

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

Marcelo Santos da Costa

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR *HALF-BRIDGE*
RESSONANTE LLC PARA O ACIONAMENTO DE LEDS UV-C E
APLICAÇÃO EM AÇÃO GERMICIDA**

Santa Maria, RS
2023

Marcelo Santos da Costa

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR *HALF-BRIDGE* RESSONANTE LLC PARA
O ACIONAMENTO DE LEDS UV-C E APLICAÇÃO EM AÇÃO GERMICIDA**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de energia elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Álysson Raniere Seidel

Santa Maria, RS
2023

da Costa, Marcelo Santos
Desenvolvimento de um conversor meia-ponte ressonante
LLC para o acionamento de LEDs UV-C / Marcelo Santos da
Costa.- 2023.
150 p.; 30 cm

Orientador: Alysson Raniere Seidel
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2023

1. Conversores Ressonantes 2. LEDs 3. Radiação
ultravioleta 4. Ação Germicida 5. LLC I. Raniere Seidel,
Alysson II. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

Declaro, MARCELO SANTOS DA COSTA, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Dissertação) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Marcelo Santos da Costa

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR *HALF-BRIDGE* RESSONANTE LLC PARA
O ACIONAMENTO DE LEDS UV-C E APLICAÇÃO EM AÇÃO GERMICIDA**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de energia elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 21 de agosto de 2023:

**Álysson Raniere Seidel, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)**

Guilherme Vieira Hollweg, Dr. (University of Michigan) (videoconferência)

André Passaglia Schuch, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2023

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Ivanir e Luiz Carlos e ao meu filho, Leonardo, por todo o amor e carinho dedicados para alcançar meus objetivos. Obrigado sempre.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, Luiz e Ivanir, por todo suporte amor carinho e conselhos e ensinamentos que estarão comigo por em toda minha vida amo vocês. Ao meu filho, Leonardo por estar presente na minha vida, trazendo alegrias, mostrando a vida de um ponto de vista diferente e procurando ser o melhor para você.

Ao professor e orientador Álysson Raniere Seidel, pela orientação conhecimentos transmitidos que contribuíram para o meu crescimento pessoal e profissional, meu muito obrigado.

Aos professores Rodrigo Varella Tambara e Maikel Fernando Menke por todo o apoio, contribuições e conhecimento transmitido neste trabalho, meu muito obrigado.

Ao doutorando do Programa de Pós-graduação em Ciências Biológicas, Cassiano Ricardo Schavinski, por auxiliar e realizar todos os procedimentos técnicos nos testes biológicos realizados e também ao Laboratório de Fotobiologia da UFSM, meu muito obrigado.

Aos colegas e professores do Grupo de Pesquisa e desenvolvimento em Sistemas Elétricos e computacionais, (GSEC), pelo ambiente de trabalho e contribuições. Em especial aos colegas de grupo João Pedro Cipriani, Giancarlo Dáros, Conrado Gomes, Lucas Ilha e Pablo Winkelmann.

A Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) e ao Colégio Técnico Industrial de Santa Maria (CTISM), pelo suporte e estrutura que viabilizaram a minha formação acadêmica.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pelo quadro pessoal e apoio fundamental para a consolidação do mestrado.

O meu especial agradecimento aos membros da banca examinadora, Guilherme Vieira pela participação e pelas valiosas contribuições na melhoria deste trabalho.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior Brasil (CAPES/PROEX) Código de Financiamento 001.

E a todos que direta ou indiretamente contribuíram para este trabalho.

Tanto para o menor como para o maior há coisas que só podem ser realizadas uma vez, e neste feito seu coração repousará.

(TOLKIEN, 1977, p. 46)

RESUMO

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR *HALF-BRIDGE* RESSONANTE LLC PARA O ACIONAMENTO DE LEDS UV-C E APLICAÇÃO EM AÇÃO GERMICIDA

AUTOR: Marcelo Santos da Costa
Orientador: Álysson Raniere Seidel

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um sistema de desinfecção baseado em diodos emissores de luz (LEDs) do tipo UV-C. A motivação do trabalho é a concepção de um sistema de desinfecção através da radiação ultravioleta para objetos e superfícies para a eliminação de diferentes fungos, bactérias e vírus. Os LEDs são utilizados devido seu comprimento de onda, particularmente dentro da faixa de maior potencial genotóxico, de 260 a 280 nm e também devido as suas características de construção, sua longa vida útil, baixo consumo de energia e volume pequeno. Para mensurar a intensidade e comprovar a sua eficiência foi utilizado um sistema de monitoramento através de sensores que atestam que o sistema entrega verdadeiramente as grandezas necessárias para realizar a ação germicida, para a eliminação de diferentes patógenos. O acionamento dos LEDs UV-C foi realizado através de um conversor *Half-Bridge* ressonante LLC, com potência de saída de 40 W. Buscou-se uma operação em comutação suave dos interruptores (ZVS) em diferentes faixas de frequência. Para o controle da corrente do arranjo de LEDs, foi projetado um controlador proporcional integral (PI). A modelagem do conversor foi realizada baseada na metodologia da função descritiva estendida, levando em conta o modelo linear por partes do LED. Além do projeto do conversor e todo seu sistema de controle, foram realizados testes biológicos em alguns tipos bactérias com diferentes medidas para comprovação da eficácia na ação germicida do LED.

Palavras-chave: Diodos Emissores de Luz. Ação Germicida; Conversores Ressonantes; Radiação Ultravioleta,

ABSTRACT

DEVELOPMENT OF A HALF-BRIDGE LLC RESONANT CONVERTER FOR DRIVING UV-C LEDS AND GERMICIDAL ACTION APPLICATION

AUTHOR: Marcelo Santos da Costa
ADVISOR: Álysson Raniere Seidel

This master's dissertation presents the development of a disinfection system based on UV-C (ultraviolet type C), light-emitting diodes (LEDs). The motivation behind this work is to conceive a disinfection system using ultraviolet radiation for objects and surfaces in order to eliminate various fungi, bacteria, and viruses. LEDs are used due to their wavelength, particularly within the range of higher genotoxic potential, from 260 to 280 nm, as well as their construction characteristics, long lifespan, low power consumption, and small size. To measure the intensity and verify its efficiency, a monitoring system using sensors was employed to ensure that the system truly delivers the necessary magnitudes for germicidal action to eliminate different pathogens. The UV-C LEDs were driven by a resonant LLC half-bridge converter with an output power of 40 W. Zero Voltage Switching (ZVS), of the switches was sought at different frequency ranges. To control the current of the LED array, a proportional-integral (PI) controller was designed. The converter dynamic modeling was based on the extended descriptive function methodology, taking into account the piecewise linear (PWL) model of the LED. Additionally, the converter design and its entire control system were implemented. Biological tests were conducted on various types of bacteria with different measurements to verify the effectiveness of the LED germicidal action.

Keywords: Light Emitting Diodes (LEDs) - Germicidal Action; Resonant Converters; Ultraviolet Radiation

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Efeitos do UVR no DNA.	31
Figura 2 – Lâmpada de vapor de mercúrio de baixa pressão.	32
Figura 3 – Espectro típico da lâmpada de mercúrio de baixa pressão de 254 nm.	32
Figura 4 – Lâmpada de Xênon.	33
Figura 5 – Espectro da lâmpada de Xênon.	33
Figura 6 – Lâmpada de Excimer.	34
Figura 7 – Formas de onda do comprimento de onda da lâmpada de Excimer.	34
Figura 8 – LED UV-C modelo KL265-50U-SM-WD.	35
Figura 9 – Comprimento de onda LED UV-C.	35
Figura 10 – Gráfico de desenvolvimento dos LEDs UV-C comparados com os LEDs de iluminação.	36
Figura 11 – Processo de emissão de luz no LED.	37
Figura 12 – Espectro de radiação de luz visível.	37
Figura 13 – Espectro de radiação ultravioleta.	38
Figura 14 – Exemplificação da Irradiância sobre uma superfície plana.	39
Figura 15 – Dose UV.	40
Figura 16 – Responsividade em função do comprimento de onda.	43
Figura 17 – Perspectivas da câmara de testes	45
Figura 18 – Perspectivas da câmara de testes implementada	46
Figura 19 – Arranjo de LEDs	46
Figura 20 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 500 mA nos LEDs).	48
Figura 21 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 375 mA nos LEDs).	49
Figura 22 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 250 mA nos LEDs).	49
Figura 23 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 125 mA nos LEDs).	49
Figura 24 – Irradiância em função da distância.	50
Figura 25 – Dose UV em função da distância.	52
Figura 26 – Dose UV em função do tempo para diferentes distâncias.	52
Figura 27 – Doses necessárias para se obter uma inativação do 99,99% para certos microrganismos	53
Figura 28 – Modelo experimental.	56
Figura 29 – Curva do modelo PWL comparada ao circuito experimental	57
Figura 30 – Curva do modelo MPWL	57

Figura 31 – Organograma de tipos de <i>drivers</i> para LED	60
Figura 32 – Estrutura CA/CC de estágio único S1A.	60
Figura 33 – Estrutura CA/CC de estágio único S1B.	61
Figura 34 – Estrutura CA/CC de múltiplos estágios com dois estágios independentes S2A.	62
Figura 35 – Estrutura CA/CC de múltiplos estágios com três estágios independentes S3A.	63
Figura 36 – Estrutura CA/CC de múltiplos estágios com estágios integrados S1C.	64
Figura 37 – Diagrama de Blocos de uma Topologia Ressonante	66
Figura 38 – Filtros ressonantes (a) LC série, (b) LC paralelo, (c) LCC e (d) LLC	70
Figura 39 – Circuito esquemático do conversor <i>Half-Bridge</i> LLC	73
Figura 40 – Circuito equivalente do conversor LLC	74
Figura 41 – Formas de onda equivalente e definição de R_{ac} para operação na frequên- cia de ressonância.	75
Figura 42 – Ganho de corrente pra $L_n=3$	77
Figura 43 – Ganho de corrente pra $L_n=2$	78
Figura 44 – Ganho de corrente pra $L_n=10$	78
Figura 45 – Análise gráfica da corrente eficaz no filtro e no secundário do transforma- dor em função do tempo morto.	81
Figura 46 – Esquemático da simulação	83
Figura 47 – Corrente de Saída I_{LED} com tensão de barramento, V_{BUS} nominal	83
Figura 48 – Tensão dreno-source V_{ab} e corrente de dreno, I_{S2} com V_{BUS} nominal	84
Figura 49 – Tensão de saída V_{OUT} com tensão de barramento V_{BUS} nominal	84
Figura 50 – Corrente de saída I_{LED} mínimo, com tensão de entrada V_{BUS} nominal	85
Figura 51 – Corrente de saída I_{LED} mínimo, com tensão de entrada V_{BUS} nominal	85
Figura 52 – Corrente de saída I_{LED} nominal, com tensão de entrada V_{BUS} mínimo	86
Figura 53 – Tensão dreno-source V_{ab} e corrente de dreno I_{S2} em S2 para V_{BUS} mínimo	86
Figura 54 – Corrente de saída I_{LED} mínima, com tensão de entrada V_{BUS} mínimo	86
Figura 55 – Tensão dreno-source V_{ab} e corrente de dreno I_{S2} em S ₂ para V_{BUS} mínimo	87
Figura 56 – Corrente de saída I_{LED} nominal, com tensão de entrada V_{BUS} máxima	87
Figura 57 – Tensão V_{ab} , dreno-source e I_{S2} corrente de dreno em V_{BUS} máximo	88
Figura 58 – Corrente de saída I_{LED} nominal, com tensão de entrada V_{BUS} máxima	88
Figura 59 – Tensão V_{ab} , dreno-source e I_{S2} corrente de dreno em V_{BUS} máximo	88
Figura 60 – Diagrama de Bode da FT $G_p(s)$ e $G_{pr}(s)$	95
Figura 61 – Diagrama de Bode da FT $G_{i\omega}(s)$	95
Figura 62 – Resposta dinâmica da corrente dos LEDs com distúrbios na frequência de operação - 100 Hz e -50 Hz	96
Figura 63 – Resposta dinâmica da corrente dos LEDs com distúrbios na frequência de operação -800 Hz	96

Figura 64 – Esquemático do circuito do conversor LLC implementado.	97
Figura 65 – Diagrama da função de transferência de corrente de controle para saída, para o sistema compensado e não compensado no plano w.	99
Figura 66 – Resposta ao degrau do conversor LLC.	99
Figura 67 – Setup de testes	101
Figura 68 – Formas de onda experimentais de operação do LLC em malha aberta com V_{BUS} de 400 V e I_{LED} nominal	103
Figura 69 – Formas de onda experimentais de operação do LLC em malha aberta com V_{BUS} de 400 V e I_{LED} 207 mA	103
Figura 70 – Formas de onda experimentais de operação do LLC em malha aberta com V_{BUS} de 380 V e I_{LED} 500 mA	104
Figura 71 – <i>Step</i> na corrente de referência de 100 mA para 500 mA	106
Figura 72 – <i>Step</i> na corrente de referência de 500 mA para 250 mA	107
Figura 73 – <i>Step</i> em V_{BUS} de 400 para 420 V	108
Figura 74 – <i>Step</i> em V_{BUS} de 400 para 380 V	109
Figura 75 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 400 V_{BUS} e corrente nominal.	110
Figura 76 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 400 V_{BUS} e corrente mínima.	110
Figura 77 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 420 V_{BUS} e corrente nominal.	111
Figura 78 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 420 V_{BUS} e corrente mínima.	111
Figura 79 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 380 V_{BUS} e corrente nominal.	112
Figura 80 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 380 V_{BUS} e corrente mínima.	112
Figura 81 – Placas de Petri da bactéria <i>Klebsiella pneumoniae</i> em diferentes D_{UV}	117
Figura 82 – Placas de Petri da bactéria <i>Staphylococcus aureus</i> em diferentes D_{UV} ...	118
Figura 83 – Taxa de inativação em função da D_{UV} <i>Klebsiella pneumoniae</i> e <i>Staphylo-</i> <i>coccus aureus</i>	118
Figura 84 – Taxa de sobrevivência em função da D_{UV} <i>Klebsiella pneumoniae</i> e <i>Staphy-</i> <i>lococcus aureus</i>	118
Figura 85 – Amostras do vetor plasmidial <i>pCMUT</i>	119
Figura 86 – Placa de Petri com o gradiente de D_{UV} aplicadas na amostra	119
Figura 87 – Determinação enzimática de lesões de DNA <i>in vitro</i> no vetor plasmidial <i>pCMUT</i> induzidas por um gradiente de dose de radiação UV-C (0, 5, 10, 25 e 50J/m ² , sendo 300 J/m ² o controle positivo)	119
Figura 88 – Circuito equivalente do conversor LLC	129

Figura 89 – Representação da placa de comando	143
Figura 90 – Conversor LLC implementado	144
Figura 91 – Circuito esquemático	144
Figura 92 – Testes de bancada	145
Figura 93 – <i>Design</i> da <i>PCB</i>	145
Figura 94 – <i>PCB</i> implementada com o sensor <i>GUVCL-T21GH</i>	145
Figura 95 – Sensor em testes realizando medidas radiométricas	146

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Tipos de onda UV	26
TABELA 2 – Parâmetros do sensor <i>GUVCL-T21GH</i>	43
TABELA 3 – Calibração sensor <i>GUVCL-T21GH</i>	44
TABELA 4 – Irradiância UV $I_{LED} = 500$ mA	47
TABELA 5 – Irradiância UV $I_{LED} = 375$ mA	47
TABELA 6 – Irradiância UV $I_{LED} = 250$ mA	47
TABELA 7 – Irradiância UV $I_{LED} = 125$ mA	47
TABELA 8 – Dose em função da distância em um tempo de 10 s.....	50
TABELA 9 – Dose em função da distância em um tempo de 30 s.....	51
TABELA 10 – Dose em função da distância em um tempo de 60 s	51
TABELA 11 – Dose em função da distância em um tempo de 180 s.....	51
TABELA 12 – Especificações do projeto	80
TABELA 13 – Valores de frequência de comutação e corrente calculados e alcançados em simulação	89
TABELA 14 – Parâmetros do conversor LLC	94
TABELA 15 – Parâmetros e componentes do conversor LLC.....	102
TABELA 16 – Valores de frequência de comutação e corrente dos LEDs: teóricos, simulados e experimentais	104
TABELA 17 – Dados da bactéria <i>Klebsiella pneumoniae</i>	115
TABELA 18 – Dados da bactéria <i>Staphylococcus aureus</i>	116
TABELA 19 – Taxa de inativação <i>Klebsiella pneumoniae</i>	116
TABELA 20 – Taxa de sobrevivência <i>Klebsiella pneumoniae</i> (%)	117
TABELA 21 – Taxa de inativação <i>Staphylococcus aureus</i>	117
TABELA 22 – Taxa de Sobrevivência <i>Staphylococcus aureus</i>	117
TABELA 23 – Parâmetros dos componentes para o projeto	139
TABELA 24 – Diâmetro dos Cabos	140

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	ASPECTOS GERAIS.....	25
1.2	OBJETIVOS E ORGANIZAÇÃO	26
1.2.1	Objetivo Geral	26
1.2.2	Objetivos específicos	27
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	27
2	ASPECTOS FÍSICOS E BIOLÓGICOS DA RADIAÇÃO ULTRAVIOLETA	29
2.1	INTRODUÇÃO.....	29
2.2	REVISÃO BIOLÓGICA	29
2.3	FONTES DE IRRADIAÇÃO UV	31
2.3.1	Lâmpada de vapor de mercúrio	31
2.3.2	Lâmpada de Xênon pulsada	32
2.3.3	Lâmpada de Excimer	33
2.3.4	Diodos emissores de luz (LEDs)	34
2.4	RADIOMETRIA ULTRAVIOLETA	38
2.4.1	Irradiância UV	38
2.4.2	Dose ou Fluência	39
2.4.3	Transmitância UV	40
2.4.4	Refletividade	41
2.4.5	Absorbância	41
2.5	SENSORES UV	42
2.5.1	Testes de calibração	43
2.5.2	Câmara de testes	44
2.5.2.1	Testes de medidas radiométricas	45
2.5.3	Dose UV Requeridas	51
2.5.4	Conclusão	53
3	TOPOLOGIAS DE CONVERSORES PARA O ACIONAMENTO DE LEDS	55
3.1	INTRODUÇÃO.....	55
3.1.1	Modelo elétrico do LED	56
3.2	ACIONAMENTO DE LEDS	58
3.2.1	Estrutura de <i>drivers</i> para acionamento de LEDs	58
3.2.1.1	Estruturas Passivas	59
3.2.1.2	Estruturas Ativas	59
3.2.2	Estágio único	59
3.2.3	Estágios múltiplos	61
3.2.3.1	Estágios múltiplos independentes	61

3.2.3.2	Estágios múltiplos integrados.....	62
3.2.4	Topologias clássicas	63
3.2.4.1	Conversores não isolados	63
3.2.4.2	Conversores Isolados	65
3.2.4.3	Circuitos integrados dedicados	65
3.3	CONVERSORES RESSONANTES	66
3.3.1	Análise de conversores ressonantes.....	66
3.4	TOPOLOGIAS DE FILTROS RESSONANTES	69
3.5	CONCLUSÃO.....	70
4	CONVERSOR <i>HALF-BRIDGE</i> RESSONANTE LLC	73
4.1	INTRODUÇÃO.....	73
4.2	ANÁLISE DO CONVERSOR	73
4.2.1	Ganho de tensão	75
4.2.2	Ganho de corrente	77
4.3	PROJETO DO CONVERSOR <i>HALF-BRIDGE</i> RESSONANTE LLC.....	79
4.3.1	Relação de transformação	80
4.3.2	Indutância magnetizante e tempo morto.....	80
4.3.3	Fator de Indutância e Fator de Qualidade	81
4.3.4	Indutância série e Capacitor série	82
4.3.5	Capacitor de saída	82
4.4	SIMULAÇÕES EM MALHA ABERTA.....	83
4.5	CONCLUSÃO.....	89
5	MODELAGEM DINÂMICA E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR RESSONANTE LLC.....	91
5.1	INTRODUÇÃO.....	91
5.1.1	Representação do modelo de pequenos sinais em espaço de estados	92
5.1.2	Função de transferência do conversor LLC	93
5.2	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE	96
5.2.1	Controle discreto.....	98
5.3	CONCLUSÃO.....	99
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
6.1	INTRODUÇÃO.....	101
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA ABERTA.....	102
6.2.1	Degrau em I_{LED} e V_{BUS}	105
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA FECHADA	108
6.4	CONCLUSÃO.....	109
7	RESULTADOS DE TESTES BIOLÓGICOS.....	113
7.1	INTRODUÇÃO.....	113
7.2	TESTES EM BACTÉRIAS	113

7.3	QUANTIFICAÇÃO DE LESÕES DE DNA.....	118
7.4	CONCLUSÃO.....	120
8	CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS.....	121
8.1	CONCLUSÕES FINAIS.....	121
8.2	TRABALHOS FUTUROS.....	121
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	123
	ANEXO A – EQUAÇÕES NÃO LINEARES DE ESPAÇO DE ESTADOS.....	129
	ANEXO B – PROJETO DOS MAGNÉTICOS.....	139
	ANEXO C – SETUP EXPERIMENTAL.....	143

1 INTRODUÇÃO

1.1 ASPECTOS GERAIS

A pandemia *SARS-COV 19*, Covid-19, durante os anos de 2020 a 2022 vitimou milhões de pessoas. Além de causar prejuízos na economia e no dia a dia de toda a população mundial. Como uma das formas de contágio pela doença é através do toque e da manipulação de objetos ou superfícies contaminadas, o interesse e a demanda por métodos e sistemas de desinfecção, cresceu de maneira exponencial. Atualmente os métodos de purificação ou ação germicida mais utilizados são baseados em grande parte por substâncias químicas que podem causar danos e prejuízos a equipamentos. Também deve-se destacar que a radiação UV-C, pode ser prejudicial aos seres humanos, quando em contato com a pele, podem causar irritações ou até mesmo ferimentos além de também causarem possíveis lesões na visão.

Buscando uma alternativa de métodos de desinfecção rápida e segura para o ser humano durante a pandemia, a utilização de radiação ultravioleta (UVR), tornou-se uma das alternativas mais viáveis para ser utilizada com este propósito, tanto pela variedade de dispositivos que são utilizados para a emissão da radiação como pelas suas diversas formas de implementação e pela diferente gama de fontes.

A irradiação ultravioleta germicida, *Ultraviolet Germicidal Irradiation* (UVGI), emprega ondas com comprimento de 200 a 280 nm e pode ser utilizada para a desinfecção de superfícies, objetos, além do combate a vírus, bactérias, fungos e diversos microrganismos. A utilização do termo UVGI foi adotado pelo *International Commission on Illumination* (CIE) e posteriormente adotado também pelo *Center for Disease Control and Prevention* (KOWALSKI, 2009) (KOUTCHMA, 2019).

A UVR pode ser dividida em três tipos UV-A, UV-B e UV-C, com diferentes comprimentos de onda. As ondas do tipo UV-A tem comprimento de 320-400 nm, as do tipo UV-B de 280-320 nm e as ondas UV-C de 200-280 nm. Ainda, existem também ondas do tipo *Vacuum Ultraviolet*, (VUV), que possuem um comprimento de onda de 100-200 nm. Algumas das características dessas ondas são resumidas na Tabela 1.

Todos estes diferentes comprimentos de onda são produzidos de forma natural pelo sol, mas devido a camada de ozônio que circula o globo terrestre, a radiação do tipo C não alcança a superfície do planeta, sendo este tipo que possui maior eficácia na ação germicida. Mas para que seja possível realizar essa ação, fontes artificiais de radiação UV, são empregadas tais como Lâmpadas de baixa pressão de mercúrio (LBPM), Lâmpadas de média pressão de mercúrio (LMPM), Xenon, Excimer e mais recentemente os LEDs UV.

Tabela 1 – Tipos de onda UV

Banda	Comprimento(nm)	Tipo
UV-A	320-400	Não germicida
UV-B	280-320	Eritema / Germicida
UV-C	200-280	Ozônio / Germicida
VUV	100-200	Vácuo Ultravioleta

A UVR, emitida pelas fontes artificiais exemplificadas anteriormente, afeta diretamente a estrutura molecular das células. Especificamente o ácido desoxirribonucleico (DNA) e do ácido ribonucleico (RNA). A faixa de comprimento de onda que possui maior efeitos germicidas em diferentes patógenos está localizada entre os 260 a 280 nm (BATTISTA et al., 2008), onde haverão as quebras nas bases nitrogenadas. Dentro dessa faixa as duas fontes mais utilizadas atualmente são os LBPM e os LEDs UV. As LBPM possuem vantagem de serem economicamente mais viáveis em comparação aos LEDs, porém elas têm se tornado uma fonte incipiente de radiação UV, pois desde a Convenção de *Minamata* ficou restrita a fabricação de LBPM devido a utilização de mercúrio na sua composição (PROGRAMME, 2013). Por outro lado para o acionamento de LEDs é necessário a utilização de um circuito eletrônico para o correto acionamento dos mesmos, regulando-se principalmente sua corrente, que é fornecida para matriz de LEDs utilizados. Para realização das medidas necessárias para uma correta *UVGI*, um sistema de sensoriamento foi implementado com um fotodiodo que se encontra na faixa de comprimento de onda exata dos LEDs utilizados. Por fim, verificar as medidas realizadas e também a eficiência do conjunto de LEDs, comparados às LBPM, foram realizados testes biológicos em diferentes bactérias e DNA bacterianos.

1.2 OBJETIVOS E ORGANIZAÇÃO

1.2.1 Objetivo Geral

Projetar e implementar um *Driver* de LEDs para acionamento de LEDs UV-C para a realização de ação germicida em diferentes espécies de patógenos.

1.2.2 Objetivos específicos

- Verificar e analisar as características da aplicação para ação germicida de LEDs UV-C;
- Desenvolver um sistema de medição para as principais grandezas radiométricas que atenda aos requisitos da UVGI para os LEDs utilizados;
- Testes biológicos com diferentes agentes patológicos para comprovação da eficiência germicida do sistema;
- Desenvolver um conversor que realize o controle da intensidade de irradiância através de *dimming*;

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A dissertação está dividida em oito capítulos. O primeiro capítulo apresenta uma introdução ao tema desenvolvido, sua motivação e justificativa para o trabalho proposto.

No segundo capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica, contextualizando como ocorre a UVR biologicamente e suas consequências e riscos. Também uma revisão das grandezas necessárias para realizar as medidas radiométricas é apresentada. Ainda neste capítulo é realizada uma revisão sobre as principais fontes UV onde são apresentadas as principais características das diferentes fontes artificiais. Também foi realizada uma revisão sobre sensores que podem realizar essas medidas além da implementação de uma plataforma para a realização dos testes.

No capítulo 3 é realizada a modelagem do LED UV-C através do modelo elétrico do LED, além de fazer uma revisão nas principais topologias de acionamento para LEDs, desde as clássicas até as ressonantes.

No capítulo 4 é realizado a análise do conversor LLC com seu funcionamento e é descrito detalhadamente o seu projeto com simulações em malha aberta, para validar o projeto realizado.

No capítulo 5 é realizada a modelagem matemática através do método de função descritiva e o desenvolvimento do controle do conversor LLC empregado para o acionamento dos LEDs para esta dissertação.

O capítulo 6 são descritos os resultados experimentais, em malha fechada, do conversor LLC, em diferentes pontos de operação.

No capítulo 7 são apresentados os testes biológicos realizados em duas espécies de bactérias e em um tipo de DNA de uma bactéria em diferentes Doses UV. Estes resultados são analisados para comprovação da eficácia do sistema. Finalmente no capítulo 8

são apresentadas as conclusões do trabalho, onde são discutidos os resultados, aspectos teóricos e práticos do trabalho.

2 ASPECTOS FÍSICOS E BIOLÓGICOS DA RADIAÇÃO ULTRAVIOLETA

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados alguns pontos da história da radiação, seus primeiros estudos, assim como os tipos de radiação e suas características. Também serão abordadas as equações para a determinação medidas radiométricas que são necessárias para a inativação de microrganismos na UVGI. Outro ponto são os testes de medição realizados através de sensores UV em diferentes localizações e intensidades dos LEDs.

2.2 REVISÃO BIOLÓGICA

A UVR é um agente físico natural, de uma das diversas formas ondas que são emitidas pelo sol, que compreendem as faixas de comprimentos de onda citadas anteriormente. A faixa de onda do tipo C, UV-C, é filtrada pela camada de ozônio que se localiza entre altitudes de 10 a 50 km de altura. (KOWALSKI, 2009). Enquanto as outras faixas de onda UV-A e UV-B ultrapassam a camada e cerca de 90 - 95% e 5 - 10% respectivamente, chegam a superfície terrestre atingindo organismos vivos (SCHUCH, 2009). No curso da história, os primeiros experimentos envolvendo luz ultravioleta remontam a aproximadamente 1670, sendo atribuídos a Isaac Newton. Nesse período, Newton conduziu uma série de experimentações que empregavam prismas para analisar a luz solar (KOWALSKI, 2009). Contudo, a aplicação prática e os impactos desse tipo de luz em organismos humanos e microscópicos somente ressurgiram como tema relevante no século XIX. Foi durante esse período que se registraram os primeiros experimentos documentados a respeito do assunto. Entre esses estava um no ano de 1814 onde *Fraunhofer* mapeou cerca de 500 faixas de luz solar, algumas delas dentro do espectro UV (FRAUNHOFER, 1817). Em outro experimento, *Fizeau e Foucault* em 1843, relataram problemas em seus olhos após testes utilizando lâmpadas de carbono, e uma das especulações foi de raios "químicos" afetaram a sua visão, o que na verdade posteriormente provou-se que eram os efeitos da UVR (KOWALSKI, 2009).

As observações científicas mais antigas dos efeitos germicidas da radiação ultravioleta datam de 1877, onde *Downes e Blunt* relataram que bactérias sofreram alterações celulares devido à luz do sol, demonstrando que o espectro azul e violeta eram mais efetivos para que essas alterações ocorressem (DOWNES; BLUNT, 1877). O primeiro documento da aplicação da UVR com o propósito de desinfecção foi no ano de 1910, em

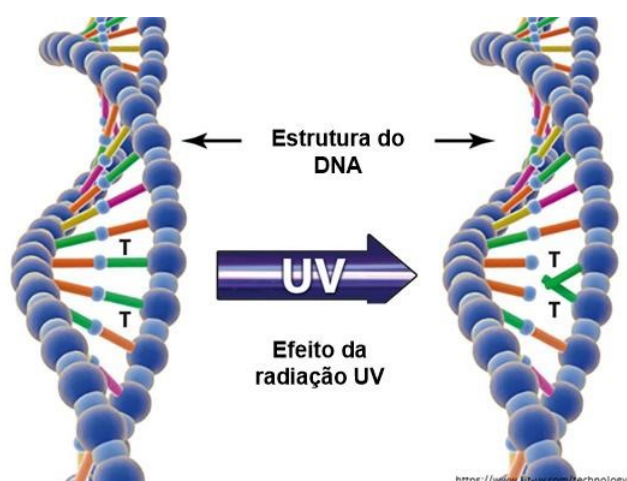
um protótipo de bebedouro realizado na França (STINES, 2018). Em 1932, *Ehrismann e Noethling* demonstraram que o comprimento de onda de 253,7 nm era eficiente para a realização da ação germicida (EHRISMANN; NOETHLING, 1932). A primeira instalação de UVGI em um hospital foi registrada em 1936, quando um sistema com lâmpadas UV aéreas foi instalado para realizar a ação germicida no sistema de ar em um ambiente hospitalar (HART, 1936). Em 1938 a primeira lâmpada fluorescente UV foi utilizada para UVGI (WHITBY G. E.; SCHEIBLE, 2004). Já em 1950 é publicado o primeiro livro com metodologias para o desenvolvimento de sistemas UV (BUTTOLPH; HAYNES, 1953). Os primeiros diodos emissores de luz UV, LEDs UV, com comprimento de onda de 265 nm foram criados em 1997 (KOWALSKI, 2009). Contudo o Centro de Controle de Doenças dos EUA, (*Center for Disease Control and Prevention*), (*CDC*) apenas endossou formalmente o uso de *UVGI* em hospitais em 2003, como um meio suplementar para sanitização de água e do ar (SEHULSTER; CHINN, 2003).

O princípio germicida da irradiação ultravioleta consiste em inibir certas funções dos microrganismos causando danos no seu DNA e também no RNA, já que estes são responsáveis pelas funções metabólicas e pela reprodução de todos os seres vivos (STINES, 2018). O DNA é um tipo de ácido nucleico que possui destaque por armazenar a informação genética dos seres vivos. Essa molécula é formada por nucleotídeos e apresenta, geralmente, a forma de uma dupla-hélice. Cada subunidade dos nucleotídeos tem três partes desoxirribose, fosfato e uma de quatro bases nitrogenadas que são: Timina (T), Adenina (A), Citosina (C) e Guanina (G). O RNA, ácido ribonucleico, é constituído por uma pentose, um fosfato e tem como bases nitrogenadas a Adenina, Guanina, Citosina e Uracila. O RNA, ao contrário do DNA, é composto por apenas uma fita e ela é produzida no núcleo celular a partir de uma das fitas de uma molécula de DNA (KOWALSKI, 2009).

A radiação UV-C pode causar uma ligação cruzada entre as duas bases de T que é mais estável que uma ligação nas pontes de hidrogênio e a síntese de proteínas e danos a esses ácidos nucleicos resultam na inativação ou na falha de reprodução. Os comprimentos de onda UV inativam os microrganismos, causando ligações cruzadas entre ácidos nucleicos constituintes. A absorção de UV pode resultar na formação de dímeros de piridina no DNA que pode levar a uma mutação nas células ou a morte delas (LIMA, 2015), a Figura 1 mostra a ação da radiação ultravioleta na estrutura do DNA.

Como a radiação UV-C, proveniente do sol, não demonstra risco aos organismos vivos na superfície terrestre, pois de forma natural não ultrapassa a camada de ozônio, as fontes artificiais tem se mostrado um excelente agente genotóxico. Para que isso ocorra com microrganismos, fungos, bactérias e vírus, diferentes fontes de iluminação que geram radiação UV foram desenvolvidas. A seguir serão apresentadas algumas dessas tecnologias que atualmente tem sido exploradas para o uso em *UVGI*.

Figura 1 – Efeitos do UVR no DNA.



Fonte: Grupo integrado de Aquicultura.

2.3 FONTES DE IRRADIAÇÃO UV

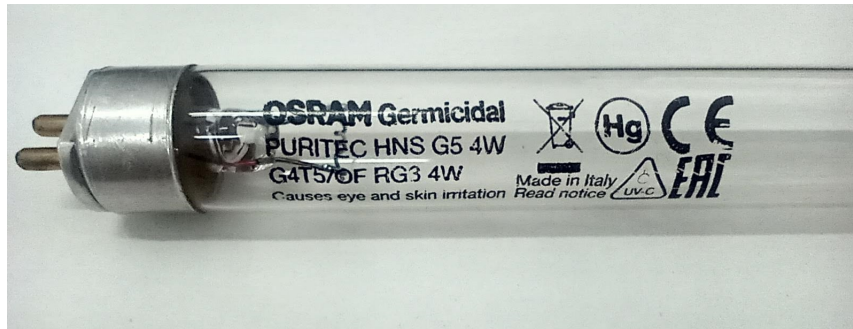
Como anteriormente citado, sabe-se que devido a camada de ozônio existente ao redor do globo terrestre, a radiação do tipo C, (UV-C), não atinge a superfície da terra. Então para que este comprimento de onda seja estudado, algumas fontes artificiais foram projetadas para gerar esse tipo de radiação. A seguir serão apresentadas algumas das fontes de irradiação UV, que são utilizadas para a obtenção de ondas com comprimentos específicos.

2.3.1 Lâmpada de vapor de mercúrio

Historicamente, o tipo mais comum de fonte artificial utilizada para produzir radiação UV-C, foi a lâmpada de mercúrio de baixa pressão, que tem sua emissão principal ($\geq 90\%$) de 185 nm até 254 nm. Já as lâmpadas de média pressão, podem emitir a radiação entre 185 nm e 600 nm. Existem outras lâmpadas disponíveis que emitem uma ampla gama de comprimentos de onda UV, mas também emitem radiação visível e infravermelha. A Figura 2 mostra um exemplo de lâmpada de mercúrio de baixa pressão. E a Figura 3 mostra o gráfico do espectro UV da lâmpada.

Entre as vantagens desse tipo de lâmpada são: Alta eficiência na geração de UV, baixo custo, grande variedade, anos de experiência, seu tempo de vida útil cerca de 10.000 horas, como desvantagem, em sua composição há a utilização de mercúrio (BERGMAN, 2021). Os comprimentos de onda em que as lâmpadas podem ser encontradas são de 185 e 254 nm. As de 185 nm tem valor extremamente elevado pois é construída com vidro de quartzo de alta qualidade, mas as mais utilizadas são as que possuem comprimento de onda 254 nm e são construídas com *soft glass*, que possui um custo de produção e venda

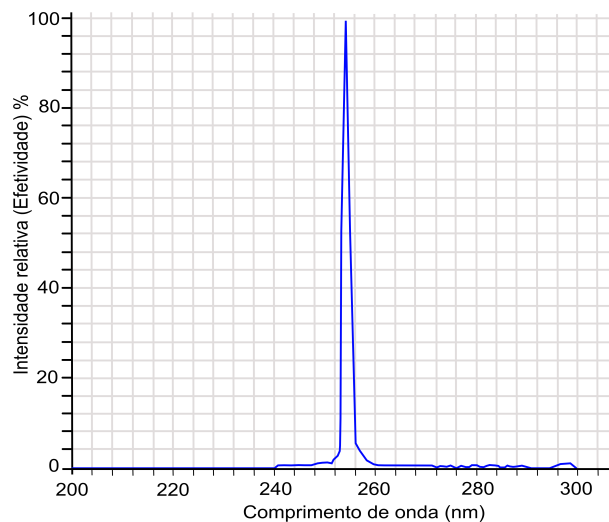
Figura 2 – Lâmpada de vapor de mercúrio de baixa pressão.



Fonte: autor.

mais baixo (RADTECH. . . ,).

Figura 3 – Espectro típico da lâmpada de mercúrio de baixa pressão de 254 nm.



Fonte: modificado de Rensselaer Polytechnic Institute.

2.3.2 Lâmpada de Xênon pulsada

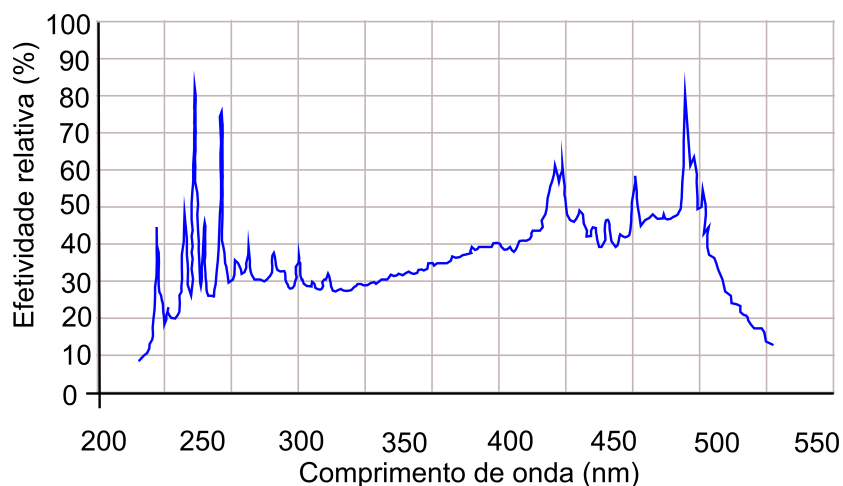
Estas lâmpadas, que emitem um pulso curto de amplo espectro, incluindo a luz UV, visível e infravermelho, foram filtradas para emitir principalmente radiação UV-C e às vezes são empregadas em ambientes hospitalares para tratar superfícies ambientais nas salas de cirurgia ou outros espaços. Estes são normalmente empregados quando nenhum humano está ocupando o espaço (BELLO-PEREZ et al., 2022). A Figura 4 e 5 apresentam respectivamente um exemplo de lâmpada de Xênon e a forma de onda típica do espectro UV emitido pela lâmpada.

Figura 4 – Lâmpada de Xênon.



Fonte: Rensselaer Polytechnic Institute.

Figura 5 – Espectro da lâmpada de Xênon.

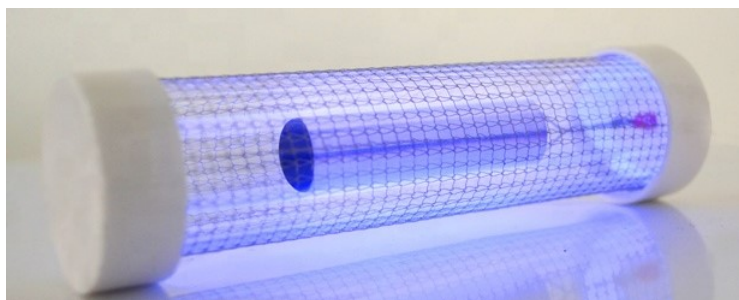


Fonte: modificado de Rensselaer Polytechnic Institute.

2.3.3 Lâmpada de Excimer.

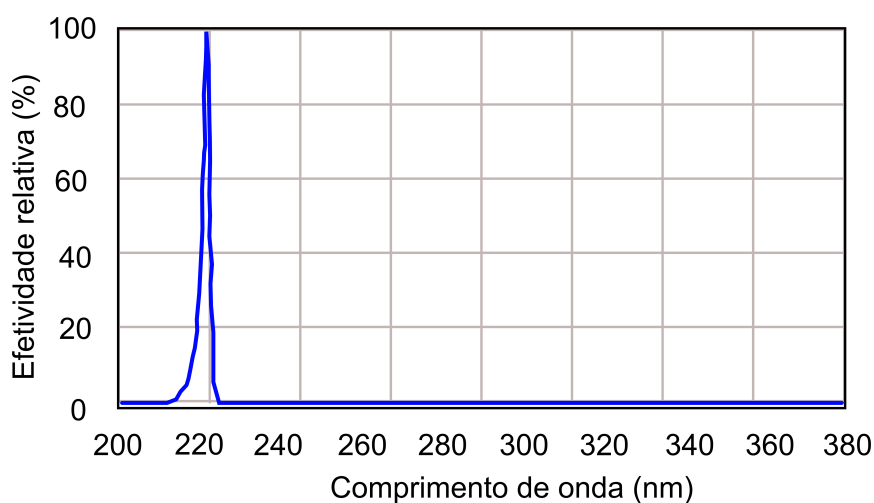
Tipo de lâmpada, chamado de "lâmpada de excimer", possui uma emissão de pico de onda em cerca de 222 nm, que é um comprimento de onda que vem sendo explorado pois não é prejudicial à saúde dos seres humanos (FUKUI et al., 2020). Entre suas vantagens estão, operação típica em pulsos de luz, produz luz dentro do espectro visível, tempo de vida útil ≤ 10.000 horas. Entre as suas desvantagens estão seu alto custo e também por conter mercúrio em sua composição (NARITA et al., 2022). A Figura 6 mostra um exemplo de uma lâmpada de excimer e a Figura 7, mostra o seu espectro de comprimento de onda.

Figura 6 – Lâmpada de Excimer.



Fonte: Rensselaer Polytechnic Institute.

Figura 7 – Formas de onda do comprimento de onda da lâmpada de Excimer.



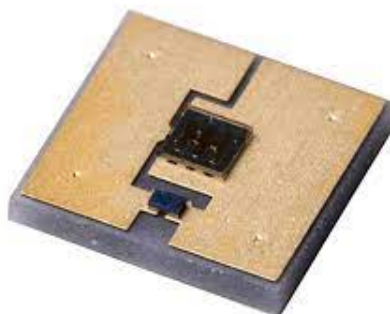
Fonte: modificado de (FUKUI et al., 2020)

2.3.4 Diodos emissores de luz (LEDs)

Diodos emissores de luz (LEDs) que produzem radiação UV também estão se tornando mais comumente disponíveis no mercado. Normalmente, os LEDs emitem uma faixa de radiação muito estreita de onda, os que atualmente estão disponíveis, têm comprimentos de onda de 220 nm até um pico de 280 nm. Uma vantagem dos LEDs sobre lâmpadas de mercúrio de baixa pressão é que eles não contêm mercúrio. No entanto, a pequena área de superfície e a direcionalidade superior dos LEDs podem torná-los menos eficazes para aplicações germicidas (BETTLES et al., 2007). Nesta pesquisa foram utilizados LEDs da empresa *Crystal IS*, modelo *KL265-50U-SM-WD*, como os apresentados na Figura 8 e seu espectro do comprimento de onda é apresentado na Figura 9.

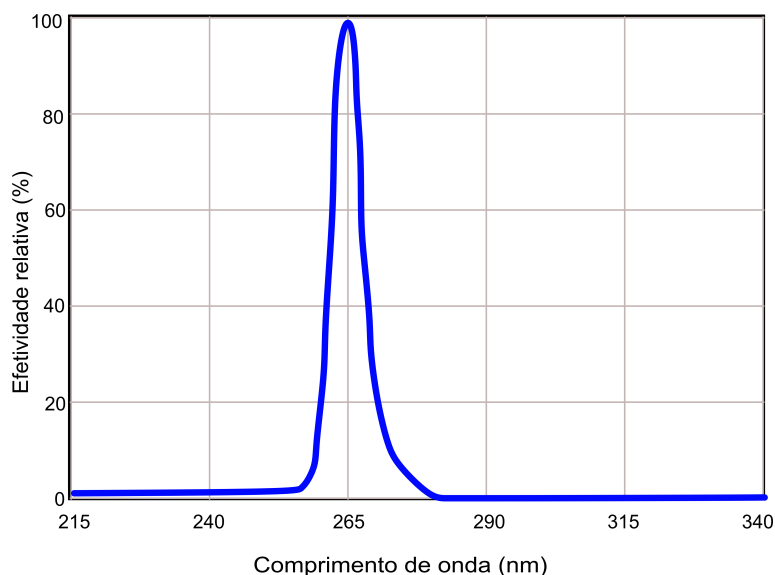
Atualmente os LEDs UV tem apresentado diversas vantagens comparados a outros tipos de fontes UV, como as LBPM ou de xênon, (GMBH, 2011). Por exemplo, os LEDs apresentam uma vantagem ambiental substancial devido à ausência de mercúrio em sua composição. Além disso, a flexibilidade operacional dos LEDs é notável, caracterizada pela ausência de restrições nos ciclos de *on/off* e a inexistência de tempos de espera para o aquecimento. Tais características os habilitam a serem implementados em locais

Figura 8 – LED UV-C modelo KL265-50U-SM-WD.



Fonte: Crystal IIS.

Figura 9 – Comprimento de onda LED UV-C.



Fonte: modificado de Crystal IIS.

inacessíveis às LBPM.

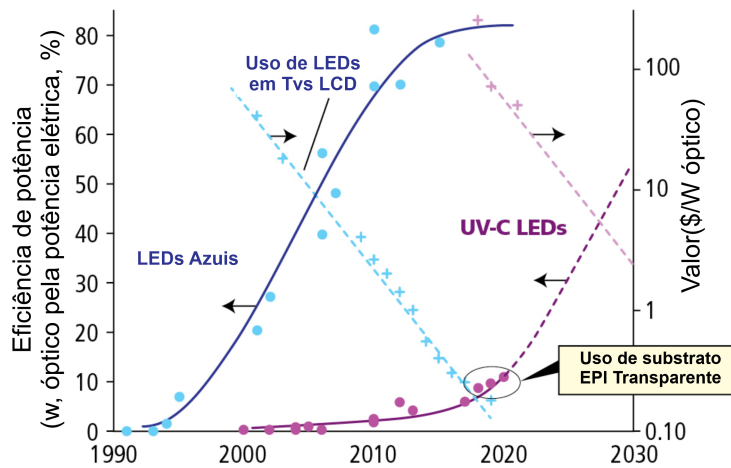
Uma característica dos LEDs é sua longevidade, resultando em um ciclo de vida útil mais extenso em comparação com outras fontes. Além disso, a capacidade de dimerização dos LEDs, é praticamente ilimitada, ao passo que as LBPM frequentemente se limitam a cerca de 20% de variação no ajuste de intensidade luminosa.

Outra ponto, é que os LEDs não produzem ozônio como subproduto da operação, ao contrário das LBPM, que podem gerar ozônio em níveis prejudiciais à saúde humana. Entre as desvantagens possivelmente a principal desvantagem atual, é o seu custo e a baixa potência de irradiação que causa baixa eficiência, acima de 35%, pois hoje em dia as lâmpadas de baixa pressão são mais eficientes.

Mas estudos apontam que, os LEDs UV-C em cerca de 20 anos, terão um crescimento na sua eficiência e também terão uma significativa redução em seu custo (LEDS-MAGAZINE, 2020). A Figura 10 mostra a comparação de eficiência óptica e custos dos

LEDs de iluminação e dos LEDs UV-C. Os LEDs ultravioletas terão uma curva de crescimento muito semelhante aos de iluminação no início dos anos 2000, onde houve uma considerável queda nos custos e um aumento em sua eficiência.

Figura 10 – Gráfico de desenvolvimento dos LEDs UV-C comparados com os LEDs de iluminação.



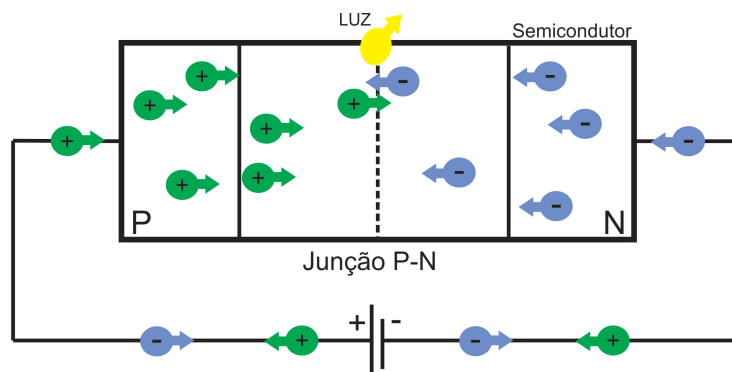
Fonte: modificado de LEDs Magazine.

Em breve, os LEDs UV poderão se tornar uma solução viável, visto que as projeções do desenvolvimento e da inserção do produto no mercado estimulam as pesquisas no sentido de se aproveitarem as vantagens que oferecem este tipo de tecnologia frente às outras já mencionadas.

Contextualizando historicamente, os LEDs são dispositivos semicondutores que surgiram na década de 1960, e da mesma forma que os diodos tradicionais, ele permite a passagem de corrente em apenas um sentido, e esta polarização direta ocasiona a emissão de luz (BULLOUGH, 2003). A emissão de luz por um material sólido quando excitado por uma fonte elétrica foi observada pela primeira vez no início do século XX, este fenômeno é chamado eletroluminescência. No LED, este processo era fundamentalmente diferente da incandescência, presente nas lâmpadas incandescentes. A eletroluminescência ocorre à temperatura ambiente, enquanto uma lâmpada incandescente emite luz quando o seu filamento é aquecido a temperatura muito alta (tipicamente acima de 750°C) até começar a brilhar. O primeiro caso de eletroluminescência foi observado num semicondutor com uma lacuna de energia, o carboneto de silício (SiC), que se verificou a emissão de luz azul. Contudo, este é um semicondutor com uma lacuna energética indireta, logo muito ineficiente para processos de emissão de luz. Apesar de ter sido o primeiro material utilizado para a fabricação do LED, nunca conseguiu atingir as eficiências dos semicondutores desenvolvidos na segunda metade do século XX. Os LEDs permitem a passagem de corrente em apenas uma direção, sua composição é a partir de dois materiais distintos que formam a junção P-N. O lado P contém lacunas, ou falta de elétrons, já o lado N possui cargas negativas. Quando diretamente polarizado, elétrons e lacunas movimentam-se para o mesmo ponto, esta combinação resulta na emissão de fótons, transformando a energia

elétrica em luz (BULLOUGH, 2003), conforme processo mostrado na Figura 11.

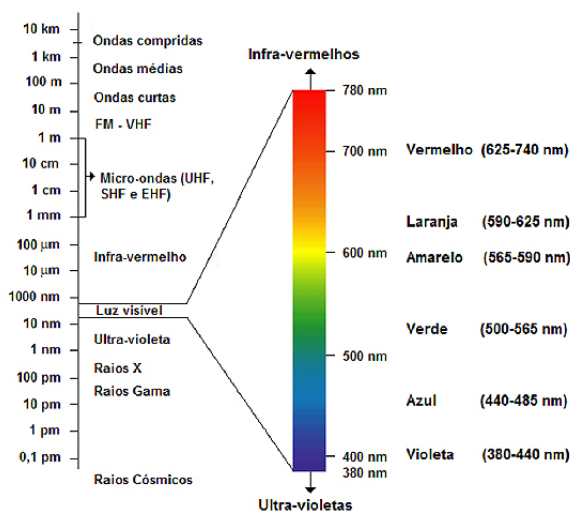
Figura 11 – Processo de emissão de luz no LED.



Fonte: Autor.

Dentro de suas características construtivas, os LEDs emitem uma luz monocromática e seu comprimento de onda está diretamente relacionado ao tipo de material utilizado na construção do semicondutor. A dopagem do material pode ser feita com diferentes tipos de materiais como gálio, arsênio, fósforo, índio entre outros. A combinação destes elementos permite a emissão de luz em uma ampla faixa do espectro (BULLOUGH, 2003). Para LEDs de iluminação, o espectro de radiação de cores é apresentado na Figura 12.

Figura 12 – Espectro de radiação de luz visível.

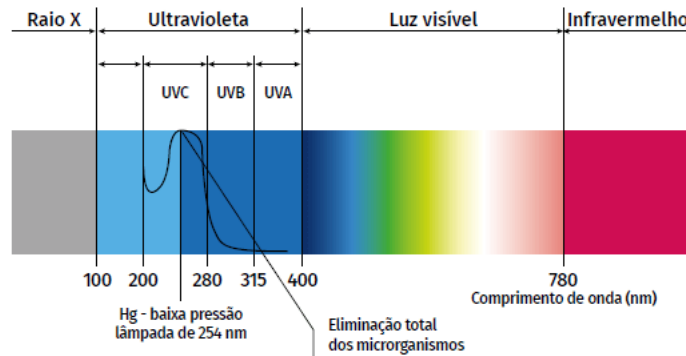


Fonte: CTB.

Em 1992, o vencedor do Prêmio Nobel, *Isamu Akasaki*, desenvolveu o primeiro LED que emitia radiação na faixa do espectro ultravioleta. Desde então, esta tecnologia, relativamente nova, tem sido cada vez mais utilizada em diferentes áreas de aplicação. Os LEDs UV têm seu espectro de radiação dentro da faixa de 100 nm até cerca de 380 nm (FIEDLER; GORDON, 1992). Neste trabalho serão trabalhados com LEDs especialmente nos comprimentos de onda UV-C, 220 nm e 280 nm, onde o desenvolvimento técnico tem avançando rapidamente, principalmente devido a sua eficácia para a UVGI. A Figura 13

apresenta o espectro da luz com destaque para a faixa da luz ultravioleta indicando seus comprimentos de onda e sua divisão.

Figura 13 – Espectro de radiação ultravioleta.



Fonte: modificado de IGEM.

2.4 RADIOMETRIA ULTRAVIOLETA

Para que um sistema de desinfecção ou ação germicida, possa funcionar de forma satisfatória, deve-se estar atento a alguns parâmetros pelos quais o sistema deve estar de acordo e algumas grandezas que devem ser mensuradas de forma precisa para que sua efetividade seja comprovada. Entre eles estão, o comprimento de onda do pico, Irradiância e a Dose (COSTA et al., 2022). A seguir serão definidos algumas das grandezas físicas importantes para medições.

2.4.1 Irradiância UV

A irradiância é definida como a potência radiante total de todas as direções ascendentes incidentes sobre um elemento em área infinitesimal de superfície plana (KOWALSKI, 2009). Conforme é definido em (2.1). A I_{UV} é expressa em W/m^2 ou mW/cm^2 . A irradiância é uma grandeza de vital importância na desinfecção UV, e pode ser influenciada por três fatores principais: Intensidade UV da fonte de luz, distancia da fonte e ângulo em relação a fonte de iluminação (TANGDIONGGA; DOMINIC; STEPHAN,).

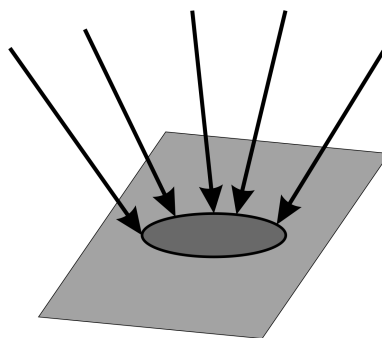
$$I_{UV} = \frac{d\phi_r}{dA} \quad (2.1)$$

Em que:

- I_{UV} : Irradiância Ultravioleta ($\frac{W}{m^2}$) ou ($\frac{mW}{cm^2}$)
- dA : Diferencial de área (m^2) ou (cm^2)
- $d\phi_r$: Diferencial de fluxo (W)

A Figura 14 ilustra o comportamento da irradiância e como ela age sobre uma superfície.

Figura 14 – Exemplificação da Irradiância sobre uma superfície plana.



Fonte: modificado de (KOWALSKI, 2009).

2.4.2 Dose ou Fluência

A dose de UV, mais corretamente denominada fluência, representa a energia radiante total que incide sobre uma superfície ou um microrganismo e tem as unidades J/m^2 ou mJ/cm^2 ou ainda Ws/m^2 . A Dose UV (D_{UV}), é entendida como se referindo à dose de exposição de UV, sendo a dose para a qual a superfície ou microrganismo é exposto. As constantes de taxas de D para microrganismos, são baseadas na dose de exposição, e a quantidade de UV absorvida, que é consideravelmente menor do que aquela à qual eles são expostos. Em muitos casos, quando a D_{UV} é medida, a irradiância que é a quantidade real sendo medida, ao longo de algum período de tempo medido. Em outros casos, a dose absorvida é medida, geralmente como calor. Quando um microrganismo de teste é usado para medir a dose, apenas a dose de exposição (não a dose absorvida) é medida (KOWALSKI, 2009). Em (2.2) é demonstrado a equação para calcular D_{UV} .

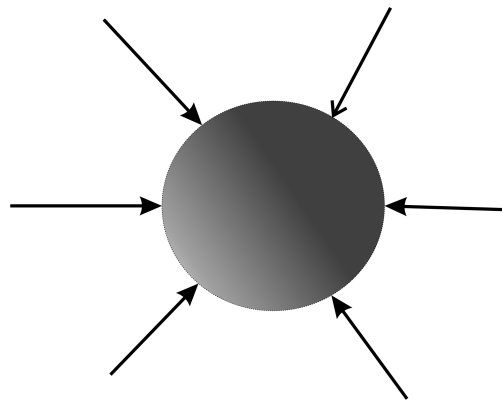
$$D_{UV} = I_{UV} \cdot T \quad (2.2)$$

Em que:

- D_{UV} : Dose UV ($\frac{mJ}{cm^2}$)
- I_{UV} : Irradiância Ultravioleta ($\frac{W}{m^2}$) ou ($\frac{mW}{cm^2}$)
- T: Tempo (s)

A Figura 15 ilustra como pode-se definir visualmente o que é, e como funciona a Dose UV para uma melhor compreensão.

Figura 15 – Dose UV.



Fonte: Modificado de (KOWALSKI, 2009).

2.4.3 Transmitância UV

Ao medir a irradiância de entrada ou saída, uma abertura é frequentemente usada para restringir e definir a área óptica central da amostra. Os defletores podem ter o mesmo propósito. A irradiância incidente é medida antes que a amostra seja colocada atrás da abertura. Em seguida, a irradiância transmitida é medida com a amostra no lugar e determinada como a razão da irradiância de saída ou transmitida, para a irradiância de entrada ou incidente, é expressa por uma porcentagem ou fração. Abaixo é apresentada a Equação (2.3)

$$\tau = \frac{I_{UVT}}{I_{UVI}} \quad (2.3)$$

Em que:

- τ : Transmitância

- I_{UVT} : Irradiância Transmitida $\left(\frac{mW}{cm^2}\right)$
- I_{UVI} : Irradiância Incidente $\left(\frac{mW}{cm^2}\right)$

2.4.4 Refletividade

Existem dois tipos de refletividade: especular e difusa. A refletividade especular é parecida com um espelho, onde o ângulo de reflexão em relação à normal é igual ao ângulo de incidência da luz em relação à normal, e a luz refletida permanece principalmente coesa. A refletividade difusa, ou em forma de nuvem, causa espalhamento completo em todas as direções hemisféricas, independentemente do ângulo de incidência da luz incidente, e a luz torna-se incoerente. A medição da refletividade difusa requer o uso de um goniômetro ou uma esfera de integração para capturar totalmente os componentes de refletividade difusa e para integrar as reflexões em diversos ângulos. A Equação (2.4) mostra o cálculo da refletividade

$$\rho = \frac{I_{UVR}}{I_{UVI}} \quad (2.4)$$

Em que:

- ρ : Refletividade ou Reflectância
- I_{UVR} : Irradiância Refletida $\left(\frac{mW}{cm^2}\right)$
- I_{UVI} : Irradiância Incidente $\left(\frac{mW}{cm^2}\right)$

2.4.5 Absorbância

A absorbância de um material, também chamada densidade óptica, é uma razão logarítmica da radiação que incide sobre um material, para a transmitida através de outro material. As medições de absorbância $\frac{I_{UVT}}{I_{UVI}}$ abrangem uma ampla variedade de aplicações como químicas e bioquímicas que envolvem muitas áreas de pesquisa e usos finais industriais. A absorbância UV pode ser aplicada qualitativa e quantitativamente em aplicações de medição espectroscópica que podem haver variação de parâmetros pelas concentrações químicas para o monitoramento de processos e reações. Para o cálculo da

absorbância utiliza-se a Equação (2.5)

$$\alpha = \log \left(\frac{I_{UVI}}{I_{UVT}} \right) \quad (2.5)$$

Em que:

- α : Absorbância
- I_{UVI} : Irradiância Incidente $\left(\frac{mW}{cm^2} \right)$
- I_{UVT} : Irradiância Transmitida $\left(\frac{mW}{cm^2} \right)$

A soma entre a absorbância, a transmitância e a reflectância deve ter o resultado igual a 1, como mostra a Equação (2.6)

$$\rho + \alpha + \tau = 1 \quad (2.6)$$

2.5 SENSORES UV

Realizar a medição dessas grandezas descritas na seção anterior é uma ferramenta extremamente poderosa para a radiometria UV, pois com ela pode-se avaliar de forma mais precisa se os efeitos da irradiação estão de acordo com o esperado ou se D_{UV} é suficiente para a realização da ação germicida. Radiômetros podem ser utilizados para capturar essas informações e realizar aferições de dose ou irradiância. A largura de banda de alcance de cada equipamento pode variar de acordo com cada fabricante, mas geralmente em sua fabricação a delimitação de alcance é determinada pelos comprimentos de onda de cada faixa da UVR, UV-A, UV-B e UV-C. No presente trabalho a faixa de detecção é a UV-C, mais especificamente a que possui comprimento de onda de 260 nm até 280 nm, pois é o comprimento de onda que os LEDs do fabricante trabalham. Para realizar as medidas necessárias do trabalho e comprovar que os LEDs entregam realmente a D_{UV} e a I_{UV} , mas comercialmente os radiômetros tem uma largura de banda detecção ou muito curta, ou sua sensibilidade não é adequada ao tipo de comprimento de onda que LEDs funcionam. A fonte emissora de UV-C em que a maioria dos radiômetros detecta são as

LBPM, que se possuem comprimento de onda de 254 nm. Os radiômetros que conseguem medir as grandezas dessa faixa possuem um valor extremamente alto e ainda por cima são poucas as empresas que fabricam este tipo de equipamento.

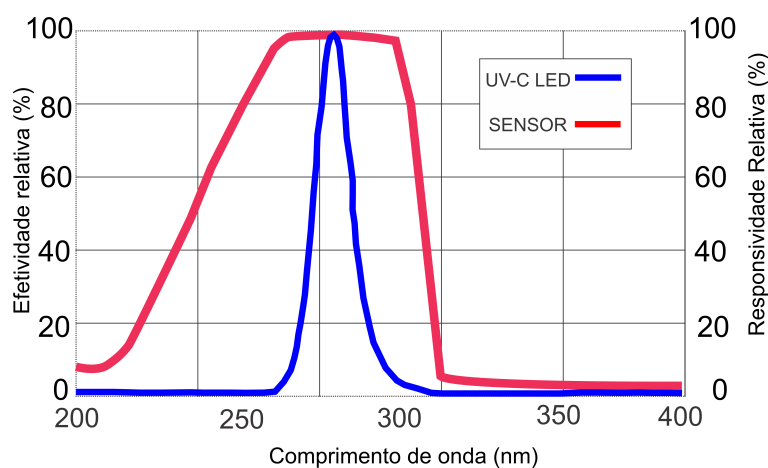
Para solucionar o problema e realizar as medidas necessárias como, I_{UV} e D_{UV} , foi necessário a utilização de fotodiodos que atuam como sensores. Eles são necessários para obter a medida do parâmetro correto e realizar a *UVGI* no objeto selecionado. O sensor utilizado foi o modelo *GUVCL-T21GH*, que possui as seguintes características como mostra a Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do sensor *GUVCL-T21GH*

Parâmetros	Símbolo	Min.	Tip.	Max.	Unidade
Tensão de entrada	V_{cc}	1.8	-	5.5	V
Corrente de entrada	I_Q	-	50	-	μA
Responsividade	R_p	-	0.7	-	mV/nW
Faixa de detecção do espectro	λ	220		320	nm
Tensão de saída	V_{out}	-	0.83	-	V
Tensão de <i>Offset</i>	V_{off}	-	0.01	-	V
Potência de detecção	p	0		6.0	mW/cm ²
Tempo de subida	%	-	3	-	ms

A Figura 16 apresenta a curva de responsividade do sensor, através dela é possível ver que o espectro do comprimento de onda emitido pelo LED UV-C está totalmente contido dentro da faixa de captura do sensor UV-C.

Figura 16 – Responsividade em função do comprimento de onda.



Fonte: modificado de Genicom ®

2.5.1 Testes de calibração

Para avaliar a acurácia dos sensores, foram realizados testes com LBPM com potências elétricas de 15 e 95 W, as quais emitem onda de 254 nm de comprimento e para

Tabela 3 – Calibração sensor GUVCL-T21GH

Lâmpada	Distância (cm)	Tensão saída Sensor (mV)	Irradiância sensor (mW/cm ²)	Irradiância Radiômetro (mW/cm ²)	Erro	Erro percentual
95 W	77	295.263	0.356	0.343	0.013	3.714
	73.5	296.853	0.358	0.349	0.009	2.48
	74	249.263	0.300	0.263	0.037	14.189
	57	405.025	0.488	0.380	0.108	28.416
	53.5	503.300	0.606	0.564	0.042	7.515
	54	494.200	0.595	0.547	0.048	8.852
15 W	92	35.840	0.043	0.044	0.001	1.862
	90	40.700	0.049	0.036	0.013	36.212
	91	40.290	0.049	0.036	0.013	34.839
	74	51.450	0.062	0.054	0.008	14.793
	71	62.700	0.076	0.057	0.019	32.53
	71.5	61.660	0.074	0.043	0.031	72.765

que fosse possível validar as medidas obtidas no sensor, utilizou-se um radiômetro calibrado na marca *Lutron* modelo *UVC-254* ®. Foram realizadas medidas da I_{UV} com o radiômetro e posteriormente com o sensor anteriormente citado. Para a obtenção do valor dos sensores foi medida a tensão de saída do fotodiodo com um multímetro de precisão. Com as medidas de tensão obtidas foi possível calcular o valor da irradiância emitida pelo arranjo de LEDs UV-C através de (2.7) deduzida a partir da reta de calibração disponibilizada no *datasheet* do fabricante do sensor (COSTA et al., 2022). Foram realizadas medidas em diferentes pontos nas duas LBPM, e os resultados são apresentados na Tabela 3.

$$I_{UV} = \frac{V_{out}}{0.83} \quad (2.7)$$

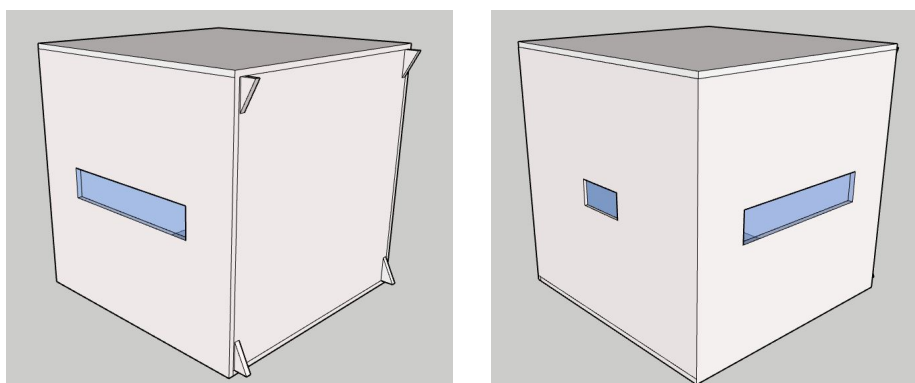
Analisando o resultado obtido das medidas do radiômetro comercial e comparando com as medidas do sensor utilizado, pode-se ver que o possuem um erro absoluto é desprezível de forma geral, mas analisando o erro percentual nota-se que em alguns pontos houve uma grande diferença, principalmente com a LBPM de 15 W onde o erro percentual chegou a cerca de 72% .

2.5.2 Câmara de testes

Além da utilização do sensor, foi realizado o projeto e a concepção de uma câmara de testes com um volume de 1 m³, para que os testes pudessem ser realizados com preci-

são além de extrema segurança das pessoas envolvidas no teste e para realizar medições em diferentes pontos dela, onde foi projetada uma tampa móvel para que o sensor pudesse realizar medidas em diferentes distâncias. A Figura 17 (a) e 17(b), mostram as imagens de suas perspectivas no programa de criação e desenvolvimento de modelos 3D.

Figura 17 – Perspectivas da câmara de testes



Na Figura 18 é apresentada a câmara de testes implementada, é possível observar que a câmara possui uma abertura coberta em acrílico, que permite a visualização do teste em seu interior para ter segurança contra a radiação UV-C. Para realizar medições de Irradiância e Dose em diferentes distâncias, e uma tampa móvel permite que os sensores utilizados possam se deslocar em relação aos LEDs UV-C. Deste modo, é possível realizar o mapeamento da I_{UV} e da D_{UV} emitida em função da distância.

Uma das principais razões do emprego dessa câmara refere-se a segurança nos testes, pois a radiação ultravioleta pode causar danos a visão e para a pele, pois ela induz lesões no DNA das células. Uma exposição elevada culminará em processos de morte celular, seja por necrose ou apoptose (SCHUCH, 2009).

2.5.2.1 Testes de medidas radiométricas

Sabendo da precisão dos sensores utilizados foram realizados testes para mensurar a D_{UV} e a I_{UV} emitida pelo arranjo de LEDs apresentado na Figura 19.

Nestes testes foram realizadas variações de corrente no arranjo de LEDs de 100 a 25% do seu valor nominal, (500 mA). Utilizou-se a tampa móvel da câmara de teste para deslocar a posição do sensor e realizar variações da distância de medida. As tabelas 4, 5, 6 e 7, mostram as medidas de I_{UV} obtidas em diferentes distâncias e níveis de corrente.

Em todas as tabelas é possível verificar a redução do valor de irradiância quanto maior a distância, seguindo o modelo físico-matemático da lei do inverso do quadrado, com isso é possível analisar que enquanto maior a distância da fonte para a superfície de

Figura 18 – Perspectivas da câmara de testes implementada

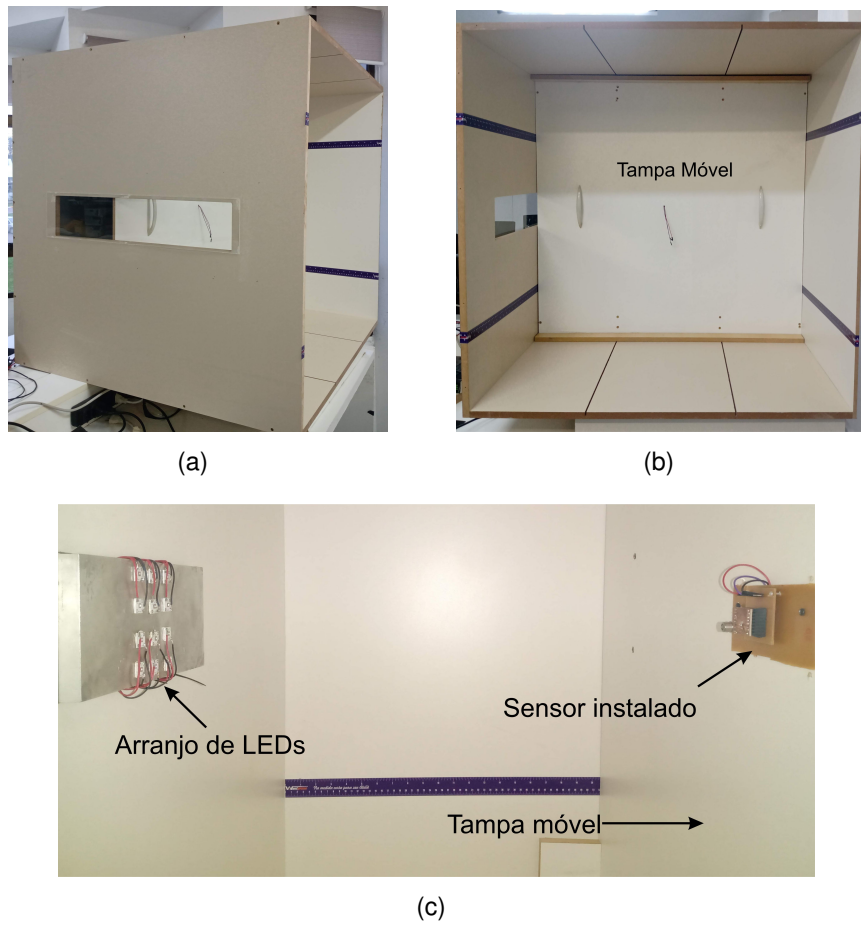
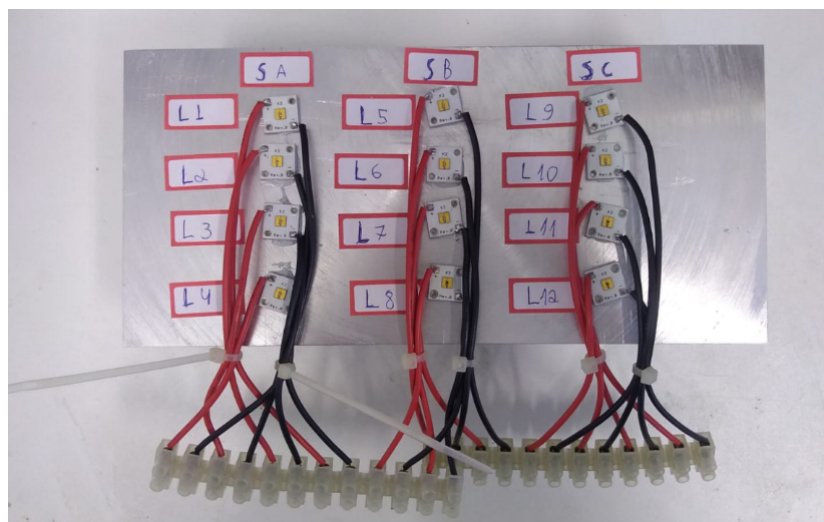


Figura 19 – Arranjo de LEDs



Fonte: autor

interesse, maior será o tempo necessário para que se obtenha a D_{UV} necessária para a UVGI (AHMAD, 2017).

Em (SOCIETY, 1989),(REED; WENGRITIS; SLINEY, 2009), (SASGES; ROBIN-

Tabela 4 – Irradiância UV $I_{LED} = 500 \text{ mA}$

Distância (cm)	Tensão de saída sensor (mV)	Irradiância (mW/cm^2)
10	1726.00	2.080
15	899.86	1.084
20	499.08	0.601
25	274.82	0.331
30	175.56	0.212
40	88.35	0.106

Tabela 5 – Irradiância UV $I_{LED} = 375 \text{ mA}$

Distância (cm)	Tensão de saída sensor (mV)	Irradiância (mW/cm^2)
10	1034.00	1.246
15	626.82	0.755
20	288.81	0.348
25	172.67	0.208
30	111.21	0.134
40	53.78	0.065

Tabela 6 – Irradiância UV $I_{LED} = 250 \text{ mA}$

Distância (cm)	Tensão de saída sensor (mV)	Irradiância (mW/cm^2)
10	1404.0	1.692
15	834.23	1.005
20	407.16	0.491
25	233.74	0.282
30	150.50	0.181
40	73.57	0.089

Tabela 7 – Irradiância UV $I_{LED} = 125 \text{ mA}$

Distância (cm)	Tensão de saída sensor (mV)	Irradiância (mW/cm^2)
10	560.15	0.675
15	342.13	0.412
20	165.78	0.200
25	96.03	0.116
30	60.26	0.073
40	27.85	0.034

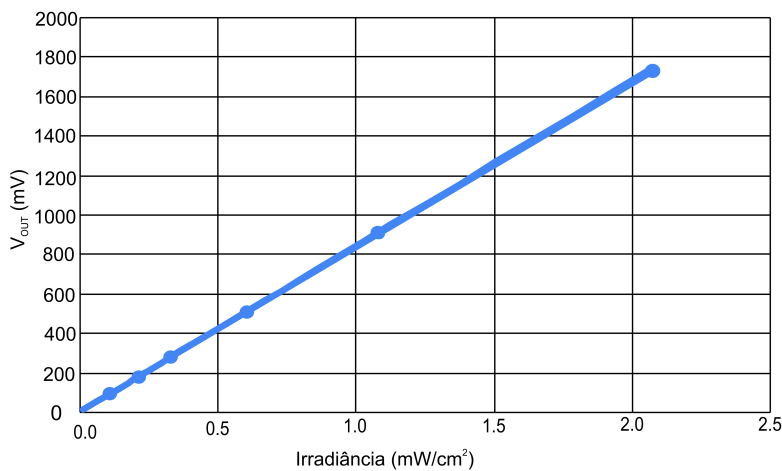
SON, 2005), (WEDECO et al., 2008) e (BOLTON; SANTELLI, 2017) são descritas metodologias para a realização de medições em LBPM, sendo utilizadas vários modelos em diferentes arranjos, com o objetivo de quantificar a eficiência delas na emissão de radiação UV.

Já em (KHEYRANDISH; MOHSENI; TAGHIPOUR, 2018), (RAYMONT; KASHYAP, 2010) e (SHOLTES, 2019) são apresentados protocolos de aquisição das medidas em

LEDs UV para medir o pico do comprimento de onda, o espectro de emissão UV, a dose UV e irradiância. Em (SHOLTES, 2019) o experimento realizado para as medições é assim descrito, um radiômetro foi colocado em duas diferentes distâncias, 10 e 20 cm, usando a intensidade radiante calculada a partir da lei do inverso do quadrado, que explica a relação entre a irradiância de uma fonte em várias distâncias de medição. Em (RAYMONT; KASHYAP, 2010) os LEDs não seguem a lei do quadrado inverso, ou seja, a intensidade da luz reduz ao quadrado da distância, semelhante às outras fontes. Isso significa que, mesmo para o um ângulo sólido, as medições de intensidade podem variar com a distância e podem ser imprevisíveis.

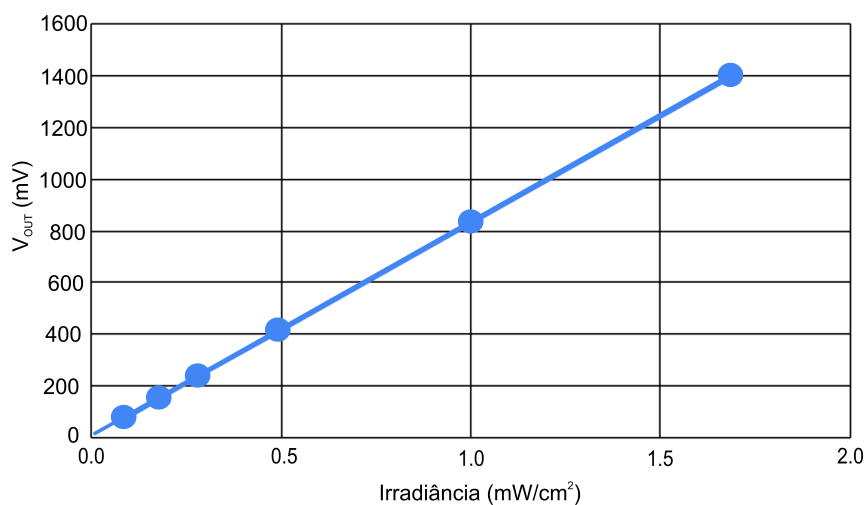
As Figuras 20, 21, 22 e 23, mostram os gráficos da tensão de saída do sensor em função da irradiância calculada. Em cada gráfico é possível analisar a influência da distância na I_{UV} mantendo a mesma corrente em diferentes pontos inicialmente, começando pelo ponto mais distante, 40 cm e deslocando até o ponto mais próximo da medição, 10 cm, pode-se ver o crescimento da irradiância. Analisando este primeiro experimento, pode-se afirmar que enquanto mais próximo da fonte de UV maior será a D_{UV} , portanto mais rápido será a ação germicida.

Figura 20 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 500 mA nos LEDs).



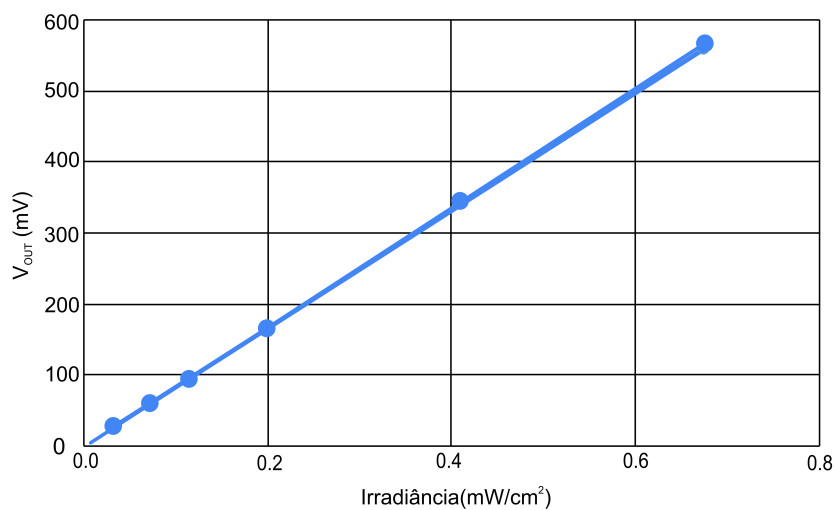
Fonte:(COSTA et al., 2022).

Figura 21 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 375 mA nos LEDs).



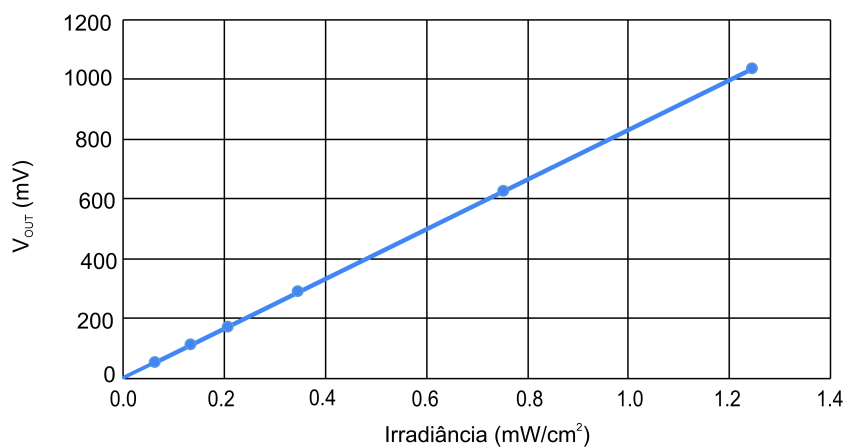
Fonte:(COSTA et al., 2022)

Figura 22 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 250 mA nos LEDs).



Fonte:(COSTA et al., 2022).

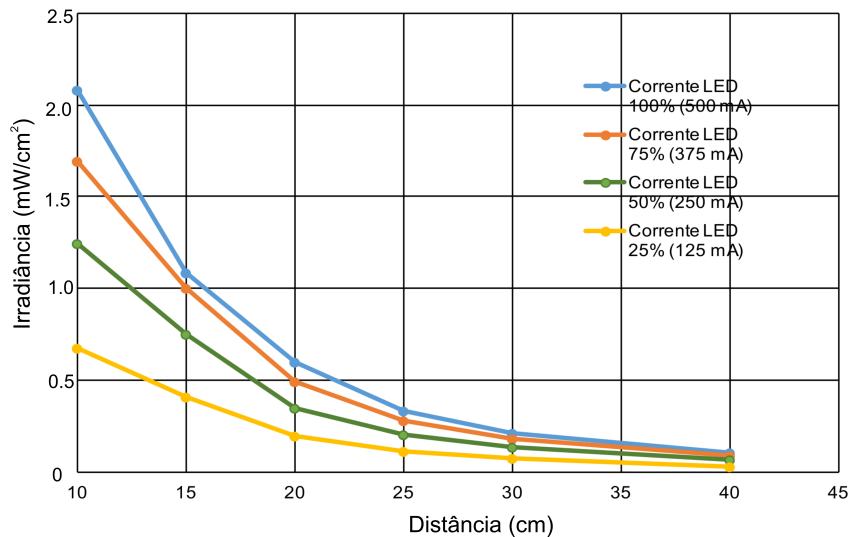
Figura 23 – Tensão de saída do sensor em função da irradiância (corrente de 125 mA nos LEDs).



Fonte:(COSTA et al., 2022).

Outro gráfico que foi traçado com estes resultados é o da I_{UV} em função da distância como mostra a Figura 24 e nele pode-se confirmar o que foi analisado anteriormente a I_{UV} é maior em menores distâncias, já em maiores distâncias como nos 40 cm, os valores medidos apesar de serem em diferentes valores de corrente não possuem uma diferença muito significativa comparando-os entre si.

Figura 24 – Irradiância em função da distância.



Fonte:(COSTA et al., 2022).

Em (LI; YANG; CAI, 2018) foi também realizada essa observação e se discute a necessidade de reduzir a atenuação da irradiância quando a distância da radiação aumenta, mesmo enquanto a potência total é aumentada. Com isso torna-se mais do que necessário a realização de testes biológicos em diferentes culturas para ver se essa redução da irradiância poderá afetar a UVGI, além de poder comprovar a efetividade germicida dos LEDs UV-C.

Outro teste de medição realizado para aferir a calibração dos sensores, foi a D_{UV} . Obtida através de (2.2), anteriormente apresentada. Foram realizadas as medidas de I_{UV} em tempos distintos, 10, 30, 60 e 180 segundos. Além das medidas serem realizadas em diferentes distâncias. As tabelas 8, 9, 10 e 11 apresentam os resultados obtidos nos testes.

Tabela 8 – Dose em função da distância em um tempo de 10 s

Distância (cm)	V_{out} (mV)	I_{UV} (mW/cm ²)	D_{UV} (mJ/cm ²)
10	1715.0	2.067	20.66
15	987.37	1.190	11.89
20	479.83	0.578	5.78
25	302.58	0.365	3.64
30	180.53	0.218	2.17
40	89.30	0.108	1.07

Tabela 9 – Dose em função da distância em um tempo de 30 s

Distância (cm)	V _{out} (mV)	I _{UV} (mW/cm ²)	D _{UV} (mJ/cm ²)
10	1701.0	2.05	61.49
15	980.67	1.18	35.44
20	473.13	0.57	17.10
25	298.92	0.36	10.80
30	178.04	0.21	6.43
40	88.18	0.10	3.18

Tabela 10 – Dose em função da distância em um tempo de 60 s

Distância (cm)	V _{out} (mV)	I _{UV} (mW/cm ²)	D _{UV} (mJ/cm ²)
10	1692.0	2.03	122.32
15	977.22	1.17	70.64
20	477.31	0.57	34.50
25	297.45	0.35	21.50
30	177.04	0.21	12.8
40	87.72	0.10	6.34

Tabela 11 – Dose em função da distância em um tempo de 180 s

Distância (cm)	V _{out} (mV)	I _{UV} (mW/cm ²)	D _{UV} (mJ/cm ²)
10	1674.4	2.01	363.12
15	969.37	1.16	210.22
20	467.04	0.56	101.28
25	294.33	0.35	63.83
30	175.60	0.21	38.08
40	87.00	0.10	18.86

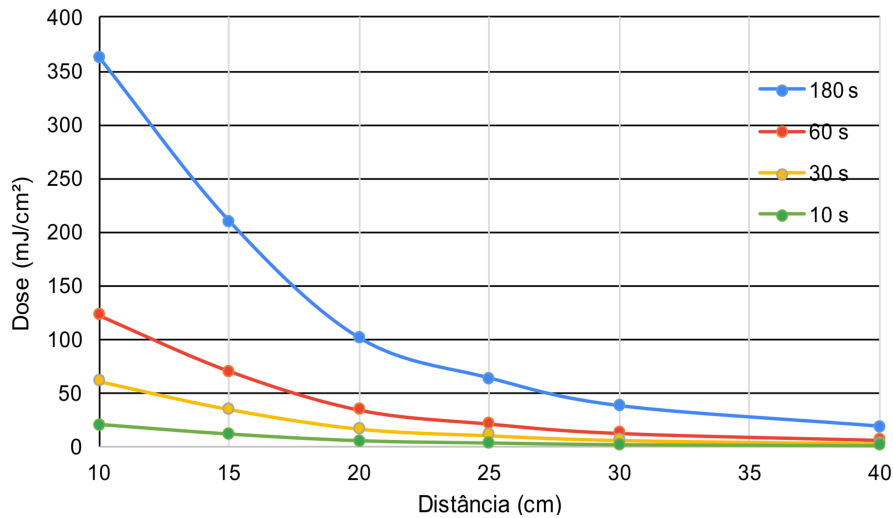
A Figura 25 ilustra o resultado dos testes, e pode-se perceber que da mesma maneira que o teste realizado anteriormente. Na qual a I_{UV} em função da distância diminuía a D_{UV} também tem a mesma tendência de redução em função de uma maior distância. O que também pode ser analisado é enquanto maior a distância da fonte UV maior será o tempo necessário para alcançar a D_{UV} necessária para a UVGI.

Outro gráfico gerado com este teste foi da D_{UV} em função do tempo. Como é apresentado na Figura 26. É possível observar que quanto maior o tempo de exposição, maior será a D_{UV} aplicada ao patógeno. Portanto, pode-se concluir que mesmo em distâncias maiores é possível alcançar a D_{UV} necessária para a ação germicida, porém exigindo um tempo maior e dependendo do tipo de patógeno a ser eliminado.

2.5.3 Dose UV Requeridas

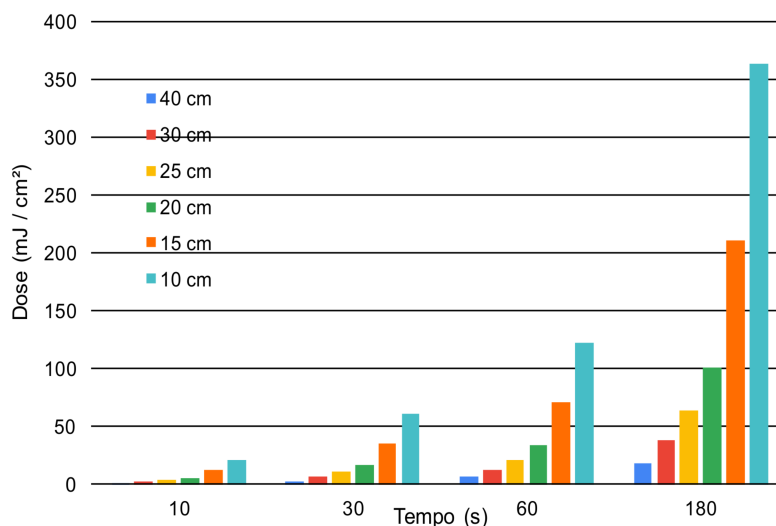
Para realizar a inativação de microrganismos presentes em superfícies e objetos, a D_{UV} pode variar de acordo com sua resistência a UVR. Entretanto existem certas faixas

Figura 25 – Dose UV em função da distância.



Fonte:(COSTA et al., 2022)

Figura 26 – Dose UV em função do tempo para diferentes distâncias.

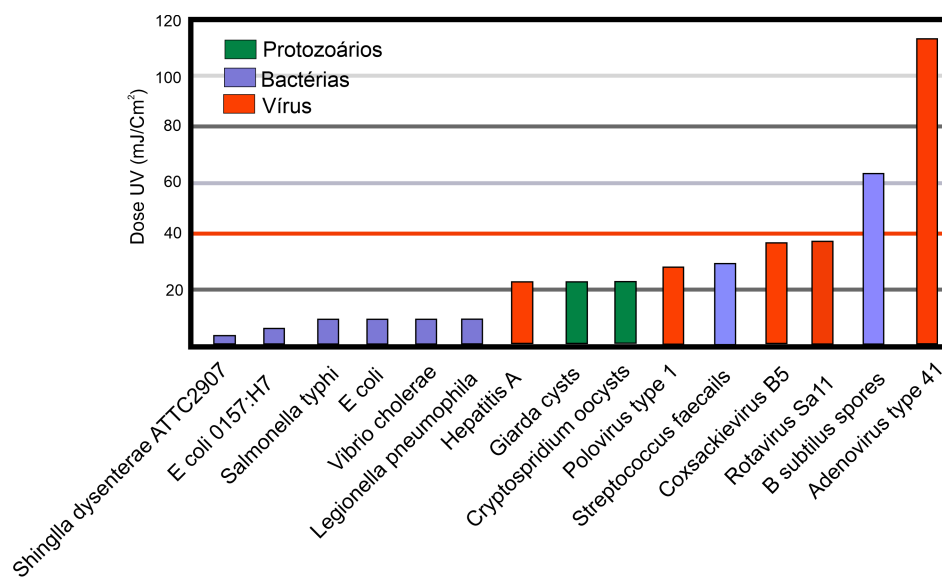


Fonte:(COSTA et al., 2022)

que são estipuladas por órgãos de saúde pública que com uma certa exigência é possível conseguir níveis de inativação dos agentes patológicos. Segundo o reportado por (GRAY, 2014) para doses de UV em torno de 20 mJ/cm² é possível inativar diversas bactérias patogênicas e vírus que causam doenças nos seres humanos, mas existem outros tipos de microrganismos que necessitam de doses mais altas. Na Figura 27 são apresentadas as doses de UV para bactérias, vírus e protozoários patogênicos, sendo que a maioria deles são sensíveis aos 40 mJ/cm². Como é o caso do *Adenovírus*, cuja D_{UV} é ao redor dos 110 mJ/cm². Realizando uma análise dos resultados das medições obtidas com o arranjo de LEDs, e comparando com o levantamento dos valores de D_{UV} que são necessários para que ocorra a inativação dos diferentes patógenos. É possível de realizar a inativação na grande maioria dos patógenos apresentados, a uma distância de 10 cm com um tempo de 30 s. Que é um tempo extremamente curto levando em conta que os LEDs não necessitam

de um tempo de aquecimento e de estabilização.

Figura 27 – Doses necessárias para se obter uma inativação do 99,99% para certos microrganismos



Fonte: autor

2.5.4 Conclusão

A partir da revisão realizada neste capítulo, foi possível observar a progressão do uso da UVR para fins germicidas. Ao longo deste capítulo, foram detalhados os efeitos da UVR no DNA. Em seguida, foram descritas as principais medidas radiométricas necessárias para a pesquisa e desenvolvimento de um dispositivo eletrônico que alimenta os LEDs de ação germicida. Com base na identificação dessas medidas e nas definições de I_{UV} e D_{UV} , foi escolhido um sensor adequado para realizar as medidas com o arranjo de LEDs UV-C proposto. Foram conduzidos testes de laboratório com o arranjo de LEDs escolhido, e as medidas obtidas foram comparadas com dados de fabricantes e com os valores necessários para a desinfecção de vírus e bactérias predefinidos. Esses testes comprovaram o potencial dos LEDs para o uso na UVGI pois os valores alcançados, quando comparados aos de fontes que comprovadamente testadas, demonstraram que o arranjo utilizado pode realizar a desinfecção por UVR com a mesma eficácia dessas outras fontes.

3 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES PARA O ACIONAMENTO DE LEDS

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, será apresentada a modelagem do comportamento elétrico do LED, empregando o modelo PWL (*Piecewise Linear*) dos LEDs que foram apresentados no capítulo anterior. Também será realizada uma revisão das topologias clássicas, tanto das não isoladas quanto das isoladas, bem como das topologias ressonantes para o acionamento de LEDs. Além disso, será contextualizado a escolha da topologia do conversor empregada no desenvolvimento desse trabalho.

A modelagem elétrica dos LEDs é essencial para compreender o comportamento do dispositivo e projetar circuitos de acionamento eficientes. O modelo PWL é uma representação matemática que considera o comportamento não linear da curva de corrente versus tensão dos LEDs. Esse modelo permite uma aproximação adequada do comportamento real do LED, levando em conta as variações de corrente e tensão ao longo de diferentes pontos de operação.

Após a apresentação do modelo PWL, serão revisadas as topologias clássicas de acionamento de LEDs. As topologias não isoladas são amplamente utilizadas em aplicações de baixa potência, pois oferecem simplicidade e baixo custo. Entre as topologias não isoladas estão o conversor *Buck*, o *Boost* e o *Buck-Boost*. Essas topologias permitem o controle da corrente média fornecida aos LEDs, garantindo um acionamento adequado.

Já as topologias de conversores isolados são geralmente, mais adequadas para aplicações de alta potência, nas quais é necessário isolar eletricamente a carga do circuito de acionamento. Entre as topologias isoladas estão o conversor *Flyback*, o conversor *Forward* e o conversor *Push-Pull*. Essas topologias apresentam a vantagem do isolamento, mas podem exigir componentes adicionais e possuir um maior custo de implementação.

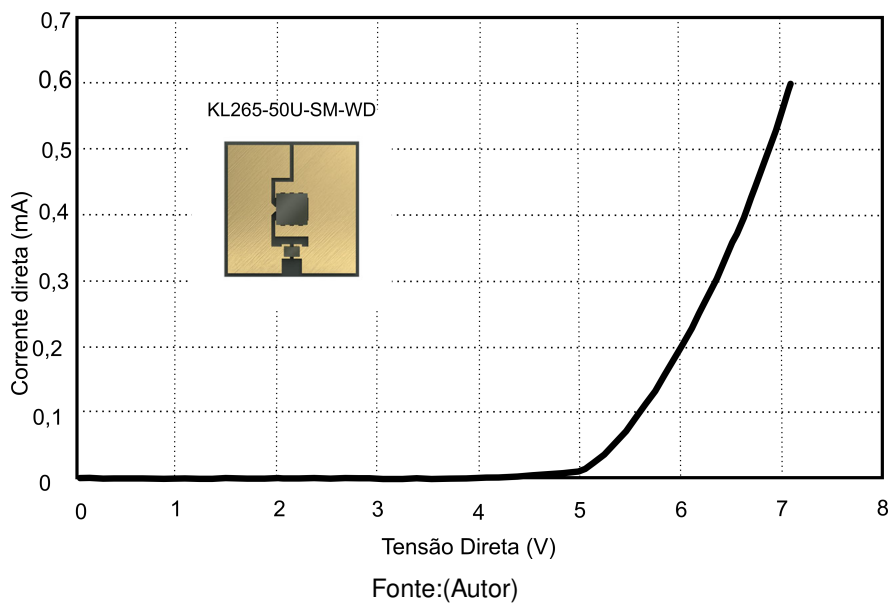
Por fim, será realizada uma revisão das topologias ressonantes, que exploram a ressonância entre os componentes do circuito para melhorar a eficiência do acionamento dos LEDs. As topologias ressonantes, como o conversor LLC, que é amplamente utilizada e oferece alta eficiência e baixas perdas.

Diante da variedade de topologias disponíveis, a escolha da topologia de acionamento dos LEDs depende de vários fatores, como a aplicação específica, a potência requerida, a eficiência desejada e o custo de implementação. A topologia escolhida deve fornecer um acionamento eficiente e confiável, garantindo o funcionamento adequado dos LEDs em suas diferentes condições de operação.

3.1.1 Modelo elétrico do LED

Diodos com a junção P-N são matematicamente descritos pela Equação de *Shockley*, que relaciona a tensão direta do diodo pela corrente direta. Para uma descrição precisa do comportamento elétrico do LED, é necessário considerar as perdas ôhmicas (SCHUBERT, 2006). Para realizar o projeto do *driver* de LEDs proposto, é fundamental compreender o comportamento elétrico dos LEDs, que é expresso pela relação direta entre a corrente e a tensão, conhecida como a Curva I-V. Essa curva pode ser visualizada na Figura 28 do modelo de LED utilizado nesta dissertação.

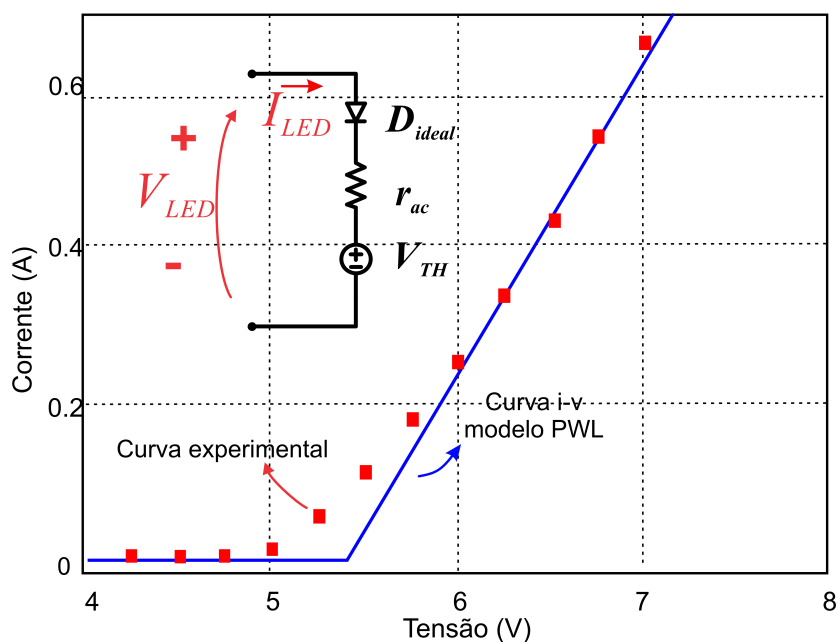
Figura 28 – Modelo experimental.



Além da equação de *Shockley* modificada (SCHUBERT, 2006), uma outra possibilidade é o emprego do modelo linear por partes, *piece wise linear* (PWL), utilizado em (LIN et al., 2013) e (MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019). Neste modelo a curva i-v do LED é emulada por um circuito equivalente simples, que é composto por um diodo ideal, a queda de tensão através deste diodo é determinada pela soma da tensão da fonte V_{TH} e da resistência interna em série, r_d , representa aproximadamente a tensão de joelho da curva i-v é dado pelo V_{TH} . A curva i-v do LED KL265-50U-SM-WD é apresentada na Figura 28. Os parâmetros obtidos para o arranjo de LEDs utilizado no modelo elétrico são, $r_d = 30\Omega$ e $V_{TH} = 64.8$ V. Na Figura 29 a curva do modelo PWL é comparada a curva obtida por medição. Ao analisar as curvas do gráfico é possível ver que o modelo PWL possui um comportamento semelhante ao teste realizado com o LED quando sua corrente atinge cerca de 0.266 A, sua região linear.

Já abaixo desse valor, a curva i-v modelada, desvia da medida prejudicando o desempenho teórico do *driver* de LED analisado, especialmente para aplicações em que a amplitude da corrente do LED é modulada para realização do *dimming* (MENKE, 2021). Em (LIN et al., 2013) é proposto um conceito de superposição do circuito multi-ramificado,

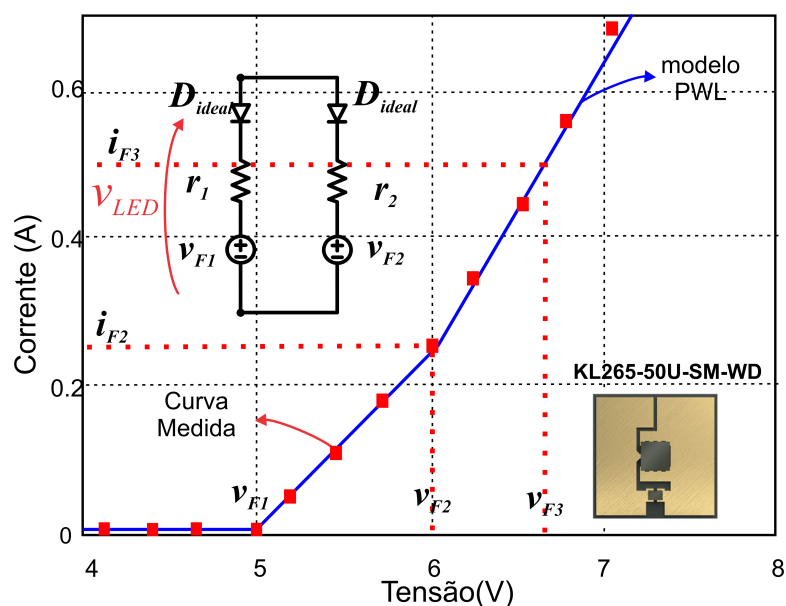
Figura 29 – Curva do modelo PWL comparada ao circuito experimental



Fonte:(modificado de Menke 2021)

(MBPWL), onde a curva i-v é dividida em várias partes, como a Figura 30 apresenta o circuito e a curva i-v. Os parâmetros do circuito equivalente MPWL, V_{F1} e V_{F2} são níveis de tensão direta de LED selecionados e as resistências internas em série (r_1 e r_2) são definidas por (3.1).

Figura 30 – Curva do modelo MPWL



Fonte:(modificado de Menke 2021)

$$\begin{aligned}
 r_1 &= \frac{V_{F2} - V_{F1}}{I_{F2}} \\
 r_2 &= \frac{V_{F3} - V_{F2}}{I_{F3} - \frac{V_{F3} - V_{F1}}{r_1}}
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

O modelo MBPWL, em comparação com um único modelo PWL, apresenta uma correspondência mais abrangente com a curva i-v medida. Além disso, como alternativa, é possível emular o comportamento do módulo LED utilizando dois circuitos PWL distintos. Uma forma de simplificar a análise matemática é utilizar uma função definida por partes. Dessa maneira, é possível simplificar o processo.

3.2 ACIONAMENTO DE LEDS

Os LEDs não podem ser conectados diretamente na rede, é necessário um sistema intermediário que processe a energia para padrões aceitáveis a esses dispositivos, estes circuitos são chamados *drivers*. Esses circuitos podem ser implementados de diferentes maneiras, como estruturas CC ou CA/CC (Van Der Broeck; SAUERLÄNDER; WENDT, 2007). O *driver* é responsável por manter as principais características do LED, elevado tempo de vida útil e elevada eficácia luminosa. Estes fatores podem ser alterados pela temperatura de junção e pela corrente que passa pelo dispositivo. Para que estas características permaneçam sem grandes alterações é necessário realizar o controle de corrente, pois, uma fonte de tensão em série com uma resistência provoca pequenas variações de tensão o que faz com que causem grandes variações de corrente (CAMPONOGARA, 2012).

3.2.1 Estrutura de *drivers* para acionamento de LEDs

As estruturas de acionamento de LEDs podem ser divididas em CC/CC, para fontes de energia contínua, ou CA/CC, para fontes de energia alternada, como um driver conectado à rede elétrica. Ambas as estruturas podem ser passivas, utilizando apenas elementos como resistores, capacitores, elementos magnéticos e diodos, ou ativas, com o uso de conversores chaveados controlados por interruptores (CAMPONOGARA, 2012). As soluções ativas apresentam vantagens como a operação em alta frequência e o controle preciso da corrente dos LEDs, além da possibilidade de incorporar funções adicionais, como correção do fator de potência, entrada universal, compartilhamento de corrente, controle de intensidade luminosa, isolamento e proteções contra falhas. Essas soluções ativas

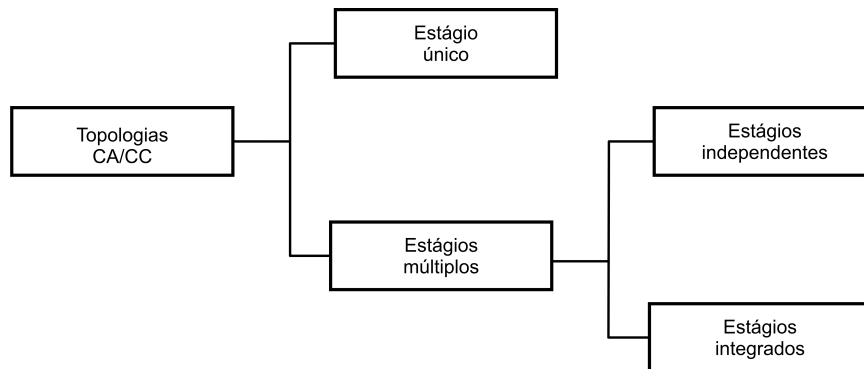
são atraentes para diversas aplicações: residenciais, comerciais e industriais e podem variar em número de estágios de acordo com a potência e os requisitos de desempenho (ALMEIDA et al., 2015).

3.2.1.1 Estruturas Passivas

As estruturas passivas podem ser classificadas em corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC). Os LEDs, sendo eles diodos, fundamentam-se na retificação inerente aos diodos para operar em corrente alternada, sua corrente é limitada com a utilização de capacitores e resistores. Este tipo de topologia apesar da simplicidade, não aproveita as características do LED, pois o pico de corrente em baixa frequência não deve ser maior do que o indicado no *datasheet* do fabricante (CAMPONOGARA, 2012). Já as estruturas passivas CC possuem corrente de saída constante. Em sua entrada é usada um indutor que atua como filtro ou para reduzir as variações de entrada. Quanto a eficiência, geralmente possuem valor acima 90%, além de uma simples implementação.

3.2.1.2 Estruturas Ativas

Dentro das estruturas ativas, as topologias CA/CC dividem-se em estruturas com estágio único e as de múltiplos estágios, como mostra a Figura 31. Uma das vantagens é a possibilidade de implementação da malha de controle para garantir a estabilidade da corrente dos LEDs. Outra vantagem é a possibilidade de redução do tamanho dos magnéticos, devido a frequência de trabalho ser maior do que a da rede. As configurações de estágio único conferem benefícios pela sua dimensão compacta e pela potencialidade de redução de custos. No entanto, frequentemente carecem de eficiência substancial e nem sempre apresentam um Fator de Potência (FP) condizente com as regulamentações normativas. Em aplicações de baixa e média potência pode haver uma boa utilização, mas em potências maiores, o uso de *drivers* é muitas vezes questionado. Estágios múltiplos podem ser independentes, são compostos por dois ou mais conversores, sendo o primeiro estágio composto por um conversor PFC (Power Factor Correction Correção do Fator de Potência), e ele deve proporcionar um elevado FP. O segundo estágio é responsável pelo controle da corrente média de saída dos LEDs.

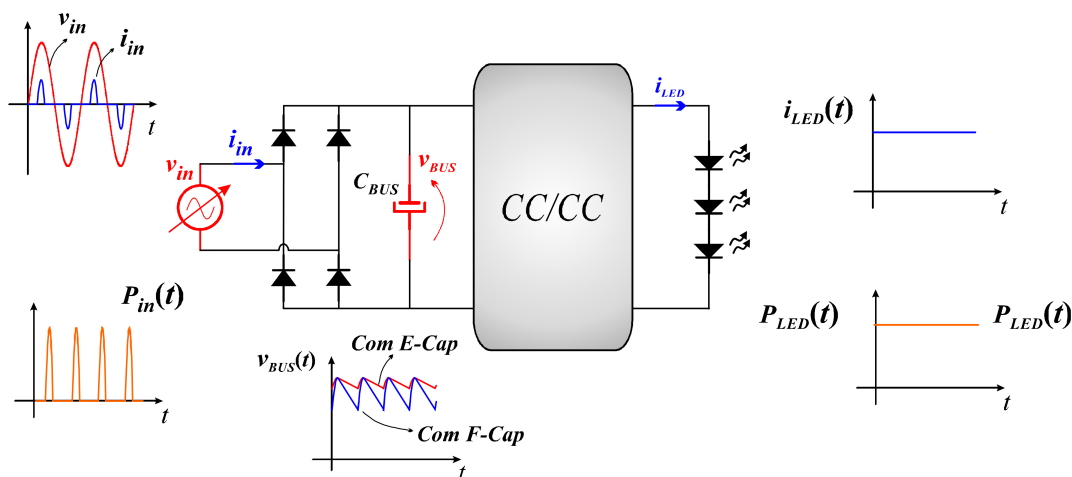
Figura 31 – Organograma de tipos de *drivers* para LED

Fonte:(Autor)

3.2.2 Estágio único

As estruturas CA/CC de estágio único, são compostas pelo retificador, filtro capacitivo e conversor CC/CC. Para que a potência seja contínua é necessário a utilização de um capacitor de barramento, (C_{BUS}) para acumular energia e fornecer a mesma ao conversor CC/CC nos momentos em que a tensão de entrada for próxima de zero. Entre as desvantagens dessa topologia estão: Sua impossibilidade de realizar correção do fator de potência, PFC, e também de operar com tensão de entrada universal e *dimming*. Pois apenas um estágio é utilizado, sendo impossível realizar uma otimização (LI et al., 2016). Essa estrutura não apresenta PFC, sendo pouco utilizada em aplicações de média-alta potência, ($> 25\text{ W}$) (MENKE, 2016). A Figura 32 mostra a estrutura e as suas formas de onda tradicionais.

Figura 32 – Estrutura CA/CC de estágio único S1A.

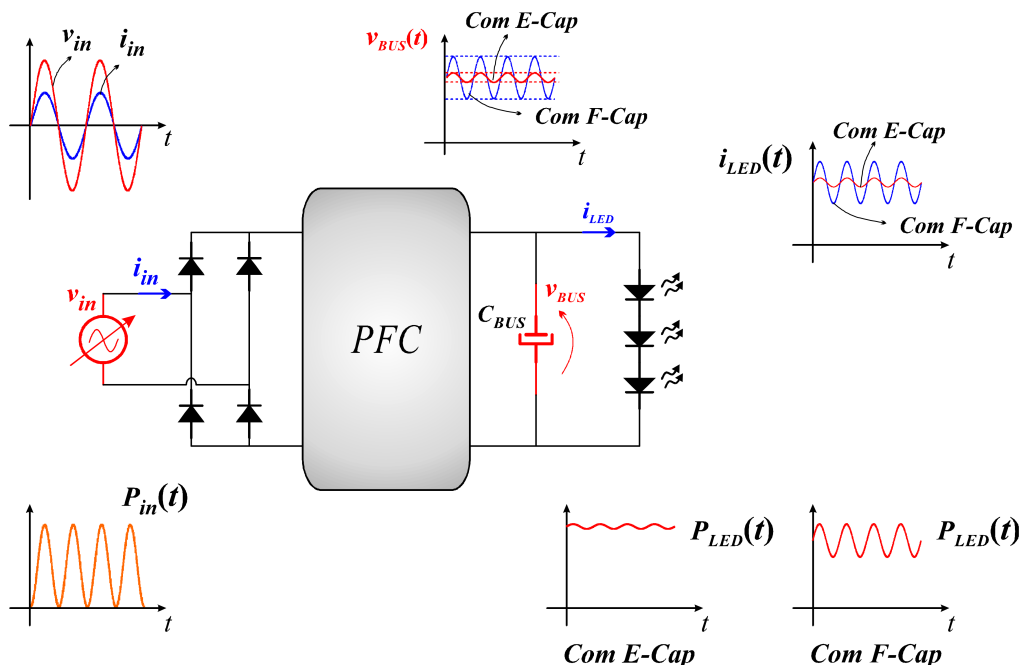


Fonte:(MENKE, 2016)

Realizando a mudança na posição de C_{BUS} como mostra a Figura 33, torna-se possível a implementação da função PFC. Com a realização dessa alteração realizada em C_{BUS} , pressupõe que a energia agora é armazenada em níveis de tensão mais baixos, no caso, igual à tensão V_{LED} . Essa topologia possui a desvantagem devido ao uso de

capacitores eletrolíticos que reduz a vida útil do *driver* (MENKE, 2016). Como estas estruturas possuem apenas um estágio, podem possuir reduzido custo e elevada densidade de potência. Mas não possuem alta eficiência, bom FP além de corrente constante.

Figura 33 – Estrutura CA/CC de estágio único S1B.



Fonte: (MENKE, 2016)

3.2.3 Estágios múltiplos

Diferentemente das topologias anteriormente descritas, que possuem limitações em seu FP e na regulação de corrente, essas limitações não existem nas estruturas de estágio múltiplos. As topologias de estágios múltiplos são divididas em estágios independentes, estágios integrados integrados ou ainda com reduzido reprocessamento de energia reduzido.

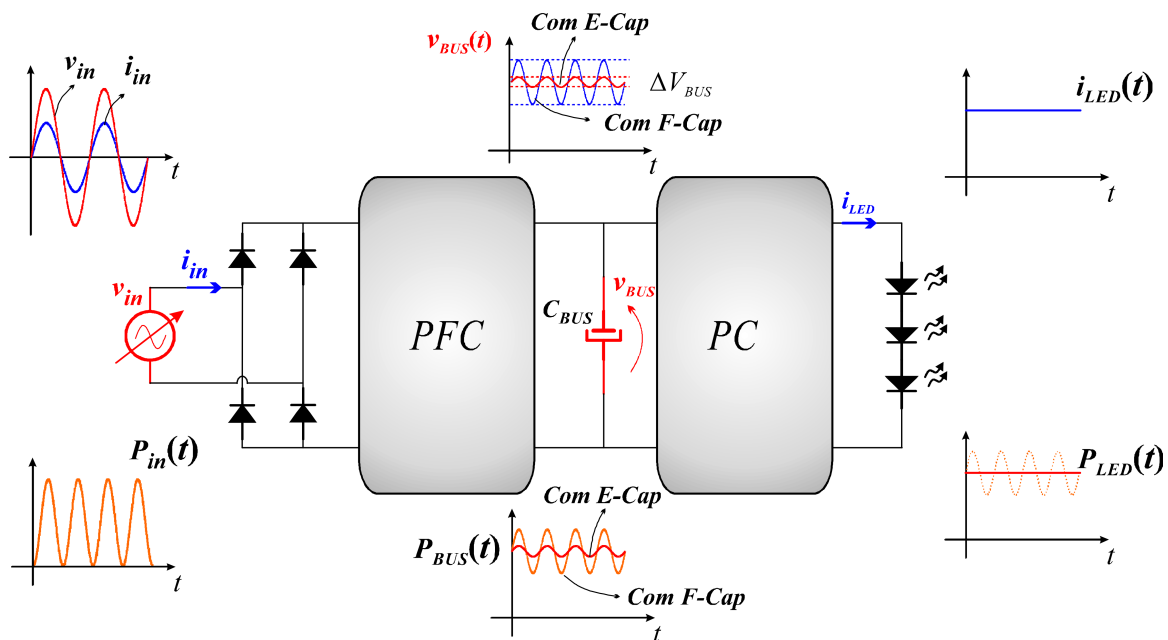
3.2.3.1 Estágios múltiplos independentes

A estrutura designada como S2A consiste em dois estágios operando de maneira independente. O primeiro estágio assume a responsabilidade de realizar a correção do fator de potência, resultando em um alto FP e na minimização do conteúdo harmônico da corrente de entrada. O estágio de correção do fator de potência não está conectado à carga. Portanto, ao empregar níveis de tensão mais elevados, é possível empregar capacitâncias de menor magnitude. O segundo estágio é encarregado de controlar a corrente

média dos LEDs a partir de um valor de referência estabelecido, além de executar o ajuste de *dimming* durante a operação.

Na estrutura S2A, conforme ilustrado na Figura 34, é possível, dentro de certos limites determinados pelo modo de condução da corrente e pelo conversor empregado no estágio PFC, operar com maiores oscilações na tensão V_{BUS} . Uma das notáveis vantagens dessa estrutura reside na sua capacidade de ser implementada sem a necessidade de capacitores eletrolíticos, conferindo, assim, uma maior vida útil ao driver (ARIAS; VAZQUEZ; SEBASTIAN, 2012). Contudo, uma das suas desvantagens reside na quantidade ampliada de componentes, resultando em um custo maior para o conversor, além de um aumento nas dimensões físicas do mesmo.

Figura 34 – Estrutura CA/CC de múltiplos estágios com dois estágios independentes S2A.



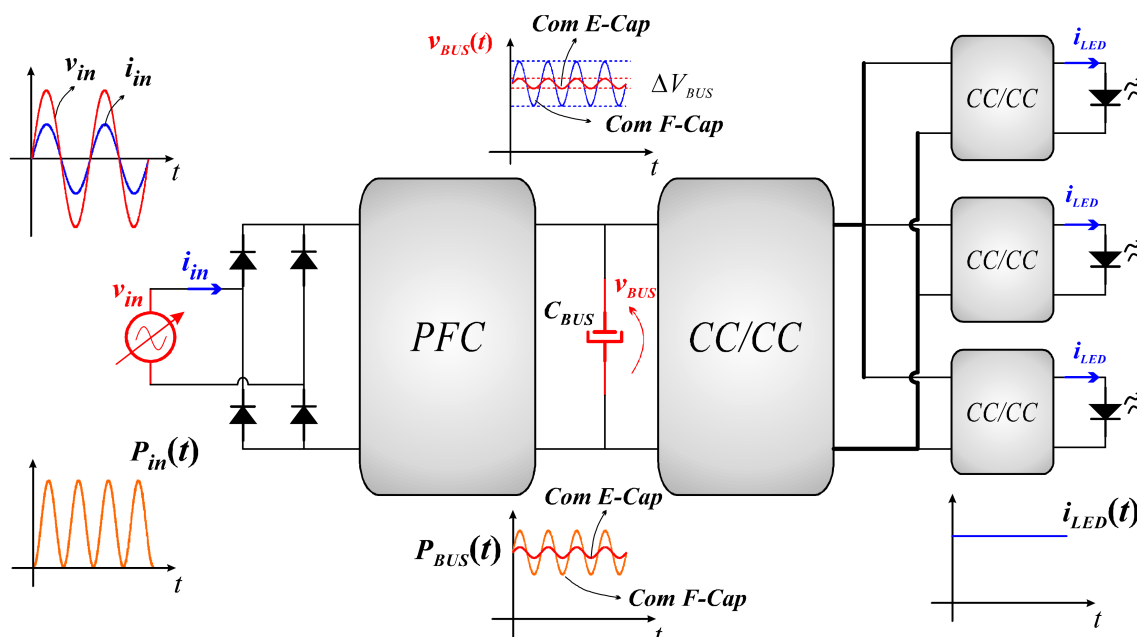
Fonte: (MENKE, 2016)

Existem além das estruturas S2A, apresentada anteriormente, topologias que utilizam três estágios, S3A. Onde os dois primeiros estágios são iguais aos do S2A. Esta estrutura possui a desvantagem em seu custo, pois quanto mais LEDs, maior o número de controladores. O terceiro estágio são onde ficam os reguladores de corrente para os LEDs. A Figura 35 mostra a estrutura e as formas de onda típicas.

3.2.3.2 Estágios múltiplos integrados

Como as estruturas de estágios independentes possuem uma quantidade grande de componentes, uma possível solução para redução dos custos é a união desses dois estágios, utilizando técnicas de integração de estágios de potência (CAMPONOGARA, 2015). Ela pode ser realizada através do compartilhamento de interruptores ou pelo seu circuito de

Figura 35 – Estrutura CA/CC de múltiplos estágios com três estágios independentes S3A.



Fonte: (MENKE, 2016)

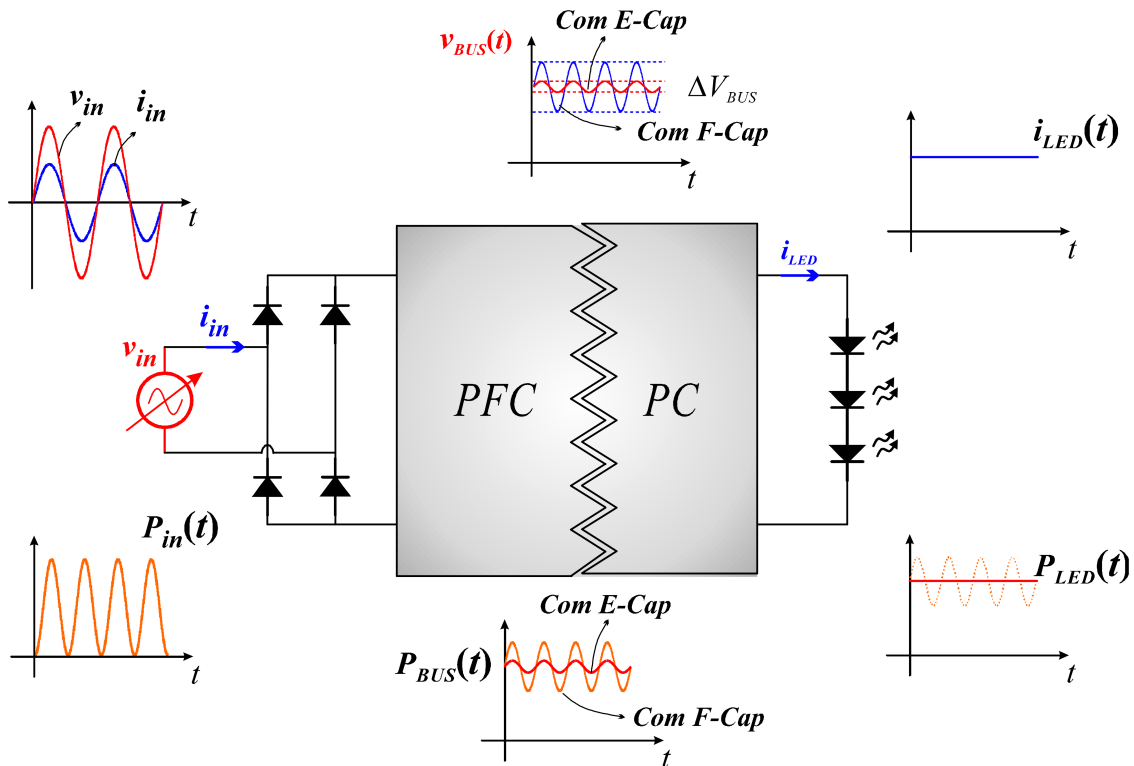
comando. A Figura 36 mostra a estrutura CA/CC de múltiplos estágios integrados, embora se verifique a presença de dois estágios, esta solução é classificada na literatura como de estágio único, a estrutura, S1C. Na estrutura S2A, com a presença de dois estágios independentes, é possível reduzir a capacitância do barramento sem comprometer o desempenho do estágio de correção do fator de potência (PFC). Da mesma forma, o estágio de controle de potência (PC) mantém uma corrente controlada nos LEDs com uma menor variação (MENKE, 2016). Algumas topologias integradas mantêm as características da topologia S2A (ALMEIDA, 2014).

3.2.4 Topologias clássicas

3.2.4.1 Conversores não isolados

O acionamento dos LEDs pode ser realizado por conversores de simples implementação e projeto. As topologias mais clássicas utilizadas são os conversores *Buck*, *Boost* ou *Buck-Boost*, que são bem difundidos na literatura além de conversores como *SEPIC*, *Zeta* e 'Cuk. Suas disposições de componentes proporcionam características distintas para cada um. O conversor *Buck*, possui um circuito simples e de baixo custo devido seu reduzido número de componentes. Como principal característica do circuito é alimentar a carga com uma tensão de saída menor do que a entrada sem isolamento entre elas. O indutor e o ca-

Figura 36 – Estrutura CA/CC de múltiplos estágios com estágios integrados S1C.



Fonte: (MENKE, 2016)

pacitor são utilizados como um filtro passa-baixa. Este conversor pode ser utilizado como *driver* de LEDs com uma característica de fonte de corrente. Já o conversor *Boost*, tem como característica possuir uma tensão de saída maior do que a entrada, e assim como o Buck é considerado um circuito simples que não possui isolamento. É amplamente utilizado em conversores PFC, realizando a interface entre a carga CC e a rede elétrica CA através de um barramento constante de alta tensão, buscando reduzida THD, taxa de distorção harmônica, e elevado fator de potência (HART, 2011). O conversor *Buck-Boost* possibilita tanto uma saída inferior ou superior à de entrada. A tensão de saída do conversor possui polaridade oposta à tensão de entrada (POMÍLIO, 2014).

Outras topologias que usualmente são utilizadas para o acionamento de LEDs são *Cuk*, *SEPIC* e *Zeta*. O conversor *Cuk* é formado por um conversor *Boost* em série com um conversor *Buck*, ele possui como contraponto a saída invertida em relação a entrada (HART, 2011). O conversor *SEPIC* é composto por um *Boost* conectado em série com um *Buck-Boost*. Sua vantagem em relação ao *buck-boost* é que a corrente de entrada pode ser contínua e sua tensão de saída não é invertida, sua desvantagem de uso como *driver* de LEDs é a necessidade do uso de um capacitor de saída para fornecer uma corrente constante. Já o conversor *Zeta* é formado por um *Buck-Boost*, conectado em série com um *Buck*. Sendo assim sua tensão de saída poderá ser superior ou inferior do que a entrada, mantendo a mesma polaridade. Os *drivers* mencionados acima, são circuitos não isolados. Eles conseguem alterar a tensão contínua, mas também possuem algumas limitações. Por

exemplo, a entrada e a saída não estão separadas, a relação entre a tensão de entrada e saída ou a relação entre as correntes não pode ser muito grande e não é possível obter uma saída com vários canais. Para superar essas limitações, são introduzidos circuitos de conversores isolados.

3.2.4.2 Conversores Isolados

Comparando com os conversores vistos na seção anterior, os conversores não isolados possuem uma desvantagem na conexão entre a entrada e a saída. Se a alimentação for ligada ao "terra" este ponto também deve estar conectado na saída. Um dos métodos mais eficientes de conseguir esse isolamento galvânico entre a entrada e a saída de um conversor CC-CC é utilizando um transformador num esquema de comutação (HART, 2011). A frequência de comutação do conversor é muito maior do que a da fonte de alimentação, permitindo que os magnéticos tenham menor tamanho. Algumas das topologias mais difundidas são os conversores *Forward* e *Flyback*. O conversor *Forward* deriva do conversor *Buck*, com a utilização de um transformador e outro diodo no circuito de saída. É quase sempre empregado no modo de condução contínua, uma vez que nesta condição os picos de correntes no primário e no secundário são menores. Assim como a variação na tensão de saída. Existe uma pequena energia magnetizante que circula pelo núcleo, que deve ser retirada a cada ciclo. Por isso a necessidade de um enrolamento auxiliar no transformador. O conversor *Flyback* possui características semelhantes ao conversor *Forward*. A sua principal vantagem está baseada no indutor acoplado, não necessitando de um enrolamento adicional para desmagnetização do núcleo.

3.2.4.3 Circuitos integrados dedicados

Outra possibilidade de implementação de *drivers* de LED é a utilização de circuitos integrados (CIs) que podem ser aplicados a LEDs. Sua utilização e implementação muitas vezes pode ser simples e rápida (LIN; CHEN, 2012). Um *driver* linear de LED é um regulador linear que geralmente existe em circuitos integrados (CIs) que necessitam de uma fonte de tensão retificada, por exemplo, um retificador para uma corrente alternada (CA) para gerar uma tensão de acionamento (LIN; CHEN, 2012). Devido ao seu tamanho reduzido e baixo custo, os CIs dedicados para o acionamento de LEDs têm despertado grande interesse no campo da iluminação de LED principalmente para a indústria. Com menos componentes, tamanho reduzido, os CIs dedicados podem facilitar um design de *driver* de LED além de poder reduzir o número de componentes reduzindo o custo total sobre o *driver*. Diversos fabricantes possuem inúmeros modelos de CIs para a utilização como

driver de LEDs acionando inúmeros conversores como *Boost*, *Buck* além de conversores ressonantes.

Além das possibilidades baseadas em conversores CC-CC convencionais podem ser utilizados para acionar e controlar os inversores e conversores do tipo *Half-Bridge* e *Full-Bridge* utilizando filtros ressonantes, os quais serão abordados na próxima seção.

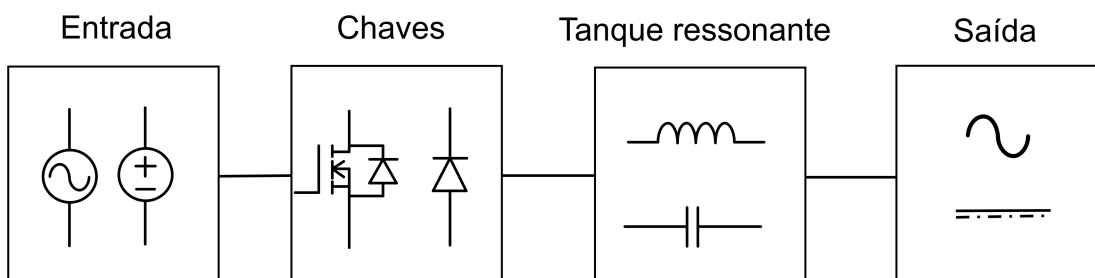
3.3 CONVERSORES RESSONANTES

3.3.1 Análise de conversores ressonantes

Comparados às topologias de conversores baseados em PWM, a operação em ressonância oferece vantagens significativas, uma vez que permite que os conversores ressonantes tenham perdas de comutação reduzidas e níveis mais baixos de interferência eletromagnética (EMI) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003). Resultando em maior eficiência e confiabilidade. Aumentar a frequência de operação também leva à miniaturização do circuito e melhora na compatibilidade eletromagnética (EMC) (YOUSSEF; QAHOUQ; ORABI, 2010).

Os conversores ressonantes são tipos específicos de conversores cuja operação é baseada no princípio da ressonância. O circuito ressonante, tanque ressonante ou rede ressonante é um circuito elétrico composto por elementos passivos, capacitores e indutores e também pode ter transformadores incorporados, que são conectados e projetados de tal maneira que permitem operar em ressonância, obtendo formas de onda de tensão/corrente senoidais. A Figura 37 apresenta o diagrama de blocos de como são compostos os conversores ressonantes.

Figura 37 – Diagrama de Blocos de uma Topologia Ressonante



Fonte:(Autor)

O tanque ressonante pode ter várias configurações. As quatro configurações principais são:

- Série-Série (SS);

- Série-Paralelo (SP);
- Paralelo-Paralelo (PP);
- Paralelo-Série (PS).

Em (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012) realiza-se uma descrição detalhada dos circuitos com topologias baseadas em conversores *Half-bridge* e *Full-bridge*. Seu funcionamento, análises estatísticas além de modelagem matemática em que se abordam a função de transferência, o ganho, a impedância e as perdas dos conversores ressonantes. Eles também podem permitir a conversão CA-CC, CC-CC, CC-CA ou CA-CA, dependendo do design da topologia. Por exemplo, o conversor ressonante CC-CC pode ser obtido pela cascata de dois conversores, um inversor ressonante (conversor CC-CA) conectado a um retificador de alta frequência (conversor CA-CC). Nesse caso, a potência de entrada CC é primeiro convertida em potência CA pelo inversor ressonante e, em seguida, a potência CA é convertida de volta em potência CC na saída pelo retificador. Para permitir o isolamento, um transformador pode ser inserido no conversor entre a saída do inversor e a entrada do retificador (POMÍLIO, 2014). Se o conversor operar em alta frequência, o tamanho geral do conversor pode ser reduzido (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012).

A partir desse ponto, o conversor ressonante CC-CC é analisado. Representar o conversor ressonante CC-CC como a cascata de dois conversores é conveniente porque permite uma análise mais simples. Se a entrada do retificador for uma tensão/corrente senoidal, significa que apenas a componente fundamental é convertida de potência CA para CC (ALMEIDA, 2014). Ter formas de onda senoidais significa que o retificador pode ser substituído por sua impedância de entrada, definida como a razão entre as componentes fundamentais da tensão e da corrente de entrada do retificador. Essa impedância pode ser vista como uma carga AC para o inversor (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012). Isso facilita o projeto do conversor, pois o inversor e o retificador podem ser analisados e projetados separadamente. Se o fator de qualidade da carga do circuito ressonante (Q) for suficientemente alto e se estiver operando próximo à frequência de comutação (f_{sw}) sendo próxima à frequência de ressonância (f_0), o inversor ressonante geralmente opera em modo de condução contínua (CCM) e gera uma corrente ou tensão de saída aproximadamente senoidal, dependendo da topologia do circuito ressonante. Isso significa que todo o inversor pode ser substituído por uma fonte de corrente ou tensão senoidal na entrada do retificador. Portanto, o projeto do conversor pode ser feito em duas etapas, analisando e projetando separadamente o retificador e o inversor.

O inversor e o retificador em cascata precisam ser compatíveis entre si. Isso significa que um retificador requer uma fonte de tensão de entrada (retificador acionado por tensão) e precisa ser conectado a um inversor cuja saída se comporte como uma fonte de tensão, por exemplo, inversores com um circuito ressonante em paralelo, que geram uma tensão senoidal na saída. Da mesma forma, se o retificador requer uma fonte de cor-

rente de entrada (retificador acionado por corrente), a saída do inversor deve se comportar como uma fonte de corrente, por exemplo, inversores com um circuito ressonante em série, gerando uma corrente senoidal na saída)(POMÍLIO, 2014). Por fim, para caracterizar o conversor CC-CC, por exemplo, a eficiência ou a função de transferência de tensão, pode ser obtida de forma simples como o produto das características do inversor e do retificador (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012).

Considerando isso, e a fim de ser capaz de projetar o conversor, considera-se que o conversor operará em ou próximo à ressonância. As correntes e/ou tensões estão próximas de senoidais, portanto, a abordagem da aproximação à primeira harmônica ou abordagem da frequência fundamental (FHA) pode ser usada. Essa abordagem considera apenas as componentes fundamentais de tensão e/ou corrente, sem componentes harmônicas (HANG-SEOK; SEMICONDUCTOR, 2007). A FHA permite estudar e caracterizar o comportamento do conversor. No entanto, observa-se que se o fator de qualidade da carga do circuito ressonante (Q), for muito baixo e o conversor estiver operando longe da ressonância, frequência de comutação f_{sw} muito mais baixa ou mais alta do que a frequência de ressonância f_0 , as formas de onda da corrente podem diferir das formas de ondas senoidais, a corrente possui componentes harmônicas, e o conversor pode operar no modo de condução descontínua (DCM) (SCHROEDER; PÉRES, 2014). Nesses casos, se a FHA for usada, pode levar a um projeto impreciso do conversor devido à não consideração das componentes harmônicas. Nesse caso, outras abordagens de projeto devem ser consideradas (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012).

Para projetar o conversor, algumas considerações precisam ser levadas em conta. Por exemplo, para obter uma maior densidade de potência e menor tamanho nos conversores de potência, a frequência de comutação precisa ser maior. Aumentar a frequência de comutação permite reduzir consideravelmente o tamanho dos elementos passivos no circuito do conversor, como transformadores, indutores e capacitores. Aumentar a frequência de comutação em conversores de potência típicos significa maiores perdas de comutação. No entanto, o uso de topologias de conversores ressonantes permite operar em frequências mais altas com baixas perdas de comutação (HANG-SEOK; SEMICONDUCTOR, 2007). Nos conversores ressonantes, a potência é transferida de maneira senoidal e os interruptores são comutados suavemente, reduzindo consideravelmente essas perdas e ruídos.

Duas topologias básicas de conversores ressonantes são comumente usadas: o conversor ressonante série (SRC), onde o tanque ressonante é composto por um indutor em série com um capacitor, e o conversor ressonante paralelo (PRC), onde o tanque ressonante é composto por um indutor em paralelo com um capacitor. No SRC, o circuito com o retificador de saída e a carga está conectado em série com o tanque ressonante LC. Nesse caso, a carga se comporta como um divisor de tensão. Ajustando a frequência de comutação do inversor de meia ponte, a impedância do tanque ressonante é alterada,

o que por sua vez altera o ganho do conversor e permite controlar a saída do conversor. Como a carga se comporta como um divisor de tensão, o ganho de saída é sempre igual ou inferior a 1. Com carga leve (sem carga ou condição de circuito aberto), a impedância da carga é maior em comparação com a impedância do tanque ressonante, o que dificulta a regulação da saída do conversor. Teoricamente, para regular a saída em sem carga, a frequência de comutação deve ser infinita (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012).

No PRC, o circuito com o retificador de saída e a carga está conectado em paralelo com o circuito ressonante. Devido à carga estar conectada em paralelo, grandes quantidades de corrente circulante aparecem. Devido às correntes mais altas, é difícil usar essa topologia em aplicações de alta potência (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012).

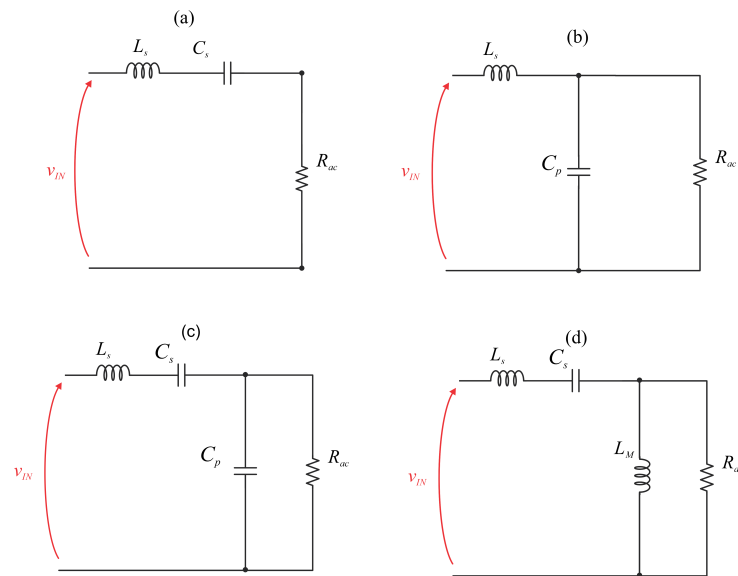
Para superar essas limitações das topologias típicas SRC e PRC, o conversor ressonante LLC foi proposto na literatura anterior (KAZIMIERCZUK; CZARKOWSKI, 2012). Essa topologia possui muitas vantagens quando comparada às topologias típicas de conversores ressonantes. Por exemplo, permite a regulação de saída, mesmo quando ocorrem variações nos sistemas de alimentação ou carga, com uma pequena variação na frequência de comutação do inversor (variável de controle típica). Devido a essas vantagens, o conversor ressonante LLC tem sido usado em um grande número de aplicações, desde conversores DC-DC de alta densidade, ou em fontes de energia de telecomunicações (LIN; LIN, 2010). Outra aplicação são em *drivers* de LED de baixa potência (ZHAO; XU; TRES-CASES, 2014), (WANG et al., 2015).

3.4 TOPOLOGIAS DE FILTROS RESSONANTES

Os filtros geralmente são projetados para responder com um pico de ressonância próximo à frequência de comutação dos inversores, onde se obtém formas de onda praticamente senoidais nas variáveis de estado do circuito que possibilita a comutação suave dos interruptores reduzindo as perdas e aumentando a eficiência (ALMEIDA, 2014). Em (BISOGLIO et al., 2003) e (ALMEIDA, 2014) é realizada uma análise dos diversos tipos de filtros ressonantes utilizados em conversores CC-CC através da análise normalizada do ganho de tensão, ganho de corrente e defasagem angular. Para (HUANG, 2011) há dois tipos básicos de conversores ressonantes, o Conversor Ressonante em Série (*RSC*), e o Conversor Ressonante em Paralelo (*RPC*). Ambos os conversores regulam sua tensão de saída alterando a frequência da tensão de condução tal que a impedância do circuito ressonante tenha alterações. A tensão de entrada é dividida entre esta impedância e a carga. O *RSC* funciona como um divisor de tensão entre a entrada e a carga, o ganho DC de um *RSC* é sempre menor que 1. A Figura 38 exemplifica alguns dos principais filtros na literatura.

Já o filtro LLC é um dos mais utilizados e trabalhados na atualidade tendo diversos

Figura 38 – Filtros ressonantes (a) LC série, (b) LC paralelo, (c) LCC e (d) LLC



Fonte:(autor)

trabalhos na literatura com em (De Simone et al., 2006), (STEIGERWALD, 1988), (LU et al., 2006), (WU; LEE, 2011), (ALMEIDA, 2014), (MENKE, 2016) entre outros. Pode-se justificar o emprego dessa topologia devido a possibilidade de operação de ZVS, então suas perdas por comutação reduzidas quando comparadas a conversores clássicos PWM. Ao empregar o conversor LLC, como *driver* para LEDs, sua corrente de saída é controlada. Também devido a sua relação de transformação, que possibilita a obtenção de tensões mais baixas comparadas com a tensão de entrada. Para o arranjo de LEDs UV-C se justifica sua escolha.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo realizou-se a modelagem pelo método PWL para o LED, o que proporcionou uma maior precisão em comparação com os modelos matemáticos tradicionalmente utilizados para descrever matematicamente o seu modelo. Seu uso é de grande importância para o projeto do conversor. Ao analisar e avaliar as diversas topologias disponíveis para o acionamento de LEDs, foram consideradas suas vantagens e desvantagens. Essa análise permitiu a seleção da topologia do conversor ressonante LLC como a mais adequada para o projeto em questão. Essas informações fornecerão uma compreensão mais aprofundada das características dessa topologia e como ela pode ser aplicada de forma eficaz no contexto do acionamento de LEDs

O conversor ressonante LLC é conhecido por suas características distintas e benefícios significativos quando utilizados para acionar LEDs. Essa topologia apresenta um alto rendimento energético, o que resulta em um menor consumo de energia. Além disso,

ela é capaz de operar em alta frequência, o que contribui para a redução do tamanho dos componentes e do sistema em geral. Outra vantagem do conversor ressonante LLC é a sua capacidade de minimizar as perdas por comutação, o que aumenta a eficiência do sistema. Essa topologia também oferece uma boa estabilidade em diferentes condições de carga, o que é particularmente importante para o acionamento de LEDs, já que a corrente fornecida deve ser precisa e constante, para que o LED UV-C tenha um valor de irradiância preciso e conseqüentemente forneça a dose necessária para a ação germicida. O projeto, a análise, modelagem e controle detalhados do conversor serão apresentadas nos capítulos seguintes.

4 CONVERSOR *HALF-BRIDGE* RESSONANTE LLC

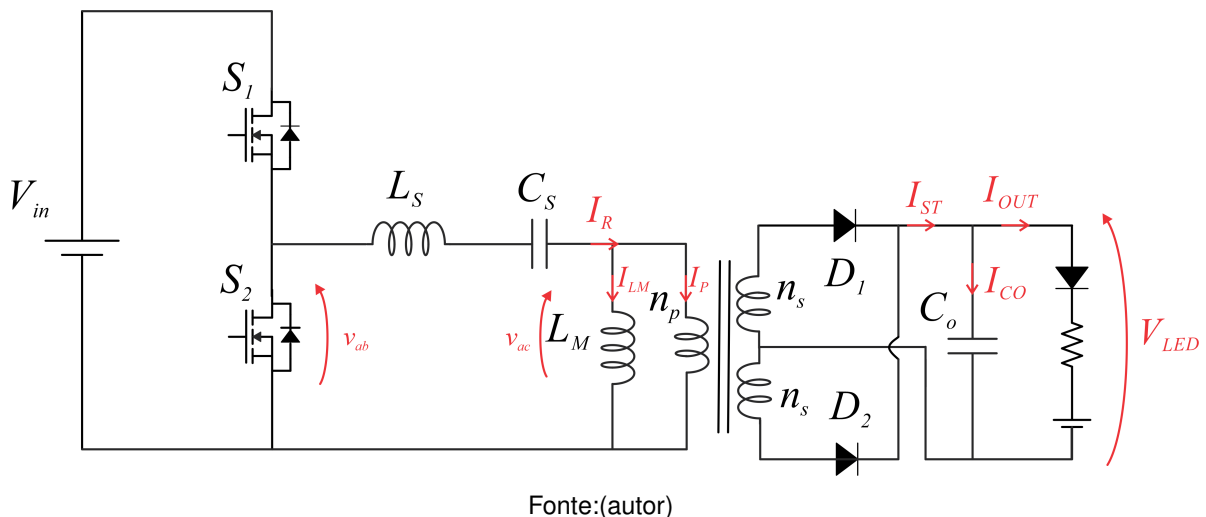
4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o projeto do conversor *Half-Bridge* ressonante LLC para o controle da corrente fornecida para a carga de LEDs, levando em consideração a possibilidade realização da dimerização. Para validação do projeto foram realizadas simulações computacionais em diferentes pontos de operação e seus resultados foram apresentados neste capítulo.

4.2 ANÁLISE DO CONVERSOR

A partir da escolha do conversor *Half-Bridge* LLC ressonante serão apresentadas a seguir suas características, vantagens e desvantagens comparado a outras topologias. Seguindo os parâmetros, é necessário um projeto adequado para que o conversor opere de forma desejada. A Figura 40 apresenta o circuito esquemático do conversor LLC com suas principais variáveis que serão medidas.

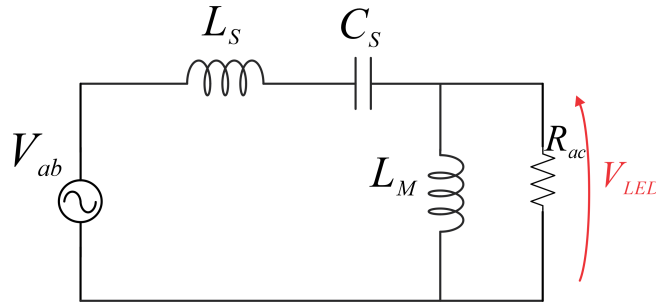
Figura 39 – Circuito esquemático do conversor *Half-Bridge* LLC



O circuito equivalente simplificado do conversor LLC apresentado na Figura 39 e pode ser visto na Figura 40. Nessa configuração, é introduzida a *FHA (First Harmonic Approximation)*, que é um método de aproximação de uma forma de onda periódica, triangular ou quadrada por exemplo, por uma forma de onda senoidal. Essa aproximação é amplamente utilizada em análises de filtros ressonantes, pois a componente fundamental

é responsável principalmente pela transferência de potência da entrada para a saída (De Simone et al., 2006). Mas deve-se ter cuidado devido a carga para que seja avaliada com precisão. A amplitude de v_{ab} é expressa como a relação entre a tensão V_{LED} , referente ao primário, e $v * LED$. A partir da série de *Fourier* a fundamental de v_{ac} é dada por (4.1)

Figura 40 – Circuito equivalente do conversor LLC



Fonte:(Modificado de (MENKE, 2016))

$$v_{ac} = \frac{4nV_{OUT}}{\pi} \text{sen}(\omega_{SHB}t) \quad (4.1)$$

Sendo n a relação de transformação do transformador e ω_{SHB} a frequência angular de comutação do inversor. Com a operação do conversor na frequência de ressonância do filtro, f_0 , a corrente média dos LEDs é a corrente média na saída do retificador pode-se definir i_{ac} por (4.2). Sendo que i_{ac} está em fase com v_{ac} assim, consequentemente podemos modelar o estágio de retificação e filtro DC como uma carga resistiva equivalente.

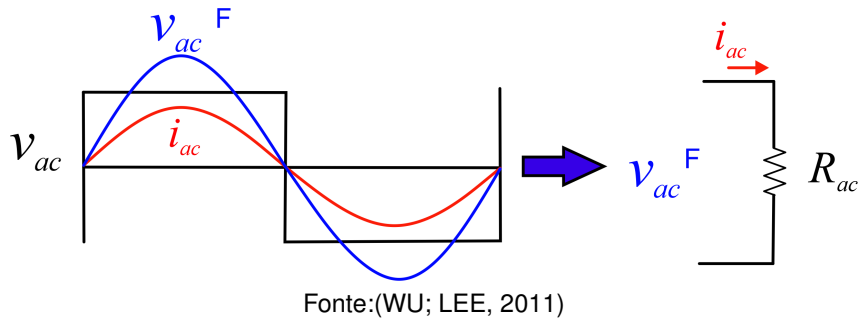
$$i_{ac} = \frac{\pi}{2n} I_{LED} \text{sen}(\omega_{SHB}t) \quad (4.2)$$

Sendo que i_{ac} está em fase com v_{ac} , assim, consequentemente é possível modelar o estágio de retificação e filtro *CC* como uma carga resistiva equivalente. Sendo o valor da resistência estabelecido por (4.3). A Figura 41 apresenta as formas de onda equivalente e definição de R_{ac} para operação na frequência de ressonância.

$$R_{ac} = \frac{v_{ac}}{i_{ac}} \quad (4.3)$$

Neste trabalho a carga não é uma resistência e sim LEDs, e o valor da resistência é calculado a partir do seu modelo PWL. Sendo assim a equação resultante da corrente dos LEDs é obtida em (4.4).

Figura 41 – Formas de onda equivalente e definição de R_{ac} para operação na frequência de ressonância.



$$I_{LED} = \begin{cases} \frac{V_{LED} - V_{th}}{r_d} & \text{se } V_{LED} > V_{th} \\ 0 & \text{se } V_{LED} \leq V_{th} \end{cases} \quad (4.4)$$

Sendo assim substituindo (4.4), (4.1) e (4.2) em (4.3) obtêm-se (4.5). Como pode ser visto em (4.5), o resistor equivalente CA, (R_{ac}) não é dado por uma resistência constante, mas reflete o comportamento não linear do LED (WU; LEE, 2011).

$$R_{ac} = \frac{v_{ac}}{i_{ac}} = \begin{cases} \frac{8n^2 r_d}{\pi^2} \left(\frac{V_{LED}}{V_{LED} - V_{th}} \right) & \text{se } V_{LED} > V_{th} \\ \infty & \text{se } V_{LED} \leq V_{th} \end{cases} \quad (4.5)$$

Apesar do circuito equivalente ser o mesmo para uma carga resistiva, a definição de R_{ac} é completamente diferente quando levamos em consideração o comportamento não linear do LED.

É importante observar que a definição de R_{ac} é idealmente válida para a operação na frequência f_0 , onde o cálculo da corrente i_{ac} , conforme dado em (4.2), está em fase com a tensão v_{ac} . No entanto, ao operar acima ou abaixo de f_0 , essa definição em (4.2) não é mais válida e pode apresentar inconsistências. Da mesma forma, o cálculo do valor eficaz de v_{ac} também se altera.

4.2.1 Ganho de tensão

O ganho de tensão é calculado comparando-se o pico da componente fundamental de entrada (v_{ab}) com o pico da componente fundamental no primário do transformador

(v_{ac}), representada aqui como magnetizante L_M .

No primário do transformador, a tensão é um sinal retangular simétrico, com amplitude determinada pela tensão do LED referida ao primário. Por outro lado, a tensão de entrada é um sinal retangular assimétrico, cuja amplitude é igual à tensão de barramento. Para determinar o ganho, é necessário decompor ambos os sinais em uma série de *Fourier* e considerar o valor de pico da componente fundamental. Portanto, o cálculo do ganho de tensão é baseado nos picos das componentes fundamentais dos sinais de entrada e do primário do transformador, levando em consideração suas características específicas, operando com a carga de LEDs obtém-se (4.6). Onde $|H(s)|$ é dado por (4.7)

$$A_V(\omega_{SHB}) = \frac{v_{ac}}{v_{ab}} = \frac{\frac{4nV_{LED}}{\pi} \text{sen}(\omega_{SHB}t)}{\frac{2V_{BUS}}{\pi} \text{sen}(\omega_{SHB}t)} = \frac{2nV_{LED}}{V_{BUS}} = |H(s)| \quad (4.6)$$

$$|H(s)| = \frac{V_O}{\frac{V_{IN}}{2n}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2\right)}} \quad (4.7)$$

O ganho de tensão é geralmente definido de forma normalizada em função dos seguintes parâmetros, f_0 , L_n e Q , respectivamente, frequência de ressonância, relação de indutâncias e fator de qualidade. Matematicamente são definidos por (4.8), (4.9) e (4.10)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (4.8)$$

$$L_n = \frac{L_M}{L_S} \quad (4.9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_S}{C_S}}}{\frac{8n^2}{\pi^2} r_d} \quad (4.10)$$

A equação que define o ganho do filtro LLC é dada por (4.11). Sendo A é o fator ressonante e B é o fator de carga, definidos respectivamente por (4.12) e (4.13)

$$|H(s)| = \frac{1}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad (4.11)$$

$$A = \left(1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right) \quad (4.12)$$

$$B = Q \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right) \quad (4.13)$$

A equação que define o ganho de tensão é definida por (4.15) e todos os passos para encontrar a mesma são desenvolvidos em (WU; LEE, 2011).

4.2.2 Ganho de corrente

O ganho de corrente é obtido a partir de uma análise similar a dedução do ganho de tensão, considerando os degraus de subida do modelo PWL, para *drivers* de LED a análise do ganho de corrente passa a ser mais importante pelo fato de ser a variável que deve ser controlada (MENKE, 2016). O ganho de corrente é definido por (4.16). I_N é o fator de normalização da corrente de carga dos LEDs dado por (4.14).

$$I_n = \frac{\frac{V_{BUS}}{2n} - V_{th}}{r_d} \quad (4.14)$$

As Figuras 42, 43 e 44 apresentam a relação do ganho de corrente, A_i , em função da frequência normalizada com valores de L_n e diferentes fatores de qualidade Q . Como o LED possui comportamento não linear, sua corrente é nula quando $V_{LED} < V_{th}$

Figura 42 – Ganho de corrente pra $L_n=3$

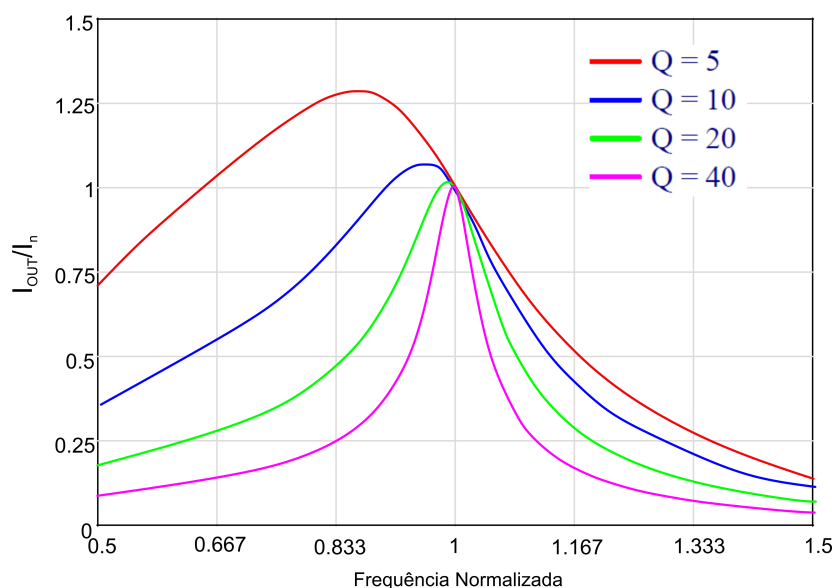
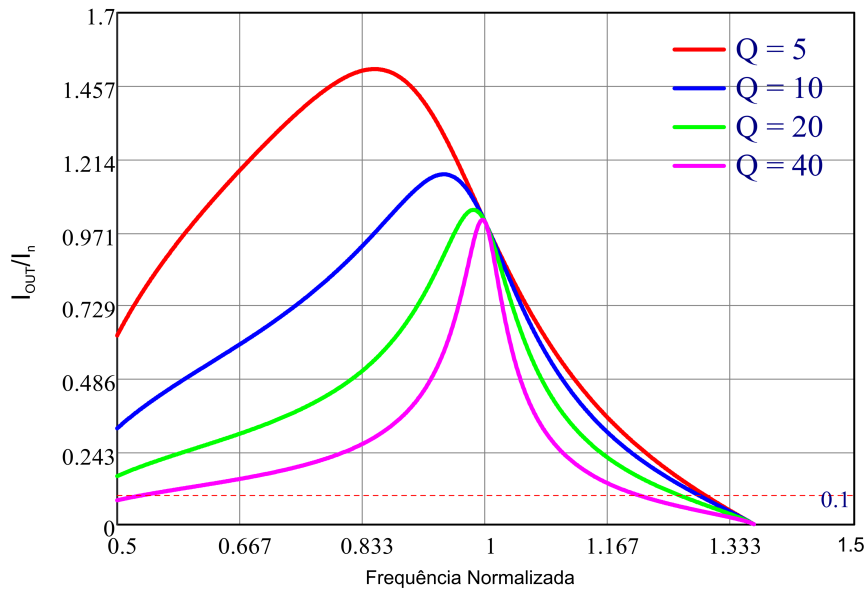
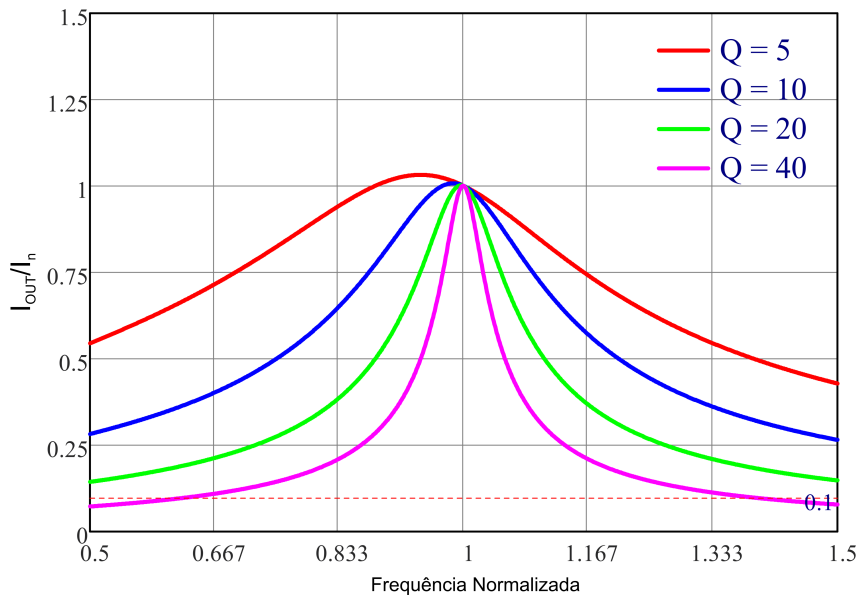


Figura 43 – Ganho de corrente pra $L_n=2$ Figura 44 – Ganho de corrente pra $L_n=10$ 

Nos gráficos acima investiga-se o impacto de L_n e Q nas características do conversor para que se encontre e defina-se critérios de projeto. Em função da variação de L_n , observa-se uma variação nas curvas. Embora nas condições nominais sempre se opera na ressonância, o fator de indutância L_n tem impacto na região de operação sob condições de dimming e variação de V_{BUS} . A combinação de Q e L_n deve prover o ganho de corrente necessário bem como resultar em uma faixa de operação implementável. Quanto menor L_n , menor a faixa de variação da frequência para a mesma variação de ganho de corrente. Assim, do ponto de vista do *dimming*:

- Menores valores de L_n são preferíveis pois resultam em uma menor variação de frequência

- Porém, valores muito pequenos deixam o sistema muito sensível.
- Valores pequenos de L_n resultam em menores indutâncias magnetizantes, e consequentemente maiores correntes de *turn-off* no inversor - mais perdas.

Conforme análise realizada dos ganhos de corrente, adota-se $L_n = 2$. Uma vez que não demanda ampla faixa de frequência e não apresenta alta sensibilidade.

$$H_v(s) = \frac{V_{LED}}{\frac{V_{BUS}}{2n}} = \begin{cases} \frac{1}{K} \frac{B^2 + \sqrt{B^4 - [A^2 + B^2][B^2 - K^2]}}{A^2 + B^2} & se \ V_{LED} > V_{th} \\ \left| \frac{1}{A} \right| & se \ V_{LED} \leq V_{th} \end{cases} \quad (4.15)$$

$$H_i(s) = \frac{I_{LED}}{I_n} = \begin{cases} \frac{1}{K-1} \frac{-A^2 + \sqrt{A^4 - (A^2 + B^2)(A^2 - K^2)}}{A^2 + B^2} & se \ V_{LED} > V_{th} \\ 0 & se \ V_{LED} \leq V_{th} \end{cases} \quad (4.16)$$

Onde K é dado por (4.17)

$$K = \frac{V_{IN}}{V_{th}} \quad (4.17)$$

4.3 PROJETO DO CONVERSOR *HALF-BRIDGE* RESSONANTE LLC

O projeto do conversor LLC baseia-se na metodologia empregada em (LU et al., 2006) e (WU; LEE, 2011), que em seus trabalhos realizam uma detalhada análise da operação do conversor LLC com carga de LEDs. A Tabela 12 a mostra as especificações de projeto do conversor *Half-Bridge* LLC, para uma carga de LEDs UV-C de cerca de 40 Watts

Tabela 12 – Especificações do projeto

Tensão de entrada	V_{BUS}	380 a 420 V
Tensão de saída	V_{LED}	64.6 a 79.6 V
Corrente de saída	I_{LED}	100 a 500 mA
Resistência do modulo de LEDs	r_d	30 Ω
Frequência de comutação	f_{sw}	250 kHz

4.3.1 Relação de transformação

Inicialmente deve-se definir o valor da relação de transformação (n), que sob condições nominais de entrada e saída determina o ponto de operação do conversor. O projeto de n deve fazer o conversor operar o mais próximo possível da principal frequência de ressonância f_0 , ponto que corresponde a melhor eficiência do conversor *Half-Bridge* LLC (WU; LEE, 2011). n é definido por (4.18), em f_0 seu ganho é unitário.

$$n = \frac{V_{BUS}}{2(V_{th} + I_{LED}r_d)} = 2.506 \quad (4.18)$$

4.3.2 Indutância magnetizante e tempo morto

Quando operando em f_0 a corrente eficaz do primário e do secundário do transformador é definida em função da indutância magnetizante (L_M) e dos parâmetros f_{SHB} , V_{LED} , I_{LED} e n . (LU et al., 2006) A corrente da indutância magnetizante I_M deve-se considerar a operação na f_0 e a relação entre L_M e o pico de I_M quando ocorre a comutação dos interruptores do inversor, com isso obtém-se (4.19). Entretanto,, a capacitância de saída de um dos MOSFETs (C_{OSS}), deve ser descarregada antes de acionar-se o MOSFET complementar para que a operação em *ZVS* ocorra. Dessa maneira, a implementação dos interruptores do inversor é feita com um tempo morto t_d dado por (4.20).

$$I_M = \frac{2nV_{LED}}{4L_M f_{SHB}} \quad (4.19)$$

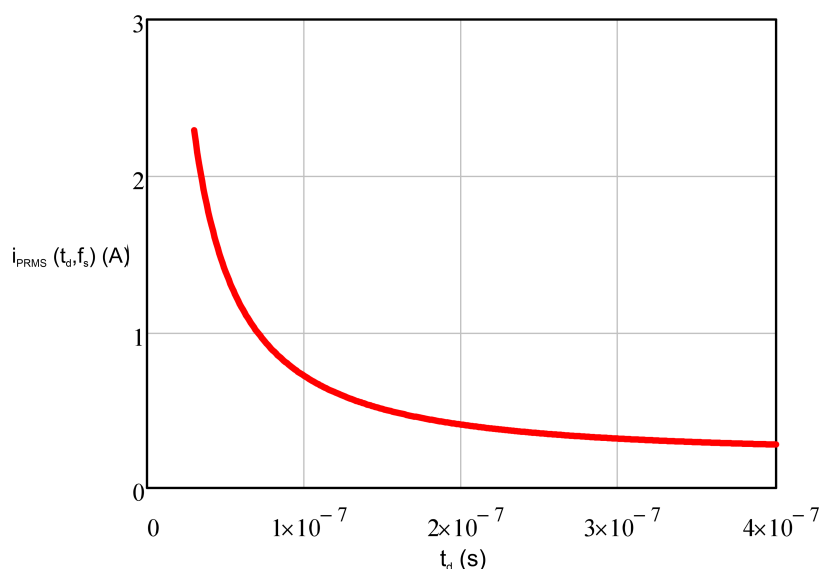
$$I_M t_d \geq 2C_{OSS} V_{BUS} \quad (4.20)$$

Para encontrar o valor de L_M , (4.19) e (4.20), são combinadas resultando em (4.21).

$$L_M \leq \frac{t_d}{16f_{SHB}C_{OSS}} \quad (4.21)$$

Fazendo a relação entre o t_d de comutação dos interruptores, as perdas de condução do lado primário e do lado secundário (MENKE, 2016). Após obter as informações sobre a corrente eficaz tanto no primário quanto no secundário, levando em consideração as resistências de condução dos MOSFETs do inversor, bem como a queda de tensão dos diodos retificadores de saída, podemos estabelecer uma relação entre as perdas de condução e o t_d do inversor. Os MOSFETs utilizados foram do modelo *IPD60R280P7S* que possui C_{OSS} de 14 pF e r_{dson} de 0.28Ω , considerando a queda de 1 V para os diodos retificadores de saída. É plotado o valor da corrente RMS no filtro em função de t_d como mostra a Figura 45. E com isso, observa-se que o t_d adequado é 200 ns. A partir de (4.21), o valor de L_M é de $300 \mu\text{H}$.

Figura 45 – Análise gráfica da corrente eficaz no filtro e no secundário do transformador em função do tempo morto.



4.3.3 Fator de Indutância e Fator de Qualidade

A escolha dos valores dos fatores Q e L_n é de extrema importância, pois eles definem as características das curvas de ganho e são a base para determinar os valores dos componentes do tanque ressonante (L_m , L_r e C_r). Os valores dos ganhos de corrente e tensão são definidos em função dos parâmetros normalizados de Q , L_n e f_n . Os ganhos são definidos por (4.15) e (4.16). O fator de qualidade, Q , e a relação de indutância, L_n , são selecionados levando em consideração os valores desejados de ganho máximo e mínimo, a curva de ganho e a carga máxima. O fator de qualidade Q tem um impacto significativo no ganho e na faixa de operação. Se o valor de Q for alto, a variação do ganho é pequena e a faixa de frequências pode ser maior. No entanto, se o Q for muito alto, a impedância

ressonante será elevada, o que pode fazer com que o ganho reduza abaixo de 1, limitando consideravelmente a operação do conversor. Por outro lado, para um valor de Q baixo, a variação de ganho é maior, mas a faixa de frequências é menor.

O valor da relação de indutância L_n está diretamente relacionado ao valor de L_m . Valores altos de L_n correspondem a um ganho máximo maior e a uma faixa de frequências mais estreita, permitindo uma regulação mais flexível em termos de ganho. No entanto, um L_n alto, para o mesmo valor de Q e a mesma f_0 , resulta em um valor maior de L_m , o que provoca um maior *ripple* de corrente de magnetização pico a pico, levando a um aumento das perdas de condução. Por outro lado, valores baixos de L_n correspondem a um ganho máximo menor, uma faixa de frequências maior e uma indutância de magnetização L_m mais alta, resultando em correntes de magnetização mais baixas e aumentando a eficiência.

4.3.4 Indutância série e Capacitor série

Para definir o valor do indutor série L_S utiliza-se (4.22). A f_0 , definida em (4.8) sendo a frequência de operação, f_s , em condições nominais e definido L_S , obtém-se (4.23)

$$L_S = \frac{L_M}{L_n} = \frac{300}{2} = 150 \mu H \quad (4.22)$$

$$C_S = \frac{1}{4\pi^2 L_S f_s^2} = 2.7 \eta F \quad (4.23)$$

4.3.5 Capacitor de saída

Seguindo a metodologia aplicada em (ZHAO; XU; TRESCASES, 2014) para o projeto do capacitor de saída, C_O , em que cada semiciclo a carga injetada deve ser analisada. Determina-se uma ondulação percentual de V_{LED} em 0.25% na frequência de comutação. Então o valor de C_O é dado por (4.24).

$$C_O = \frac{0.21 I_{LED}}{\delta V_O f_s^2} = 1.052 \mu F \quad (4.24)$$

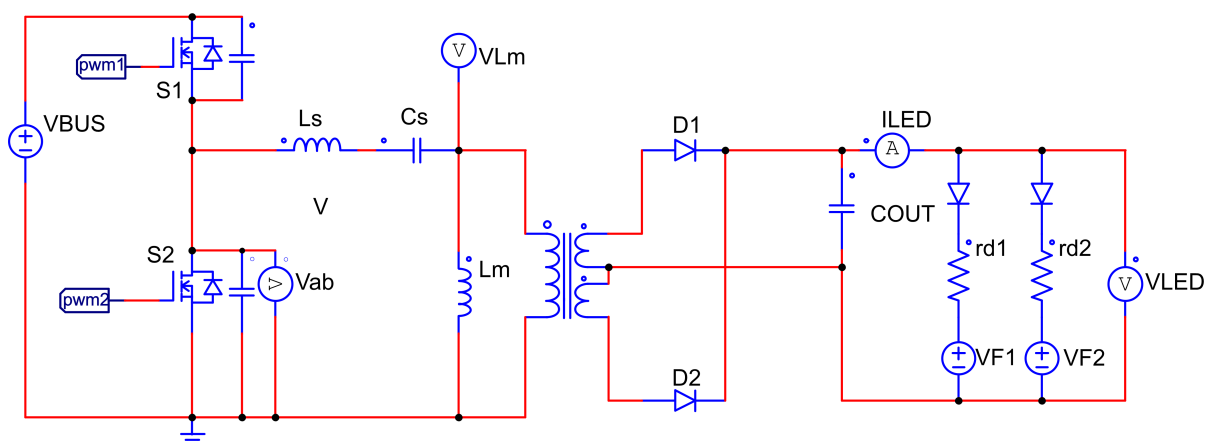
Adota-se um valor maior que o calculado, uma vez que dependendo da tensão de entrada, teremos frequências que podem ser menores que a de ressonância. Então o capacitor escolhido foi de $2 \mu F$.

A seguir seguem os resultados de simulação do conversor em malha aberta utilizando os valores de componentes que foram calculados segundo projeto.

4.4 SIMULAÇÕES EM MALHA ABERTA

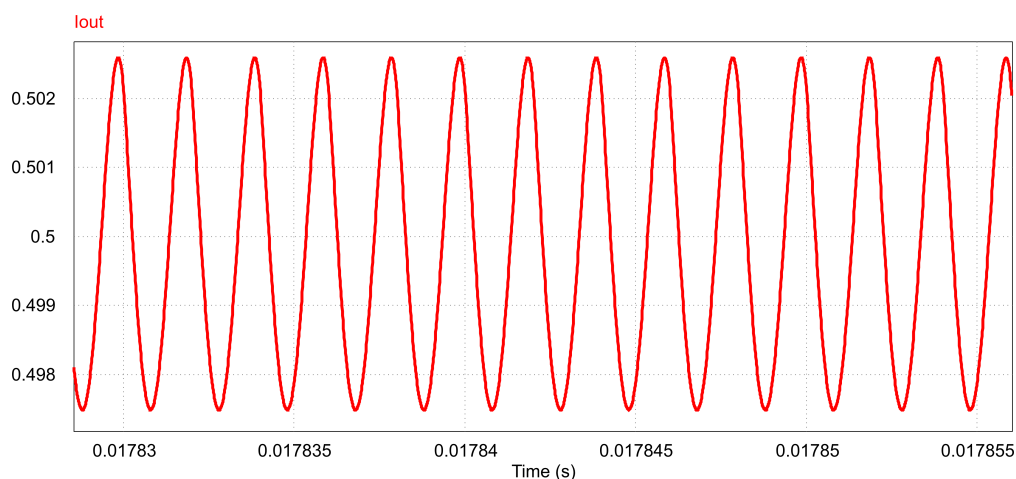
Para realizar a validação do projeto do conversor, é necessário o desenvolvimento de simulações, para verificação do correto funcionamento do conversor em diferentes condições de frequência de comutação ou em diferentes tensões de barramento. Para isso utilizou-se o programa (*PSIM*), afim de atestar a funcionalidade do conversor LLC. O esquemático da simulação é apresentado na Figura 46.

Figura 46 – Esquemático da simulação

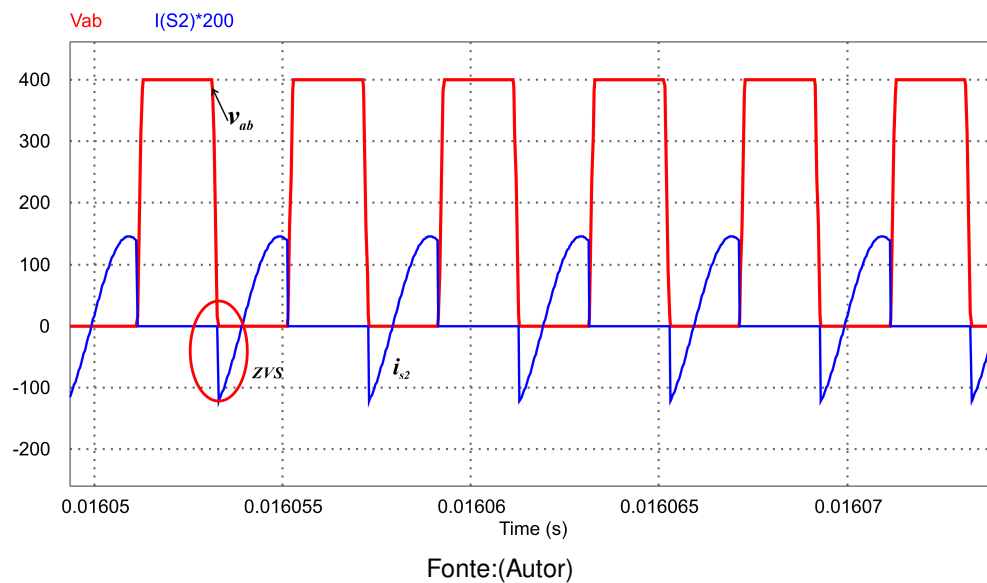
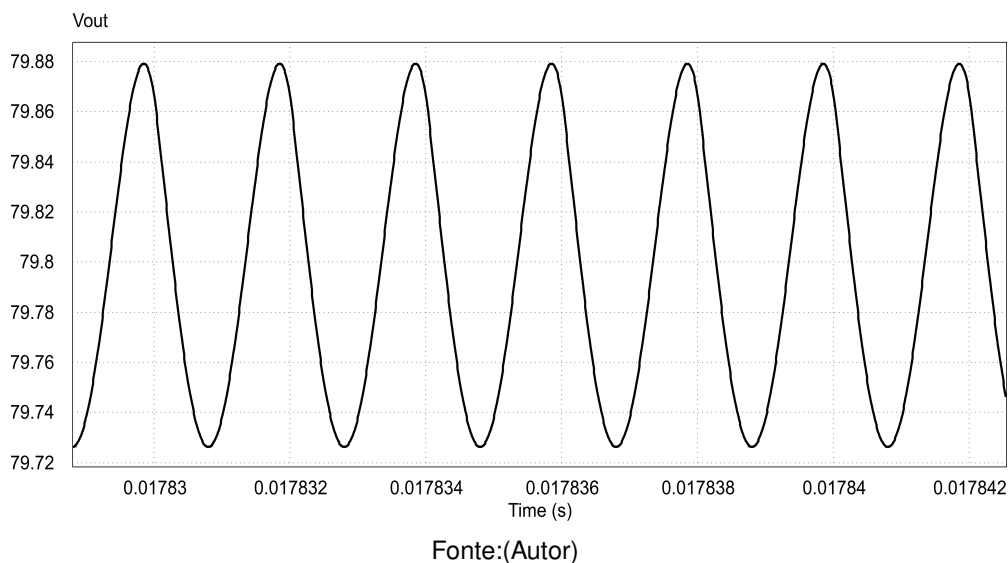


Nas simulações foram utilizados os valores teóricos para alcançar os parâmetros necessários. As figuras a seguir mostram os resultados da simulação com o conversor operando com tensão de barramento nominal e f_0 . A Figura 47 apresenta a corrente de saída I_{LED} , onde pode-se verificar que seu valor médio é de aproximadamente 500 mA. A Figura 48 demonstra a tensão dreno-source V_{ab} e a corrente na chave S_2 , I_{S2} . Onde é possível de verificar a comutação em ZVS. A Figura 49 apresenta tensão de saída do conversor a qual se aproxima de um valor médio de 79.78 V.

Figura 47 – Corrente de Saída I_{LED} com tensão de barramento, V_{BUS} nominal



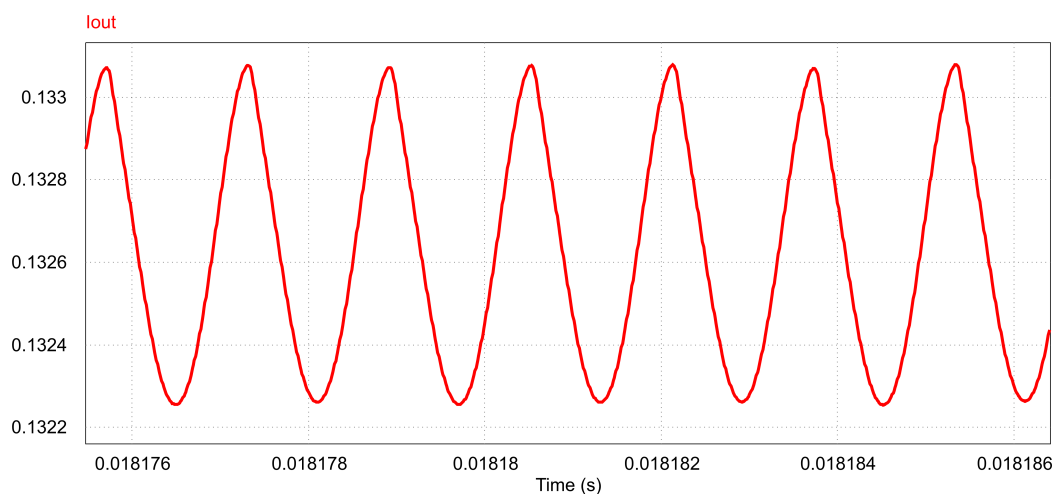
Fonte:(Autor)

Figura 48 – Tensão dreno-source V_{ab} e corrente de dreno, I_{S2} com V_{BUS} nominalFigura 49 – Tensão de saída V_{OUT} com tensão de barramento V_{BUS} nominal

Ainda em V_{BUS} nominal, para que I_{LED} mínimo de 100 mA, segundo projeto, a frequência de chaveamento do conversor deve ser elevada para 311.63 kHz, para que o conversor opere em I_{LED} mínimo. Com estes parâmetros a Corrente média obtida foi de 132 mA, como mostra a Figura 50. Já a tensão dreno-source, V_{ab} e a corrente em I_{S2} é apresentada na Figura 51 nela é possível de visualizar que a comutação em ZVS é mantida para esta condição. Mas para que a simulação alcançasse o valor nominal de I_{LED} , a frequência de comutação deveria ser de 327 kHz.

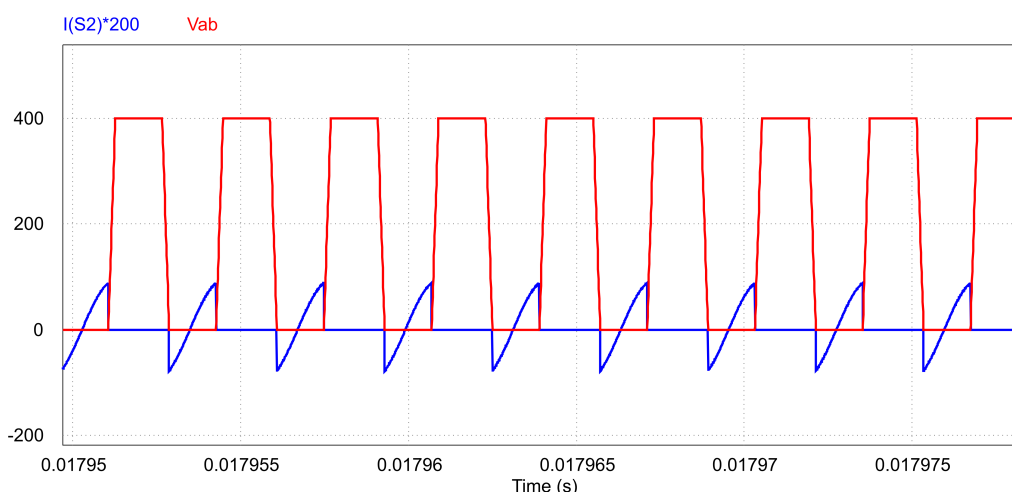
Outro teste de simulação realizado, foi com o conversor com V_{BUS} com valor mínimo, para que ele operasse com I_{LED} nominal e também com o valor mínimo. Para que estes resultados fossem obtidos, primeiramente buscou-se atingir o valor da I_{LED} nominal. Segundo o valor calculado em projeto, sua frequência de chaveamento deveria ser de 235.5

Figura 50 – Corrente de saída I_{LED} mínimo, com tensão de entrada V_{BUS} nominal



Fonte:(Autor)

Figura 51 – Corrente de saída I_{LED} mínimo, com tensão de entrada V_{BUS} nominal



Fonte:(Autor)

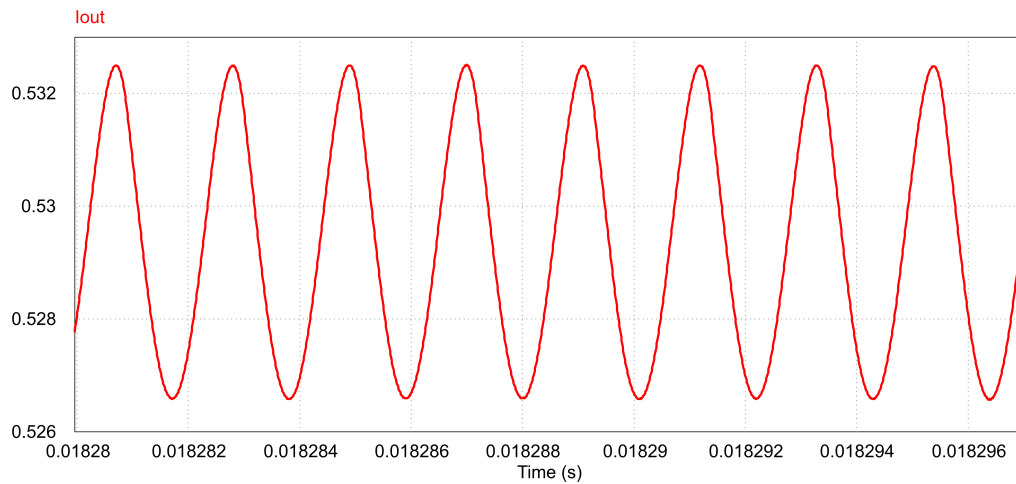
kHz, a média da corrente foi de 528 mA. A Figura 52 apresenta a forma de onda de I_{LED} com esse valor na frequência.

Já as formas de onda de V_{ab} e I_{S2} com estes parâmetros são apresentadas na Figura 53. Com estes parâmetros é possível observar que a comutação em ZVS também foi mantida. Para atingir I_{LED} mínimo, a frequência projetada foi de 286.875 kHz. A Figura 54, mostra a forma de onda de I_{LED} obtida nesta frequência e seu valor médio de 144 mA.

Na Figura 55 seguem as formas de onda da tensão dreno-source e a corrente de dreno no MOSFET do *low side*, novamente mesmo com diferentes parâmetros a comutação em ZVS se mantém como é possível de visualizar na Figura 55.

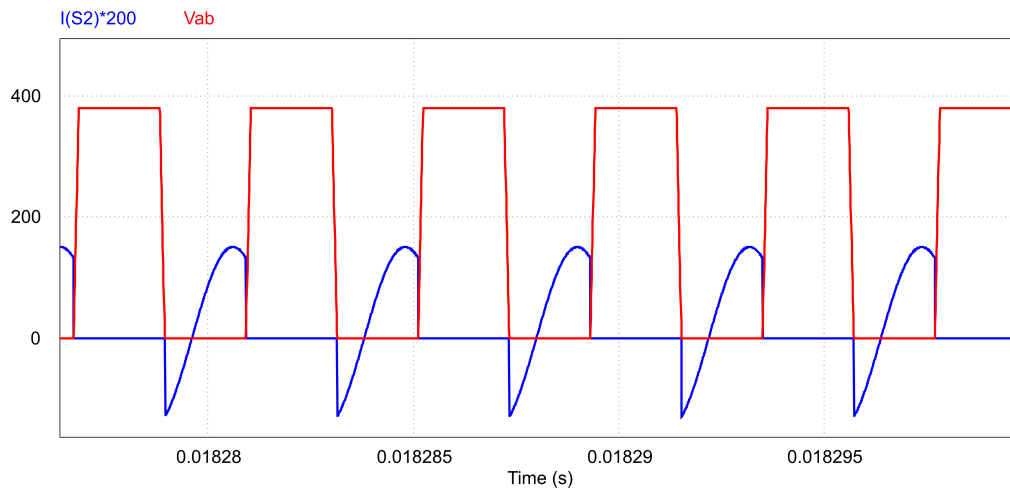
Já com V_{BUS} no valor máximo de projeto, 420 V, para que os níveis de I_{LED} atingissem o valor nominal calculado no projeto a frequência de comutação deveria ser de 263,625 kHz. Com este valor de frequência, I_{LED} atingiu o valor de 465 mA. A forma de onda de I_{LED} para este caso é apresentado na Figura 56.

Figura 52 – Corrente de saída I_{LED} nominal, com tensão de entrada V_{BUS} mínimo



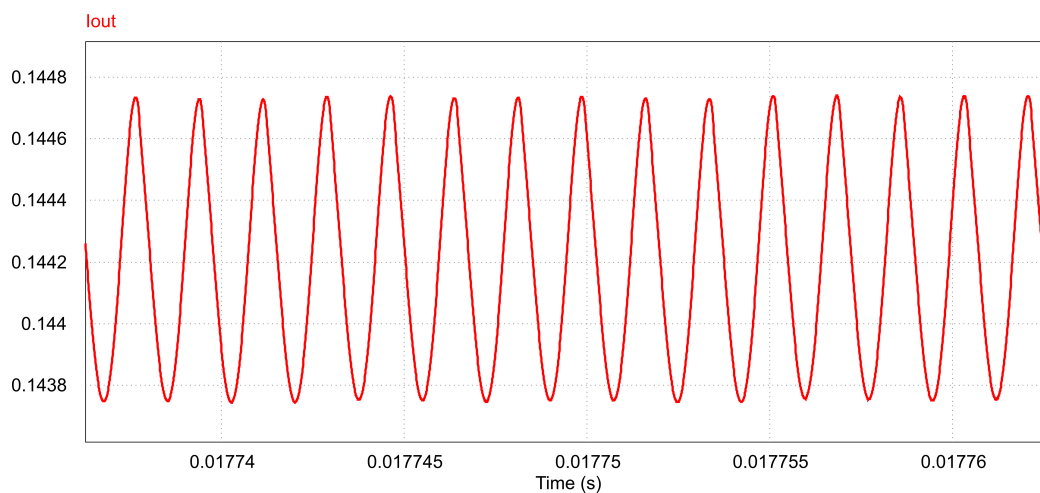
Fonte:(Autor)

Figura 53 – Tensão dreno-source V_{ab} e corrente de dreno I_{S2} em S2 para V_{BUS} mínimo



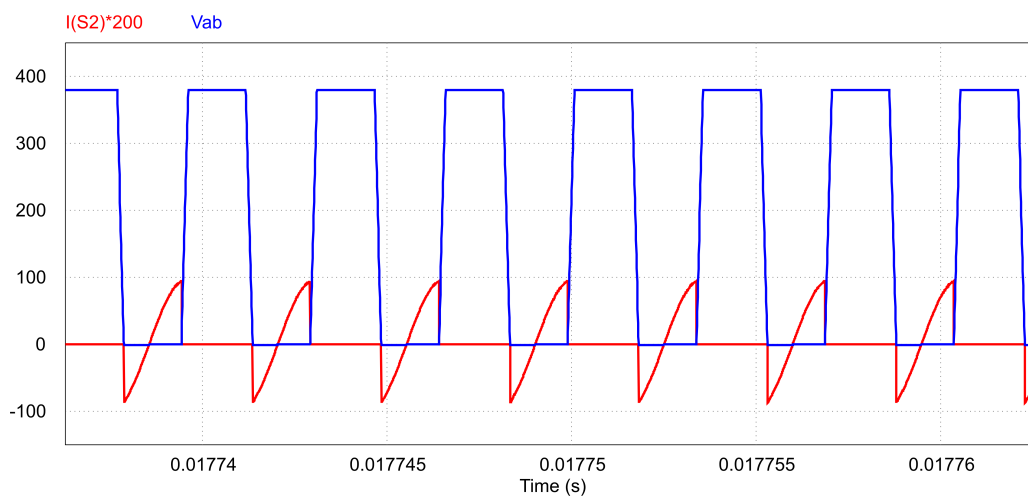
Fonte:(Autor)

Figura 54 – Corrente de saída I_{LED} mínima, com tensão de entrada V_{BUS} mínimo



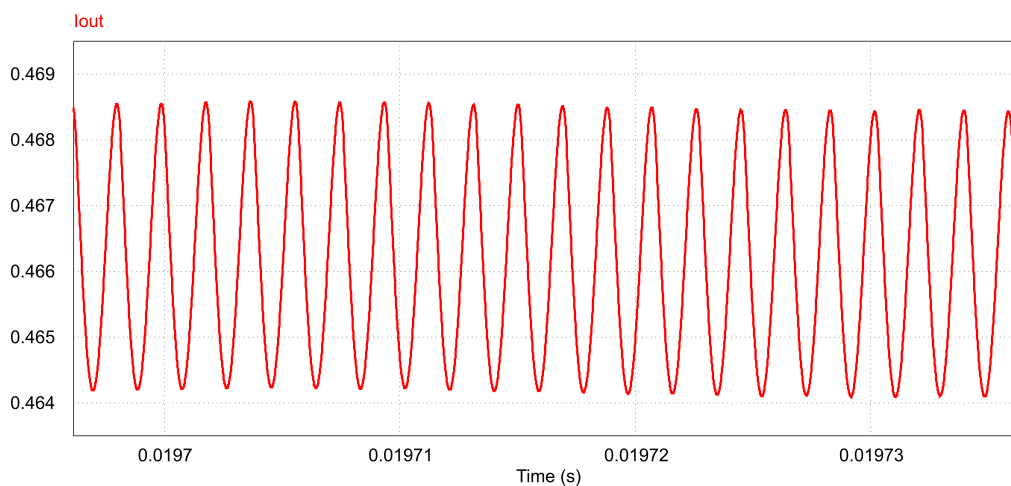
Fonte:(Autor)

Figura 55 – Tensão dreno-source V_{ab} e corrente de dreno I_{S2} em S_2 para V_{BUS} mínimo



Fonte:(Autor)

Figura 56 – Corrente de saída I_{LED} nominal, com tensão de entrada V_{BUS} máxima

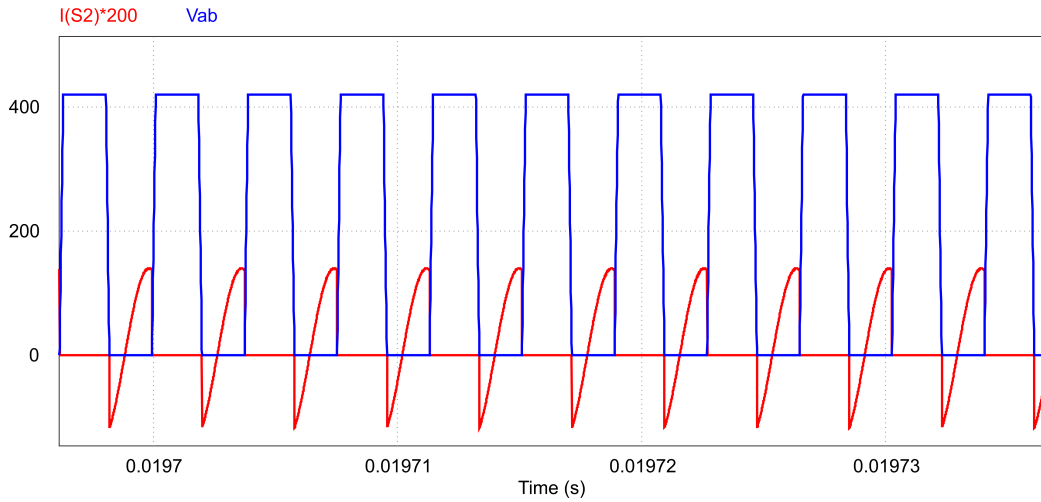


Fonte:(Autor)

A tensão dreno-source em S_2 e I_{S2} são apresentados na Figura 57.

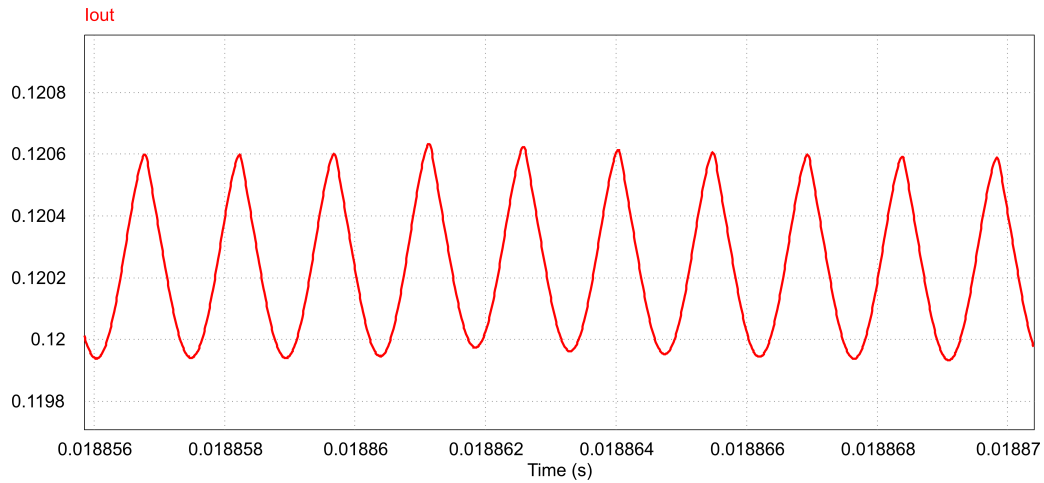
Para o valor de I_{LED} mínimo com este V_{BUS} a frequência foi elevada para cerca de 345 kHz, então I_{LED} medida na simulação chegou a uma média de 120 mA, a Figura 58 mostra a forma de onda da corrente. A tensão dreno-source em S_2 e I_{S2} são apresentados na Figura 59. Na Tabela 13 é possível realizar uma comparação dos valores de frequência de comutação que foram calculados para alcançar os valores de corrente nominal e mínimo sobre a carga. Ao analisar a Tabela 13, é possível visualizar a diferença entre os valores da corrente de saída, I_{OUT} dos valores obtidos através de cálculos utilizados na simulação, dos valores que foram alterados na simulação para atingir a corrente desejada. Analisando é possível notar que quanto mais distante da frequência de ressonância f_0 , maior é a diferença de corrente.

Figura 57 – Tensão V_{ab} , dreno-source e I_{S2} corrente de dreno em V_{BUS} máximo



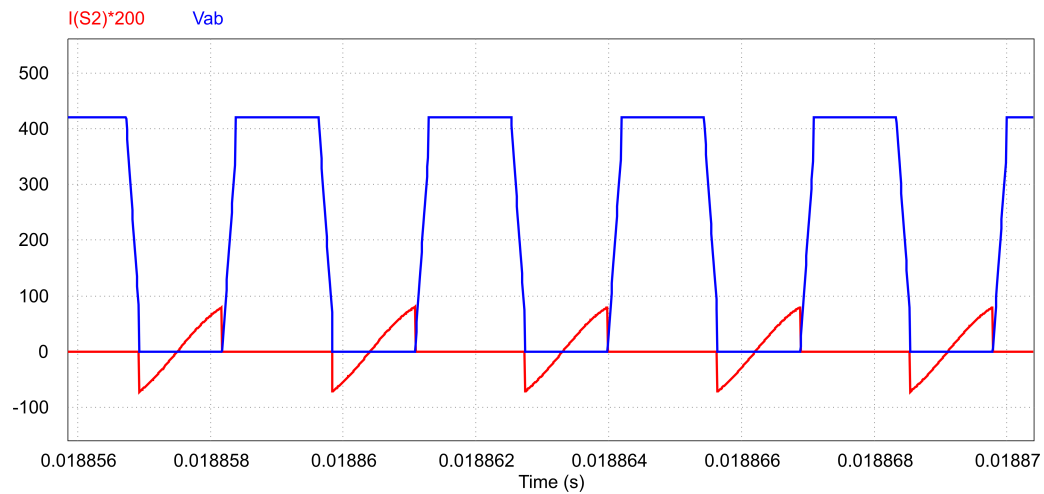
Fonte:(Autor)

Figura 58 – Corrente de saída I_{LED} nominal, com tensão de entrada V_{BUS} máxima



Fonte:(Autor)

Figura 59 – Tensão V_{ab} , dreno-source e I_{S2} corrente de dreno em V_{BUS} máximo



Fonte:(Autor)

Tabela 13 – Valores de frequência de comutação e corrente calculados e alcançados em simulação

Ponto de operação		Teórico	Simulado
V_{BUS} nom I_{OUT} nom	f_{SW} (kHz)	250	249.95
	I_{OUT} (mA)	498	500
V_{BUS} nom I_{OUT} min	f_{SW} (kHz)	311.62	327
	I_{OUT} (mA)	132	100
V_{BUS} max I_{OUT} nom	f_{SW} (kHz)	263.62	260.45
	I_{OUT} (mA)	465	500
V_{BUS} max I_{OUT} min	f_{SW} (kHz)	344.62	358
	I_{OUT} (mA)	120	100
V_{BUS} min I_{OUT} nom	f_{SW} (kHz)	238.5	240.38
	I_{OUT} (mA)	537	500
V_{BUS} min I_{OUT} min	f_{SW} (kHz)	286.87	302
	I_{OUT} (mA)	144	100

4.5 CONCLUSÃO

A análise e o projeto do conversor foram apresentados neste capítulo. Para validar a metodologia do projeto, foram realizadas simulações do conversor, nas quais verificou-se o seu correto funcionamento com diferentes parâmetros de operação. Avaliou-se a necessidade de implementar um controle de corrente para realizar a dimerização e controlar a I_{UV} irradiada pelos LEDs UV-C do arranjo.

5 MODELAGEM DINÂMICA E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR RESSONANTE LLC

5.1 INTRODUÇÃO

Para alcançar os valores de corrente desejados para o acionamento e mantê-lo num dos LEDs, é necessário controlar as variáveis de interesse. Uma das possíveis formas de realizar o controle, é utilizando um sistema de realimentação da variável de interesse e comparando-a com um valor de referência. Esse valor de referência representa o estado desejado que se pretende alcançar.

No processo de controle, ocorre a medição da variável de interesse e a comparação com o valor de referência. Essa diferença entre a variável medida e o valor de referência é chamada de erro. O erro é então processado por um compensador, que pode ser implementado no de forma analógica ou digital.

O compensador é um elemento importante na modulação por frequência de pulso (PFM) para ajustar o sinal de acionamento dos LEDs e reduzir o erro, buscando torná-lo nulo. O objetivo é manter a corrente dos LEDs em conformidade com o sinal desejado ou com uma referência específica. O compensador recebe o valor do erro como entrada, que é a diferença entre o sinal desejado e o sinal atual dos LEDs. Esse erro pode ocorrer devido a variações no ambiente, flutuações na corrente de alimentação ou outros fatores que afetam a intensidade dos LEDs UV-C. Com base no valor do erro, o compensador gera um sinal de controle adequado para o *driver* dos LEDs. No caso da modulação por frequência de pulso, esse sinal de controle é traduzido em uma frequência específica. A frequência do sinal de acionamento dos LEDs é então ajustada pelo compensador para corrigir o erro. Se o erro for positivo, indicando que a corrente dos LEDs está abaixo do desejado, o compensador pode reduzir a frequência do sinal de acionamento para fornecer mais potência aos LEDs e aumentar sua intensidade. Por outro lado, se o erro for negativo, indicando uma intensidade excessiva, o compensador pode aumentar a frequência para reduzir a potência fornecida e ajustar a intensidade luminosa e para o nível desejado.

O papel do compensador é garantir que o sinal de acionamento dos LEDs seja ajustado continuamente de acordo com o valor do erro, permitindo um controle preciso da corrente. Dessa forma, a modulação por frequência de pulso em conjunto com o compensador possibilita um controle eficiente e adaptável dos LEDs, garantindo uma resposta rápida às variações do ambiente e mantendo o erro próximo de zero.

Ao atuar no *driver* dos LEDs, o compensador ajusta a corrente de acionamento dos LEDs de acordo com a necessidade, com o objetivo de eliminar o erro entre a variável medida e o valor de referência. Dessa forma, o sistema de controle garante que os

LEDs sejam acionados de acordo com os valores desejados, mantendo a estabilidade e a precisão do processo.

5.1.1 Representação do modelo de pequenos sinais em espaço de estados

A partir da sua modelagem obtém-se o modelo de pequenos sinais onde (5.1), e que $\hat{y}(t) = \hat{i}_o = \hat{i}_{LED}$ Onde a matriz dinâmica é \mathbf{A} , o vetor de estados é $\hat{\mathbf{x}}$, \mathbf{B} é a matriz de entrada, o vetor de sinais de entrada é $\hat{\mathbf{u}}$, \mathbf{C} é a matriz de saída e \mathbf{D} a matriz de transição direta. A dedução das equações de modelagem seguindo a metodologia utilizada em (MENKE, 2021), que está descrita no Anexo 1.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) \quad (5.1)$$

$$\hat{y}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{D}\hat{\mathbf{u}}(t)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{H_{ips}+r_S}{L_S} & -\frac{H_{ipc}+\Omega_S L_S}{L_S} & -\frac{1}{L_S} & 0 & \frac{H_{ips}}{L_S} & \frac{H_{ipc}}{L_S} & -\frac{H_{vco}}{L_S} \\ \frac{\Omega_S L_S - G_{ips}}{L_S} & -\frac{G_{ipc}+r_S}{L_S} & 0 & -\frac{1}{L_S} & \frac{G_{ips}}{L_S} & \frac{G_{ipc}}{L_S} & -\frac{G_{vco}}{L_S} \\ 1/C_S & 0 & 0 & -\Omega_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_S & \Omega_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{H_{ips}}{L_M} & \frac{H_{ipc}}{L_M} & 0 & 0 & -\frac{H_{ips}}{L_M} & -\frac{H_{ipc}+L_M \Omega_S}{L_M} & \frac{H_{vco}}{L_M} \\ \frac{G_{ips}}{L_M} & \frac{G_{ipc}}{L_M} & 0 & 0 & -\frac{G_{ips}-L_M \Omega_S}{L_M} & -\frac{G_{ipc}}{L_M} & \frac{G_{vco}}{L_M} \\ \frac{L_M}{K_{ips} r_d} & \frac{L_M}{K_{ipc} r_d} & 0 & 0 & -\frac{L_M}{K_{ips} r_d} & -\frac{L_M}{K_{ipc} r_d} & -\frac{1}{C_O(r_d+r_C)} \end{bmatrix},$$

$$\hat{\mathbf{X}} = [\hat{i}_S \quad \hat{i}_C \quad \hat{v}_S \quad \hat{v}_C \quad \hat{i}_{ms} \quad \hat{i}_{mc} \quad \hat{v}_{CoSS}]^T$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{K_1}{L_S} & 0 & \frac{K_2}{L_S} & -\omega_0 I_C \\ 0 & 0 & 0 & \omega_0 I_S \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_0 V_C \\ 0 & 0 & 0 & \omega_0 V_S \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_0 I_{MC} \\ 0 & 0 & 0 & \omega_0 I_{MS} \\ 0 & \frac{1}{C_O(r_d+r_C)} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\hat{u} = \begin{bmatrix} \hat{V}_{BUS} \\ \hat{V}_{th} \\ \hat{d} \\ \hat{\omega}_{SN} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} K_{ips}r_C^*/r_d & K_{ipc}r_C^*/r_d & 0 & 0 & -K_{ips}r_C^*/r_d & -K_{ipc}r_C^*/r_d & 1/(r_d + r_C) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{r_d+r_C} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

5.1.2 Função de transferência do conversor LLC

O comportamento dinâmico do modelo CA em espaço de estados como apresentado anteriormente, pode ser analisado pela resposta em frequência dado pela função de transferência. Devido aos diferentes sinais de entrada do sistema, para extrair, por exemplo, a FT para realizar o controle no conversor LLC modulado em frequência de pulso, sua transformada de Laplace é dada por (5.2)

$$\begin{aligned} s\hat{\mathbf{X}}(s) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}(s) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{U}}(s) \\ \hat{\mathbf{Y}}(s) &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}(s) + \mathbf{D}\hat{\mathbf{U}}(s) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Com as condições iniciais nulas, a partir de (5.2) é possível obter (5.3)

$$\hat{\mathbf{X}}(S) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}\hat{\mathbf{U}}(s) \quad (5.3)$$

Realizando a substituição de (5.3) em (5.2) obtém-se (5.4)

$$\hat{\mathbf{Y}}(S) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}]\hat{\mathbf{U}}(s) \quad (5.4)$$

$$\frac{\hat{\mathbf{Y}}(s)}{\hat{\mathbf{U}}(s)} = \hat{G}_P(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}$$

Então de acordo com (5.4) é possível obter a relação das saídas $\hat{\mathbf{Y}}$ em diferentes entradas $\hat{\mathbf{U}}$ em função da frequência. Para o conversor LLC, sua corrente de saída, é a variável de maior interesse. A FT da corrente de saída pode ser obtida em função da variável de controle. No trabalho proposto a modulação pela frequência é utilizado. Pois no controle pela razão cíclica, há a possibilidade de perda da condição de ZVS (MENKE, 2016).

Segue na Tabela 14 os parâmetros do conversor para a realização que são considerados para a obtenção da FT, que possui uma elevada ordem e ela relaciona a I_{LED} em função da frequência de operação do conversor. A FT é dada em (5.5)

Tabela 14 – Parâmetros do conversor LLC

Parâmetros	Sigla	Valor
Especificações do conversor LLC		
Tensão de entrada nominal	V_{BUS}	400 V
Tensão de entrada mínima	$V_{BUS\ MIN}$	380 V
Tensão de entrada máxima	$V_{BUS\ MAX}$	420 V
Frequência de ressonância	f_o	250 kHz
Potência de saída	P_o	40 W
Conversor LLC projetado		
Corrente média dos LEDs	I_{LED}	0.1 - 0.5 A
Tensão média dos LEDs	V_{LED}	64.8 - 79.8 V
Capacitor Série	C_S	2.7 nF
Indutor Série	L_S	150 μH
Indutância Magnetizante	L_M	300 μH
Capacitor de saída	C_O	2 μF
Relação de transformação (n)	N_p/N_s	2.506
Frequência de comutação	f_{sw}	144 - 344 kHz

$$\frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{\omega}_{sn}(s)} = G_p(s) \quad (5.5)$$

$$\frac{4,226 \times 10^6 s^5 + 1,117 \times 10^{16} s^4 + 4,466 \times 10^{22} s^3 + 2,771 \times 10^{28} s^2 - 3,821 \times 10^{34} s - 5,942 \times 10^{41}}{s^7 + 8,125 \times 10^6 s^6 + 1,242 \times 10^{13} s^5 + 6,696 \times 10^{19} s^4 + 2,495 \times 10^{25} s^3 + 6,664 \times 10^{31} s^2 + 5,622 \times 10^{35} s + 2,234 \times 10^{41}}$$

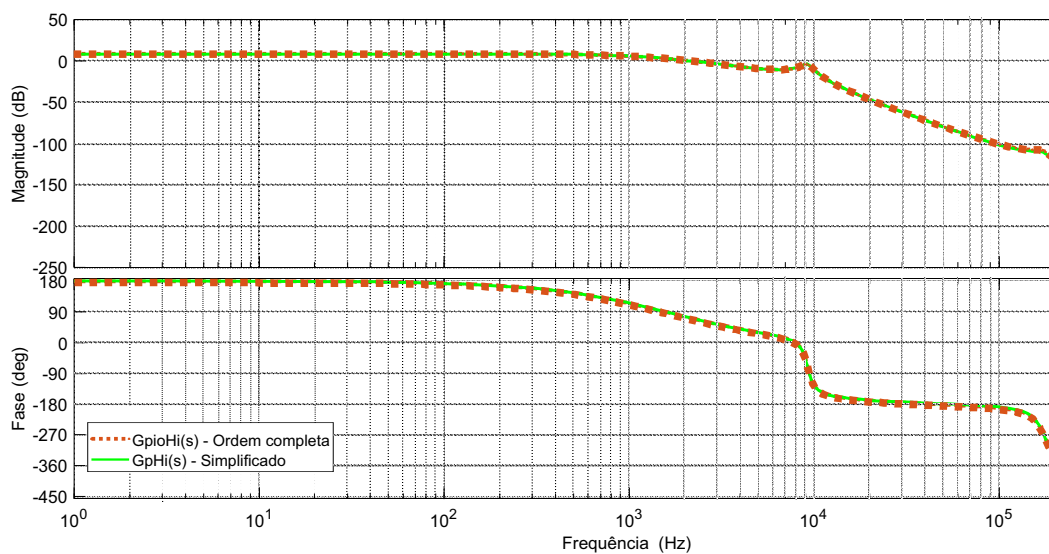
Suprimindo os pólos e zeros distantes de f_{sw} , resulta em um sistema de 4ª ordem, apresentado em (5.6).

$$G_{pr}(s) = \frac{-1.0776 \times 10^{22}}{(s^2 + 7244s + 3.372 \times 10^9)(s^2 + 2.415 \times 10^5 s + 1.201 \times 10^{12})} \quad (5.6)$$

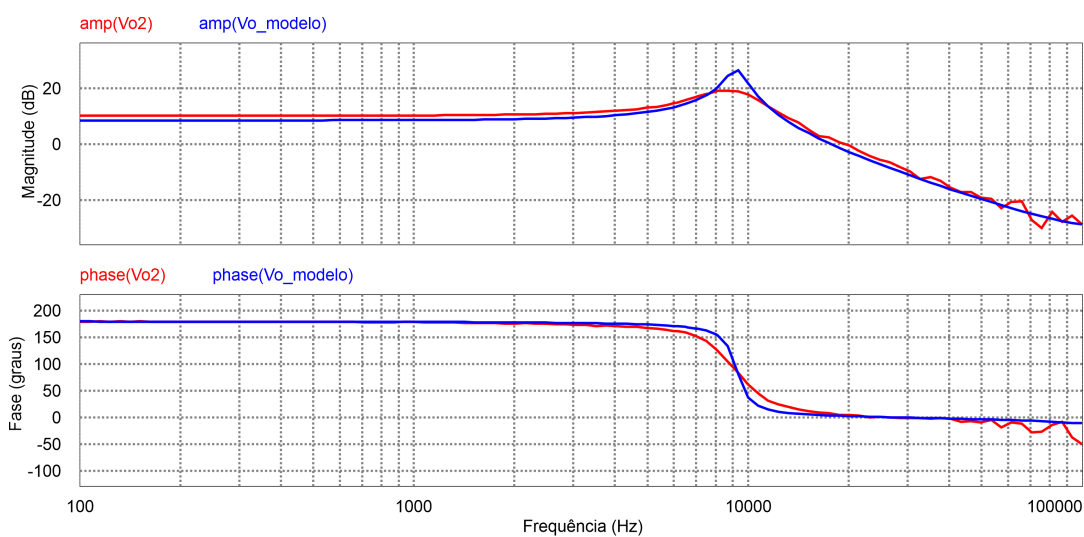
A Figura 60 mostra o diagrama de Bode da função de transferência em 7ª e a reduzida em 4ª ordem, onde é possível de analisar que mesmo com uma ordem menor possui uma boa exatidão.

Para a validação da modelagem realizada, é realizada a simulação no software de simulação *PSIM*, onde é obtida a resposta em frequência do conversor através de uma varredura CA e na Figura 61 os resultados da simulação são comparados ao modelo matemático proposto com o circuito com componentes ideais.

Para que o modelo seja validado, a resposta dinâmica do modelo é comparada a

Figura 60 – Diagrama de Bode da FT $G_p(s)$ e $G_{pr}(s)$ 

Fonte: autor

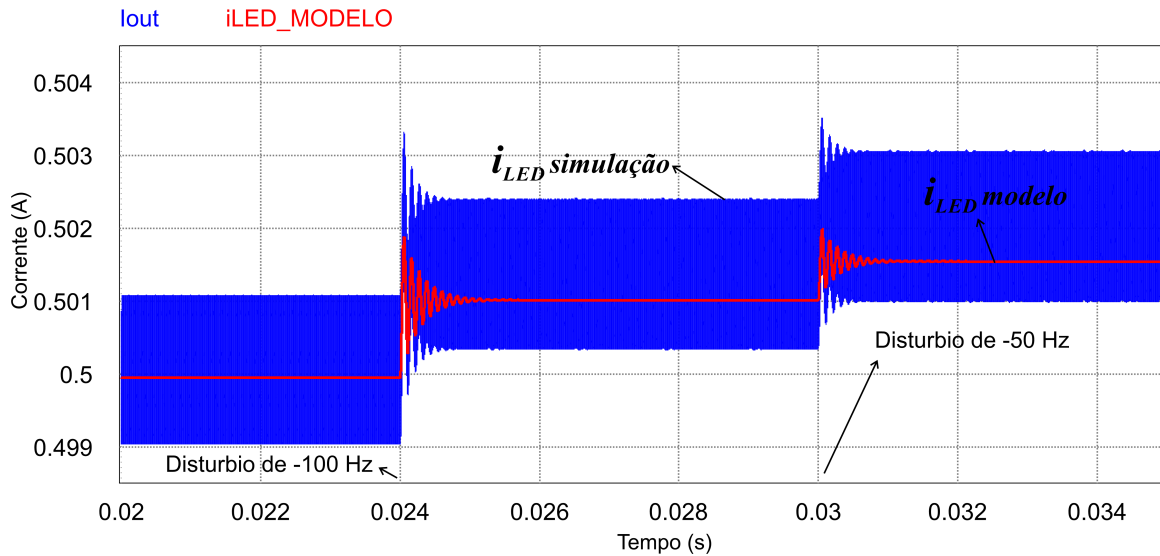
Figura 61 – Diagrama de Bode da FT $G_{i\omega}(s)$ 

Fonte: autor

resposta dinâmica do conversor frente a um distúrbio mútuo realizado em simulação. É possível verificar na Figura 62 o comportamento do modelo matemático e do comportamento do conversor, após a realização de *steps* na frequência de comutação do conversor LLC. Entretanto enquanto mais distante da frequência de operação mais discrepante será o comportamento do comparado ao conversor, como a Figura 63 com um distúrbio maior.

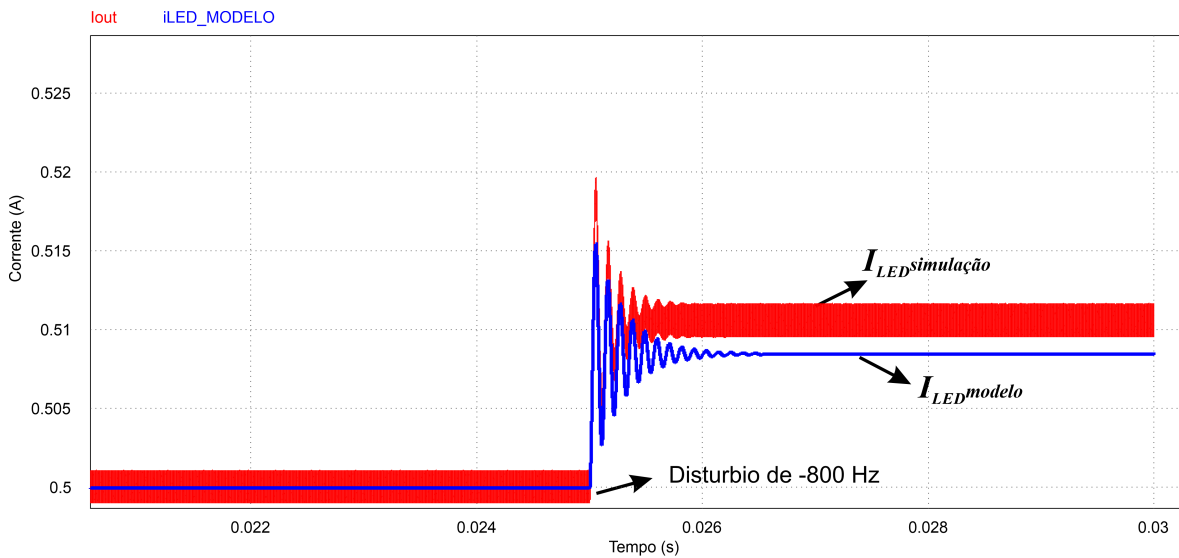
Analisando a resposta a simulação do modelo, a resposta dinâmica é validada, pois se assemelha muito a resposta real do conversor devido a utilização do modelo PWL, mas apenas para pequenos distúrbios na frequência de comutação.

Figura 62 – Resposta dinâmica da corrente dos LEDs com distúrbios na frequência de operação - 100 Hz e -50 Hz



Fonte:autor

Figura 63 – Resposta dinâmica da corrente dos LEDs com distúrbios na frequência de operação -800 Hz



Fonte:autor

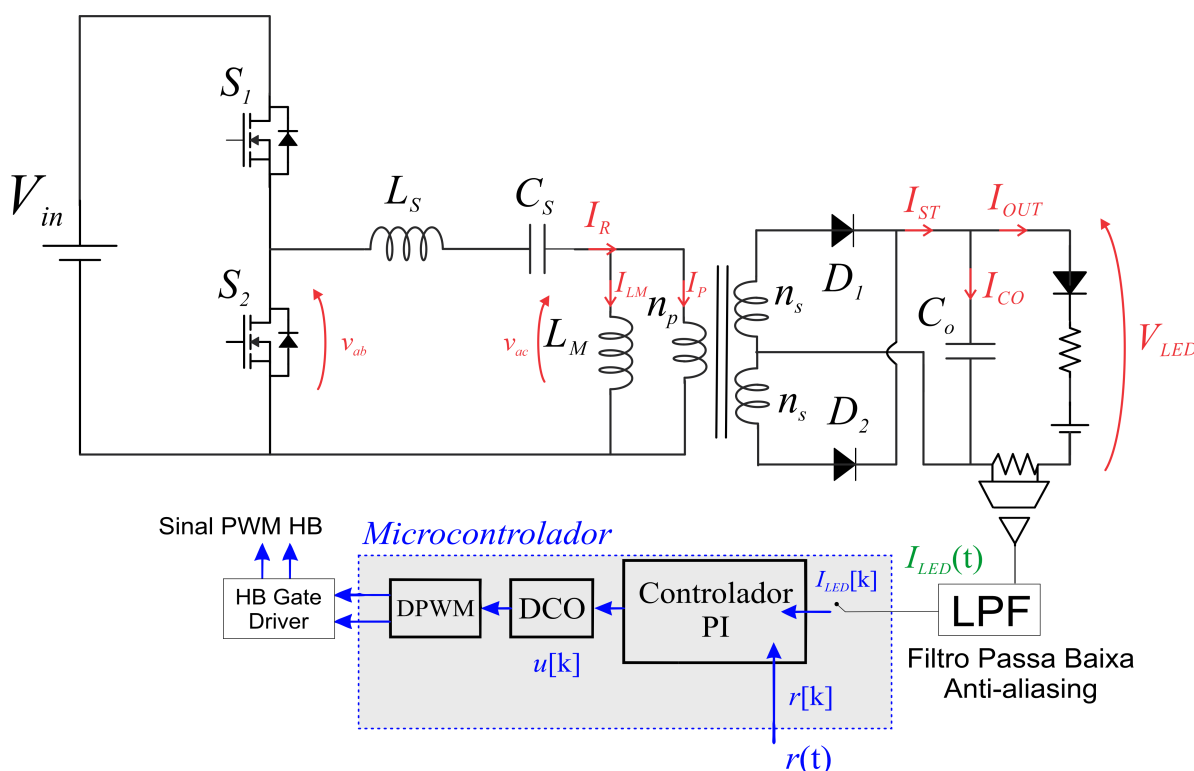
5.2 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

Para a realização do projeto do sistema de controle do conversor, foi deduzido que o conversor, por não trabalhar em uma faixa ampla de operação, fez-se necessário a utilização de apenas um controlador. Na sua malha externa utilizou-se um controlador Proporcional-Integral (PI), para que ele possa manter a corrente média do sistema, regulado pelo valor da corrente de referência. Seu projeto baseou-se no método clássico de resposta em frequência onde é analisado o ganho do compensador $T(s)$. Então o controlador PI é utilizado para realizar o rastreamento da referência de corrente do LED.

O ganho do *loop* compensado pode ser ajustado com ganho DC infinito e com in-

cremento nas margens de fase e de ganho. Na Figura 64 é apresentado o circuito esquemático do conversor LLC com o sistema de controle de corrente utilizado, onde a corrente instantânea do LED, $i_{LED}(t)$ medida no sensor de corrente leva o sinal de para o microcontrolador, (*MCU*) e alimentados no controlador PI, sendo o I_{LED} desejada é definido pela referência $r[k]$. Internamente no *MCU*, a ação de controle $u[k]$ o oscilador digital, (*DCO*), e o módulo PWM digital (*DPWM*), determinam a frequência de comutação nos interruptores do conversor, cujo sinal alimenta o *driver* através *gate Half-Bridge*.

Figura 64 – Esquemático do circuito do conversor LLC implementado.



Fonte: modificado de (MENKE, 2016)

Como citado acima, o projeto do controlador PI é baseado no método de resposta em frequência para isso, é calculada a sua função de transferência (TF), da corrente de saída do conversor I_{LED} em função da ação de controle fsw expressa por $G_p(s)$. Para evitar o efeito de *aliasing* no sistema digital e também para proteger o estágio ADC do *MCU*, o I_{LED} medido é filtrado por um filtro passa-baixa (LPF), cujo TF é definido como $H_i(s)$ como em (5.7). Deve-se considerar a dinâmica do LPF, então o ganho da malha sem a compensação é dado por $G_p(s) H_i(s)$. O LPF implementado possui a topologia *Sallen Key*, que possui frequência de corte d 1.5 kHz, fator de qualidade 0.5 e taxa de amortecimento de 1.

$$H_i(s) = \frac{1}{1 \times 10^{-8}s^2 + 0.0002s + 1} \quad (5.7)$$

Com a operação em condições nominais, tendo obtido H_i e $G_P(s)$, desprezando pólos e zeros maiores que f_{sw} obtém-se $T(s)$, apresentada em (5.8)

$$T(s) = \frac{-0.21368(s + 5.355 \times 10^4)(s - 2 \times 10^4)^2(s^2 + 4 \times 10^4 + 4 \times 10^8)(s^2 + 7481s + 3.723 \times 10^7)}{(s + 2 \times 10^4)^3(s + 9242)^2(s^2 + 7594s + 3.75 \times 10^7)} \quad (5.8)$$

5.2.1 Controle discreto

O controle do conversor deve ser implementado digitalmente, mas os métodos de resposta em frequência não são aplicados no plano Z sendo necessário a utilização da transformação para o plano w, que irá transformar a TF do plano Z para o w. realizando os passos do procedimento descrito em (OGATA, 2011). Inicialmente é discretizado utilizando um *Zero-order hold*, (ZOH). Em seguida é necessário modelar o tempo de transporte e onde é obtida uma TF propícia para o controlador, nessa TF é adicionado um atraso unitário $(z - 1)$ T(z). Utilizando a transformação bilinear, T(z) é convertido a uma função no plano w, que resulta em um ganho não compensado, onde os ganhos do ADC são desprezados. A compensação é realizada durante a sua implementação. Então após trabalhar no plano w, é possível projetar o controlador PI com a técnica de resposta em frequência. As margens de ganho e de fase para este controlador foram de 22.7 dB e de 80.7°. seu tempo de acomodação foi de 10 ms

$$PI(w) = \frac{-0.01841w - 228.8}{w} \quad (5.9)$$

A Figura 65 apresenta o diagrama de Bode da malha compensada e da não compensada. Para implementar (5.9) no *MCU*, ela é discretizado por *Tustin* adicionando um atraso de Z^{-1} onde obtém-se a equação das diferenças discretas resultantes em (5.10).

$$u[k + 1] = u[k] - 0.0298500 \times e[k] + 0.006968 \times e[k - 1] \quad (5.10)$$

A resposta ao degrau do conversor LLC operando em malha fechada com tempo de acomodação de cerca de 10 ms, na Figura 66 é possível ver o comportamento do conversor quando é dado um *step* na referência de corrente, de 500 mA para 600 mA.

Figura 65 – Diagrama da função de transferência de corrente de controle para saída, para o sistema compensado e não compensado no plano w .

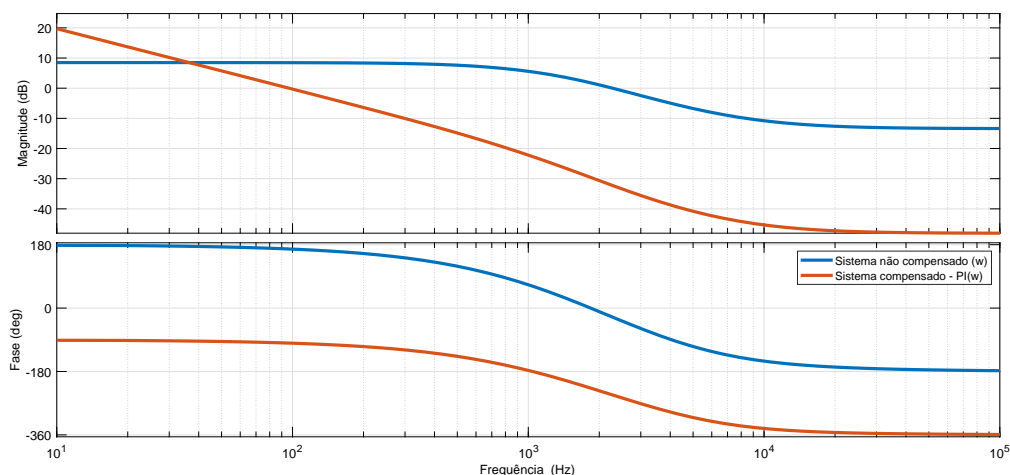
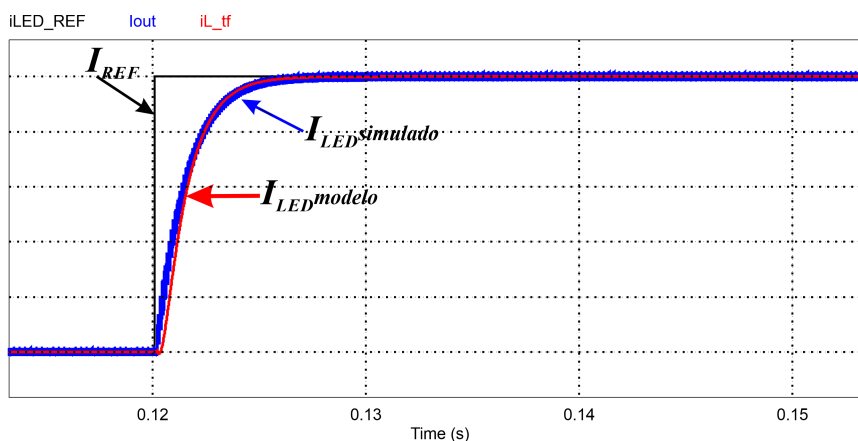


Figura 66 – Resposta ao degrau do conversor LLC.



Fonte autor

5.3 CONCLUSÃO

Com base na resposta dinâmica de pequenos sinais do conversor, o projeto do sistema de controle é desenvolvido. Neste capítulo para a modelagem do conversor LLC, utiliza-se o método da EDF. Onde se considerou a não linearidade do LED. Essa consideração é fundamental para que o modelo possa prever de forma mais precisa o comportamento dinâmico do conversor. Portanto, foi proposto neste capítulo a modelagem do conversor LLC levando em conta a dinâmica do LED.

Resultados de simulação mostraram que o modelo desenvolvido emula de maneira precisa o comportamento dinâmico do conversor LLC alimentando uma carga baseada em LEDs.

Neste capítulo, foram apresentando as especificações e diretrizes para o projeto do sistema de controle do *driver* proposto. Em seguida, é apresentada passo a passo a

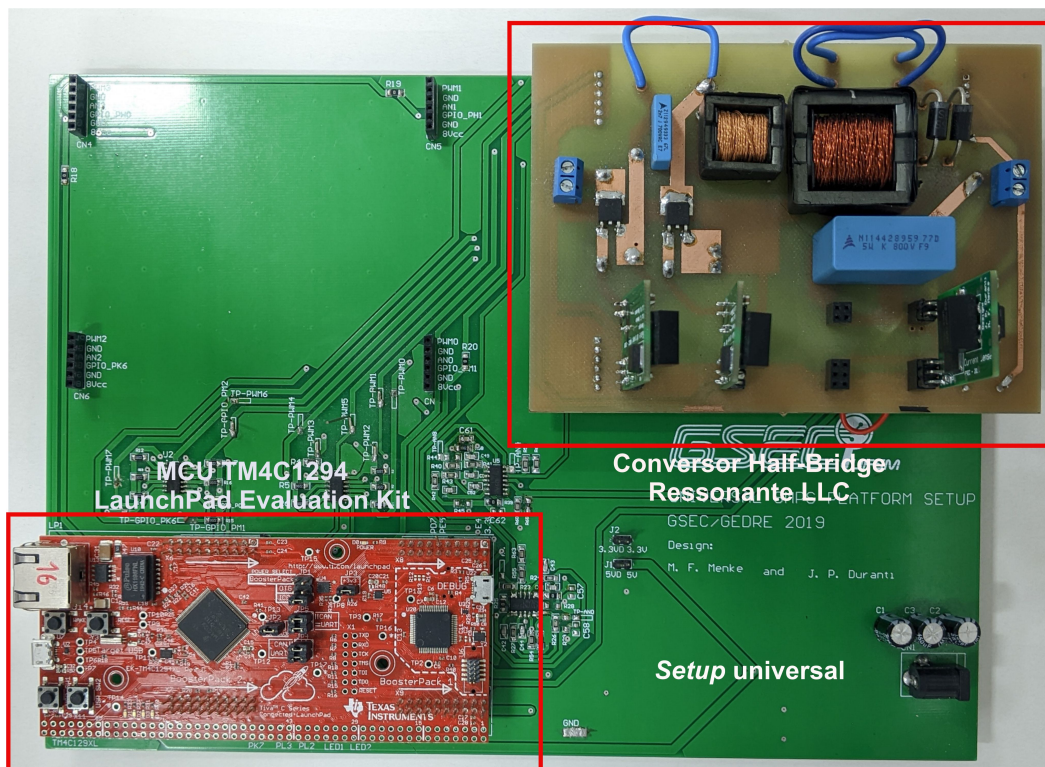
metodologia de projeto empregada, a qual é utilizada no projeto do compensador. Para o conversor LLC verificou-se inicialmente a necessidade de utilizar um compensador PI. Resultados de simulação mostraram uma operação estável em toda a faixa de *dimming*.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, serão apresentados os resultados experimentais do conversor LLC, que foi projetado anteriormente. Inicialmente, serão discutidos os resultados obtidos em malha aberta (MA), analisando o comportamento do conversor sem a presença do controle de corrente, estes testes são particularmente úteis em situações em que o sistema de controle pode ser complexo e difícil de depurar. Ao realizar um teste em malha aberta, é possível isolar problemas no conversor e identificar possíveis falhas de projeto ou de componentes. Em seguida, serão apresentados os resultados em malha fechada (MF), nos quais o controle de corrente projetado é implementado. Essa abordagem permitirá uma melhor compreensão do desempenho do conversor LLC tanto na ausência quanto na presença do controle de corrente, proporcionando uma avaliação mais completa de seu funcionamento. A Figura 67, mostra o *Setup* de testes utilizado para obtenção dos resultados

Figura 67 – Setup de testes



6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA ABERTA

Para validar os resultados das simulações realizadas com o conversor *Half-Bridge* LLC, foi realizada a implementação do conversor e também foram realizados testes experimentais em laboratório. A Tabela 15 apresenta os parâmetros de funcionamento do conversor e os componentes utilizados para sua implementação.

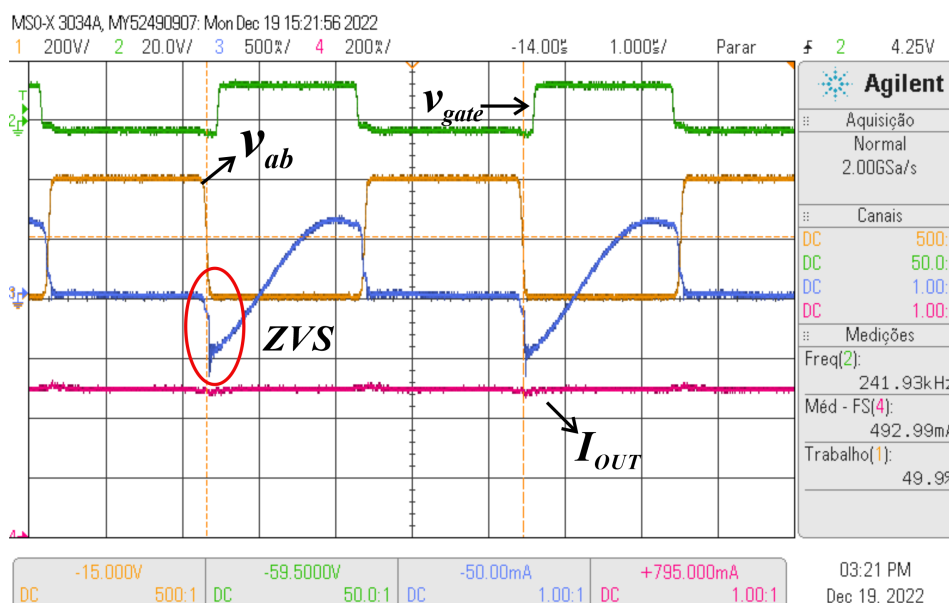
Tabela 15 – Parâmetros e componentes do conversor LLC

Especificações do conversor LLC				
Parâmetros	Sigla	Valor	Componente	Código
Tensão de entrada nominal	V_{BUS}	400 V		
Tensão de entrada mínima	$V_{BUS\ MIN}$	380 V		
Tensão de entrada máxima	$V_{BUS\ MAX}$	420 V		
Frequência de ressonância	f_0	250 kHz		
Potência de saída	P_O	40 W		
Conversor LLC projetado				
Corrente média dos LEDs	I_{LED}	0.1 - 0.5 A		
Tensão média dos LEDs	V_{LED}	64.8 -79.8 V		
Capacitor Série	C_S	2.7 nF		Z112949333
Indutor Série	L_S	150 μH	EFD 20/10/7, N87 25 esp. 4 x AWG 30	
Indutância Magnetizante	L_M	300 μH	EFD 30/15/9, N87 Np=40 e Ns=16, 3 AWG 28	
Capacitor de saída	C_O	2 μF		N11442895977D
Relação de transformação (n)	N_p/N_S	2.506		
Frequência de comutação	f_{SW}	144 - 344 kHz		
Diodos Retificadores	D_1, D_2			MUR620
Interruptores	S_1, S_2			IPD60R280P7S

Inicialmente os testes foram realizados em malha aberta, realizando variações na frequência para alcançar diferentes níveis de corrente e também foram realizadas variações na tensão de entrada entre os valores de tensão nominal, máximo e mínimo. Também foi verificado se durante a operação em MA a condição de ZVS foi atingida.

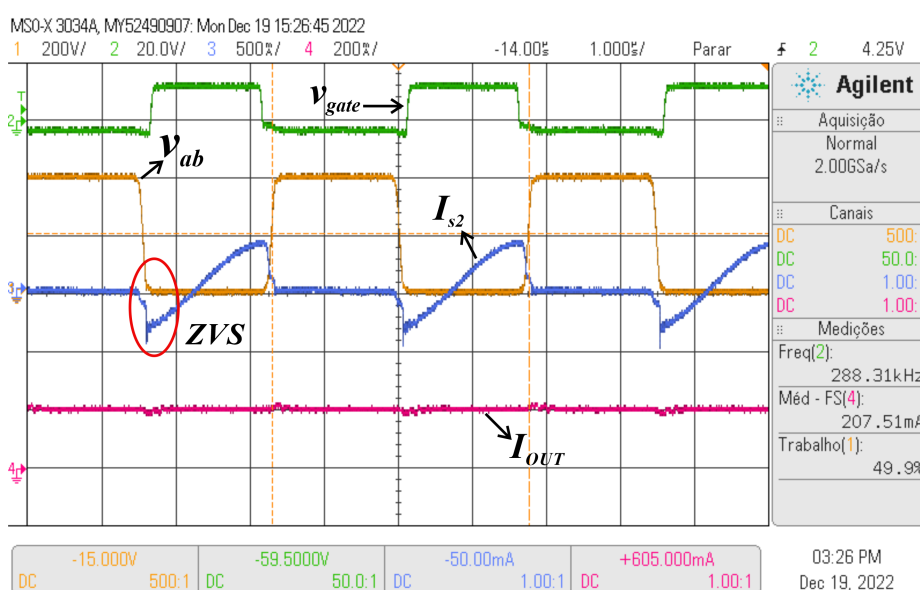
A Figura 68 mostra as principais formas de onda necessárias para avaliar a comutação em ZVS do conversor. Neste caso com $V_{BUS}=400$ V, $I_{LED}=492$ mA e f_{SW} de 243 kHz. A I_{LED} estava muito próxima a corrente nominal de projeto. A Figura 69 apresenta as formas de onda das mesmas medidas, mas sua frequência de chaveamento é de 288 kHz fazendo que a corrente dos LEDs, I_{LED} diminua para de 207 mA e mantendo a condição de ZVS nesta operação.

Figura 68 – Formas de onda experimentais de operação do LLC em malha aberta com V_{BUS} de 400 V e I_{LED} nominal



Fonte:autor

Figura 69 – Formas de onda experimentais de operação do LLC em malha aberta com V_{BUS} de 400 V e I_{LED} 207 mA

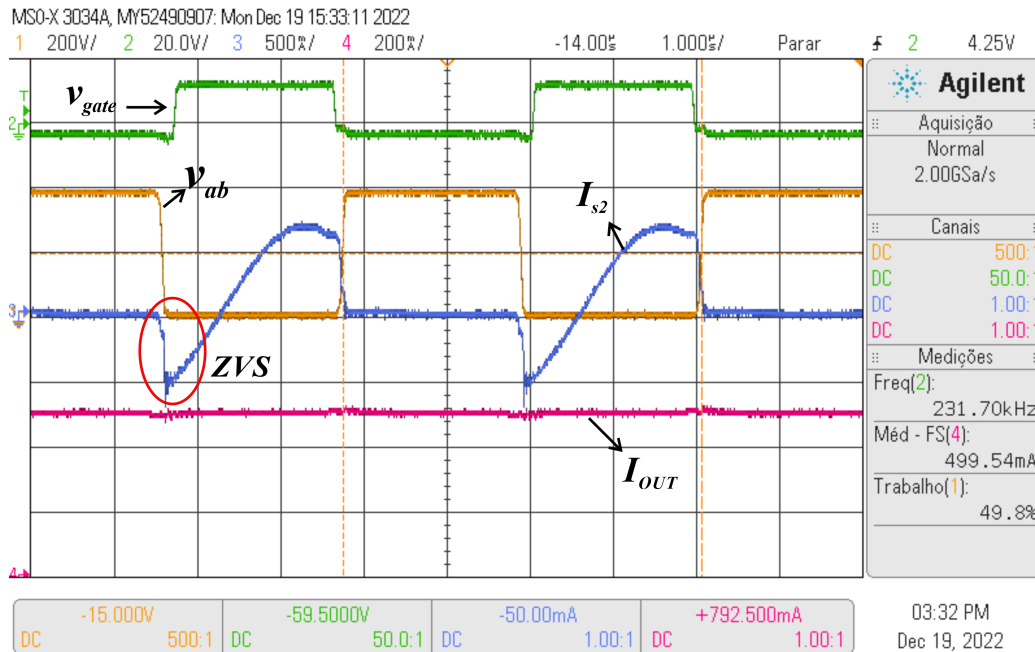


Fonte:autor

Outro teste realizado foi com a tensão de barramento no valor mínimo, 380 V e a corrente de saída chegou ao valor nominal de projeto. A frequência de comutação foi de 231 kHz, a Figura 70 exibe as formas de onda obtidas. Novamente mesmo com diferentes parâmetros a comutação em ZVS está presente neste teste.

Nos experimentos em malha aberta, foram realizados testes para avaliar o desempenho do conversor em diferentes condições. A malha aberta significa que o conversor não estava controlado ativamente, ou seja, não havia um sistema de realimentação para regular

Figura 70 – Formas de onda experimentais de operação do LLC em malha aberta com V_{BUS} de 380 V e I_{LED} 500 mA



Fonte:autor

a saída. Os resultados experimentais em malha aberta validaram o projeto do conversor. Na Tabela 16 é possível realizar uma comparação dos resultados teóricos, simulados e experimentais.

Tabela 16 – Valores de frequência de comutação e corrente dos LEDs: teóricos, simulados e experimentais

Ponto de Operação		Teórico	Simulado	Experimental
V_{BUS} nom I_{OUT} nom	f_{sw} (kHz)	250	249.95	241.8
	I_{OUT} (mA)	498	500	483
V_{BUS} nom I_{OUT} min	f_{sw} (kHz)	311.62	327	349
	I_{OUT} (mA)	132	100	110
V_{BUS} max I_{OUT} nom	f_{sw} (kHz)	263.62	260.45	253.2
	I_{OUT} (mA)	465	500	506
V_{BUS} max I_{OUT} min	f_{sw} (kHz)	344.62	358	352.62
	I_{OUT} (mA)	120	100	98
V_{BUS} min I_{OUT} nom	f_{sw} (kHz)	238.5	240.38	231.7
	I_{OUT} (mA)	537	500	499
V_{BUS} min I_{OUT} min	f_{sw} (kHz)	286.87	302	308.6
	I_{OUT} (mA)	144	100	132

Primeiramente, foram analisadas as respostas do conversor em diferentes frequências de operação, desde a mínima até a máxima permitidas pelo projeto. Observou-se que o conversor apresentou um comportamento estável e coerente em todas as frequências testadas, indicando que conversor é capaz de operar de forma consistente ao longo de uma ampla faixa de frequências.

Além disso, foram realizados testes em diferentes tensões de barramento. Verificou-

se que o conversor foi capaz de operar em diferentes níveis de tensão de forma adequada, mantendo seu desempenho e eficiência. Isso é essencial, pois permite que o conversor seja utilizado em sistemas com diferentes níveis de tensão de entrada. Um aspecto importante que foi observado nos resultados experimentais foi o correto funcionamento do conversor em relação à condição de ZVS nos interruptores. Verificou-se que, nas diferentes condições testadas, o conversor operou de forma consistente em ZVS, garantindo um funcionamento adequado e eficiente.

Em resumo, os testes realizados em diferentes frequências e tensões de barramento demonstraram que o conversor é capaz de operar de forma estável e coerente em uma ampla faixa de operação. Esses resultados fornecem uma base sólida para prosseguir com testes adicionais agora em malha fechada.

6.2.1 Degrau em I_{LED} e V_{BUS}

Um outro teste realizado, foi de realizar um *step* na referência de corrente para testar na prática o sistema de controle, PI, do conversor. Na Figura 71 a referência da corrente foi alterada de 100 mA para 500 mA. Foram realizados experimentos para verificar o desempenho prático do sistema de controle PI do conversor que foi apresentado o seu projeto nos capítulos anteriores. Nesse teste, foi aplicado um degrau na referência de corrente, aumentando-a de 100 mA para 500 mA, conforme ilustrado na Figura 71.

Através desse degrau na referência, foi possível observar como o sistema de controle do conversor respondeu ao aumento da demanda de corrente. O controlador PI foi projetado para regular a corrente de saída do conversor e garantir que ela siga a referência fornecida.

Após a aplicação do degrau na referência, foi verificado o comportamento da corrente de saída do conversor. O controlador PI ajustou no tempo projetado de 10 ms a sua saída para atender à nova referência de 500 mA. O tempo de resposta do sistema foi avaliado, levando em consideração o tempo necessário para que a corrente de saída atingisse o valor desejado e se estabilizasse. Nos testes realizados, foram feitos dois experimentos utilizando degraus na corrente para verificar o comportamento do controlador PI do sistema. O primeiro, foi realizado um degrau na referência de corrente de 100 mA para 500 mA, conforme mostrado na Figura 71. Em seguida, foi realizado outro degrau no qual a referência de corrente foi reduzida de 500 mA para 250 mA, como ilustrado na Figura 72.

Esses experimentos foram conduzidos para analisar a resposta do sistema de controle do conversor em diferentes condições de referência de corrente. O objetivo era verificar se o sistema era capaz de acompanhar as mudanças na referência de forma adequada e manter a corrente de saída do conversor dentro dos limites desejados.

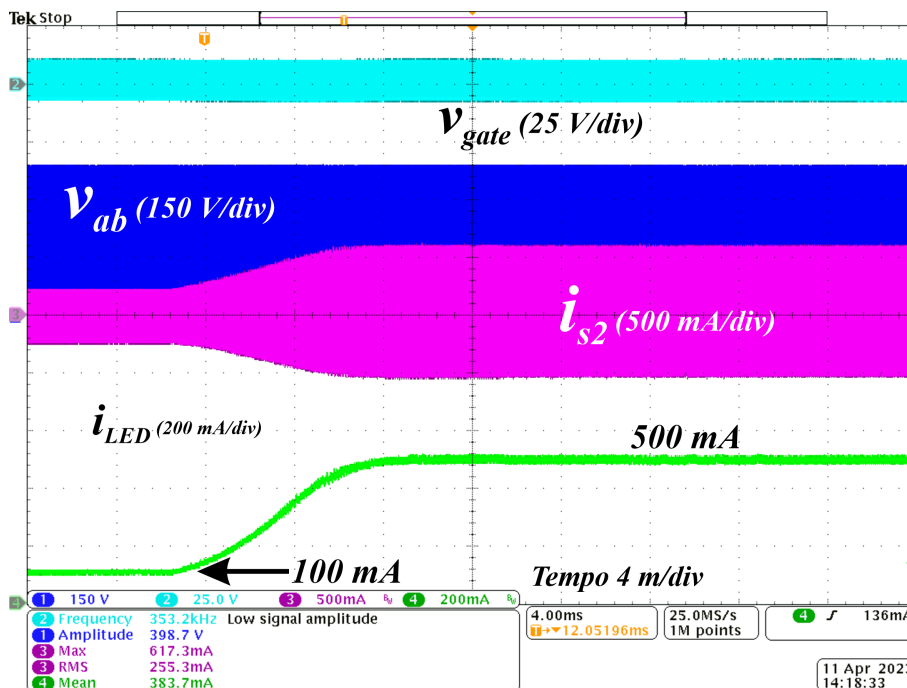
Na Figura 71, observa-se que, após o aumento na referência de corrente, o sistema

de controle respondeu de maneira satisfatória, ajustando a corrente de saída do conversor gradualmente até atingir o novo valor de referência exatamente como foi anteriormente projetado, mas rapidamente convergiu para o valor desejado.

Já na Figura 72, pode-se observar que, após o degrau na referência de corrente, o sistema de controle novamente se comportou de forma adequada e a corrente de saída do conversor ajustou-se ao novo valor de referência e manteve-se estável.

Esses resultados indicam que o sistema de controle PI do conversor é capaz de responder de maneira eficiente a mudanças na referência de corrente, garantindo a estabilidade e precisão na regulação da corrente de saída. Isso é importante para garantir o correto funcionamento do conversor e atender aos requisitos do sistema no qual ele está sendo aplicado.

Figura 71 – Step na corrente de referência de 100 mA para 500 mA



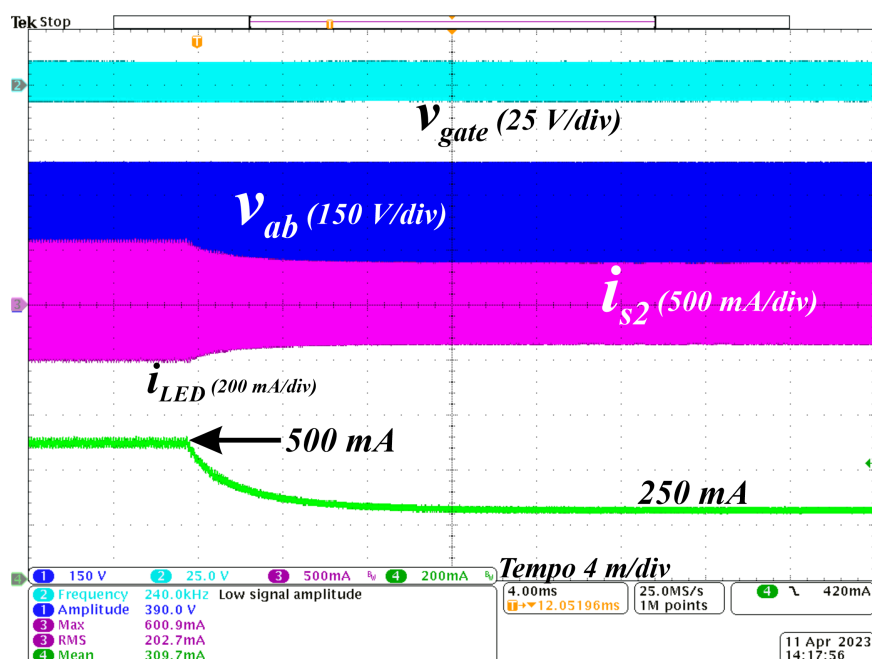
Fonte autor

Outro teste foi realizando degraus no valor de V_{BUS} para avaliar novamente o desempenho do sistema de controle do conversor LLC. Os resultados desses testes estão ilustrados nas Figuras 73 e 74. Na Figura 73, é possível observar que houve um degrau em V_{BUS} . O sistema de controle do conversor LLC reagiu prontamente a essa mudança, ajustando a saída de forma adequada. A corrente dos LEDs estabilizou-se no novo valor de referência.

Na Figura 74, novamente foi realizado um degrau em V_{BUS} . O sistema de controle do conversor LLC mostrou-se capaz de lidar com essa mudança, garantindo uma resposta rápida e estável. Apesar de uma pequena oscilação inicial, a tensão de saída ajustou-se ao novo valor de referência de maneira satisfatória.

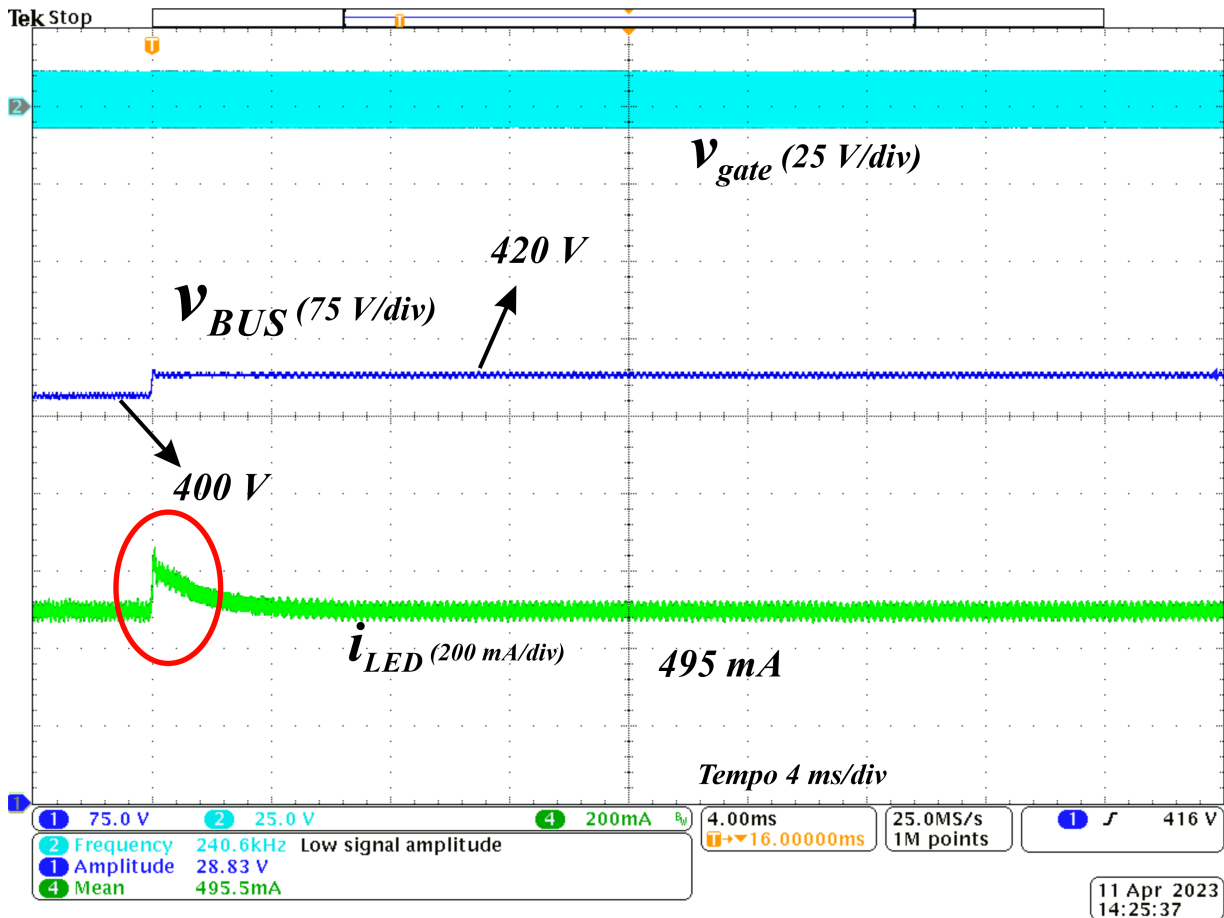
Esses testes demonstram a eficácia do sistema de controle do conversor LLC em

Figura 72 – Step na corrente de referência de 500 mA para 250 mA



Fonte autor

responder aos degraus executados em V_{BUS} . A capacidade de compensar a essas variações é essencial para garantir o correto funcionamento do conversor em diferentes condições de operação. Os resultados obtidos indicam que o sistema de controle do conversor LLC é robusto e confiável, sendo capaz de manter a estabilidade da tensão de saída mesmo diante de mudanças bruscas na entrada. Essa característica é fundamental para a aplicação do conversor em sistemas de potência, nos quais a estabilidade e a confiabilidade são requisitos essenciais.

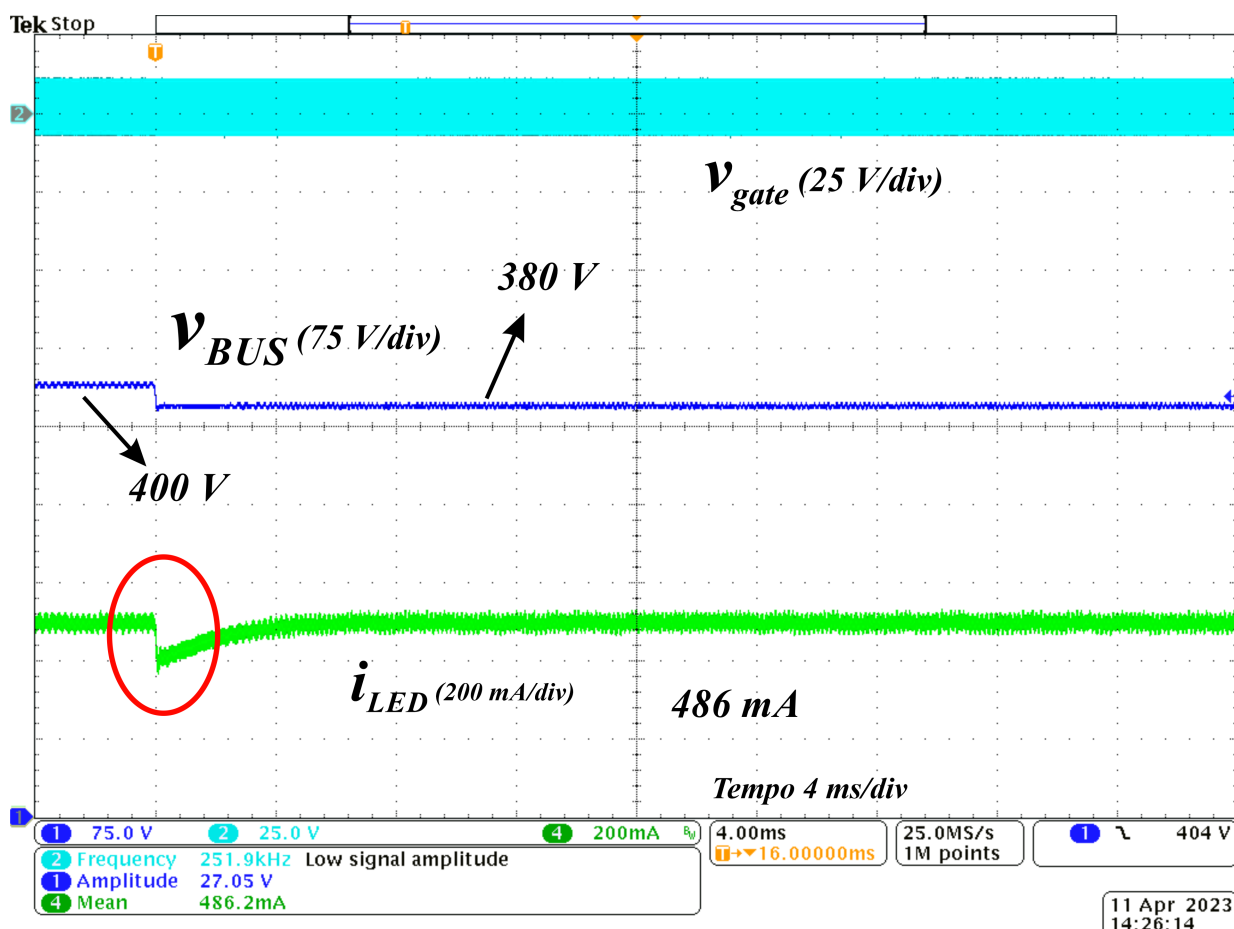
Figura 73 – Step em V_{BUS} de 400 para 420 V

Fonte autor

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA FECHADA

Nos testes experimentais do conversor em malha fechada, foram realizados testes inicialmente com V_{BUS} nominal, 400 V, e I_{LED} sendo alterada de 500 mA a 100mA. Para isso houve a modulação na frequência de comutação do conversor. A Figura 75 mostra a tensão de entrada do conversor LLC (V_{ab}), corrente no interruptor S_2 (I_{S2}), com uma tensão média de barramento de cerca 400 V, a corrente obtida no arranjo de LEDs com estes parâmetros, para operação do LLC em malha fechada foi de 500 mA, valor nominal da corrente do arranjo de LEDs. Para que I_{LED} pudesse ser alcançado, verificou-se que frequência de comutação do inversor foi de 238,5 kHz. Além disso, é possível verificar a condição de ZVS no conversor. As mesmas formas de onda, considerando a operação com a tensão média de barramento de 396 V novamente e a mínima corrente dos LEDs (88.59 mA), é mostrada na Figura 76. Para alcançar este valor de I_{LED} eleva-se para a máxima frequência de comutação do inversor, no caso 348.9 kHz. Também nesta Figura 76, verifica-se a condição de ZVS.

Outros testes realizados foram com a utilização do V_{BUS} máximo e mínimo, respectivamente 420 e 380 V. A Figura 78 mostra as formas de onda do conversor com V_{BUS}

Figura 74 – Step em V_{BUS} de 400 para 380 V

Fonte autor

máximo e com a frequência de comutação de 250.9 kHz I_{LED} atingiu o valor de 488 mA

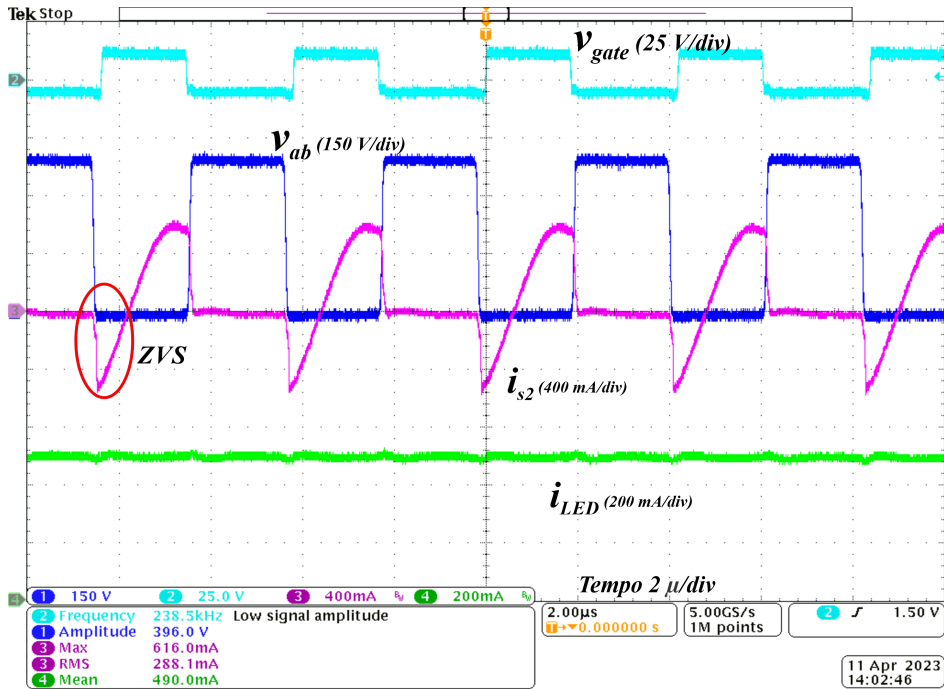
Com o conversor funcionando em V_{BUS} máximo e corrente mínima verificou-se que a condição de ZVS não atingida neste caso.

Utilizando V_{BUS} mínimo, o conversor LLC, tanto com a corrente nominal e corrente mínima. A Figura 79, apresenta as formas de onda do conversor com um V_{BUS} em torno de 380 V a corrente média dos LEDs alcançada foi de 489 mA para uma frequência de comutação é de 230.4 kHz e é possível visualizar a condição de ZVS neste caso. Assim como também atingiu a condição de ZVS na Figura 80 o conversor operando com V_{BUS} de 378 V, a corrente média de saída de 92.94 mA em uma frequência de comutação de 308.6 kHz.

6.4 CONCLUSÃO

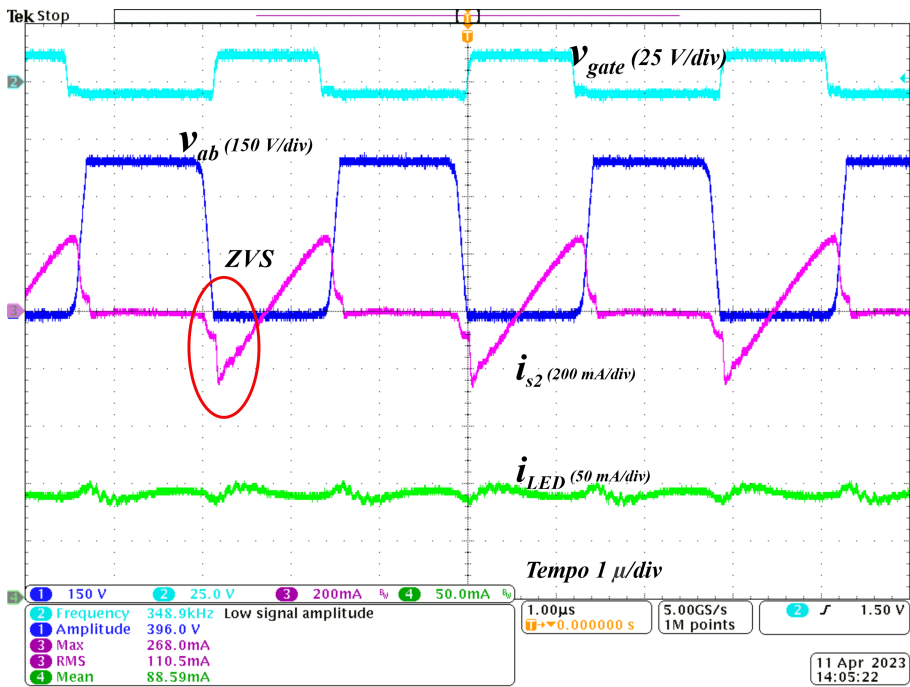
Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais do conversor m malha aberta que demonstraram seu funcionamento muito próximo ao circuito utilizado

Figura 75 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 400 V_{BUS} e corrente nominal.



Fonte autor

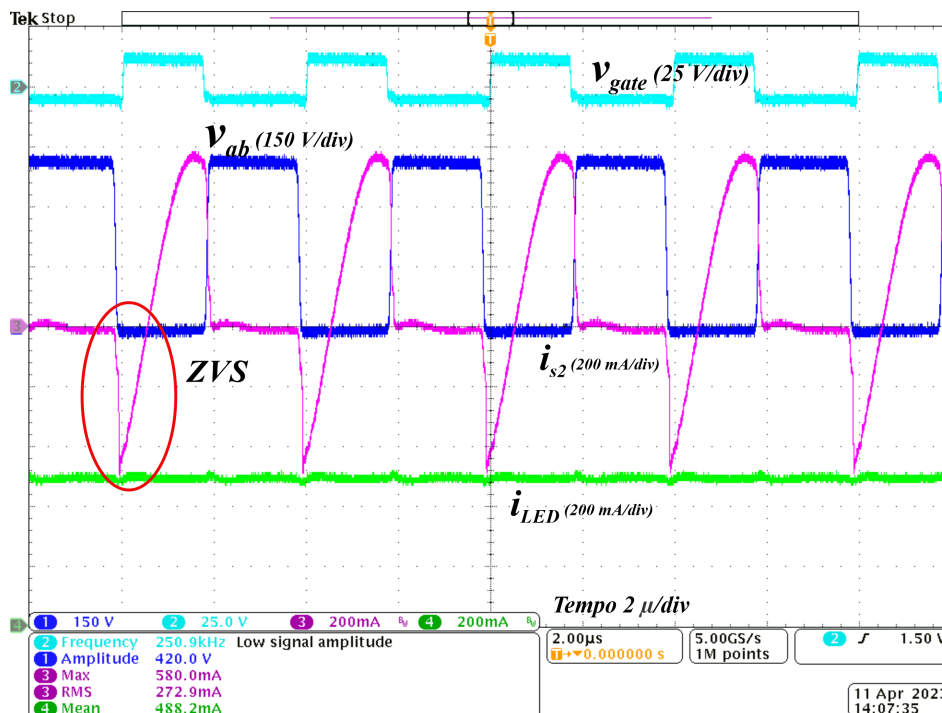
Figura 76 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 400 V_{BUS} e corrente mínima.



Fonte autor

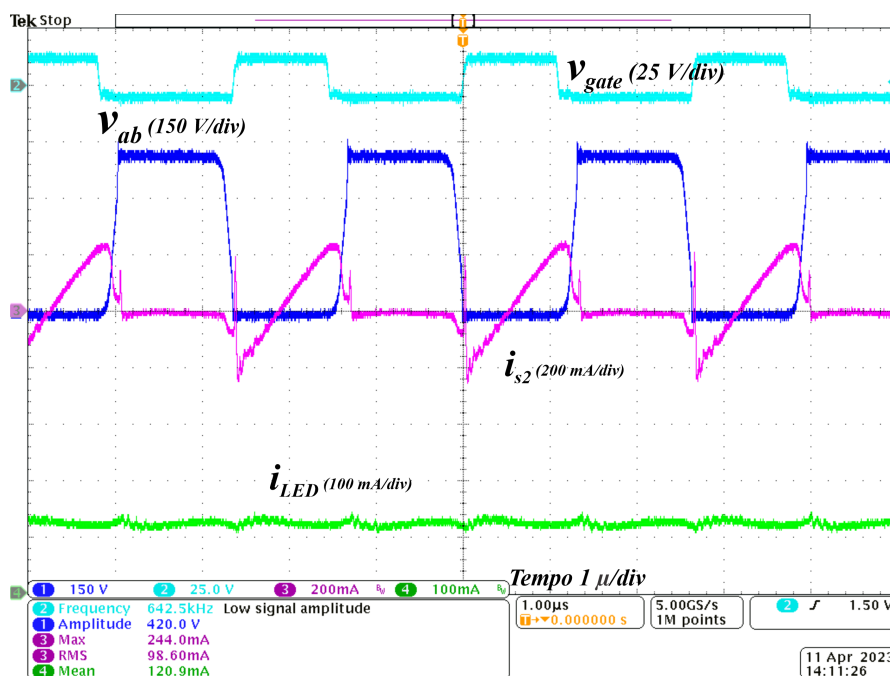
nas simulações, mesmo em diferentes parâmetros como V_{BUS} mínimo e máximo e frequências de comutação mínima e máxima. Os resultados experimentais do conversor em malha fechada também se mostraram extremamente satisfatórios pois o conversor atingiu em pra-

Figura 77 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 420 V_{BUS} e corrente nominal.



Fonte autor

Figura 78 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 420 V_{BUS} e corrente mínima.

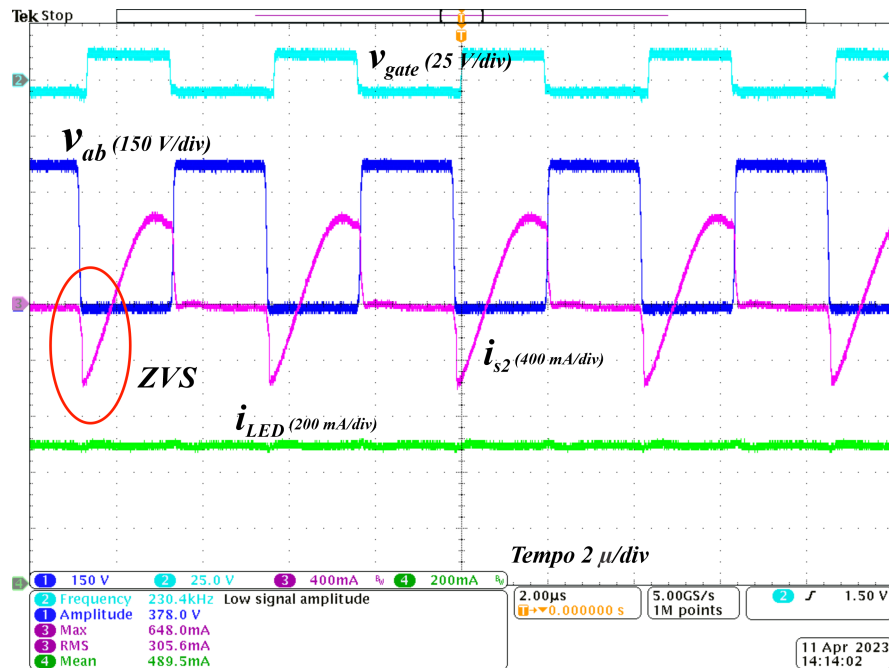


Fonte autor

ticamente todas as faixas de operação a condição de ZVS, além do controle de controlador de corrente projetado para o circuito ter também funcionado de forma correta.

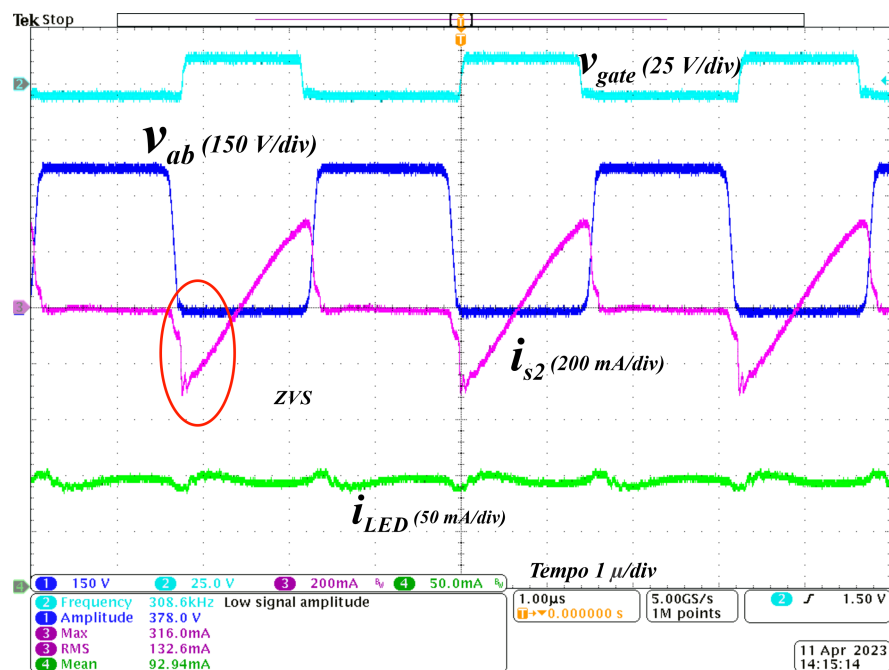
Em resumo, os resultados apresentados mostraram que o *driver* proposto atendeu

Figura 79 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 380 V_{BUS} e corrente nominal.



Fonte autor

Figura 80 – Formas de onda experimentais para operação do LLC em malha fechada com 380 V_{BUS} e corrente mínima.



Fonte autor

às especificações de desempenho desejado e que a metodologia de projeto empregada foi eficiente. Além disso, a modelagem do conversor LLC considerando a dinâmica do LED possibilitou uma previsão mais precisa do comportamento dinâmico do conversor, o que é importante para o seu desempenho em aplicações reais.

7 RESULTADOS DE TESTES BIOLÓGICOS

7.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados dos testes de UVGI realizados em duas espécies de bactérias para verificação das taxas de inativação bacteriana, uma delas é a *Klebsiella pneumoniae* que é um patógeno oportunista, responsável por diversos tipos de infecções hospitalares, e é considerado um microrganismo multirresistente. As doenças causadas por *Klebsiella pneumoniae* geralmente estão relacionadas com o estado imunológico do hospedeiro, e sua gravidade muitas vezes é potencializada devido à capacidade patogênica da cepa, capaz de criar um fenótipo de multirresistência ao uso exacerbado de antimicrobianos (SOUSA et al., 2019). A outra é o *Staphylococcus aureus* (ATCC®25923), O *Staphylococcus aureus* é uma bactéria que faz parte da microbiota humana, mas que pode provocar doenças que vão desde uma infecção simples, como espinhas e furúnculos, até as mais graves, como pneumonia, meningite, endocardite, síndrome do choque tóxico e septicemia, entre outras. Essa bactéria foi uma das primeiras a serem controladas com a descoberta dos antibióticos, mas, devido a sua enorme capacidade de adaptação e resistência, tornou-se uma das espécies de maior importância no quadro das infecções hospitalares e comunitárias (SANTOS et al., 2007). Além das cepas de bactérias, foram realizados testes utilizando o vetor plasmidial pCMUT (1762 pb) (C - resistência a cloranfenicol; MUT gene supF, alvo para estudos de mutagenese) para a detecção de danos de DNA onde verificou-se a formação de lesões do tipo quebra de fita simples (*single-strand breaks* SSB) e lesões do tipo dímeros de *pirimidina ciclobutano* (CPDs), ambas induzidas pela radiação ultravioleta C através do arranjo de LEDs UV-C. A seguir serão apresentados os resultados dos testes realizados

7.2 TESTES EM BACTÉRIAS

Para a comprovação da eficácia dos LEDs UV-C, foram realizados testes com duas cepas de bactérias, *Klebsiella pneumoniae* e *Staphylococcus aureus* (ATCC 25923™) com o objetivo de avaliar a eficiência da inativação bacteriana após exposição a doses de radiação UV-C, sendo estas 0 (controle positivo), 5 e 50 J/m².

Seis placas contendo cada cepa bacteriana foram expostas individualmente ao arranjo de LEDs com pico de emissão de radiação de cerca de 265 nm a uma distância de 25 cm. O desempenho dos LEDs foi anteriormente comprovado no capítulo 2, onde foi

possível mensurar os valores de I_{UV} para a dada distância de forma exata. Do mesmo modo, avaliou-se o tempo médio para que a ação germicida ocorra com efetividade. Para isso calculou-se a taxa de D_{UV} média a partir do valor aferido pelo sensor utilizado. Ao relacionar essa taxa de dose média alcançada com a dose necessária que garante uma taxa de inativação bacteriológica de 99,98%, 50 J/m^2 . Obteve-se uma estimativa de tempo necessário de acionamento do arranjo de LEDs para garantir uma ação germicida eficaz dos patógenos em questão. Para a realização dos testes foi realizada a técnica de diluição seriada. Uma diluição seriada é uma técnica na qual se realizam várias diluições progressivas. Inicia com a solução mais concentrada chegando a soluções menos concentradas, amplificando o fator de diluição rapidamente.

A fonte do material de diluição (soluto) para cada etapa é proveniente do material diluído da etapa anterior. Em uma diluição em série, o fator de diluição total é o produto dos fatores de diluição em cada etapa. Assim, se você tiver uma diluição $\frac{1}{2}$, seu fator de diluição é 2, todas as diluições seguintes serão multiplicadas por 2.

Para ter 1 mL de solução, como no exemplo abaixo, você terá a adição de 0,1 ml do concentrado mais 0,9 mL do diluente.

Diluições em série são usadas para criar com precisão soluções extremamente diluídas, bem como soluções para experimentos que exigem uma curva de concentração com uma escala exponencial ou logarítmica.

A técnica é útil quando há escassez do volume do concentrado ou do diluente, havendo necessidade de minimizar seu uso, ou quando há necessidade de diversas diluições, por exemplo, na determinação de um título ou na contagem de microrganismos.

A Tabela 17 apresenta os dados dos testes de inativação da bactéria *Klebsiella pneumoniae*. Nesta primeira tabela, é apresentado a diluição seriada, que é uma técnica na qual se realizam várias diluições progressivas do conteúdo bacteriano presente em uma cultura de crescimento. Inicia-se com a solução mais concentrada chegando a soluções menos concentradas, amplificando o fator de diluição rapidamente. Também nessa tabela são apresentadas o número de colônias em cada placa. Além disso é apresentado na tabela o número de unidades formadoras de colônias por ml (UFC/ml).

Já para a bactéria *Staphylococcus aureus*, temos os seguintes dados para o teste, apresentado na tabela 18, onde são apresentados os mesmos indicadores da tabela 17.

Tabela 17 – Dados da bactéria *Klebsiella pneumoniae*

Klebsiella pneumoniae				
CTRL	Diluição	Circunferência	Colônias	UFC/mL
1	$\times 10^{-6}$	2,6	578	15028000000,00
2	$\times 10^{-6}$	2,6	517	13442000000,00
3	$\times 10^{-6}$	2,6	513	13338000000,00
4	$\times 10^{-6}$	2,6	407	10582000000,00
5	$\times 10^{-6}$	2,6	405	10530000000,00
6	$\times 10^{-6}$	2,6	484	12584000000,00

TRAT				
5 J/m ²	Diluição	Circunferência	Colônias	UFC/mL
1	$\times 10^{-6}$	2,6	368	9568000000,00
2	$\times 10^{-6}$	2,6	363	9438000000,00
3	$\times 10^{-6}$	2,6	301	7826000000,00
4	$\times 10^{-6}$	2,6	288	7488000000,00
5	$\times 10^{-6}$	2,6	258	6708000000,00
6	$\times 10^{-6}$	2,6	250	6500000000,00

TRAT				
50 J/m ²	Diluição	Circunferência	Colônias	UFC/mL
1	$\times 10^{-3}$	2,6	330	3300000,00
2	$\times 10^{-3}$	2,6	291	2910000,00
3	$\times 10^{-3}$	2,6	266	2660000,00
4	$\times 10^{-3}$	2,6	261	2610000,00
5	$\times 10^{-3}$	2,6	235	2350000,00
6	$\times 10^{-3}$	2,6	200	2000000,00

Com isso foram realizadas as exposições a radiação ultravioleta dos LEDs, onde obteve-se as taxas de inativação e as taxas de sobrevivência da bactéria *Klebsiella pneumoniae*, apresentadas respectivamente nas tabelas 19 e 20.

Com estes resultados, foi possível calcular a taxa de efetividade da desinfecção com o uso de LEDs UV-C nesta bactéria. Com uma D_{UV} de 5 J/m² a taxa foi de 36,8878%, já com 50 J/m² a taxa foi extremamente expressiva, 99,9789%. Já para a bactéria *Staphylococcus aureus*, as tabelas 21 e 22 apresentam os resultados quantitativos dos testes realizados.

Para a bactéria que foi exposta no momento, *Staphylococcus aureus*, os valores calculados da taxa de efetividade foram 57,0186% em 5 J/m² de 99,9781% em uma dose de 50 J/m².

Tabela 18 – Dados da bactéria *Staphylococcus aureus*

Staphylococcus aureus				
CTRL	Diluição	Circunferência	Colônias	UFC/mL
1	$\times 10^{-6}$	2,6	408	10608000000,00
2	$\times 10^{-6}$	2,6	388	10088000000,00
3	$\times 10^{-6}$	2,6	376	9776000000,00
4	$\times 10^{-6}$	2,6	322	8372000000,00
5	$\times 10^{-6}$	2,6	274	7124000000,00
6	$\times 10^{-6}$	2,6	235	6110000000,00
TRAT				
5 J/m ²	Diluição	Circunferência	Colônias	UFC/mL
1	$\times 10^{-6}$	2,6	171	4446000000,00
2	$\times 10^{-6}$	2,6	162	4212000000,00
3	$\times 10^{-6}$	2,6	141	3666000000,00
4	$\times 10^{-6}$	2,6	135	3510000000,00
5	$\times 10^{-6}$	2,6	121	3146000000,00
6	$\times 10^{-6}$	2,6	119	3094000000,00
50 J/m ²	Diluição	Circunferência	Colônias	UFC/mL
1	$\times 10^{-3}$	2,6	249	2490000,00
2	$\times 10^{-3}$	2,6	214	2140000,00
3	$\times 10^{-3}$	2,6	197	1970000,00
4	$\times 10^{-3}$	2,6	174	1740000,00
5	$\times 10^{-3}$	2,6	160	1600000,00
6	$\times 10^{-3}$	2,6	142	1420000,00

Tabela 19 – Taxa de inativação *Klebsiella pneumoniae*

Dose (J/m ²)	0	5	50
	$1.00.10^0$	$1.57.10^0$	$4.55.10^3$
	$1.00.10^0$	$1.42.10^0$	$4.62.10^3$
	$1.00.10^0$	$1.70.10^0$	$5.01.10^3$
	$1.00.10^0$	$1.41.10^0$	$4.05.10^3$
	$1.00.10^0$	$1.57.10^0$	$4.48.10^3$
	$1.00.10^0$	$1.94.10^0$	$6.29.10^3$
Média	$1.00.10^0$	$1.60.10^0$	$4.84.10^3$
Desvio Padrão	0,00	$1,79.10^{-1}$	$7,09.10^2$

As figuras a seguir mostram os resultados dos testes realizados nas duas bactérias em suas diferentes D_{UV}

Para uma melhor compreensão nas figuras 83 e 84 são apresentados os gráficos

Tabela 20 – Taxa de sobrevivência *Klebsiella pneumoniae* (%)

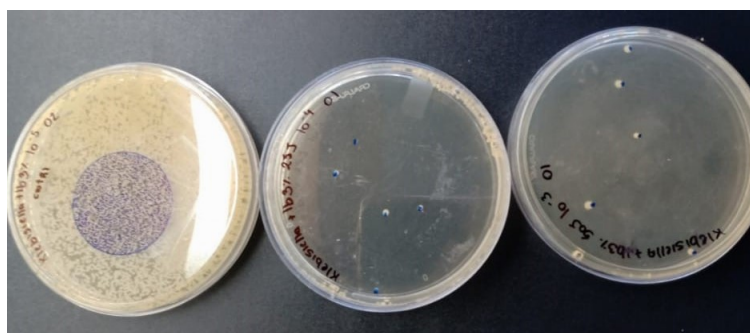
Dose (J/m ²)	0	5	50
	100.00	63.67	0.02
	100.00	70.21	0.02
	100.00	58.67	0.02
	100.00	70.76	0.02
	100.00	63.70	0.02
	100.00	51.65	0.02
Média	100.00	63.11	0.021
Desvio padrão	0.000	6.590	0.003

Tabela 21 – Taxa de inativação *Staphylococcus aureus*

Dose (J/m ²)	0	5	50
	1.00.10 ⁰	2.39.10 ⁰	4.26.10 ³
	1.00.10 ⁰	2.40.10 ⁰	4.71.10 ³
	1.00.10 ⁰	2.67.10 ⁰	4.96.10 ³
	1.00.10 ⁰	2.39.10 ⁰	4.81.10 ³
	1.00.10 ⁰	2.26.10 ⁰	4.45.10 ³
	1.00.10 ⁰	1.97.10 ⁰	4.30.10 ³
Média	1.00.10 ⁰	2.35.10 ⁰	4.58.10 ³
Desvio padrão	0.00	2.05.10 ⁻¹	2.62.10 ²

Tabela 22 – Taxa de Sobrevivência *Staphylococcus aureus*

Dose (J/m ²)	0	5	50
	100.00	41.91	0.02
	100.00	41.75	0.02
	100.00	37.50	0.02
	100.00	41.93	0.02
	100.00	44.16	0.02
	100.00	50.64	0.02
Média	100.000	42.981	0.022
Desvio padrão	0000	3.955	0.001

Figura 81 – Placas de Petri da bactéria *Klebsiella pneumoniae* em diferentes D_{UV}

da taxa de inativação em função da D_{UV}

Figura 82 – Placas de Petri da bactéria *Staphylococcus aureus* em diferentes D_{UV}

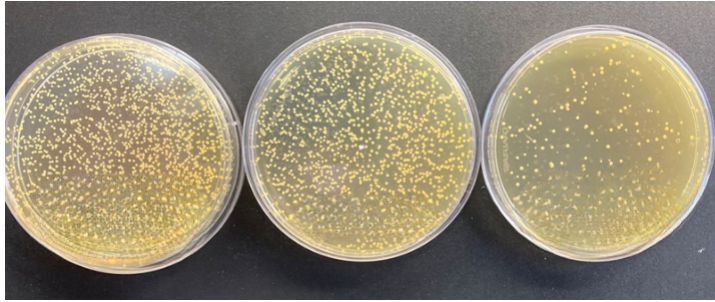


Figura 83 – Taxa de inativação em função da D_{UV} *Klebsiella pneumoniae* e *Staphylococcus aureus*

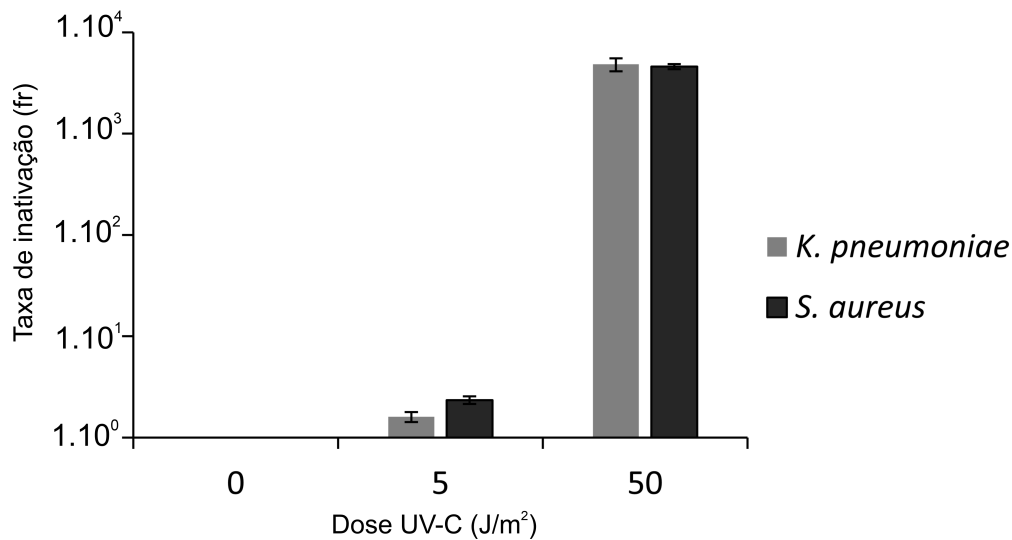
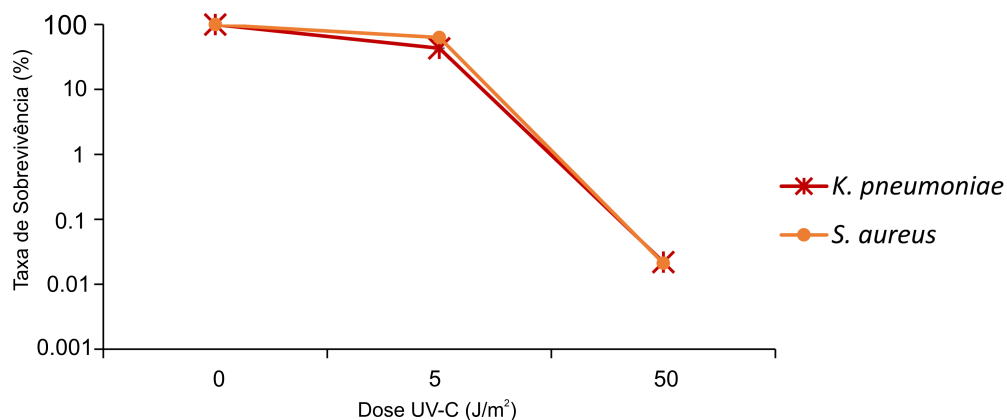


Figura 84 – Taxa de sobrevivência em função da D_{UV} *Klebsiella pneumoniae* e *Staphylococcus aureus*



7.3 QUANTIFICAÇÃO DE LESÕES DE DNA

Outro experimento para testar a efetividade dos LEDs UV-C, foi sua utilização para inativação do DNA bacteriano *in vitro*, onde utilizou-se o vetor plasmidial *pCMUT* (1762 pd) (C - resistência a cloranfenicol; MUT gene *supF*, alvo para estudos de mutagenese) para a detecção de danos de DNA causados pela radiação UV-C. Foi realizada a determinação

enzimática de lesões de DNA *in vitro* no vetor plasmidial *pCMUT* induzidas por um gradiente de dose de radiação UV-C (0, 5, 10, 25 e 50 J/m², sendo 300 J/m² controle positivo). As Figuras 85 e 86 apresentam algumas imagens das amostras de DNA expostas.

Figura 85 – Amostras do vetor plasmidial *pCMUT*

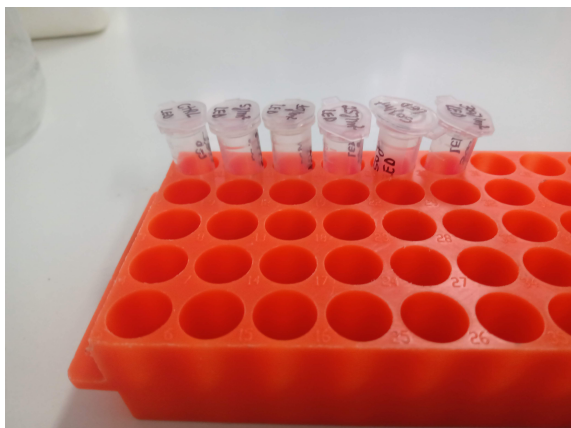
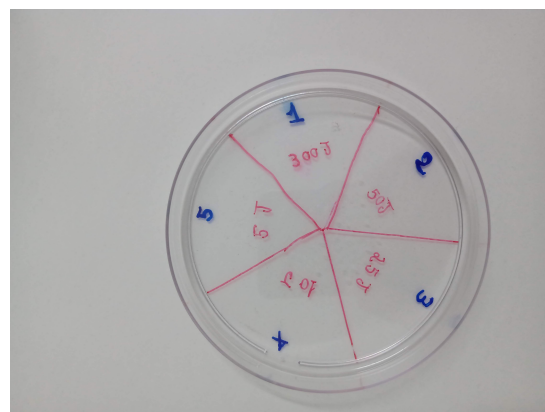
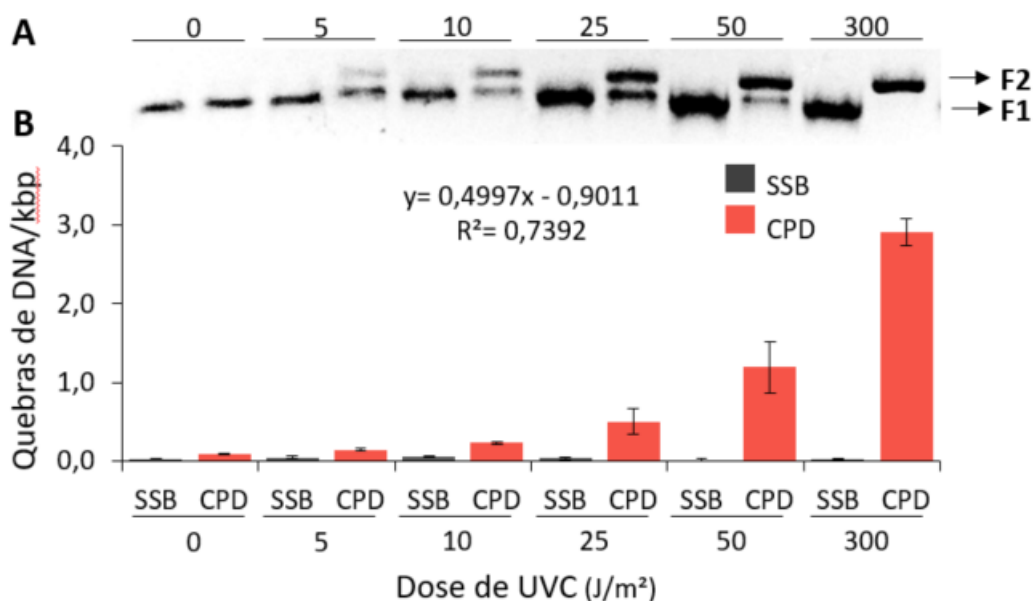


Figura 86 – Placa de Petri com o gradiente de D_{UV} aplicadas na amostra



A Figura 87 apresenta as quantificações e determinação enzimática das lesões de DNA no plasmídeo *pCMUT*, que foram ocasionadas pelo arranjo de LEDs utilizado no trabalho. possível, ver ao analisar o gráfico que há um aumento no número de dímero de pirimidina ciclobutano (CPD), com o aumento da D_{UV}.

Figura 87 – Determinação enzimática de lesões de DNA *in vitro* no vetor plasmidial *pCMUT* induzidas por um gradiente de dose de radiação UV-C (0, 5, 10, 25 e 50J/m², sendo 300 J/m² o controle positivo)



7.4 CONCLUSÃO

Com base nos resultados dos testes realizados, pode-se concluir que os LEDs UV-C foram eficazes na inativação bacteriana das cepas de *Klebsiella pneumoniae* e *Staphylococcus aureus*. Os testes foram conduzidos com diferentes doses de radiação UV, sendo 5 J/m² e 50 J/m². Observou-se uma diminuição significativa no número de colônias bacterianas com o aumento da dose de radiação.

Para a bactéria *Klebsiella pneumoniae*, a taxa média de inativação bacteriana foi de 1.60. 10⁰ em 5 J/m² e de 4.84.10³ em 50 J/m². Isso indica que a eficácia da desinfecção aumentou consideravelmente com a dose mais alta de radiação UV. Similarmente, para a bactéria *Staphylococcus aureus*, a taxa média de inativação bacteriana foi de 2.35 em 5 J/m² e de 4.58.10³ em 50 J/m².

Além disso, foram realizados testes em amostras de DNA bacteriano usando o vetor plasmidial *pCMUT*. Verificou-se que a radiação UV-C induziu danos no DNA, como a formação de dímeros de *pirimidina ciclobutano* (CPDs). Esses danos aumentaram proporcionalmente com a dose de radiação aplicada.

Portanto, com base nos resultados obtidos, conclui-se que o arranjo de LEDs UV-C utilizado apresentou efetividade na inativação bacteriana das cepas testadas, bem como na indução de danos no DNA bacteriano. Esses dados reforçam a utilidade da tecnologia UV-C como uma medida eficaz de desinfecção.

8 CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

8.1 CONCLUSÕES FINAIS

Desenvolveu-se neste trabalho um *driver* de LEDs para o acionamento de LEDs UV-C com a finalidade de realizar ação germicida em diferentes tipos de patógenos. Além do conversor desenvolvido e implementado foram desenvolvidas uma câmara de testes composta por uma caixa em MDF para proteção e o sistema de sensoriamento realizado por um sensor UV, para que fosse possível a realização de medições radiométricas precisas e aferindo a irradiância do arranjo de LEDs utilizado. Sendo assim, através de cálculos, ser possível determinar a Dose UV necessária para realizar a ação germicida para a eliminação dos microrganismos.

O conversor *Half-Bridge* ressonante LLC, foi projetado baseado em metodologias de projeto já comprovadas. Com a definição e projeto da topologia, realizou-se sua modelagem dinâmica baseada na função descritiva estendida baseada na não linearidade dos LEDs, como também o projeto de sistema de controle digital. Os resultados do desempenho em tempo real do modelo refletem de maneira adequada a dinâmica real do conversor.

Os resultados experimentais obtidos demonstraram que o *driver* possui uma operação estável dentro da faixa de tensão e frequência para qual foi projetado.

Constata-se assim, que este trabalho apresenta uma contribuição no estudo de *drivers* para o acionamento de LEDs UV-C além de contribuir para o desenvolvimento de sistemas de ação germicida utilizando radiação ultravioleta através de LEDs UV-C uma tecnologia que tende a crescer em um futuro muito próximo.

8.2 TRABALHOS FUTUROS

Como futuros trabalhos utilizando o *driver* poderão ser realizados

- Desenvolvimento de um sistema supervisor para monitorar o funcionamento correto dos LEDs.
- Implementação de uma malha de controle da irradiância para garantir que a Dose UV seja exata para garantir que a ação germicida seja efetiva.
- Projeto de um estágio PFC para atender normas regulatórias.
- Redução do tamanho da placa principal através do uso de componentes SMD.

- Testes com diferentes modulações de corrente nos LEDS para testar efeitos biológicos.
- Análise e otimização da distribuição física dos LEDs, para haver uma distribuição mais homogênea da luz emitida pelos LEDs, sendo necessário a utilização de uma programação matemática para essa realização.

REFERÊNCIAS

AHMAD, S. **Ultraviolet Light in Human Health, Diseases and Environment**. [S.l.: s.n.], 2017. ISBN 978-3-319-56016-8.

ALMEIDA, P. S. **Síntese de conversores ressonantes com alto fator de potência e alta eficiência para o acionamento de diodos emissores de luz**. 2014. Tese (Doutorado), 2014.

ALMEIDA, P. S. et al. Matching led and driver life spans: A review of different techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 36–47, 2015.

ARIAS, M.; VAZQUEZ, A.; SEBASTIAN, J. An overview of the ac-dc and dc-dc converters for led lighting applications. **Automatika Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications**, v. 53, 05 2012.

BATISTA, L. et al. How dna lesions are turned into powerful killing structures: Insights from uv-induced apoptosis. **Mutation research**, v. 681, p. 197–208, 10 2008.

BELLO-PEREZ, M. et al. Pulsed-xenon ultraviolet light highly inactivates human coronaviruses on solid surfaces, particularly SARS-CoV-2. **International Journal of Environmental Research and Public Health**, MDPI AG, v. 19, n. 21, p. 13780, out. 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/ijerph192113780>.

BERGMAN, R. S. Germicidal UV sources and systems sup†/sup. **Photochemistry and Photobiology**, Wiley, v. 97, n. 3, p. 466–470, fev. 2021. Disponível em: <https://doi.org/10.1111/php.13387>.

BETTLES, T. et al. **UV Light Emitting Diodes-Their Applications and Benefits**. 2007.

BISOGNO, F. et al. **Resonant filter applications in electronic ballast**. **Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)**, IEEE, v. 1, p. 348–354, 2003.

BOLTON, J.; SANTELLI, M. Method for the measurement of the output of monochromatic (254 nm) low-pressure uv lamps. **IUVA News**, v. 19, n. 1, p. 9–16, 2017.

BULLOUGH, J. D. **LED Lighting Systems: Lighting Answers**. v. 7, n. 3, p. 1–23, 2003.

BUTTOLPH, L.; HAYNES, H. **Ultraviolet air sanitation**. [S.l.]: General Electric, Lamp Division, 1953.

CAMPONOGARA, D. **Análise E Projeto De Uma Topologia De Dois Estágios Otimizada Aplicada À Iluminação Pública Com Leds**. 2012. Tese (Doutorado), 2012.

CAMPONOGARA, D. **DESENVOLVIMENTO DE TOPOLOGIAS COM REDUÇÃO DO PROCESSAMENTO REDUNDANTE DE ENERGIA PARA ACIONAMENTO DE LEDS**. 8 2015. Tese (Doutorado), 8 2015. Disponível em: <http://repositorio.ufsm.br/handle/1/3690>.

COSTA, M. S. da et al. Plataforma para testes de LEDs UV-c em aplicações de desinfecção microbiológica. In: **Proceedings of the 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2022)**. [s.n.], 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.53316/sepoc2022.024>.

De Simone, S. et al. **Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA**. **International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006**, v. 2006, p. 200–207, 2006.

DOWNES, A.; BLUNT, T. P. The influence of light upon the development of bacteria 1. **Nature**, Springer Science and Business Media LLC, v. 16, n. 402, p. 218–218, jul. 1877. Disponível em: <https://doi.org/10.1038/016218a0>.

EHRISMANN, O.; NOETHLING, W. Über die bactericide wirkung monochromatischen liches. **Zeitschrift für Hygiene und Infektionskrankheiten**, Springer Science and Business Media LLC, v. 113, n. 2-3, p. 597–628, jan. 1932. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/bf02177985>.

FIEDLER, W.; GORDON, P. **To Buy or Not to Buy : Understanding and Choosing UV LEDs**. p. 1–3, 1992.

FRAUNHOFER, J. Bestimmung des brechungs- und des farbenzerstreungs-vermögens verschiedener glasarten, in bezug auf die vervollkommnung achromatischer fernröhre. **Annalen der Physik**, Wiley, v. 56, n. 7, p. 264–313, 1817. Disponível em: <https://doi.org/10.1002/andp.18170560706>.

FUKUI, T. et al. Exploratory clinical trial on the safety and bactericidal effect of 222-nm ultraviolet c irradiation in healthy humans. **PLOS ONE**, v. 15, p. e0235948, 08 2020.

GMBH, U. meyer. UV LEDs. **Integration The Vlsi Journal**, n. 803, p. 1–10, 2011.

GRAY, N. F. Ultraviolet disinfection. In: **Microbiology of waterborne diseases**. [S.l.]: Elsevier, 2014. p. 617–630.

HANG-SEOK, C.; SEMICONDUCTOR, F. K. 2007.

HART, D. **STERILIZATION OF THE AIR IN THE OPERATING ROOM BY SPECIAL BACTERICIDAL RADIANT ENERGY: Results of Its Use in Extrapleural Thoracoplasties**. **Journal of Thoracic Surgery**, v. 6, n. 1, p. 45–81, 1936. ISSN 0096-5588. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0096558820324454>.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. [S.l.: s.n.], 2011.

HUANG, H. **Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter Designing an LLC Resonant**. **Power Supply Design Seminar Designing**, p. 1–4, 2011.

KAZIMIERCZUK, M. K.; CZARKOWSKI, D. **Resonant power converters**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.

KHEYRANDISH, A.; MOHSENI, M.; TAGHIPOUR, F. **Protocol for Determining Ultraviolet Light Emitting Diode (UV-LED) Fluence for Microbial Inactivation Studies**. **Environmental Science & Technology**, v. 52, n. 13, p. 7390–7398, 2018. PMID: 29856617.

KOUTCHMA, T. In: **Ultraviolet LED Technology for Food Applications**. [S.l.]: Academic Press, 2019. p. xi–xiii. ISBN 978-0-12-817794-5.

KOWALSKI, W. **Ultraviolet Germicidal Irradiation Handbook UVGI for Air and Surface Disinfection**. New York, 2009.

LEDSMAGAZINE. **The rise of UV-C LEDs**. 2020. <http://https://www.ledsmagazine.com/leds-ssl-design/article/14178371/technology-roadmap-shows-uv-c-leds-are-on-the-rise>. July 24, 2020.

LI, S. et al. A survey, classification, and critical review of light-emitting diode drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1503–1516, 2016.

LI, X.; YANG, D.; CAI, M. **New analysis method for radiation modeling and sterilization effect of UVC-LED module**. **IOP Conference Series: Materials Science and Engineering**, IOP Publishing, v. 452, p. 042141, dec 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/452/4/042141>.

LIMA, L. Resposta a danos no dna após exposição à luz ultravioleta: apagando o fogo antes do incêndio celular. **Revista da Biologia**, v. 14, n. 1, p. 6–16, 2015.

LIN, M.-S.; CHEN, C.-L. An led driver with pulse current driving technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4594–4601, 2012.

LIN, R.-L.; LIN, C.-W. Design criteria for resonant tank of llc dc-dc resonant converter. 11 2010.

LIN, R.-L. et al. Taylor-series-expression-based equivalent circuit models of led for analysis of led driver system. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 4, p. 1854–1862, 2013.

LU, B. et al. **Optimal design methodology for LLC resonant converter**. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 2006, p. 533–538, 2006.

MENKE, M. F. **Sistema eletrônico de alto fator de potência com entrada universal e controle de intensidade luminosa para o acionamento de LEDs**. 2016, 2016.

MENKE, M. F. **CONTRIBUTION TO THE MODELING, ANALYSIS, DESIGN, AND CONTROL OF THE LLC RESONANT LED DRIVER**. 2021. Tese (Doutorado) — UFSM, 2021.

MENKE, M. F.; SEIDEL, . R.; TAMBARA, R. V. **LLC LED Driver Small-Signal Modeling and Digital Control Design for Active Ripple Compensation**. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 1, p. 387–396, 2019.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics. Converters, Applications and Design**. third. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc, 2003.

NARITA, K. et al. Effect of ultraviolet c emitted from KrCl excimer lamp with or without band-pass filter to mouse epidermis. **PLOS ONE**, Public Library of Science (PLoS), v. 17, n. 5, p. e0267957, maio 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0267957>.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2011. ISBN 9788576058106.

POMÍLIO, J. A. **Fontes Chaveadas - Switched Mode Power Supplies — dsce.fee.unicamp.br**. 2014. <https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/fontchav.html>. [Accessed 30-May-2023].

PROGRAMME, U. N. E. **Minamata convention on mercury: text and annexes**. 2013. Disponível em: <https://wedocs.unep.org/20.500.11822/8541>.

RADTECH International NA - Guide to UV Measurement — uvmeasurement.org. [S.l.]. [Accessed 30-May-2023].

RAYMONT, J.; KASHYAP, A. **Measuring the Output of UV Light Emitting Diodes (LEDs)**. 2010.

REED, N. G.; WENGRAITIS, S.; SLINEY, D. H. **Intercomparison of instruments used for safety and performance measurements of ultraviolet germicidal irradiation lamps**. *Journal of Occupational and Environmental Hygiene*, v. 6, n. 5, p. 289–297, 2009. ISSN 15459632.

SANTOS, A. L. dos et al. Staphylococcus aureus: visitando uma cepa de importância hospitalar. *Jornal Brasileiro de Patologia e Medicina Laboratorial*, FapUNIFESP (SciELO), v. 43, n. 6, p. 413–423, dez. 2007. Disponível em: <https://doi.org/10.1590/s1676-24442007000600005>.

SASGES, M.; ROBINSON, J. **Accurate measurement of UV lamp output**. *IUVA news*, v. 7, n. 3, p. 21–25, 2005. Disponível em: http://iuva.org/sites/default/files/member/news/IUVA_news/Vol07/Issue3/Vol7_No3_v2_Sasges.pdf.

SCHROEDER, E.; PÉRES, A. Estudo de conversor ressonante llc com modelagem fha. In: . [S.l.: s.n.], 2014.

SCHUBERT, E. F. **Light-Emitting Diodes**. 2. ed. [S.l.]: Cambridge University Press, 2006.

SCHUCH, A. P. **Avaliação da ação genotóxica induzida pela radiação ultravioleta solar na molécula de DNA**. 2009. Tese (Doutorado), 2009.

SEHULSTER, L.; CHINN, R. Guidelines for environmental infection control in health care facilities recommendations of cdc and the healthcare infection control practices advisory committee (hicpac). **MMWR. Recommendations and reports : Morbidity and mortality weekly report. Recommendations and reports / Centers for Disease Control**, v. 52, p. 1–42, 07 2003.

SHAIK, R. K. M. **AN1477, Digital Compensator Design for LLC Resonant Converter**. [S.l.], 2012.

SHOLTES, K. **UV Led Measurement, Characterization, Inactivation, and Comparison Tools for Drinking Water Applications**. 2019. Tese (Doutorado) — University of Colorado at Boulder, 2019.

SOCIETY, I. E. les guide for measurement of ultraviolet radiation from light sources. *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Taylor e Francis, v. 18, n. 2, p. 153–156, 1989.

SOUSA, A. et al. Perfil de resistência antimicrobiana de klebsiella pneumoniae isoladas de animais domésticos e silvestres. **Arquivo Brasileiro de Medicina Veterinária e Zootecnia**, FapUNIFESP (SciELO), v. 71, n. 2, p. 584–593, abr. 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1590/1678-4162-10599>.

STEIGERWALD, R. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 2, p. 174–182, 1988.

STINES, J. E. **UVGI Essentials and Safety**, p. 111. Mt Zion Rd, 2018.

TANGDIONGGA, G.; DOMINIC, D. M.; STEPHAN, D. UV LED curing systems : Measuring accurately and eliminating safety hazards.

Van Der Broeck, H.; SAUERLÄNDER, G.; WENDT, M. **Power driver topologies and control schemes for LEDs. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, p. 1319–1325, 2007.

WANG, Y. et al. A single-stage led driver based on interleaved buck-boost circuit and llc resonant converter. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, p. 1–1, 09 2015.

WEDECO, O. L. et al. **PROPOSED METHOD FOR MEASUREMENT OF THE OUTPUT OF MONOCHROMATIC (254 nm) LOW PRESSURE EUV LAMPS. IUVA news**, n. 1, p. 14–17, 2008.

WHITBY G. E.; SCHEIBLE, O. K. **The History of UV and Wastewater**, p. 1526. Ontario, 2004.

WU, H.; LEE, F. C. **Multi-Channel Constant Current (MC 3) LED Driver for Indoor LED Luminaries**. p. 718–722, 2011.

YOUSSEF, M.; QAHOUQ, J.; ORABI, M. Electromagnetic compatibility results for an lcc resonant inverter for the transportation systems. p. 1800–1803, 02 2010.

ZHAO, S.; XU, J.; TRESKASES, O. Burst-mode resonant llc converter for an led luminaire with integrated visible light communication for smart buildings. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4392–4402, 2014.

ANEXO A – EQUAÇÕES NÃO LINEARES DE ESPAÇO DE ESTADOS

A modelagem matemática é essencial para entender e analisar o comportamento de um conversor, especialmente em casos onde ocorrem limitações na abordagem utilizando valores médios, como é o caso dos conversores ressonantes. Nesses conversores, tem sido adotada a modelagem através da função descritiva estendida, que permite uma representação mais precisa do sistema.

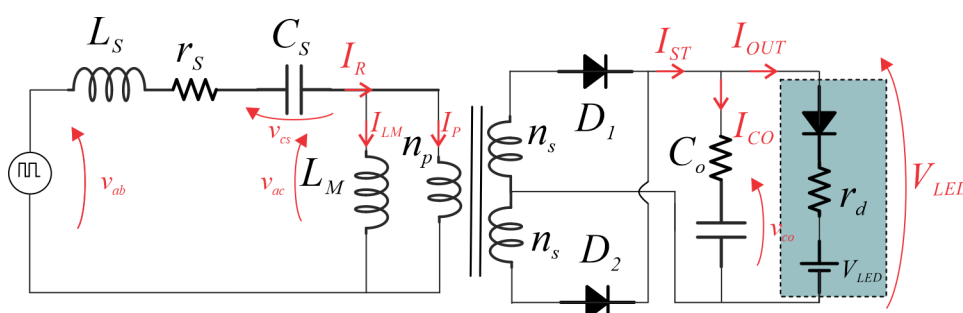
No contexto específico do conversor LLC para o acionamento de LEDs, é necessário seguir um procedimento de modelagem adequado. Para isso, podemos adotar o procedimento proposto por (SHAIK, 2012) e modificado por (MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019). É importante considerar a não linearidade dos LEDs nessa modelagem.

Para realizar a modelagem, utiliza-se o circuito equivalente com o modelo linear por partes (PWL). Esse modelo é composto por um diodo ideal, uma resistência em série r_d e a tensão limiar do LED. Além disso, também são consideradas as resistências série r_c do capacitor de saída C_o e r_s do indutor série L_s . As tensões dos interruptores S_1 e S_2 são representadas por $V_{ab}(t)$, com amplitude definida por V_{BUS} .

A partir da aplicação da lei de Kirchhoff para tensões e correntes, são obtidas as equações (A.1), (A.2) e (A.3).

A escolha de modelar o conversor LLC para o acionamento de LEDs com o modelo PWL é motivada pelas limitações do modelo de valores médios. Esse modelo pode não capturar adequadamente as características não lineares dos LEDs e os efeitos ressonantes presentes nesse tipo de conversor. Por outro lado, o modelo PWL, ao considerar a natureza não linear dos LEDs, permite uma representação mais precisa do comportamento do sistema, tornando-se uma abordagem mais adequada para essa aplicação específica

Figura 88 – Circuito equivalente do conversor LLC



Fonte: Modificado de (MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019)

$$v_{ab}(t) = L_S \frac{di_R(t)}{dt} + r_S i_R(t) + v_{C_S}(t) + L_M \frac{di_M(t)}{dt} \quad (\text{A.1})$$

$$i_R(t) = C_S \frac{dv_{C_S}(t)}{dt} \quad (\text{A.2})$$

$$L_M \frac{di_M(t)}{dt} = \text{sign}(i_P(t)) v_{\text{LED}}^* \quad (\text{A.3})$$

onde

$$\text{sign}(i_P(t)) = \begin{cases} -1 & \text{se } (i_R(t) - i_M(t)) < 0, \\ 1 & \text{se } (i_R(t) - i_M(t)) \geq 0. \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

no secundário do conversor realizando a análise das malhas onde o circuito equivalente do LED e C_o obtemos (A.5). Já a corrente retificada, i_{ST} é obtida pela soma de $i_{\text{LED}} + i_{C_o}$ em (A.6) e a tensão em v_{LED} é obtida em (A.7)

$$v_{\text{LED}}(t) = r_C i_{C_o}(t) + v_{C_o}(t) = r_d i_{\text{LED}}(t) + V_{th} \quad (\text{A.5})$$

$$i_{ST}(t) = \frac{C_o dv_{C_o}(t)}{dt} \left(1 + \frac{r_C}{r_d} \right) + \frac{v_{C_o}(t)}{r_d} - \frac{V_{th}}{r_d} \quad (\text{A.6})$$

$$v_{\text{LED}}(t) = i_{ST}(t) r_C^* + (r_C^*/r_d) V_{th} + (r_C^*/r_C) v_{C_o}(t) \quad (\text{A.7})$$

A i_{LED} que é a variável de interesse é definida por A.8

$$i_{\text{LED}}(t) = \frac{i_{ST}(t) r_C^*}{r_{ac}} + \frac{v_{C_o}(t)}{r_{ac} + r_c} - \frac{V_{th}}{r_{ac} + r_c} \quad (\text{A.8})$$

A.0.1 – Aproximação harmônica

Pode-se assumir que i_R, i_M e v_{C_S} , quando em regime permanente, podem ter forma de onda senoidais. Então através da série de *Fourier* podem ser aproximadas da sua harmônica fundamental, para sinais periódicos serem decompostos em uma soma de senos e cossenos como (A.9), (A.10) e (A.11) apresentam.

$$i_R(t) = i_S(t) \sin(\omega_{st}) - i_C(t) \cos(\omega_{st}) \quad (\text{A.9})$$

$$i_M(t) = i_{MS}(t) \sin(\omega_{st}) - i_{MC}(t) \cos(\omega_{st}) \quad (\text{A.10})$$

$$v_{C_S}(t) = v_S(t) \sin(\omega_{st}) - v_C(t) \cos(\omega_{st}). \quad (\text{A.11})$$

Para começar com a avaliação do comportamento dinâmico dos termos de envoltória, são obtidas as derivadas de corrente e tensão ressonantes definidas em (A.9), (A.10)

e (A.11) dadas por (A.12), (A.13) e (A.14).

$$\begin{aligned} \frac{di_R(t)}{dt} &= \left(\frac{di_S(t)}{dt} + \omega_S i_C \right) \sin(\omega_S t) \\ &\quad - \left(\frac{di_C(t)}{dt} - \omega_S i_S \right) \cos(\omega_S t) \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

$$\begin{aligned} \frac{di_M(t)}{dt} &= \left(\frac{di_{MS}(t)}{dt} + \omega_S i_{MC} \right) \sin(\omega_S t) \\ &\quad - \left(\frac{di_{MC}(t)}{dt} - \omega_S i_{MS} \right) \cos(\omega_S t) \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{Cs}(t)}{dt} &= \left(\frac{dv_S(t)}{dt} + \omega_S v_C \right) \sin(\omega_S t) \\ &\quad - \left(\frac{dv_C(t)}{dt} - \omega_S v_S \right) \cos(\omega_S t). \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

A.0.2 – Função descritiva estendida

Para o procedimento da modelagem do conversor é uma das etapas mais importantes pois representa a não linearidade das equações em espaço de estados (MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019). Outro ponto importante é que para o conversor LLC, os cálculos estão assumindo que o conversor opera na frequência de ressonância f_0 . Caso a frequência de comutação, f_{sw} , seja diferente de f_0 o modelo apresentará imprecisões, pois poderão haver diferenças nas formas de onda. Com essa finalidade a EDF é utilizada para aproximar os termos não lineares, V_{ab} , $\text{sign } i_p$ e i_p por seus componentes fundamentais de seno e cosseno ou pelos termos DC (MENKE; SEIDEL; TAMBARA, 2019) apresentadas em (A.15), (A.16) e (A.17)

$$v_{ab}(t) = f_1(d, V_{BUS}) \sin \omega_S t \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{aligned} \text{sign}(i_P) v_{LED}^* &= f_2(i_{SS}, i_{SP}, v_{LED}^*) \sin \omega_S t \\ &\quad - f_3(i_{SC}, i_{SP}, v_{LED}^*) \cos \omega_S t \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

$$i_{ST}(t) = f_4(i_{SS}, i_{SC}). \quad (\text{A.17})$$

$$f_1(d, V_{BUS}) = \frac{2V_{BUS}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi d}{2}\right) = v_{es} \quad (\text{A.18})$$

$$f_2(i_{SS}, i_{SP}, v_{LED}^*) = \frac{4 i_{PS}}{\pi i_{PP}} v_{LED}^* \approx \frac{4n i_{PS}}{\pi i_{PP}} v_{Co} = v_{PS} \quad (\text{A.19})$$

$$f_3(i_{SC}, i_{SP}, v_{LED}^*) = \frac{4 i_{PC}}{\pi i_{PP}} v_{LED}^* \approx \frac{4n i_{PC}}{\pi i_{PP}} v_{Co} = v_{PC} \quad (\text{A.20})$$

$$f_4(i_{SS}, i_{SC}) = 2/\pi i_{ST} \quad (\text{A.21})$$

Nas equações anteriores podemos ver que d é o *Duty cycle* do *half-bridge*, já i_{ps} e i_{pc} são respectivamente as componentes de seno e cosseno da corrente no transformador pelo lado primário. i_{ss} e i_{sc} são as componentes de seno e cosseno da corrente do secundário do transformador respectivamente. Através de (A.22) podemos obter o valor de i_{pp} que define a corrente total do primário. v_{es} , v_{ps} e v_{pc} são, respectivamente, componentes seno de v_{ab} e também componentes seno e cosseno da tensão no primário do transformador.

$$i_{PP} = \sqrt{(i_{PS})^2 + (i_{PC})^2} \quad (\text{A.22})$$

A corrente retificada do secundário, i_{ST} , pode ser calculada através de A.23

$$i_{ST} = \sqrt{(i_{SS})^2 + (i_{SC})^2} = n\sqrt{(i_{PS})^2 + (i_{PC})^2} = ni_{PP} \quad (\text{A.23})$$

A.0.3 – Balanço harmônico

Para calcular a resposta das equações não lineares em um sistema em regime permanente de operação a utilização do método do balanço harmônico no domínio da frequência (SHAIK, 2012). Com as frequências de perturbação/modulação (f_m) muito menores do que f_{sw} , o conversor pode ser observado durante a operação em regime permanente. Realizando a substituição em (A.24), (A.25), (A.26), (A.27), (A.28), (A.29) e em (A.30), equações de aproximação harmônica nas equações não lineares, é possível obter

$$\begin{aligned}
v_{es} &= L_S \left(\frac{di_S}{dt} + \omega_S i_C \right) + r_S i_S + v_S + \frac{4n i_{PS}}{\pi i_{PP}} v_{Co} \\
&= \frac{2V_{BUS}}{\pi} \sin \left(\frac{\pi d}{2} \right)
\end{aligned} \tag{A.24}$$

$$v_{ec} = L_S \left(\frac{di_C}{dt} - \omega_S i_S \right) + r_S i_C + v_C + \frac{4n i_{PC}}{\pi i_{PP}} v_{Co} = 0 \tag{A.25}$$

$$i_S = C_S \left(\frac{dv_S}{dt} + \omega_S v_C \right) \tag{A.26}$$

$$i_C = C_S \left(\frac{dv_C}{dt} - \omega_S v_S \right) \tag{A.27}$$

$$v_{PS} = L_M \left(\frac{di_{MS}}{dt} + \omega_S i_{MC} \right) = \frac{4n i_{PS}}{\pi i_{PP}} v_{Co} \tag{A.28}$$

$$v_{PC} = L_M \left(\frac{di_{MC}}{dt} - \omega_S i_{MS} \right) = \frac{4n i_{PC}}{\pi i_{PP}} v_{Co} \tag{A.29}$$

$$\frac{2}{\pi} i_{ST} = \frac{C_O dv_{Co}}{dt} \left(1 + \frac{r_C}{r_d} \right) + \frac{v_{Co}}{r_d} - \frac{V_{th}}{r_d}. \tag{A.30}$$

A.0.4 – Resposta em regime permanente

A resposta do conversor em regime permanente se mostra necessária, pois com ela são fornecidos os resultados da análise DC. Então em regime permanente possuímos as seguintes variáveis para o conversor LLC: i_S , i_C , v_S , v_C , i_{MS} , i_{MC} e v_{Co} . Suas derivadas nas equações A.24 a A.30 são iguais a zero. A resposta em regime permanente é alcançada um ponto de operação de V_{BUS} , Ω_S , D e V_{th} . Realizando a substituição matemática de (A.31) em (A.32) e tendo em conta que a derivada é igual a zero, em (A.31) é possível calcular a tensão média de saída. Já em (A.31) obtemos a corrente média dos LEDs, I_{LED} .

$$V_{Co} = V_{LED} = (2n I_{PP} r_d / \pi) + V_{th} I_{LED} \tag{A.31}$$

$$\frac{2n I_{PP} r_C}{\pi(r_d + r_C)} + \frac{V_{Co}}{r_d + r_C} - \frac{V_{th}}{r_d + r_C} \tag{A.32}$$

Após a substituição e assumindo todas as derivadas com valor zero, o conjunto de equações a seguir é apresentado em (A.33) (A.34) (A.35) (A.36) (A.37) e em (A.38)

$$(r_S + R_{ac}) I_S + L_S \Omega_S I_C + V_S - R_{ac} I_{MS} + \frac{4nV_{th}(I_S - I_{MS})}{\pi \sqrt{(I_S - I_{MS})^2 + (I_C - I_{MC})^2}} = V_{es} \quad (\text{A.33})$$

$$- L_S \Omega_S I_S + (r_S + R_{ac}) I_C + V_C - R_{ac} I_{MC} + \frac{4nV_{th}(I_C - I_{MC})}{\pi \sqrt{(I_S - I_{MS})^2 + (I_C - I_{MC})^2}} = V_{ec} \quad (\text{A.34})$$

$$I_S - C_S \Omega_S V_C = 0 \quad (\text{A.35})$$

$$I_C + C_S \Omega_S V_S = 0 \quad (\text{A.36})$$

$$- R_{eq} I_S + L_M \Omega_S I_{MC} + R_{ac} I_{MS} - \frac{4nV_{th}(I_S - I_{MS})}{\pi \sqrt{(I_S - I_{MS})^2 + (I_C - I_{MC})^2}} = 0 \quad (\text{A.37})$$

$$- R_{eq} I_C - L_M \Omega_S I_{MS} + R_{ac} I_{MC} - \frac{4nV_{th}(I_C - I_{MC})}{\pi \sqrt{(I_S - I_{MS})^2 + (I_C - I_{MC})^2}} = 0 \quad (\text{A.38})$$

Sendo

$$R_{ac} = \frac{8n^2 r_d}{\pi^2} \mathbf{e} \quad (\text{A.39})$$

$$I_{PS} = I_S - I_{MS} \mathbf{e} \quad (\text{A.40})$$

$$I_{PC} = I_C - I_{MC} \quad (\text{A.41})$$

$$I_{PP} = \sqrt{(I_S - I_{MS})^2 + (I_C - I_{MC})^2}. \quad (\text{A.42})$$

A.0.5 – Perturbação e linearização

Em um ponto de operação o modelo de grandes sinais sofre perturbações quando está em regime permanente, presumindo o modelo de pequenos sinais, a linearização é desenvolvida. Os sinais de entrada e saída das variáveis de espaço de estados, dados por uma variação AC de pequenos sinais, com (\cdot) , e ela é somada a uma componente DC, escrita com letras maiúsculas. Os sinais de entrada são V_{BUS} , v_{th} , d e ω_S , o sinal de saída é i_{LED} . A seguir em (A.43), (A.44), (A.45), (A.46), (A.47), (A.48), (A.49) e (A.50) são apresentadas as equações encontradas.

$$i_S = I_S + \hat{i}_S \quad i_C = I_C + \hat{i}_C \quad (\text{A.43})$$

$$v_{PS} = V_{PS} + \hat{v}_{PS} \quad v_{PC} = V_{PC} + \hat{v}_{PC} \quad (\text{A.44})$$

$$v_S = V_S + \hat{v}_S \quad v_C = V_C + \hat{v}_C \quad (\text{A.45})$$

$$i_{MS} = I_{MS} + \hat{i}_{MS} \quad i_{MC} = I_{MC} + \hat{i}_{MC} \quad (\text{A.46})$$

$$v_{BUS} = V_{BUS} + \hat{v}_{BUS} \quad v_{Co} = V_{Co} + \hat{v}_{Co} \quad (\text{A.47})$$

$$v_{th} = V_{th} + \hat{v}_{th} \quad d = D + \hat{d} \quad (\text{A.48})$$

$$i_{LED} = I_{LED} + \hat{i}_{LED} \quad (\text{A.49})$$

$$\omega_S = \Omega_S + \omega_0 \hat{\omega}_S / \omega_0 = \Omega_S + \omega_0 \hat{\omega}_{SN}. \quad (\text{A.50})$$

Realizando a substituição em (A.43) a (A.50) no modelo não linear de grandes sinais e realizando a linearização, com a hipótese de pequenos sinais, obtêm-se as equações diferenciais de pequenos sinais das variáveis de estado (A.51),(A.52), (A.53), (A.54),(A.55),(A.56),(A.57).

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_S}{dt} = & -\frac{H_{ips} + r_S}{L_S}\hat{i}_S - \frac{H_{ipc} + \Omega_S L_S}{L_S}\hat{i}_C - \frac{1}{L_S}\hat{v}_S + \frac{H_{ips}}{L_S}\hat{i}_{MS} \\ & + \frac{H_{ipc}}{L_S}\hat{i}_{MC} - \frac{H_{vco}}{L_S}\hat{v}_{Co} + \frac{K_1}{L_S}\hat{v}_{BUS} \\ & + \frac{K_2}{L_S}\hat{d} - \omega_O I_C \hat{\omega}_{SN} \end{aligned} \quad (A.51)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_C}{dt} = & \frac{L_S \Omega_S - G_{ips}}{L_S}\hat{i}_S - \frac{G_{ipc} + r_S}{L_S}\hat{i}_C - \frac{1}{L_S}\hat{v}_C + \frac{G_{ips}}{L_S}\hat{i}_{MS} \\ & + \frac{G_{ipc}}{L_S}\hat{i}_{MC} - \frac{G_{vco}}{L_S}\hat{v}_{Co} + \omega_O I_S \hat{\omega}_{SN} \end{aligned} \quad (A.52)$$

$$\frac{d\hat{v}_S}{dt} = \frac{1}{C_S}\hat{i}_S - \Omega_S \hat{v}_C - V_C \omega_0 \hat{\omega}_{SN} \quad (A.53)$$

$$\frac{d\hat{v}_C}{dt} = \frac{1}{C_S}\hat{i}_C + \Omega_S \hat{v}_S + V_S \omega_0 \hat{\omega}_{SN} \quad (A.54)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{MS}}{dt} = & \frac{H_{ips}}{L_M}\hat{i}_S + \frac{H_{ipc}}{L_M}\hat{i}_C - \frac{H_{ips}}{L_M}\hat{i}_{MS} \\ & - \left(\frac{H_{ipc} + L_M \Omega_S}{L_M} \right) \hat{i}_{MC} \\ & + \frac{H_{vco}}{L_M}\hat{v}_{Co} - \omega_0 I_{MC} \hat{\omega}_{SN} \end{aligned} \quad (A.55)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{MC}}{dt} = & \frac{G_{ips}}{L_M}\hat{i}_S + \frac{G_{ipc}}{L_M}\hat{i}_C - \left(\frac{G_{ips} - L_M \Omega_S}{L_M} \right) \hat{i}_{MS} \\ & - \frac{G_{ipc}}{L_M}\hat{i}_{MC} + \frac{G_{vco}}{L_M}\hat{v}_{Co} + \omega_0 I_{MS} \hat{\omega}_{SN} \end{aligned} \quad (A.56)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{v}_{Co}}{dt} = & \frac{K_{ips} r_d}{C_o(r_d + r_C)}\hat{i}_S + \frac{K_{ipc} r_d}{C_o(r_d + r_C)}\hat{i}_C - \frac{K_{ips} r_d}{C_o(r_d + r_C)}\hat{i}_{MS} \\ & - \frac{K_{ipc} r_d}{C_o(r_d + r_C)}\hat{i}_{MC} - \frac{1}{C_o(r_d + r_C)}\hat{v}_{Co} + \frac{1}{C_o(r_d + r_C)}\hat{v}_{th}. \end{aligned} \quad (A.57)$$

Da mesma forma para a saída dada em (A.8) e aplicando em (A.43) a (A.50) encontramos (A.58)

$$\hat{i}_{LED} = \frac{K_{ips} r_C^*}{r_d}\hat{i}_S + \frac{K_{ipc} r_C^*}{r_d}\hat{i}_C - \frac{K_{ips} r_C^*}{r_d}\hat{i}_{MS} - \frac{K_{ipc} r_C^*}{r_d}\hat{i}_{MC} + \frac{1}{r_d + r_C}\hat{v}_{Co} - \frac{1}{r_d + r_C}\hat{v}_{th} \quad (A.58)$$

Nas equações (A.59), os parâmetros são os mesmos aplicados em (A.51), (A.52), (A.53), (A.54), (A.55, A.56), (A.57) e em (A.58).

$$H_{ips} = \frac{4nV_{Co} (I_{PC})^2}{\pi (I_{PP})^3}; \quad (\text{A.59})$$

$$H_{ipc} = -\frac{4nV_{Co} I_{PS} I_{PC}}{\pi (I_{PP})^3}; \quad (\text{A.60})$$

$$H_{vco} = \frac{4n I_{PS}}{\pi I_{PP}} \quad (\text{A.61})$$

$$G_{ips} = -\frac{4nV_{Co} I_{PC} I_{PS}}{\pi (I_{PP})^3}; \quad (\text{A.62})$$

$$G_{ipc} = \frac{4nV_{Co} (I_{PS})^2}{\pi (I_{PP})^3}; \quad (\text{A.63})$$

$$G_{vco} = \frac{4n I_{PC}}{\pi I_{PP}}; \quad (\text{A.64})$$

$$K_1 = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\pi D}{2}\right); \quad (\text{A.65})$$

$$K_2 = V_{BUS} \cos\left(\frac{\pi D}{2}\right); \quad (\text{A.66})$$

$$K_{ips} = \frac{2n}{\pi} \frac{I_{PS}}{\sqrt{(I_{PS})^2 + (I_{PC})^2}}; \quad (\text{A.67})$$

$$K_{ipc} = \frac{2n}{\pi} \frac{I_{PC}}{\sqrt{(I_{PS})^2 + (I_{PC})^2}} \quad (\text{A.68})$$

Como os procedimentos matemáticos utilizados, pode-se obter a resposta em frequência da TF do controle para a saída.

ANEXO B – PROJETO DOS MAGNÉTICOS

Neste anexo serão apresentados os cálculos utilizados para o projeto do indutor e transformador do conversor ressonante LLC. No projeto dos componentes magnéticos, é preciso levar em conta a seleção do material do núcleo, forma, tamanho e fio de enrolamento. Para definir o tamanho do núcleo, é empregado o método do produto de área.

B.1 – VARIÁVEIS DO PROJETO

Para a realização dos cálculos do projeto os parâmetros são definidos na Tabela 23, já a Tabela 24 apresenta os parâmetros dos fios de cobre.

Tabela 23 – Parâmetros dos componentes para o projeto

$J_m = 350 \text{ A/cm}^2$	Densidade de Corrente
$B_m = 0.15 \text{ T}$	Fluxo magnético máximo
$I_{RRMS} = 520.73 \text{ mA}$	Corrente máxima no tanque ressonante
$I_{Rpk} = 736.43 \text{ mA}$	Corrente de pico do tanque ressonante
$K_w = 0.6$	Fator de utilização da janela
N_{Lr}	Número de espiras
$A_e = 31 \text{ mm}^2$	Área da seção transversal do núcleo adotado
A_w	Área da janela do núcleo
ST	Seção transversal mínima dos condutores

B.2 – PROJETO DO INDUTOR SÉRIE RESSONANTE

A área transversal mínima do fio de cobre é dada por (B.1). Em seguida, utilizando a Tabela 24, seleciona-se o fio AWG

$$ST_{LS} = \frac{I_{R.RMS}}{J_m} (cm^2) \quad (B.1)$$

O tamanho do núcleo do indutor é definido por (B.2). O tamanho do núcleo deve ser igual ou maior do que o valor encontrado na equação.

$$A_e A_w = \frac{L_s I_{R.RMS} I_{Rpk}}{B_m J_m k_w} (cm^4) \quad (B.2)$$

A partir da área da seção transversal do núcleo selecionado, define-se o número de espiras através de (B.3).

Tabela 24 – Diâmetro dos Cabos

AWG	ST (c)	STi (cm)	$\rho(Q/cm) @ 100^{\circ}C$
AWG.13	0.026243	0.029793	0.000088
AWG.14	0.020811	0.023800	0.000111
AWG.15	0.016504	0.019021	0.000140
AWG.16	0.013088	0.105207	0.000176
AWG.17	0.010379	0.012164	0.000222
AWG.18	0.008231	0.009735	0.000280
AWG.19	0.006527	0.007794	0.000353
AWG.20	0.005176	0.006244	0.000445
AWG.21	0.004105	0.005004	0.000561
AWG.22	0.003255	0.004013	0.000708
AWG.23	0.002582	0.003221	0.000892
AWG.24	0.002047	0.002586	0.001125
AWG.25	0.001624	0.002078	0.001419
AWG.26	0.001287	0.001671	0.001789
AWG.27	0.001021	0.001344	0.002256
AWG.28	0.000810	0.001083	0.002845
AWG.29	0.000642	0.000872	0.003587
AWG.30	0.000509	0.000704	0.004523
AWG.31	0.000404	0.000568	0.005704
AWG.32	0.000320	0.004459	0.007192
AWG.33	0.000254	0.000371	0.009070
AWG.34	0.000201	0.000300	0.011437
AWG.35	0.000160	0.000243	0.014422
AWG.36	0.000127	0.000197	0.018186
AWG.37	0.000100	0.000160	0.022932

$$N = \frac{L_s I_{Rp k}}{A_e B_m} \quad (B.3)$$

A resistência do enrolamento CC em baixa frequência é então definida por (B.4).

$$R_{CC.L_s} = \rho M L T N(\Omega) \quad (B.4)$$

Selecionado o cabo e número de espiras necessárias, é preciso determinar a janela mínima para acomodar o enrolamento do indutor, definido por (B.5).

$$A_{wmin} = \frac{N S T_{L_s}}{k_w k_{ms}} \quad (B.5)$$

Portanto se $A_{wL_s} \geq A_{wmin}$ o projeto do indutor está finalizado, caso contrário é necessário escolher um núcleo maior. Deve-se considerar o efeito pelicular para que se possa definir o número de fios em paralelo.

B.3 – PROJETO DO TRANSFORMADOR

O enrolamento primário do transformador está sujeito à mesma corrente do indutor ressonante em série. Assim, a área da seção transversal mínima do fio de cobre dado por (B.6)

$$ST_{NP} = ST_{Ls} \quad (B.6)$$

A área da seção transversal do secundário é definida por (B.7)

$$ST_{Ns} = \frac{I_{secRMS}}{J_m} (cm^2) \quad (B.7)$$

A mínima área do transformador do conversor LLC é dado por (B.8)

$$A_e A_w = \frac{I_{RRMS} n V_{outmax}}{2 J_m k_w k_p B_m f_{SWmin}} (cm^4) \quad (B.8)$$

Definida a área $A_e A_w$ pode-se escolher o tamanho do núcleo do transformador. O número mínimo de espiras no primário do transformador é definido por (B.9)

$$N_{pmin} = \frac{n V_{OUTnom}}{2 A_e B_m f_{SWmin}} \quad (B.9)$$

Se o enrolamento primário atende ao requisito de $N_p \geq N_{pmin}$. Então para calcular o número de espiras do secundário por B.10, sendo n a relação de espiras entre o primário e o secundário do transformador.

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (B.10)$$

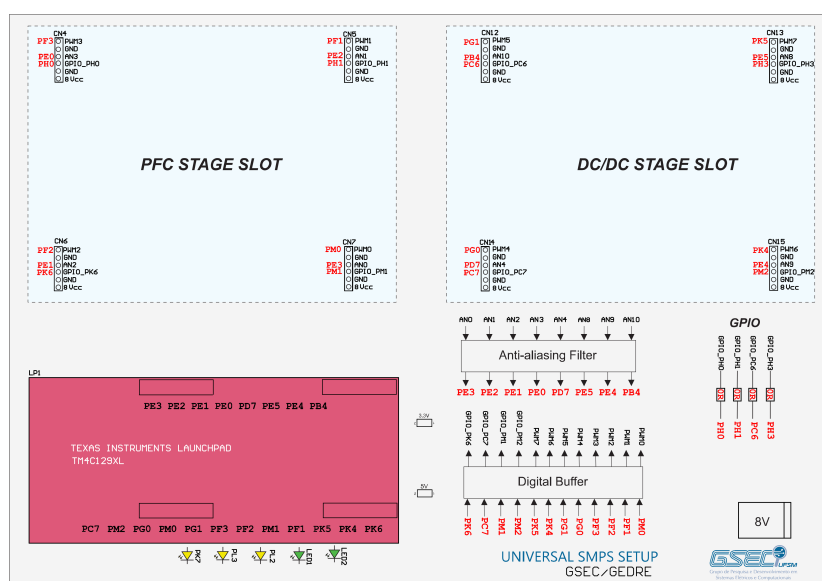
Para definir a mínima área da janela do núcleo para suportar os enrolamentos do transformador utiliza-se B.11

$$A_{wmin} = \frac{N_p ST_{Np} + 2 N_s ST_{Ns}}{k_w K_{ms}} (cm^2) \quad (B.11)$$

ANEXO C – SETUP EXPERIMENTAL

Para a realização dos testes experimentais da carga de LEDs, utilizou-se o *setup* universal de testes, que é composto por alguns módulos, como *gate driver*, sensores de tensão e corrente, modulo do conversor e placa de controle que realiza a interligação de todos os módulos. A Figura 89 mostra a representação da placa-mãe utilizada.

Figura 89 – Representação da placa de comando



Detalhes do circuito, de cada uma das placas modulares utilizadas para o experimento, podem ser encontrados com maiores detalhes em (MENKE, 2021).

C.1 – MÓDULO DO CONVERSOR LLC

O módulo do conversor *Half-bridge* LLC ressonante é mostrado na Figura 90 acompanhado de outros módulos que são conectados juntamente da placa do conversor. A Figura 91 mostra o circuito esquemático do conversor LLC, no *software* de *design* de *PCB EasyEDA*.

A Figura 92 mostra o protótipo e teste de bancada.

Figura 90 – Conversor LLC implementado

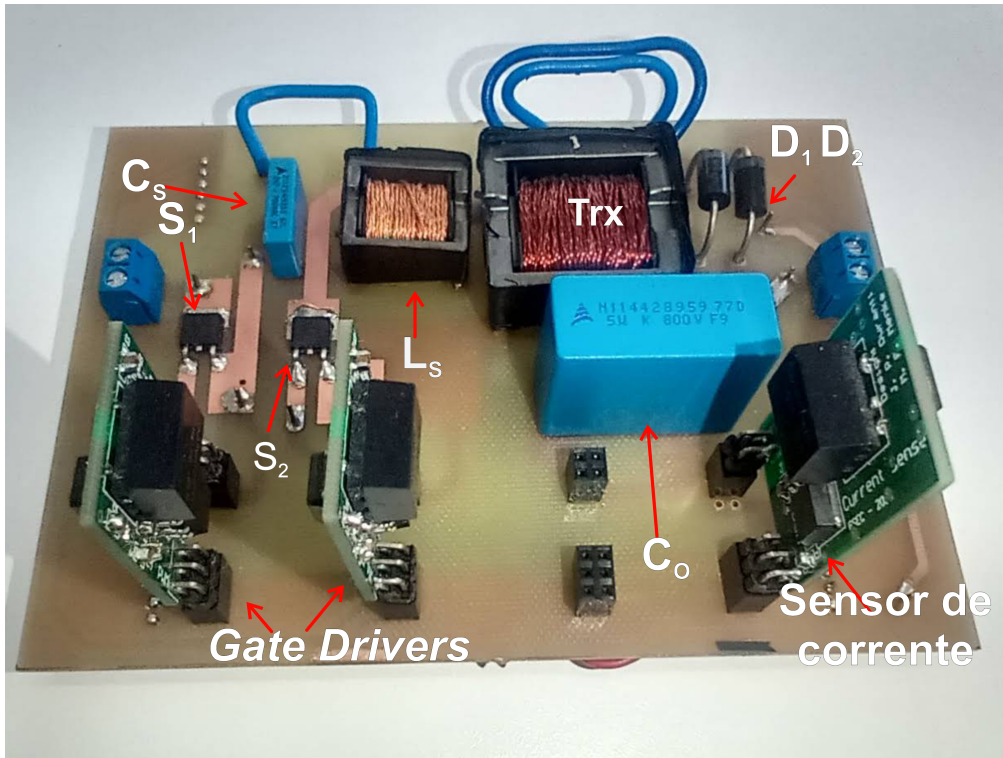


Figura 91 – Circuito esquemático

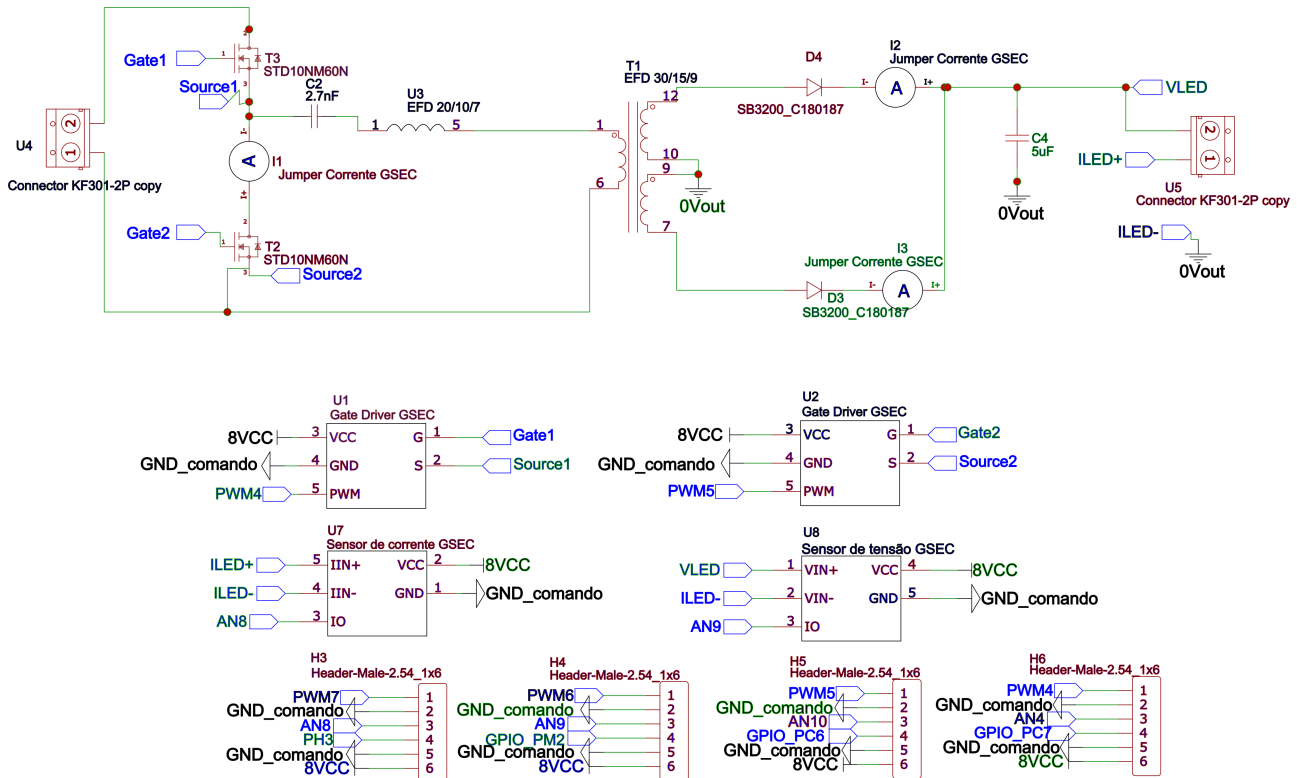
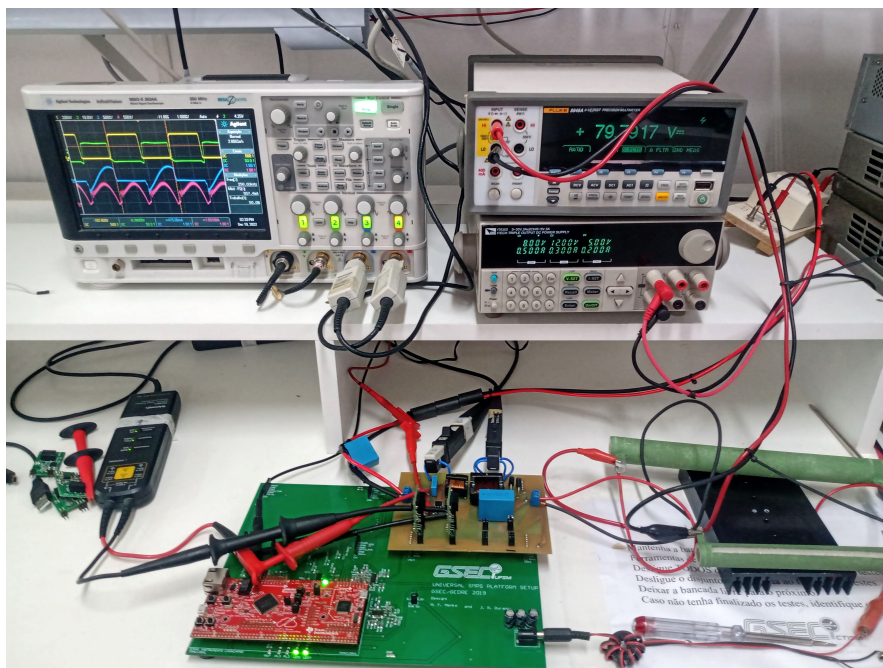


Figura 92 – Testes de bancada



C.2 – SENSOR UV-C

Para realização das medidas radiométricas com sensor *GUVCL-T21GH*, foi projetada uma *PCB*, para realizar as conexões elétricas necessárias, como mostram as Figuras 93 e 94. A Figura 95 mostra o sensor em teste com arranjo de LEDs.

Figura 93 – Design da PCB

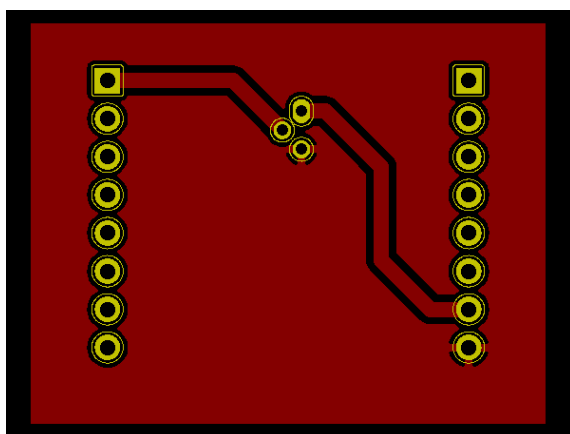
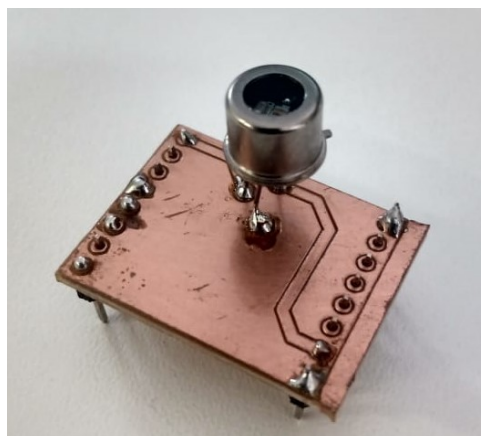
Figura 94 – PCB implementada com o sensor *GUVCL-T21GH*

Figura 95 – Sensor em testes realizando medidas radiométricas

