad (3.14)$$

$$L_P = L_m \cdot \alpha^2 \quad (3.15)$$

a corrente de pico utilizada para calcular o indutor do filtro pode ser encontrada utilizando-se a equação 3.16.

$$I_{Pico} = I_{eficaz} \cdot \sqrt{2} \quad (3.16)$$

Os valores obtidos por meio das equações dos capítulos 2 e 3 são apresentados na tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Parâmetros de projeto do conversor ressonante auto-oscilante.

Resultados das Equações		
R_{LED}	Resistência de saída dos LEDs	50 Ω
R_{ac}	Resistência equivalente vista pelo filtro	40,528 Ω
Q	Fator de Qualidade	2,716
ω_S	Frequência angular de chaveamento	33,55 k $\frac{1}{s}$
$ Z $	Módulo da Impedância	40,528+j43,905 Ω
$G_F(S)$	Bloco do filtro ressonante	0.011-j0,012
K	Constante K	4,167
α	Relação de Transformação	0.111
I_{ef}	Corrente Eficaz	0,753 A
I_Z	Corrente Zener	0,042 A
I_{Pico}	Corrente de Pico	1,065 A
β	Imaginário de $G_F(S)$	-0,012
L_M	Indutância Magnetizante	942,6 μ H
L_{MS}	Indutância do Secundário do TC, $n_s=15$ espiras	474,7 μ H
L_P	Indutância do Primário do TC, $n_p=3$ espiras,	6.589 μ H
B_{MAX}	Campo Magnético	0,25T
K_W	Fator de Utilização da Janela	0,7
J_{MAX}	Densidade de Corrente	450 $\frac{A}{cm^2}$
$A_e A_w$	Tamanho Mínimo do Núcleo	0,002796 cm^4
N_S	Número de espiras do indutor do filtro	8 espiras

Fonte: Autor.

4 RESULTADOS

Tendo sido definido os parâmetros de projeto nos capítulos anteriores, é levando em consideração as limitações de escolha de componentes devido ao fato de há componentes eletrônicos disponíveis apenas em certos "valores comerciais", a simulação e o protótipo terão uma variação em suas medições, a tabela 4.1 apresenta os valores de componentes utilizados na simulação e na placa de circuito impresso.

O resistor da carga no protótipo é de uma valor diferente do projeto e da simulação, devido a disponibilidade de componentes, já que não foi possível encontrar um resistor de potência com o valor de resistência de projeto.

O indutor e o transformador de corrente tem uma indutância diferente da projetada devido a limitação na confecção dos componentes.

Tabela 4.1 – Comparação de valores dos componentes utilizados na simulados e na PCB.

	Projeto	Simulação	Protótipo
Resistência da Carga	50Ω	50Ω	47Ω
Indutância do Filtro	400μH	400μH	407,51μH
Indutância secundária do TC	474,7μ	474,7μ	μ
Indutância no primário do TC	6,589μ	6,589μ	μ

Fonte: Autor.

Os componentes utilizados na placa para a validação prática diferem levemente dos valores de projeto, ao final deste capítulo será analisada qual o efeito dessas variações e se afetam de forma significativa o conversor ressonante de forma geral.

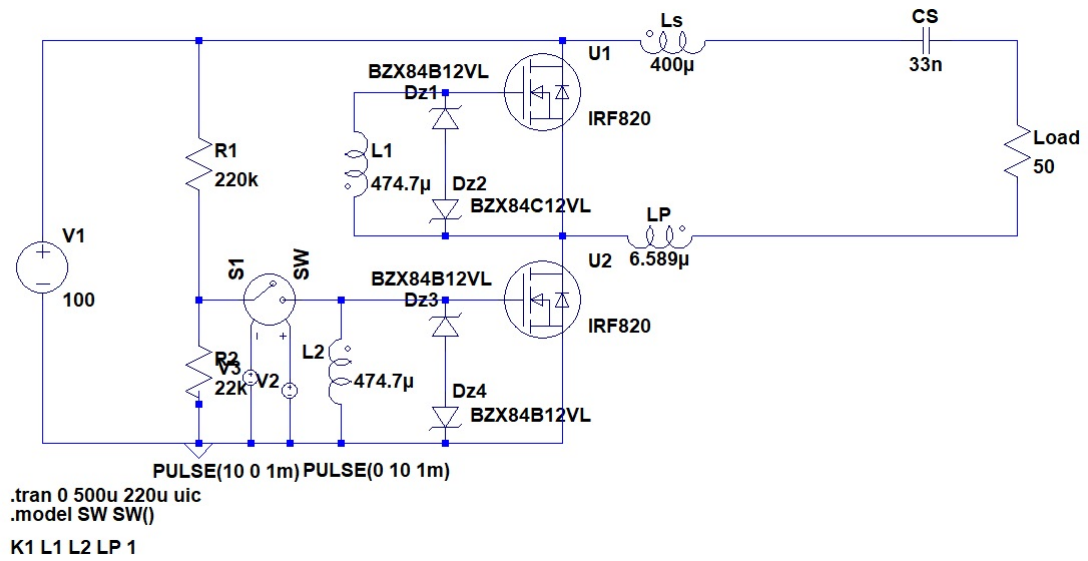
4.1 SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Tendo como objetivo comporvar os resultados do projeto do conversor ressonante auto-oscilante, é implementado o circuito da Figura 2.5 no simulador utilizando os parâmetros da Tabela 3.1 e os resultados das equações apresentados na tabela 3. A simulação deste conversor não é simples, sendo necessário substituir o Diac DB3 por um circuito para realizar o disparo inicial da oscilação, a implementação do conversor pode ser observada na figura 4.1.

Após ser implementado o conversor no simulador é primeiro verificado se os MOS-FETs estão operando em ZVS, isto pode ser verificado na Figura 4.2.

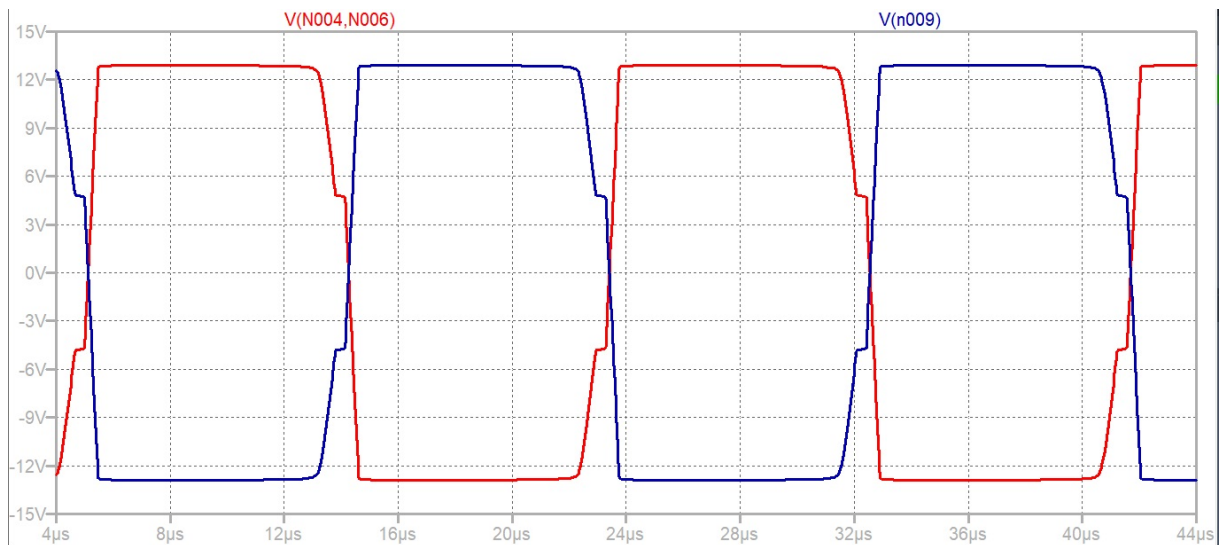
A tensão nos diodos zener pode ser vista na Figura 4.3.

Figura 4.1 – Simulação do Conversor Ressonante Auto-Oscilante.



Fonte: Autor.

Figura 4.3 – Tensão nos diodo Zener.



Fonte: Autor.

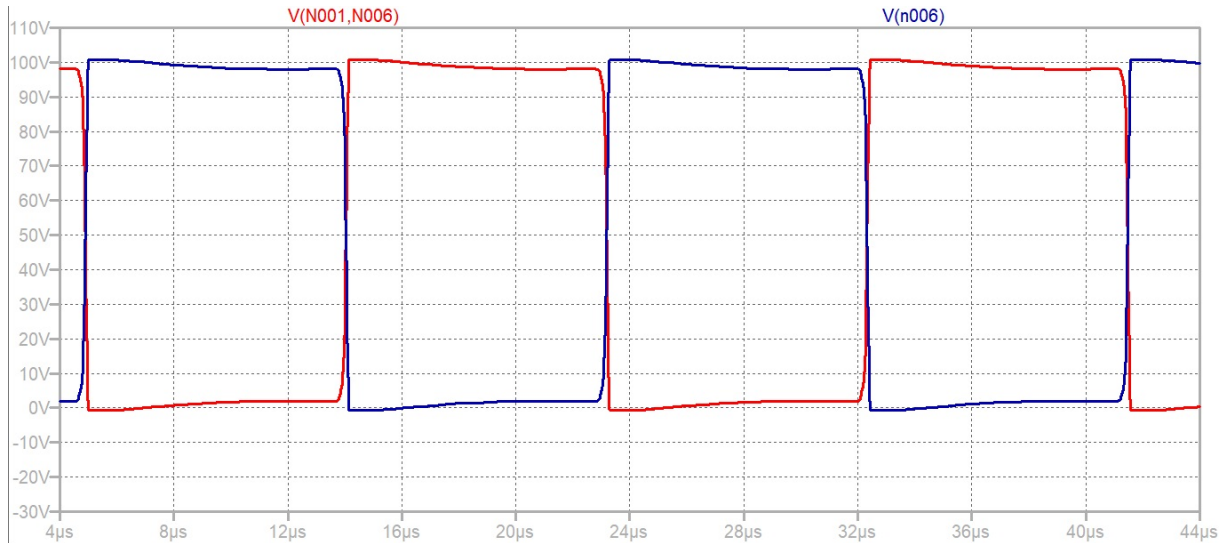
Linha vermelha é a tensão entre os diodos zener (D_{Z1} - D_{Z2});

Linha azul é a tensão entre os diodos zener (D_{Z3} - D_{Z4}).

Sendo verificado o ZVS é feita a medição da corrente do dreno do MOSFET S1 visto na Figura 4.4.

Na Figura 4.5 pode ser visto a corrente, tensão e potência da carga do circuito.

Figura 4.2 – Comutação em Tensão Zero (Zero Volt Switching - ZVS).

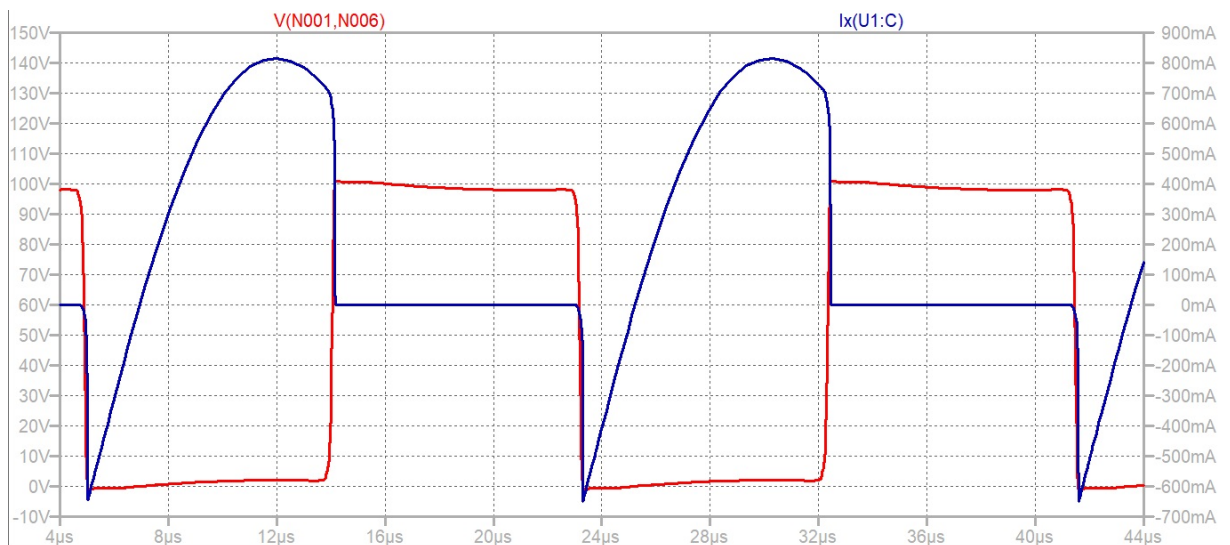


Fonte: Autor.

Linha vermelha é a tensão drain-source do MOSFET S1;

Linha azul é a tensão drain-source do MOSFET S2.

Figura 4.4 – Tensão Dreno-Source e corrente do Dreno no MOSFET S1.



Fonte: Autor.

Linha vermelha é a tensão drain-source do MOSFET S1;

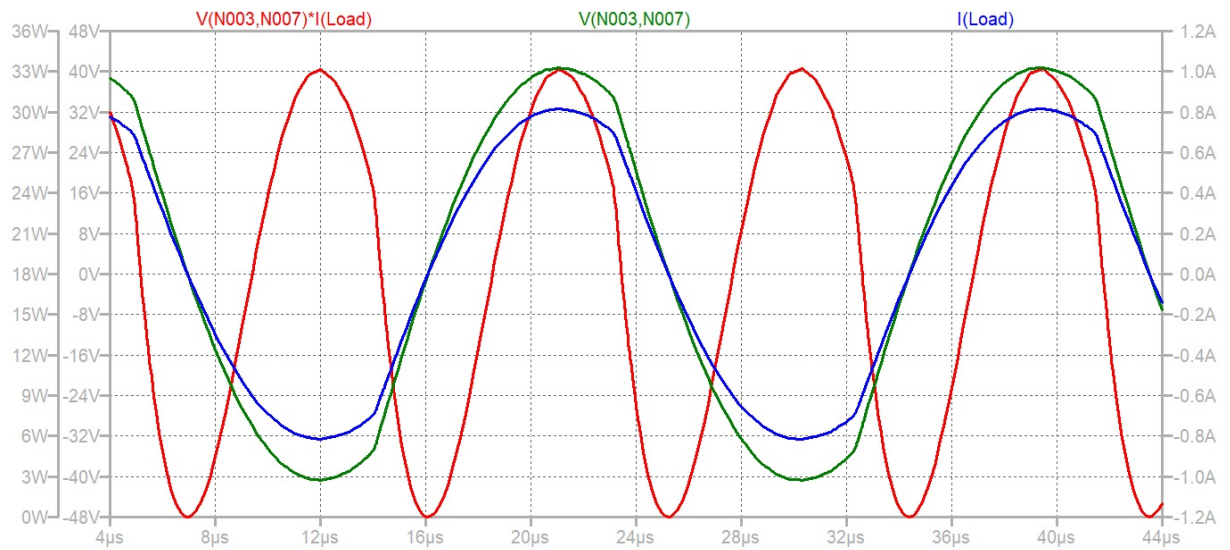
Linha azul é a Corrente no drain MOSFET S1.

4.2 LAYOUT, MONTAGEM E VALIDAÇÃO DO PROTÓTIPO

Para a validação do projeto e da simulação é feita a montagem do protótipo em uma protoboard, visto na Figura 4.6, para que o circuito possa ser testado antes da montagem final em uma placa de circuito impresso (PCB).

Sendo o circuito testado e validado, é feito o projeto da PCB em um software de design de circuitos impressos, para ser feito a soldagem e testes finais do conversor ressonante auto-oscilante. O Layout da placa projetada pode ser vista na Figura 4.7 e o protótipo

Figura 4.5 – Tensão, Corrente e Potência na Carga.



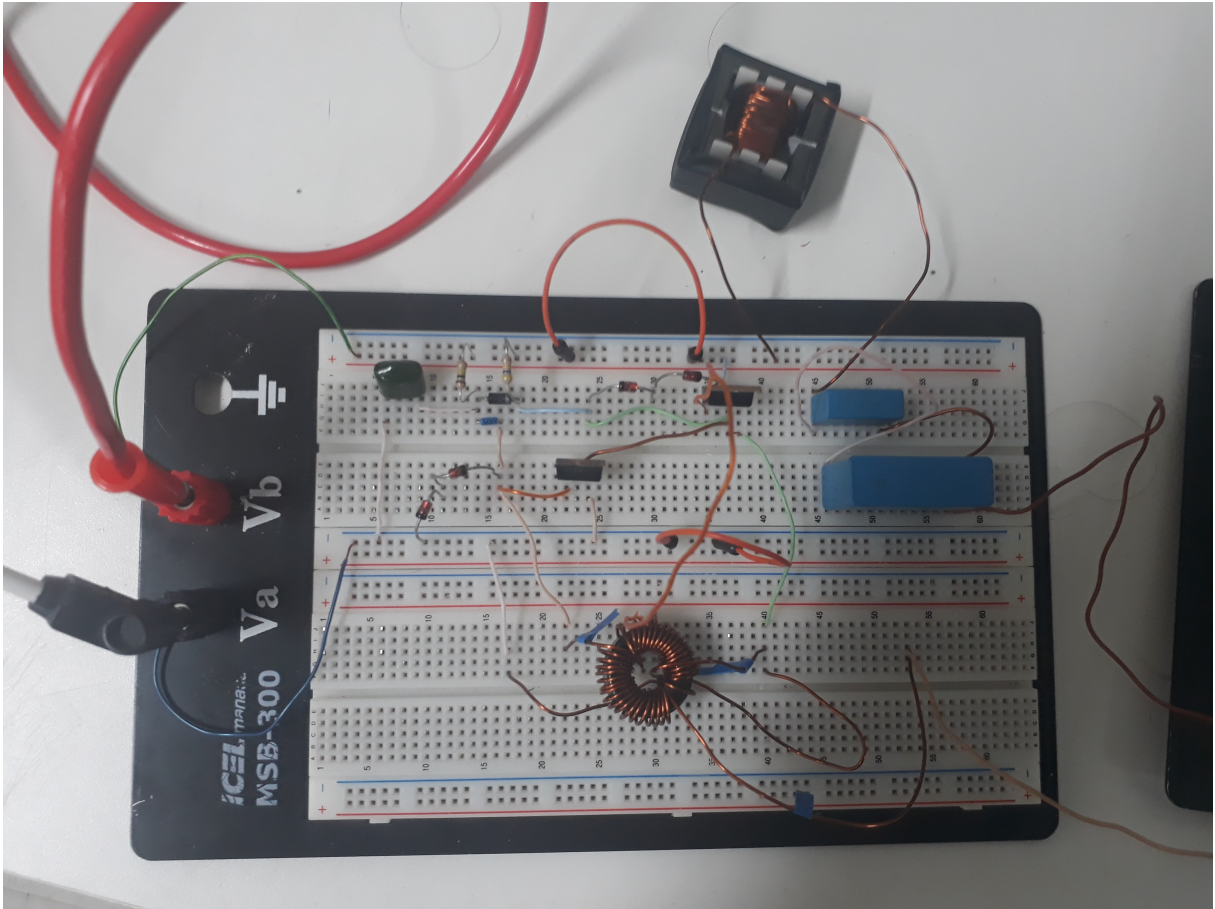
Fonte: Autor.

Linha Verde é a Tensão na Carga;
 Linha azul é a Corrente na Carga;
 Linha vermelha é a Potência na Carga.

da placa com os componentes soldados na Figura 4.8.

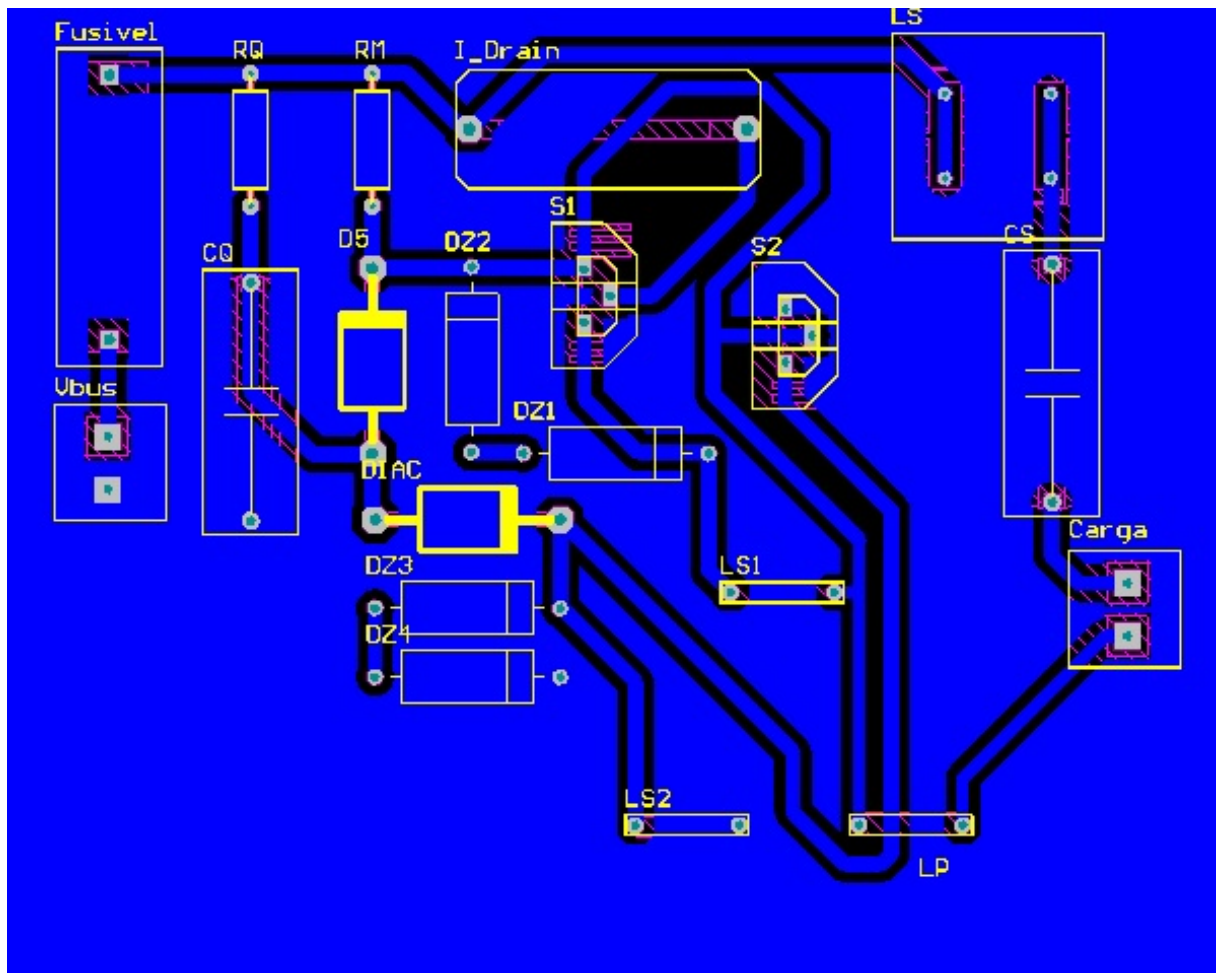
A tabela 4.1 são apresentados os parâmetros do protótipo final do conversor ressonante.

Figura 4.6 – Conversor Ressonante Montado na Protoboard.



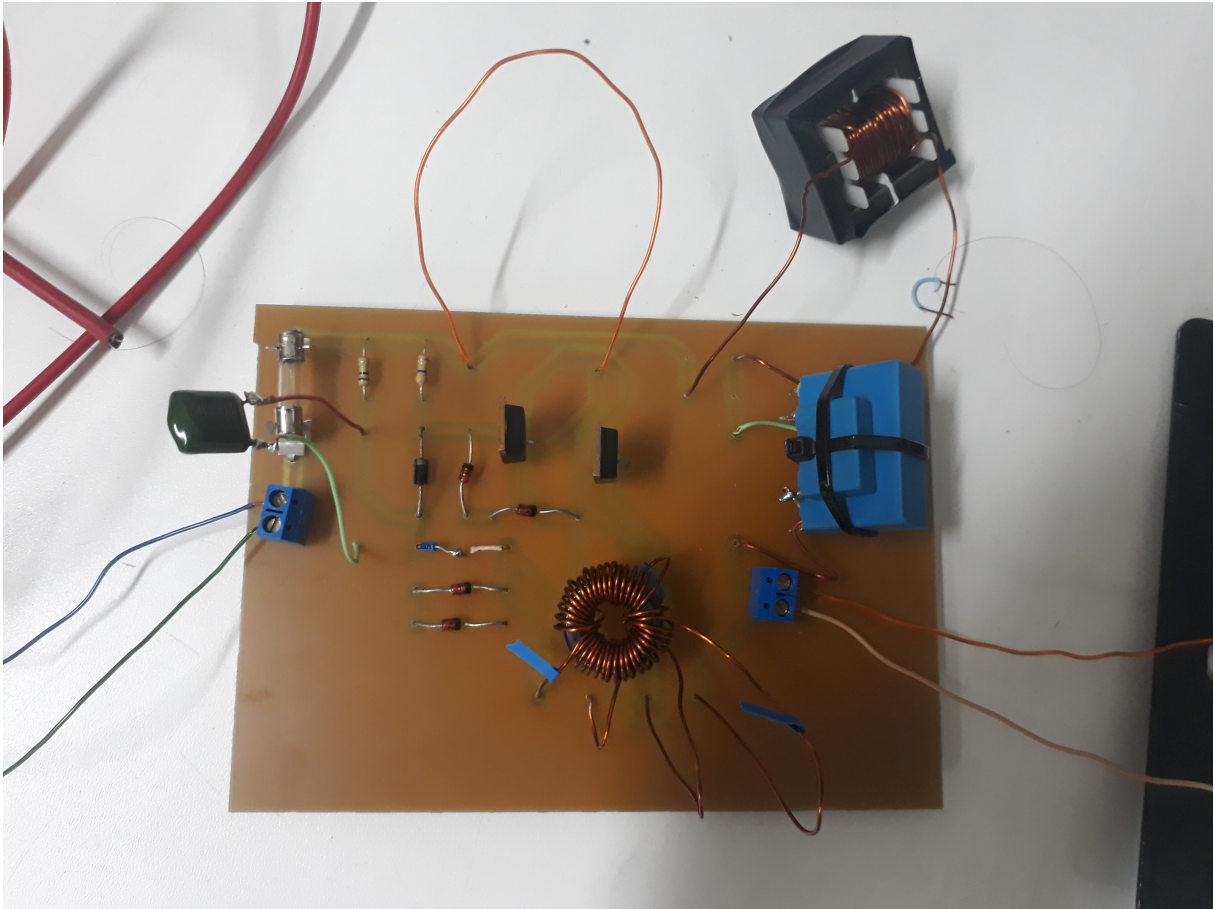
Fonte: Autor.

Figura 4.7 – Layout da Placa de Circuito Impresso.



Fonte: Autor.

Figura 4.8 – Protótipo do Conversor Ressonante Auto-Oscilante.

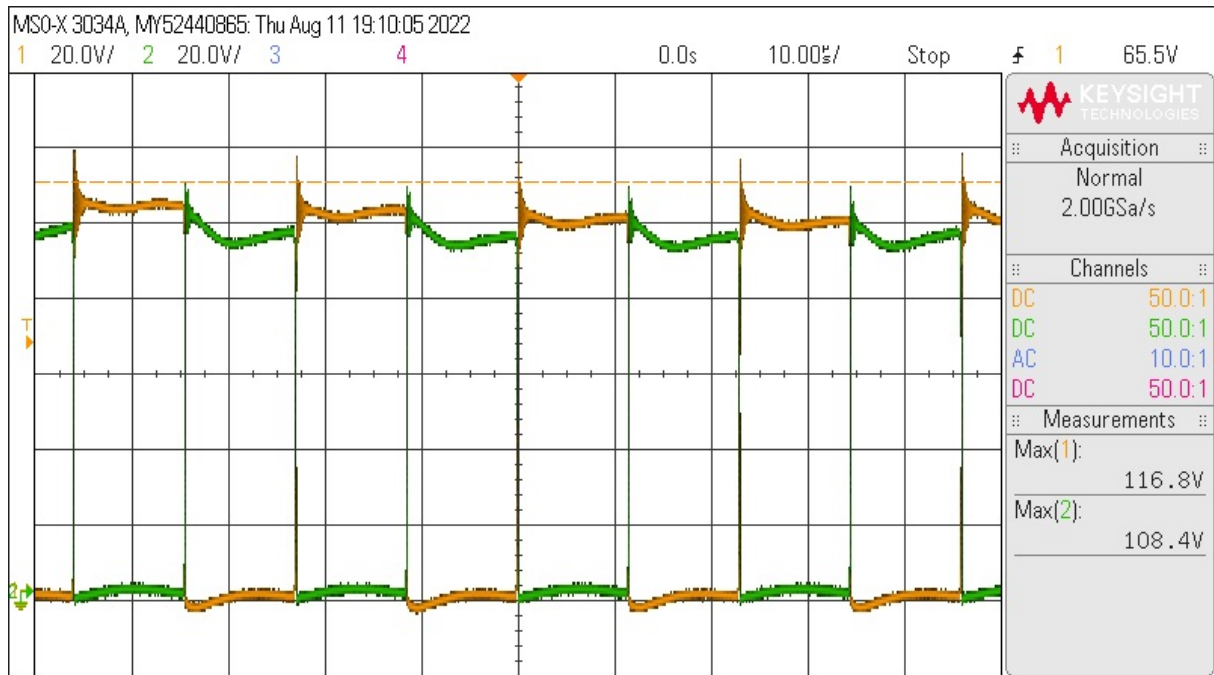


Fonte: Autor.

A seguir serão apresentados os dados obtidos nos testes realizados no protótipo do conversor ressonante auto-oscilante para a validação dos resultados.

Assim como foi feito na simulação é feita primeiramente a verificação do ZVS, isso pode ser verificado medindo os terminais de Drain-Source dos MOSFETs visto na Figura 4.9, ou medindo as tensões nos Diodos Zener visto na Figura 4.10.

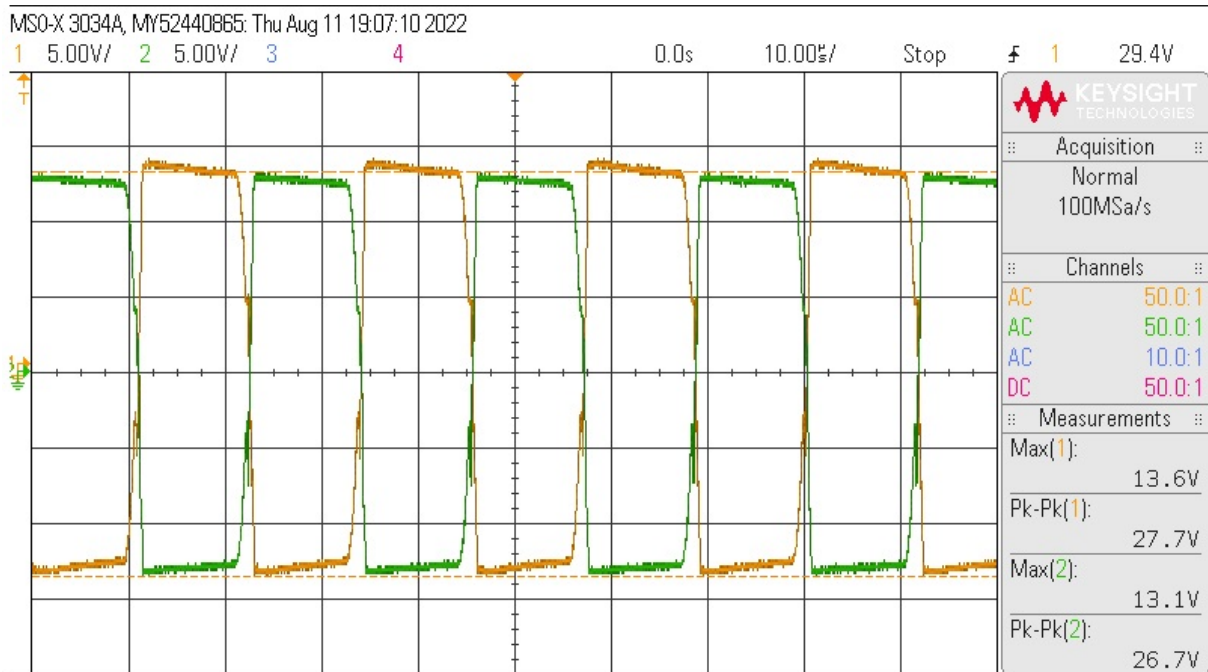
Figura 4.9 – Tensão Drain-Source dos MOSFETs.



Fonte: Autor.

Ch1: Tensão drain-source do MOSFET S1; 20V/div; 10 μ s /div;Ch2: Tensão drain-source do MOSFET S2; 20V/div; 10 μ s /div.

Figura 4.10 – Tensão nos Diodos Zener.



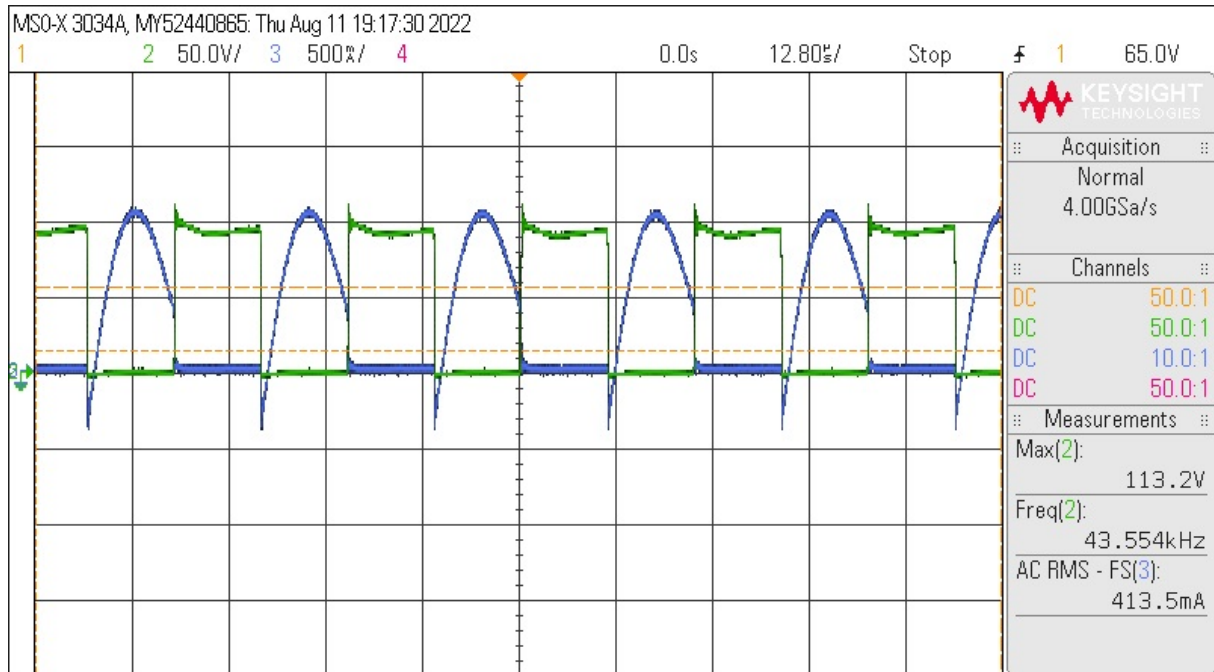
Fonte: Autor.

Ch1: Tensão nos diodos zener (D_{Z1} - D_{Z2}); 5V/div; 5 μ s /div;Ch2: Tensão nos diodos zener (D_{Z3} - D_{Z4}); 5V/div; 5 μ s /div.

Tendo sido verificado que o conversor está operando em ZVS, é feita a medida da

corrente do Drain do MOSFET S1, e também da tensão, corrente e potência da carga, essas medições estão representadas respectivamente nas Figura 4.11 e 4.12. Na Figura 4.11, é possível observar a uma defasagem entre a tensão e a corrente de aproximadamente 18° .

Figura 4.11 – Tensão Drain-Source e Corrente no Drain do MOSFET S1.

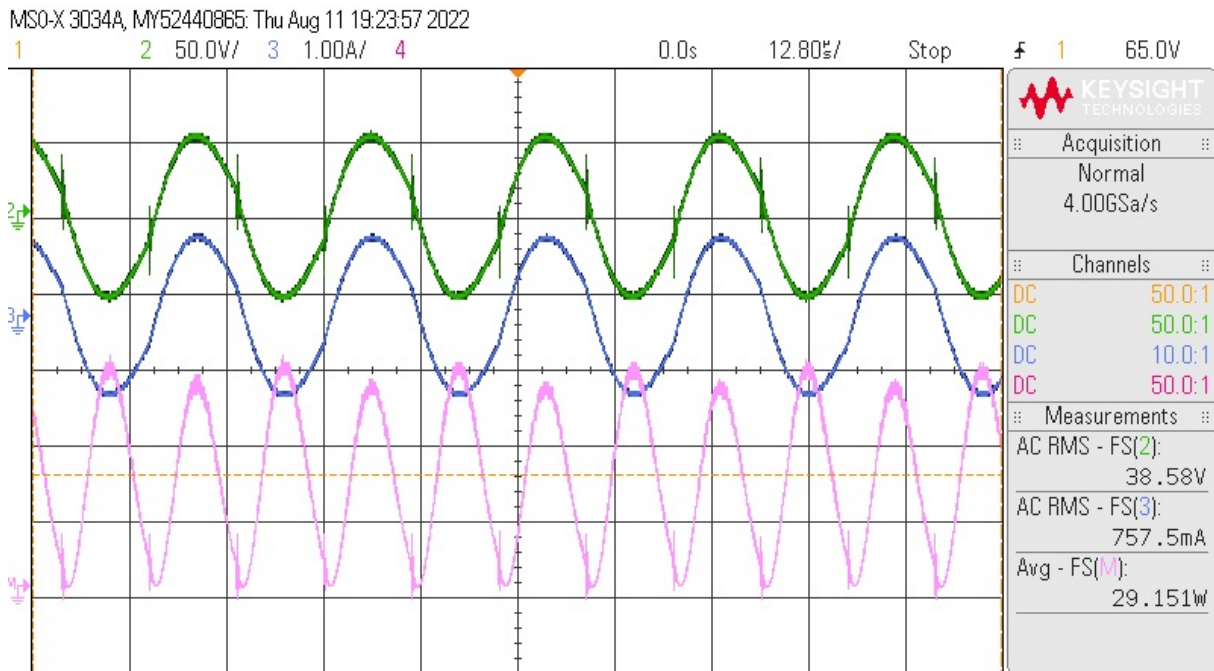


Fonte: Autor.

Ch2: Tensão drain-source do MOSFET S1; 50V/div; 12,80 μ s /div;

Ch3: Corrente do drain do MOSFET S1; 500mA/div; 12,80 μ s /div.

Figura 4.12 – Tensão, Corrente e Potência da Carga.



Fonte: Autor.

Ch2: Tensão da Carga; 50V/div; 12,80 μ s /div;

Ch3: Corrente da Carga; 1A/div; 12,80 μ s /div;

ChM: Potência da Carga 50W/div; 12,80 μ s /div.

Foi feita a comparação entre a potência de entrada e a potência de saída do conversor, isso foi feito para verificar a eficiência do protótipo, tendo sido observado uma eficiência de 88,54%.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou os resultados obtidos nas simulações do conversor e na implementação do protótipo na PCB.

Alguns fatores que podem impactar no funcionamento do circuito são, a não linearidade, tais como impedância e capacitâncias parasitas e interferências não previstas no projeto, no entanto para essa análise e projeto, esses elementos não foram considerados.

Com o auxílio das simulações foi possível comprovar e validar os cálculos efetuados nos capítulos 2 e 3, tendo sido obtidos os resultados esperados.

Em seguida foi feita a implementação prática do conversor em uma protoboard com o objetivo de validar os resultados utilizando componentes eletrônicos que apresentam um comportamento não ideal. Sendo verificado que os resultados foram consistentes, é desenvolvido um Layout de uma placa de circuito impresso para validação final do circuito.

Repetindo os testes feitos na protoboard na PCB, é possível notar que apesar da

variação resultante, causada pela diferença nos valores dos componentes utilizados entre a simulação e a prática, o conversor projetado mantém o funcionamento conforme o previsto.

Foi notado um leve aumento nas tensões drain-source dos MOSFETs e dos diodos zener e na corrente do drain dos MOSFETs, isso ocorre devido ao aumento de tensão no primário do TC que reflete no secundário e conseqüentemente nas chaves.

5 CONCLUSÃO

Os conversores ressonantes possuem um papel de destaque no campo da eletrônica de potência, tendo uma vasta aplicação em diversos tipos de sistemas, como visto neste trabalho em sistemas de iluminação artificial, em fontes renováveis de energia para a conversão de energia CC em CA, entre outros.

A montagem do conversor ressonante é relativamente simples, o que dificulta a sua implementação é a dificuldade da análise e do projeto deste tipo conversor com circuito de comando auto-oscilante, sendo mais complexa quando comparada aos conversores de comutação tradicional (Hard Switching). Neste âmbito, o presente trabalho apresentou o desenvolvimento matemático de projeto de um Conversor Ressonante Auto-Oscilante, sendo este validado por meio de simulações e posteriormente por um protótipo.

Através das simulações foi efetuada a validação prévia da metodologia e do desenvolvimento matemático, tendo sido comprovado o chaveamento em ZVS nos MOSFETs, ou seja, o circuito atingiu a auto-oscilação projetada.

Os testes experimentais realizado com o protótipo do conversor ressonante, tiveram algumas medições que apresentavam valores levemente alterados dos projetados, porém, isso se deve ao fator de não idealidade dos componentes eletrônicos e também da necessidade de substituição por componentes de valor comerciais. Outro motivo para essa variação nas medições, pode ser devido a não linearidade, tais como impedância e capacitâncias parasitas e interferências não previstas no projeto, no entanto para essa análise e projeto, esses elementos não foram considerados. Portanto as medições feitas foram dentro dos parâmetros esperados, tendo uma variações aceitáveis.

Em trabalhos futuros seria feita uma nova análise sendo consideradas as interferências ignoradas neste trabalho, destacando que quando estudadas e modeladas de forma correta, podem ser inseridas no desenvolvimento e equacionamento do projeto.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ARRABAÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. Conversores de energia elétrica cc/cc para aplicações em eletrônica de potência: conceitos, metodologia de análise e simulação. **São Paulo: Érica**, 2013.

'ARRABAÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. **Eletrônica de potência: conversores de energia (CA/CC): teoria, prática e simulação**. [S.l.]: Saraiva Educação SA, 2016.

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. **Documento Interno (INEP-2002)**, 2002.

BEZERRA ERICK C.; TEIXEIRA, G. P. R. M. F. M. G. C. **Conversão de Energia**. [S.l.]: Grupo A, 2018.

BOWERS, B. Historical review of artificial light sources. **IEE Proceedings A (Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, Reviews)**, IET, v. 127, n. 3, p. 127–133, 1980.

BUCHANAN, E. E.; MILLER, E. J. Resonant switching power conversion technique. In: **1975 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1975. p. 188–193.

CANABARRO, G. S. Abordagem no domínio do tempo de um conversor ressonante auto-oscilante. Universidade Federal de Santa Maria, 2019.

EDISON, T. Electric lamp. **US223898A**, 1879.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

HEWITT, P. C. **Gas or vapor electric apparatus**. [S.l.]: Google Patents, 1904. US Patent 770,233.

IRWIN, D. J.; NELMS, R. M. **Análise Básica de Circuitos Para Engenharia**. [S.l.]: Grupo Gen-LTC, 2000.

JR, W. H. H.; KEMMERLY, J. E.; DURBIN, S. M. **Análise de Circuitos em Engenharia-8**. [S.l.]: AMGH Editora, 2014.

KOVAC, J.; PETERNAI, L.; LENGYEL, O. Advanced light emitting diodes structures for optoelectronic applications. **Thin Solid Films**, Elsevier, v. 433, n. 1-2, p. 22–26, 2003.

LIU, K.-H.; ORUGANTI, R.; LEE, F. C. Resonant switches - topologies and characteristics. In: **1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1985. p. 106–116.

MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. General properties and synthesis of pwm dc-to-dc converters. In: **20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1989. p. 515–525 vol.2.

MCLYMAN, C. W. T. Transformer and inductor desing handbook. **USA**, 2004.

MENKE, M. F. et al. Improved design considerations for a self-oscillating resonant converter. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

MOHAN, N. **Eletrônica de potência: curso introdutório**. [S.l.]: Grupo Gen-LTC, 2000.

NAHVI, M.; EDMINISTER, J. A. **Circuitos Elétricos-5**. [S.l.]: Bookman Editora, 2014.

ROSA, W. G. d. et al. Metodologia de projeto de um inversor ressonante auto-oscilante operando em alta frequência para aplicações a led. Universidade Federal de Santa Maria, 2019.

ROSA, W. Guidolin da et al. Design approach for a self-oscillating resonant converter operating in high frequency for led applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 3, p. 1154–1165, 2018.

SCHUBERT, E. **Light Emitting Diodes Cambridge University**. [S.l.]: London, 2006.

SCHWARZ, F. A method of resonant current pulse modulation for power converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation**, IECI-17, n. 3, p. 209–221, 1970.

SEIDEL, A. R.; BISOGNO, F. E.; PRADO, R. N. do. A design methodology for a self-oscillating electronic ballast. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 6, p. 1524–1533, 2007.

U.S.D.O.E. Multi-year program plan fy09-fy15–solid-state lighting research and development [s.l.: s.n.]. **Disponível em** <https://www1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/ssl_mypp2009_web.pdf>. **Acesso em: 4 jul. 2022**, 2009.

'U.S.D.O.E. **Solid-State Lighting Research and Development Multi-Year Program Plan**. [S.l.]: US Department of Energy Washington, DC, 2014.

U.S.D.O.E. Multi-year program plan -solid-state lighting research and development [s.l.: s.n.]. **Disponível em** <https://www.researchgate.net/publication/320336172_2017_DOE_SSL_RD_Plan>. **Acesso em: 4 jul. 2022**, 2017.

ZUKAUSKAS A.; SHUR, M. S. C. R. **Introduction to Solid-State Light. 1. ed.** [S.l.]: Nova York: John Wiley Sons, 2002.