UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DE UM DRIVER PARA LEDS

CURITIBA 2019

LIN TING YEN GRR20140022 MATHEUS ELIAS OLIVEIRA GRR20148036

ESTUDO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DE UM DRIVER PARA LEDS

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Setor de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná com ênfase em Sistemas Embarcados.

Orientador: Prof. Dr. Bruno Pohlot Ricobom Coorientador: Prof. Dr. Marlio José do Couto Bonfim

CURITIBA 2019

AGRADECIMENTOS

A Deus que tornou tudo isso possível, por ter nos proporcionado saúde e forças para superar todas as dificuldade durante essa trajetória.

Ao curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, do Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná, na pessoa do seu coordenador Prof. Dr. Carlos Marcelo Pedroso.

Ao professor Dr. Bruno Pohlot Ricobom pela orientação, conselhos, e imenso apoio durante todas as etapas do projeto, além de todas as horas dedicadas no laboratório e nas orientações. Todas imprenscindíveis para a conclusão deste estudo.

Ao professor Dr. Márlio Jose do Couto Bonfim pela orientação, conselhos, conversas e pelas horas dedicadas no laboratório para acompanhar nesse estudo.

Ao professor Dr. Carlos Antonio França Sartori, da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, que nos auxiliou durante o entendimento e a construção da antena de Van Veen.

Aos nossos colegas Eduardo Ribeiro, Gustavo Censi, Leandro Fontana, Rafaela Fascio, Renato Trevizan, e Wiviane Maneira, por compartilhar juntos todos os momentos de alegrias e dificuldades durante toda essa trajetória.

Eu, Lin, agradeço aos meus pais Lin Kun Sen e Pu Li Min, que sempre serviram como exemplos para me inspirar a ser uma pessoa cada vez melhor e também me deram apoio e incentivo para estudar sempre. Agradeço a minha vó Lin Chang Yuan, uma mulher batalhadora, que sempre se esforçou para vir de Taiwan para cá e ver a gente crescer, sempre demonstrou muito carinho e dedicação para a família. Agradeço aos meus irmãos Lin Chun Hsien e Lin Chun Te pelos momentos de compartilhamento e ensinamento mútuo. Agradeço ao meu amigo Chang Ching Chun, que desde minha infância até hoje, demonstrou a sua amizade e apoio para todos os momentos.

Eu, Matheus, Agradeço a meus pais Ilson Oliveira, e Evelin Oliveira por todo o apoio, amor e empatia oferecidos. Sem toda essa dedicação, não sei se eu conseguiria chegar onde cheguei. Agradeço também a minhas irmãs Helena e Elisa, que sempre conseguem tirar um sorriso de meu rosto, a todos os meus avós, que sempre se dedicaram à minha formação quando foi, e quando não foi necessário. Também a minha madrinha Solange, que sempre nos espera aos domingos com um prato de comida delicioso, além de muito afeto e dedicação. A todos meus familiares e amigos que, ao longo destes anos me ofereceram apoio e compreensão, e agradeço especialmente a minha namorada Jéssica Janiszewski. Com todo seu amor, carinho e afeto pude passar com segurança por momentos conturbados, e com alegria por momentos felizes.

RESUMO

A eletrônica se mostrou presente na evolução da tecnologia. É notável o aumento da quantidade de equipamentos eletrônicos em diversas áreas da sociedade, mas para que estes funcionem de forma adequada e sem causar danos a outros dispositivos no mesmo ambiente, foram criadas normas parar limitar as interferências eletromagnéticas geradas por cada tipo de equipamento eletrônico. Isso foi uma motivação para o surgimento da área de compatibilidade eletromagnética, que tem como objetivo realizar pesquisas e estudos para implementar soluções que diminuam esses ruídos indesejáveis. Dessa forma o presente trabalho irá contribuir com análises de emissões eletromagnéticas de um *driver* de 36 W para LEDs e propor uma solução para normatizar este produto. Para diagnosticar os ruídos gerados pelo *driver* será necessário o desenvolvimento de uma antena chamado *Loop Antenna System*, na qual consegue medir frequências de 9 kHz a 30 MHz. Para atingir esses objetivos, será necessário o uso dos parâmetros normas CISPR 15 e CISPR 16.

Palavras-chave: Compatibilidade eletromagnética, Interferência eletromagnética, Loop Antenna System, Driver para LEDs, CISPR 16, CISPR 15

ABSTRACT

The Electronics has been present in the evolution of technology. There is a noticeable increase in the amount of electronic equipment in various areas of society, but in order for them to function properly and without causing damage to other devices in the same environment, standards have been created to limit the electromagnetic interference generated by each type of electronic equipment. This was a motivation for the emergence of the area of electromagnetic compatibility, which aims to conduct research and studies to implement solutions that reduce these unwanted noises. Thus the present work will contribute to the analysis of electromagnetic emissions of a 36 W driver for LEDs and propose a solution to standardize this product. To diagnose the noise generated by the driver will need the development of an antenna called Loop Antenna System, which can measure frequencies from 9 kHz to 30 MHz. CISPR 15 and CISPR 16 standards.

Key-words: Electromagnetic Compatibility, Electromagnetic Interference, Loop Antenna System, Driver for LEDs, CISPR 16, CISPR 15

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	1 –	Representação dos subgrupos de emissões eletromagnéticas, sendo (A)	
		emissões Radiadas, (B), susceptibilidade radiada, (C) emissões conduzi-	
		das, e (D) susceptibilidade conduzida.	17
FIGURA	2 –	Exemplo de uma fonte de ruído de modo diferencial	18
FIGURA	3 –	Exemplo de uma fonte de ruído de modo comum.	18
FIGURA	4 —	Configuração da sala para testes de emissões conduzidas	20
FIGURA	5 –	Configuração da sala para testes de emissões radiadas	21
FIGURA	6 -	Limites para tensão de perturbação nos terminais da rede elétrica	22
FIGURA	7 –	Limites para perturbação radiada no range de frequência de 9 kHz a 30	
		MHz	22
FIGURA	8 -	Limites para perturbação radiada na faixa de frequência de 30 MHz a	
		300 MHz	23
FIGURA	9 –	Diagrama da rede de estabilização de impedância	23
FIGURA	10 -	Rede de estabilização de impedâncias utilizada no estudo	24
FIGURA	11 -	Esquemático separador de ruídos	25
FIGURA	12 –	Dispositivo separador de ruídos	25
FIGURA	13 -	Loop de uma antena de Van Venn com apenas uma terminação e sua	
		representação como linha de transmissão	26
FIGURA	14 -	Caminhos da corrente através de um <i>loop</i> de uma antena de Van Venn	27
FIGURA	15 –	Loop de uma antena de Van Venn com duas terminações e sua represen-	
		tação como linha de transmissão	27
FIGURA	16 -	Loop Antenna System composta por três Large Loop Antenna perpendi-	
		culares entre eles.	28
FIGURA	17 –	Large Loop Antenna contendo duas fendas opostas, posicionado simetri-	
		camente em relação ao sensor de corrente	29
FIGURA	18 -	Construção da fenda da antena	30
FIGURA	19 -	Construção de uma caixa de metal com sonda de corrente dentro	30
FIGURA	20 -	Gráfico da resposta em frequência do amplificador LM6172 com tensão	
		de alimentação de \pm 5 V	31
FIGURA	21 -	Construção de uma antena dipolo.	32
FIGURA	22 –	As oito posições da antena dipolo durante a validação do Large Loop	
		Antenna	33
FIGURA	23 -	Gráfico do fator de validação em relação a frequência para validação do	
		LLA de 2 m de diâmetro.	33
FIGURA	24 -	Montagem adequada do filtro de IEM	34
FIGURA	25 –	Filtros de EMC: a) Filtro de segunda ordem, b) Filtro de quarta ordem	35

FIGURA	26 -	Indutor de modo comum.	36
FIGURA	27 –	Exemplo de um ensaio de emissões conduzidas, onde se traça uma reta	
		para encontrar a frequência de corte pelo método 1	37
FIGURA	28 –	Exemplo de um ensaio de emissões conduzidas, onde se traça uma reta	
		para encontrar a frequência de corte pelo método 2	38
FIGURA	29 -	Esquemático de um <i>driver</i> com topoligia buck-boost	41
FIGURA	30 -	Imagem de um driver Lumicenter modelo REREAT00723	42
FIGURA	31 –	Cabo coaxial de dupla blindagem, desencapado na região do fenda de corrente.	44
FIGURA	32 –	Fendas com os quatro resistores de 100 Ω e uma placa de fenolite para	
		aumento de resistência mecânica	44
FIGURA	33 -	Antena dipolo.	45
FIGURA	34 -	Placa com 10 resistores de 10 Ω em paralelo, como sensor de corrente	46
FIGURA	35 –	Diagrama esquemático do circuito de condicionamento final.	47
FIGURA	36 -	Placa com amplificador operacional, como sensor de corrente	48
FIGURA	37 –	Placa com amplificador operacional, como sensor de correte e bateria de	
		8 V	48
FIGURA	38 -	Ganho do circuito de condicionamento do sensor em modo diferencial ao	
		longo da faixa de frequência desejada.	49
FIGURA	39 -	Ganho do circuito de condicionamento do sensor em modo comum ao	
		longo da faixa de frequência desejada.	49
FIGURA	40 -	LLA montado para realizar o teste de validação na câmara anecoica.	50
FIGURA	41 -	Antena LAS finalizada.	51
FIGURA	42 -	Gráfico das 8 posições do fator de validação em relação a frequência de	
		9 kHz a 30 MHz do primeiro LLA.	52
FIGURA	43 -	Gráfico das 8 posições do fator de validação em relação a frequência de	
		9 kHz a 30 MHz do segundo LLA.	52
FIGURA	44 –	Imagem do teste de emissões conduzidas driver. Da esquerda para a	
		direita, podem ser vistos o analisador de espectros, o LISN, e o produto	
		em teste	53
FIGURA	45 –	Gráfico do ruído emitido pelo driver nos condutores de Fase e Neutro	
		(azul) e limite da norma (rosa)	54
FIGURA	46 –	Gráfico do ruído de modo comum (azul) e modo diferencial (vermelho)	
		emitido peio <i>driver</i> na entrada de energia em comparação com os limites	
	4-	da norma CISPK 15 (rosa).	55
FIGURA	47 -	Gratico do ruido radiado pelo <i>driver</i> na taixa de trequência de 9 kHz a	
		30 MHz (azul) em comparação com os limites da norma CISPR 15	56

FIGURA	48 -	Grafico do ruído radiado pelo driver na faixa de frequência de 9 kHz a	
		30 MHz (azul) em comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).	56
FIGURA	49 -	Diagrama esquemático simplificado do <i>driver</i> de LEDs	57
FIGURA	50 -	Imagem capturada em um osciloscópio da variação de tensão entre os	
		terminais de dreno e fonte do MOSFET	58
FIGURA	51 –	Diagrama esquemático simplificado do driver para LEDs com inclusão	
		de um capacitor de desacoplamento na saída do mesmo	59
FIGURA	52 –	Resultados para modo comum e diferencial com um capacitor de 15 nF	
		conectado entre saída e terra	59
FIGURA	53 –	Diagrama esquemático simplificado do driver para LEDs removendo in-	
		dutores de filtro da entrada de energia	60
FIGURA	54 –	Resultados para modo comum (azul) e diferencial (vermelho) quando os	
		indutores de filtro foram substituídos por um curto-circuito em compa-	
		ração com a linha da norma (rosa)	61
FIGURA	55 –	Diagrama esquemático simplificado do driver para LEDs com inclusão	
		de um capacitor de desacoplamento logo na entrada do mesmo	67
FIGURA	56 -	Resultados para modo comum (azul) e diferencial (vermelho) quando	
		adicionado capacitor de modo diferencial comparando com a linha da	
		norma (rosa)	68
FIGURA	57 –	Indutância medida no primeiro polo do indutor de modo comum	69
FIGURA	58 -	Indutância medida no segundo polo do indutor de modo comum	69
FIGURA	59 –	Diagrama esquemático simplificado do driver para LEDs com inclusão	
		de um indutor de modo comum.	70
FIGURA	60 -	Esquemático final do driver com todas as modificações necessárias para	
		que as emissões do mesmo operassem dentro da faixa permitida pela	
		CISPR15	70
FIGURA	61 -	Gráfico do ruído emitido de forma conduzida pelo driver na entrada de	
		energia (azul) após montagem do filtro em comparação com os limites	
		da norma CISPR 15 (rosa)	72
FIGURA	62 -	Gráfico do ruído de modo comum (azul) e modo diferencial (vermelho)	
		emitido pelo driver na entrada de energia após montagem do filtro em	
		comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa)	73
FIGURA	63 -	Gráfico para a faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz do ruído emi-	
		tido pelo driver de forma radiada (azul) após montagem do filtro em	
		comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).	73
FIGURA	64 -	Gráfico para a faixa de frequência de 30 MHz a 300 MHz do ruído	
		emitido pelo driver de forma radiada (azul) após montagem do filtro em	
		comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).	74

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 –	Valores limite de correntes de fuga para o terra segundo norma IEC950 (CISPR15, 2013)	35
TABELA 2 –	Tabela com os valores de capacitores e indutores calculados por cada	
	método - Fonte: Autoria própria	67
TABELA 3 –	Valores dos componentes adicionados, presentes na Figura 60 - Fonte:	
	Autoria Própria	71

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AMPOP	Amplificador Operacional
AWG	American Wire Gauge
BNC	Bayonet Neill Concelman
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
DC	Direct Current
EMC	Eletromagnetic Compatibility
EMI	Interferência Eletromagnética
EUT	Equipment Under Test
IEC	International Electrotechnical Commission
IF	Intermediate Frequency
LAS	Loop Antenna System
LCE	Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética
LED	Light Emitting Diode
LISN	Line Impedance Stabilization Network
LLA	Large Loop Antenna
RF	Radio Frequência
RMS	Root Mean Square
SMD	Surface Mount Device
THD	Total Harmonic Distortion

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	13
1.1 Objetivos	14
1.1.1 Objetivo Geral	14
1.1.2 Objetivos Específicos	14
1.2 Metodologia	14
1.3 Estrutura do trabalho	14
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
2.1 A Compatibilidade Eletromagnética (EMC)	16
2.2 Emissões Eletromagnéticas	16
2.2.1 Emissões Conduzidas	17
2.2.1.1 Emissões de modo diferencial	17
2.2.1.2 Emissões de modo comum	18
2.2.2 Emissão radiada	19
2.3 Norma CISPR 15	19
2.3.1 Normas para execução de testes de EMC	19
2.3.2 Limites de emissão de ruído	21
2.3.2.1 Tensões de perturbação nos terminais do equipamento	21
2.3.2.2 Perturbações causadas pela irradiação de ondas eletromagnéticas	22
2.3.3 Equipamentos utilizados no laboratório	23
2.3.3.1 Rede de estabilização de impedância	23
2.3.3.2 Separador de ruídos	24
2.4 Antena de Van Veen e Bergervoet (<i>Loop Antenna System</i>)	26
2.4.1 O funcionamento de uma LAS	26
2.4.2 Construção de um <i>Loop Antenna System</i> (LAS)	27
2.4.2.1 Amplificador operacional LM6172	30
2.5 Aparato para validação do LLA	31
2.5.1 Construção da Antena Dipolo	31
2.5.2 Configuração do teste de validação	32
2.6 Filtros para Emissões eletromagnéticas	34
2.6.1 Componentes de um filtro de EMC	34
2.6.2 Cálculo da frequência de corte para construção do filtro EMC	36
2.6.2.1 Método 1: Tangente até o eixo da frequência	36
2.6.2.2 Método 2: Tangente até a extensão da norma	37
2.6.2.3 Método 3: calculo pela atenuação necessária	38

2.6.3 Cálculo dos componentes do filtro
2.6.3.1 Capacitor de modo comum
2.6.3.2 Indutor de modo comum
2.6.3.3 Indutor de modo diferencial
2.6.3.4 Capacitor de modo diferencial
2.7 Controle para iluminação a LED
2.7.1 Topologia Buck-boost
2.7.2 Driver de LEDs Lumicenter REREAT00723
3 DESENVOLVIMENTO DA LAS
3.1 Desenvolvimento da Antena LAS
3.2 Desenvolvimento da Antena Dipolo
3.3 Sensor de corrente
3.3.1 Testes com sensor passivo
3.3.2 Desenvolvimento do circuito de condicionamento
3.4 Validação do LLA
4 ESTUDO EM EMC DO <i>DRIVER</i>
4.1 Teste de emissões eletromagnéticas
4.1.1 Emissões conduzidas
4.1.2 Emissões Radiadas
4.2 Estudo sobre as emissões conduzidas
4.2.1 Análise da topologia
4.2.2 Utilização de um capacitor de modo comum na saída do <i>driver</i>
4.2.3 Remoção do pico de ruído de modo comum
4.3 Montagem de um filtro para a entrada de energia
4.3.1 Cálculo do filtro
4.3.2 Primeiro método - Tangente até o eixo da frequência
4.3.2.1 Cálculo do indutor de modo comum
4.3.2.2 Cálculo do indutor de modo diferencial
4.3.2.3 Cálculo do capacitor de modo diferencial
4.3.3 Segundo método
4.3.3.1 Cálculo do indutor de modo comum
4.3.3.2 Cálculo do indutor de modo diferencial
4.3.3.3 Cálculo do capacitor de modo diferencial
4.3.4 Terceiro método
4.3.4.1 Cálculo da atenuação necessária
4.3.4.2 Cálculo da frequência de corte através da atenuação
4.3.4.3 Cálculo do indutor de modo comum

4.3.4.4 Cálculo do indutor de modo diferencial	66
4.3.4.5 Cálculo do capacitor de modo diferencial	66
4.4 Escolha dos componentes do filtro	66
4.4.1 Utilização do capacitor de modo diferencial na entrada do <i>driver</i>	67
4.4.2 Utilização do indutor de modo comum	68
4.5 Validação do produto na norma CISPR 15	70
4.6 Resultados obtidos	71
5 CONCLUSÃO	75

REFERÊNCIAS	77
APÊNDICE A DOCUMENTOS DO PROJETO	79
A.1 Orçamento dos itens necessários para o desenvolvimento do projeto	79
A.2 Cronograma das etapas do trabalho de conclusão de curso: Ano 2019	79

1 INTRODUÇÃO

Com a evolução da eletricidade desde a sua origem, é possível perceber que gerou mudanças no comportamento e na forma de viver das pessoas na sociedade, que também representou um grande progresso na civilização. De acordo com Paul (2006), um dos maiores marcos da história da eletricidade é a evolução da eletrônica através da origem dos transistores, que possibilitou uma concentração maior de componentes eletrônicos dentro da mesma placa. Com isso, possibilitou o desenvolvimento de novas tecnologia em áreas diversas, trazendo soluções para problemas que eram difíceis de serem resolvidas sem essa evolução. Porém, mesmo com todas essas vantagens da eletrônica, traz junto com ela os problemas relacionadas a interferências eletromagnéticas devido a maior proximidade dos componentes (PAUL, 2006).

Todos os equipamentos eletroeletrônico geram campos eletromagnéticos, e eles somente serão considerados eletromagneticamente compatíveis com relação ao ambiente, quando são capazes de funcionar corretamente estando neste mesmo meio sem sofrer ou produzir interferências eletromagnéticas nos demais equipamentos (KODALI; SOCIETY, 1996).

Com a proliferação de equipamentos eletrônicos em diversas áreas da sociedade, surge a necessidade de controlar essas emissões de interferências eletromagnéticas. Então foi criada em 1979, a primeira norma nos Estados Unidos, que foi definido para equipamentos digitais um limite nessas emissões, com o objetivo de regulamentar, normatizar e controlar os problemas que estavam sendo causados por interferências eletromagnéticas. Esses problemas que poderiam comprometer o funcionamento correto destes equipamentos, afetando no desempenho dos mesmos (PAUL, 2006).

Para garantir o funcionamento correto dos aparelhos, surgiu um novo campo de estudo, a compatibilidade eletromagnética. Esse campo de estudo é considerado complexo, em se tratar de diversas variáveis que geram as interferências nos equipamentos, e até hoje não existe uma solução definitiva para esses problemas (LIZ, 2003). A melhor forma para reduzir essas emissões é o uso do conhecimento de eletromagnetismo, junto com ensaios práticos para verificar as soluções implementadas (RICOBOM, 2015).

O presente trabalho tem como objetivo realizar estudos de compatibilidade eletromagnética de um *driver* para leds com base na norma CISPR 15, com o objetivo desenvolver soluções para reduzir os sinais de interferências a ponto de adequar aos limites da norma, entretanto será necessário desenvolver antes, um Loop Antenna System (LAS), uma antena formada por três arcos de Large Loop Antenas (LLA) perpendiculares entre eles, que serve para captar emissões de campo magnético na frequência de 9 kHz a 30 MHz com base na norma CIPR 16 para usar nos ensaios práticos.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

Adequação de um *driver* eletrônico para LEDs dentro das normas de compatibilidade eletromagnética da CISPR 15 através de ensaios no LCE (laboratório de compatibilidade eletromagnética da UFPR).

1.1.2 Objetivos Específicos

Dentro do objetivo geral, os objetivos específicos são:

- Levantamento de parâmetros da norma CISPR 15 para realizar os ensaios de emissão conduzida e radiadas;
- Levantamento das especificações de montagem do Loop Antenna System (LAS) com base na norma CISPR 16;
- Desenvolver um LAS e realizar a validação dentro das especificações da norma CISPR 16;
- Levantamentos dos dados inciais de emissão de ruídos, verificando a situação atual do driver eletrônico a ser testado;
- Realizar o estudo dos dados, propondo uma solução para normatizar o produto;
- Demonstrar a eficiência da solução desenvolvida através dos testes no LCE.

1.2 METODOLOGIA

Com o estudo da teoria de compatibilidade eletromagnética na revisão bibliográfica, servirá como facilitador para propor soluções as interferências, assim como, levantar os parâmetros da norma CISPR 15 e 16, que serão essenciais para a construção e validação da antena e do *driver*. Com relação aos testes laboratoriais, planeja-se realizar a construção, validação e utilização da antena LAS de 9 kHz a 30 MHz. E para diagnosticar se o *driver* está ou não dentro dos limites da norma, faz se um ensaio preliminar para entender o estado atual e quais possíveis causas de uma possível interferência eletromagnética, com os dados é possível analisar e desenvolver uma possível solução para essas interferências e então realizar mais testes para cada nova solução desenvolvida.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Tendo os objetivos estabelecidos, o presente trabalho será dividido em:

- Introdução: apresentação do tema, seguida da contextualização do trabalho com os resultados que se pretende alcançar;
- Fundamentação teórica: apresentação de conceitos necessários para o entendimento do assunto, as principais normas para validação, construção e as equações para cálculo dos filtros.
- Desenvolvimento do LAS: apresentará o procedimento adotado na construção do Loop Antenna System, da Antena Dipolo e validação do LAS.
- Estudo em EMC do driver: apresentará o driver para LEDs que será ensaiado e serão apresentados os dados dos ensaios com as soluções propostas.
- Conclusão: apresentará as considerações finais, abordando pontos importantes do trabalho e as conclusões.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 A COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)

Um equipamento eletrônico é considerado compatível com o ambiente quando ele funciona corretamente ao estar no mesmo meio dos demais equipamentos eletrônicos, e não deve produzir ou estar sujeito a interferências eletromagnéticas (KODALI; SOCIETY, 1996)

As Interferências Eletromagnéticas (EMI) são uma perturbação eletromagnética transmitida de um dispositivo eletrônico a outro via emissões radiadas ou conduzidas, provocando, desta forma, efeitos indesejáveis ao receptor. Em geral, as EMIs se referem aos sinais de radiofrequência (RF) que são definidos por uma faixa de frequência em torno de 9kHz até 1GHz (TIHANYI, 1995).

Antes comercializar um equipamento eletrônico, é de extrema importância realizar um projeto que atenda os requisitos de compatibilidade eletromagnética, sem sofrer ou causar danos, em consequência da interferência eletromagnética (KODALI; SOCIETY, 1996).

Entende-se que a emissão de RF pode ser emitida por meio intencional ou não intencional, e que depende do tipo de fonte, do caminho de propagação e do receptor. Portanto, para minimizar a interferência eletromagnética, pode-se suprimir a emissão gerada pela fonte, tornar o receptor menos susceptível as emissões ou diminuir os caminhos de acoplamento (PAUL, 2006).

2.2 EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS

O estudo de emissões eletromagnéticas pode ser subdividido quatro grupos, sendo estas (LIZ, 2003):

- Emissões radiadas (Figura 1, (A));
- Susceptibilidade radiada (Figura 1, (B));
- Emissões Conduzidas (Figura 1, (C));
- Susceptibilidade conduzida (Figura 1, (D)).



Figura 1 – Representação dos subgrupos de emissões eletromagnéticas, sendo (A) emissões Radiadas, (B), susceptibilidade radiada, (C) emissões conduzidas, e (D) susceptibilidade conduzida.

Fonte: (LIZ, 2003).

Apesar de esta divisão, um aparelho elétrico geralmente é mais susceptível na faixa de frequência que ele mais gera ondas eletromagnéticas. Ou seja, a susceptibilidade está geralmente casada com as emissões eletromagnéticas (LIZ, 2003). Segundo (PAUL, 2006), o mesmo acontece entre emissões radiadas e conduzidas: as emissões radiadas tendem a ocorrer com mais intensidade nas faixas de frequência que as emissões conduzidas são mais aparentes, assim como as emissões radiadas podem gerar emissões de forma conduzida em outra parte do circuito (quando o condutor capta as mesmas).

2.2.1 Emissões Conduzidas

Trata-se por emissões na forma conduzida, todo ruído injetado ou recebido pela rede de alimentação de energia. Especificamente carregada por condutores metálicos (SCHLICH-TING, 2003). Segundo (LIZ, 2003), as emissões de forma conduzida podem ser divididas em emissões de modo comum, e emissões de modo diferencial.

2.2.1.1 Emissões de modo diferencial

Emissões de modo diferencial são geradas pelo próprio equipamento em análise nos condutores da rede, sendo defasados em 180°. Isto é, a emissão ocorre em um dos condutores, enquanto retorna pelo outro condutor, conforme Figura 2. Ressaltando que o ruído é gerado em frequências superiores à frequência da rede (PAUL, 2006).



Figura 2 - Exemplo de uma fonte de ruído de modo diferencial.

Fonte: (LIZ, 2003).

2.2.1.2 Emissões de modo comum

As emissões de modo comum por sua vez são geradas pelo equipamento e conduzidas por ambos os condutores de rede com mesma fase, e seu retorno é dado pelo aterramento do circuito, conforme Figura 3. Quando o mesmo não existe, ou possui impedância muito elevada, o retorno deste ruído é dado por um acoplamento capacitivo entre o circuito e a terra. O grande problema disso é que dessa forma, o laço de corrente se torna muito maior, o que pode gerar um maior nível de emissões de ruído na forma radiada (LIZ, 2003).



Figura 3 - Exemplo de uma fonte de ruído de modo comum.

Fonte: Adaptado de: (LIZ, 2003).

2.2.2 Emissão radiada

A emissão radiada ocorre devido aos campos eletromagnéticos gerados pelas correntes que circulam pelo circuito, formando um Iaço. Esses campos pode variar com a intensidade e a frequência da corrente, além do comprimento dos Iaços de corrente (SCHLICHTING, 2003).

2.3 NORMA CISPR 15

A norma da CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) CISPR 15 trata de limites e métodos de medidas das características dos distúrbios de rádio gerados por equipamentos eletrônicos que possuem a finalidade de iluminação. A mesma se aplica para todos os equipamentos de iluminação que possuem como função primária a geração e/ou a distribuição de luz para propósito de iluminação, os quais podem estar conectados à rede elétrica de baixa tensão ou conectados à baterias. Com a exceção de equipamentos de iluminação para aeronaves e aeroportos, além de qualquer equipamento que possua requerimentos específicos solicitados por alguma outra norma da CISPR (CISPR15, 2013).

2.3.1 Normas para execução de testes de EMC

As normas de emissões conduzidas preveem medidas em diferentes terminais de um dispositivo, sendo que estes podem ser um circuito de controle, de carga, etc. Um equipamento que possua uma interface de comunicação não pode emitir ruídos eletromagnéticos fora do padrão regulamentado dentro dos padrões estabelecidos pela norma. Porém, como o equipamento em estudo não possui condutores auxiliares de controle, é muito mais importante o estudo sobre os terminais de alimentação do componente (CISPR16, 2012).

As normas também determinam a largura de banda a 6dB para as emissões conduzidas deve ser de 9 kHz (largura de banda do analisador de espectro). Determina-se a taxa de varredura para a faixa de frequência e para o detector utilizado. Assim para a banda de frequências B (150 kHz – 30 MHz) e para o detector de pico a taxa de varredura deve ser 100 ms/MHz e para o detector de quase pico 200 s/MHz. E é recomendado quanto ao nível de ruído do ambiente deve ser medido com todo aparato montado, porém com o equipamento em teste conectado mas desligado. A configuração da sala para o teste de emissões conduzidas, para um equipamento ligado com apenas um cabo de alimentação pode ser visto na Figura 4 (CISPR16, 2012).

Para a realização deste teste, o cabo do equipamento em teste (EUT) deve ter um comprimento menor do que 80 cm, sendo que o resto do comprimento do cabo deve ser dobrado de forma não indutiva. A mesa sob a qual os testes serão executados deve ser de material isolante, e ter uma altura mínima de 80 cm. Deve haver ainda um plano de referência, vertical à mesa com no mínimo 2 m de largura por 2 m de altura. É necessário que rede de estabilização de impedâncias esteja conectada à rede de referencia por malha ou por plano condutor (CISPR16, 2012).



Figura 4 – Configuração da sala para testes de emissões conduzidas.

Fonte: (CISPR16, 2012).

As normas CIPR 15 e CISPR 16 recomenda para realizar teste de emissão radiada o uso de uma câmara anecoica ou semi-anecoica, e para faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz, deve ser usada uma antena LAS para faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz, na qual o equipamento em teste deve estar no centro da antena, devido a existência de 3 antenas, captará as emissões em 3 posições do equipamento, 2 verticais e uma horizontal (CISPR16, 2012).

Para medir o equipamento em teste na faixa de frequência de 30 MHz a 300 MHz é usado um analisador de campos com 20 ms de tempo de medida e 120 kHz largura de banda do filtro IF (Intermediate Frequency). A medida é feita uma vez na vertical e outra na horizontal, a distância de medida entre o equipamento emissor e a antena receptora da câmara do LCE é de 3 m. Como a norma especifica valores para medidas em câmaras maiores (10 m), então, é feito a soma do valor de 10 dB no limite da norma para compensar a distância menor de medida, o que irá causar maiores valores de campos recebidos, ver Figura 5 (RICOBOM ET AL, 2019).



Figura 5 – Configuração da sala para testes de emissões radiadas.

Fonte: (RICOBOM ET AL, 2019).

2.3.2 Limites de emissão de ruído

Como parâmetros para adequação da norma de emissões conduzidas e radiadas, serão estabelecidos os limites de ruído emitido pelo equipamento. Não há necessidade de fazer medições nas frequências que não são especificadas pelas normas (CISPR15, 2013).

2.3.2.1 Tensões de perturbação nos terminais do equipamento

Os limites para tensão de perturbação nos terminais da rede elétrica especificados na CISPR 15 podem ser vistos na Figura 12.

Freq	uency range	Limi dB(μ	its ∀) ^a
		Quasi-peak	Average
9 kHz	to 50 kHz	110	-
50 kHz	to 150 kHz	90 to 80 ^b	-
150 kHz	to 0,5 MHz	66 to 56 ^b	56 to 46 ^b
0,5 MHz	to 5,0 MHz	56 ^c	46 ^c
5 MHz	to 30 MHz	60	50

^a At the transition frequency, the lower limit applies.

^b The limit decreases linearly with the logarithm of the frequency in the ranges 50 kHz to 150 kHz and 150 kHz to 0,5 MHz.

 c $\,$ For electrodeless lamps and luminaires, the limit in the frequency range of 2,51 MHz to 3,0 MHz is 73 dB(μV) quasi-peak and 63 dB(μV) average.

Figura 6 – Limites para tensão de perturbação nos terminais da rede elétrica.

Fonte: (CISPR15, 2013).

2.3.2.2 Perturbações causadas pela irradiação de ondas eletromagnéticas

Os limites de quasi-pico do componente magnético do campo de perturbação nas frequências de 9 kHz a 30 MHz devem ser medidas como uma corrente em um sistema de antenas de *loop* (LAS) de 2 m, 3 m ou 4 m de diâmetro que estejam ao redor do equipamento, sendo que os limites para o diâmetro do *loop* de 2 m aplicam-se a equipamentos que não excedam um comprimento de 1,6 m, para uma antena com *loops* de 3 m de diâmetro para equipamentos com comprimento entre 1,6 m e 2,6 m, e antenas com *loop* de 4 m para equipamentos com um comprimento entre 2,6 m e 3,6 m. Os limites para esta faixa de frequência podem ser vistos na Figura 7 (CISPR15, 2013).

Frequency range	Limits for loop diameter dB(μA) ^a		
MHz	2 m	3 m	4 m
9 kHz to 70 kHz	88	81	75
70 kHz to 150 kHz	88 to 58 ^b	81 to 51 ^b	75 to 45 ^b
150 kHz to 3,0 MHz	58 to 22 ^b	51 to 15 ^b	45 to 9 ^b
3,0 MHz to 30 MHz	22	15 to 16 ^c	9 to 12 ^c

^a At the transition frequency, the lower limit applies.

^b Decreasing linearly with the logarithm of the frequency. For electrodeless lamps and luminaires, the limit in the frequency range of 2,2 MHz to 3,0 MHz is 58 dB(μA) for 2 m, 51 dB(μA) for 3 m and 45 dB(μA) for 4 m loop diameter.

Increasing linearly with the logarithm of the frequency.

Figura 7 – Limites para perturbação radiada no range de frequência de 9 kHz a 30 MHz.

Fonte: (CISPR15, 2013).

Para a faixa de frequência de 30 MHz a 300 MHz, o ruído pode ser medido de forma mais convencional, com antenas do tipo dipolo de meia onda, à uma distância de 10 m. Os limites são vistos na Figura 8 (CISPR15, 2013).

	Frequency range	Quasi-peak limits
	MHz	dB(µV/m) ^a
	30 to 230	30
	230 to 300	37
а	At the transition frequency, the lower limit applies.	

Figura 8 - Limites para perturbação radiada na faixa de frequência de 30 MHz a 300 MHz.

(CISPR15, 2013)

2.3.3 Equipamentos utilizados no laboratório

2.3.3.1 Rede de estabilização de impedância

A rede de estabilização de impedância possui as funções de impedir que sinais da rede de alimentação interfiram nas medidas, assim como padronizar a impedância que o equipamento sob teste irá perceber, e por essa razão ela deve ser conectada entre a alimentação que vem da rede elétrica e o equipamento em teste. O funcionamento dessas funções da rede de estabilização de impedâncias é devido a existência de um filtro passa baixas, entre a alimentação e o equipamento, e um filtro passa altas entre o equipamento em teste e o instrumento de medidas, conforme a Figura 9 (RICOBOM, 2015).



Figura 9 - Diagrama da rede de estabilização de impedância.

Fonte: (RICOBOM, 2015).

A rede de estabilização de impedância que será utilizado, foi desenvolvida no LCE, com base num projeto de tamanho reduzido e de baixo custo na qual é construída em uma placa de circuito impresso de face dupla e alojada em uma caixa metálica, como pode ser visto na Figura 10 (RICOBOM, 2015).



Figura 10 - Rede de estabilização de impedâncias utilizada no estudo.

Fonte: Autoria própria.

2.3.3.2 Separador de ruídos

O dispositivo separador de ruídos tem a função de separar os ruídos de modo comum e diferencial. Com o objetivo principal de verificar qual tipo de emissão conduzida é mais dominante em determinadas faixas de frequência, dessa forma faz se primeiro o teste de modo comum e depois o diferencial, para tomar as decisões adequadas e reduzi-las de forma direcionada (PAUL, 2006).

Foi desenvolvido pelo LCE um dispositivo separador de ruídos, na qual foi construído com dois núcleos de ferrite, reaproveitados de filtros de modo comum de uma fonte chaveada, junto com uma chave para inverter o sentido da corrente, com base no esquemático da Figura 11 (RICOBOM, 2015).



Figura 11 – Esquemático separador de ruídos.

Fonte: (PAUL, 2006).



Figura 12 – Dispositivo separador de ruídos.

Fonte: (RICOBOM, 2015)

2.4 ANTENA DE VAN VEEN E BERGERVOET (LOOP ANTENNA SYSTEM)

A antena de Van Veen e Bergervoet, também conhecida como *Loop Antenna System* (LAS) é um dos principais métodos para se medir campo magnético gerado por dispositivos eletrônicos. Isto por que ela possui uma alta sensibilidade a campos magnéticos vindo de seu interior, e alta imunidade a campos externos (GIULIATTINI, 2006).

2.4.1 O funcionamento de uma LAS

A antena de Van Veen, por ser construída com cabo coaxial, apresenta grande imunidade a ruídos, já que a medição no condutor central é bastante isolado do campo elétrico pela blindagem da malha externa. O formato típico de uma antena do tipo *loop* seria com apenas uma terminação com carga resistiva, conforme Figura 13. Isto porque circula-se uma corrente pela antena proveniente do campo elétrico. Esta corrente circula na antena de forma perpendicular ao campo, conforme visto na Figura 14 (b), enquanto a corrente induzida pelo campo magnético circula por todo o *loop*, de forma que em qualquer ponto de medição, a corrente induzida pelo campo magnético seja a mesma, enquanto a corrente induzida pelo campo elétrico varia. Dessa forma, ao utilizar-se duas terminações, como na Figura 15, e ao realizar a medição no ponto ortogonal da mesma, a corrente induzida pelo campo elétrico será nula (CARDIA, 2010).



Figura 13 – *Loop* de uma antena de Van Venn com apenas uma terminação e sua representação como linha de transmissão.

Fonte: (CARDIA, 2010).



Figura 14 – Caminhos da corrente através de um *loop* de uma antena de Van Venn. Fonte: (CARDIA, 2010).



Figura 15 – *Loop* de uma antena de Van Venn com duas terminações e sua representação como linha de transmissão.

Fonte: (CARDIA, 2010).

2.4.2 Construção de um Loop Antenna System (LAS)

Um *Loop Antenna System* (LAS) contém três *três Large Loop Antena* (LLA) serve para medir a corrente induzida pelo campo magnético emitido por um equipamento em teste (EUT) na faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz, entretanto o EUT tem que estar no centro

dos (LLA). Que através da conversão das ondas eletromagnéticas emitidas pelo EUT, separa o campo elétrico do campo magnético através das fendas, consequentemente é transmitido apenas o campo magnético ao sensor de corrente, que pelo cabo coaxial esse sinal chega no equipamento de medição, como mostra na Figura 16 (CISPR16, 2012).



Figura 16 – *Loop Antenna System* composta por três *Large Loop Antenna* perpendiculares entre eles. Fonte: (CISPR16, 2012).

O LAS consiste de três antenas de laços que são mutuamente perpendiculares entre si, também são chamados de *Large Loop Antenna* (LLA), e deve ser suportado por uma base não metálica. O laço é montado por um cabo coaxial de 50 Ω entre a sonda de corrente e o comutador coaxial, entre este comutador e o equipamento de medição deve ter uma impedância de transferência de superfície menor que 10 m Ω /m a 100 kHz e 1 m Ω /m a 10 MHz. Além disso todos os cabos devem ser equipados com absorvedores de ferrite, fornecendo uma resistência em série de modo comum de Rs> 100 Ω a 10 MHz. E para manter o laço em sua forma circular e para proteger a antena, recomenda-se inserir o cabo em um tubo não metálico de paredes finas com diâmetro interno de aproximadamente 25 mm (CISPR16, 2012).

O diâmetro do laço pode ser usado entre 2 metros a 4 metros devido a faixa de frequência de 30 MHz, também é importante ressaltar que ao aumentar o diâmetro, sua sensibilidade ao ruído do ambiente aumentará proporcionalmente ao diâmetro, e sua sensibilidade aos sinais desejados é inversamente proporcional ao diâmetro ao quadrado, conforme a Figura 17 (CISPR16, 2012).



Figura 17 – *Large Loop Antenna* contendo duas fendas opostas, posicionado simetricamente em relação ao sensor de corrente.

Fonte: Figura adaptada de (CISPR16, 2012).

O laço contém duas fendas opostas, posicionadas simetricamente em relação à sonda atual. Tal fenda, feita no condutor externo do cabo da antena coaxial, deve ter uma largura menor que 7 mm. A fenda é conectada por dois conjuntos paralelos de resistores de 100 Ω em série. O centro de cada circuito em série é conectado ao condutor interno do cabo da antena coaxial, e para cada lado da fenda, o condutor externo do cabo da antena coaxial pode ser ligado a uma tira de material de placa de circuito impresso com dois retângulos de cobre,

separados por pelo menos 5 mm, para obter uma construção de fenda rígida, como mostra na Figura 18 (CISPR16, 2012).



Figura 18 - Construção da fenda da antena.

Fonte: (CISPR16, 2012).

A sonda de corrente ao redor do condutor interno do cabo da antena coaxial deve ter uma sensibilidade de 1 V/A na faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz. A perda de inserção da sonda de corrente deve ser suficientemente baixa. O condutor externo desse cabo deve ser ligado à caixa de metal que contém a sonda de corrente. As dimensões máximas desta caixa são as seguintes: largura 80 mm, comprimento 120 mm e altura 80 mm, conforma a Figura 19 (CISPR16, 2012).



Figura 19 – Construção de uma caixa de metal com sonda de corrente dentro.

Fonte: (CISPR16, 2012).

2.4.2.1 Amplificador operacional LM6172

O amplificador operacional LM6172 é um amplificador de alimentação de tensão dupla de alta velocidade, com resposta em frequência acima de 0 dB na faixa de 9 kHz a 30 MHz,

com consumo de 2,3 mA de corrente de alimentação em cada canal. A tensão de alimentação dele é de \pm 15 V para sistemas que exigem grandes variações ou \pm 5 V para aplicações de baixa tensão, como mostra na Figura 20 (INSTRUMENTS, 2013).



Figura 20 – Gráfico da resposta em frequência do amplificador LM6172 com tensão de alimentação de \pm 5 V. Fonte: (INSTRUMENTS, 2013).

2.5 APARATO PARA VALIDAÇÃO DO LLA

Um Loop Antenna System (LAS) contém 3 Large Loop Antenna (LLA), logo será necessário realizar a validação e calibração de cada LLA separadamente, que consiste em medir a corrente induzida pela antena. Para isso, é utilizado a antena dipolo conectado a um gerador de RF de 50 Ω , que é colocado no centro e paralelo ao laço em teste e com o campo magnético emitido por esse dipolo permite verificar a sensibilidade do campo magnético do LLA (CISPR16, 2012).

2.5.1 Construção da Antena Dipolo

A Antena dipolo é construído a partir de um cabo coaxial RG 223/U. Tem uma largura W = 150 cm e uma altura H = 10 cm. Uma fenda no condutor externo do cabo coaxial divide o dipolo em duas metades. A malha direita de uma das metades deste dipolo deve estar em curto-circuito com o conector. Esta metade também está conectada ao terra de referência do conector BNC. A outra metade do dipolo, o condutor interno do cabo coaxial

esquerdo é conectado ao pino central do conector BNC e a malha da metade esquerda também é conectado à terra de referência desse conector BNC, como mostra na Figura 21 (CISPR16, 2012).

Uma pequena caixa de metal é usada para agrupar as conexões próximas ao conector dipolo. O condutor externo das duas metades do cabo dipolo coaxial está ligado a esta caixa, assim como o terra de referência do conector BNC. Para obter uma construção rígida, o dipolo é suportado por um revestimento não condutor sob o cabo coaxial (CISPR16, 2012).



Figura 21 – Construção de uma antena dipolo.

Fonte: (CISPR16, 2012).

2.5.2 Configuração do teste de validação

A corrente induzida deve ser medida em função da frequência na faixa de 9 kHz a 30 MHz nas oito posições da antena dipolo. E durante essa medição, a antena dipolo deve estar no mesmo plano que o LLA em teste, como mostra na Figura 22 (CISPR16, 2012).

Em cada uma das oito posições, o fator de validação (expresso em dB) da tensão de circuito aberto do gerador de RF e a corrente medida, deve estar dentro de \pm 2 dB do fator de validação indicado na Figura 23 (CISPR16, 2012).



Figura 22 – As oito posições da antena dipolo durante a validação do *Large Loop Antenna*. Fonte: (CISPR16, 2012).



Figura 23 – Gráfico do fator de validação em relação a frequência para validação do LLA de 2 m de diâmetro. Fonte: (CISPR16, 2012).

2.6 FILTROS PARA EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS

O princípio básico de um filtro de EMI é aumentar sua impedância para uma certa faixa de frequência. Esta impedância causa uma atenuação de todo sinal indesejado que esteja na saída do filtro (LIZ, 2003).

A única forma de verificar a eficácia de um filtro de EMC é realizando testes práticos com o mesmo em sua posição final, pois a impedância da rede elétrica varia muito, inclusive de local para local. mesmo que os fabricantes realizem testes com diferentes impedâncias de entrada para o filtro, se o mesmo for conectado em um produto fora desses valores, os resultados podem , muitas vezes, pode piorar as emissões conduzidas (LIZ, 2003).

È preferível que um filtro esteja sempre o mais próximo possível da entrada de energia do equipamento, preferencialmente na divisa entre o equipamento e o ambiente, como na Figura 24. Assim, há menor chance do ruído acoplar nos condutores após a passagem pelo filtro, inutilizando-o (RICOBOM, 2015).



Figura 24 – Montagem adequada do filtro de IEM.

Fonte: (RICOBOM, 2015).

2.6.1 Componentes de um filtro de EMC

Os filtros de EMI são compostos de quatro elementos: Capacitores tipo X ou de modo diferencial, Capacitores tipo Y ou de modo comum, Indutores de modo diferencial e Indutores de modo comum. Como mostra a imagem da Figura 25, os capacitores do tipo X são colocados entre fase e neutro, enquanto os capacitores do tipo Y são colocados entre fase e terra, e neutro e terra (RICOBOM, 2015). Vale lembrar que os capacitores Y tem um limite de capacitância máxima, para evitar grandes fugas de corrente para terra. A Tabela 1 mostra os valores máximos permitidos pela norma IEC (*International Electrotechnical Commission*) 950 (LIZ, 2003).

Equipamento	Tipo	Corrente de fuga máxima
Isolação dupla	Todos	0,25 mA
Aterrado	Portátil	0,75 mA
	Móvel ¹	3,5 mA
	Estacionário ²	3,5mA ³

Tabela 1 – Valores limite de correntes de fuga para o terra segundo norma IEC950 (CISPR15, 2013).

1 - Equipamento não portátil

2 - Conectado permanentemente

3 - Valores maiores são permitidos em certas condições







Figura 25 – Filtros de EMC: a) Filtro de segunda ordem, b) Filtro de quarta ordem.

Fonte: (PINHEIRO, 2012).

Os indutores de modo comum normalmente possuem núcleo magnético fechado. Quando um condutor passa por dentro de um circuito magnético fechado, as correntes desse fio sofrem uma atenuação. Porém, se o caminho de ida e de volta dessa mesma corrente passar por dentro do mesmo circuito magnético, os dois fluxos magnéticos se anularão, e idealmente as correntes desses fios não serão atenuadas (RICOBOM, 2015). A Figura 26 mostra como é geralmente estes indutores, e sua atenuação (LIZ, 2003).


Figura 26 - Indutor de modo comum.

Fonte: (LIZ, 2003).

É importante notar ainda, que na Figura 25 não é possível ver nenhum indutor de modo diferencial. Isto ocorre devido às imperfeições do indutor de modo comum, que faz com que parte da indutância do mesmo não acople com o ferrite, de modo que esta imperfeição do indutor de modo comum se torne um indutor de modo diferencial. Estima-se que a indutância deste indutor de modo diferencial seja de aproximadamente 0,5 % da indutância total do indutor de modo comum.

2.6.2 Cálculo da frequência de corte para construção do filtro EMC

Segundo (RICOBOM, 2015), existem três principais métodos para encontrar as frequências de corte destes filtros, que serão apresentados na sequência. Porém, antes do cálculo da frequência de corte, é necessário verificar a ordem do filtro a ser utilizado, como exemplo, tem-se o filtro de segunda ordem da Figura 25, item (a) e o filtro de quarta ordem na Figura 25, item (b). Estes filtros possuem uma atenuação de 20 dB/déc multiplicada pela ordem, de modo que, por exemplo a atenuação de um filtro de segunda ordem é 40 dB/déc, e um de quarta ordem é 80 dB/déc (RICOBOM, 2015).

2.6.2.1 Método 1: Tangente até o eixo da frequência

O primeiro método diz que deve-se traçar uma reta tangente à respectiva curva (tanto para modo comum como para modo diferencial) com uma inclinação de 20dB/dec por ordem do filtro até que a reta intercepte o eixo da frequência, ou seja, até que intercepte o zero. Como pode ser visto o exemplo da Figura 27. O ponto em que a reta interceptar o 0dB, será a frequência de corte para o respectivo modo (LIZ, 2003).



Figura 27 – Exemplo de um ensaio de emissões conduzidas, onde se traça uma reta para encontrar a frequência de corte pelo método 1.

Fonte: (RICOBOM, 2015).

2.6.2.2 Método 2: Tangente até a extensão da norma

Para o segundo método, traça-se uma reta tangente à respectiva curva com uma inclinação de 20 dB/déc por ordem do filtro, partindo do pico de emissões do começo da faixa até uma linha imaginaria paralela ao eixo das frequências que prolonga-se da linha do limite da norma. A frequência de corte, neste caso é o ponto exato onde a extensão de decaimento encontra a extensão do limite da norma A Figura 28 mostra estas retas, assim como o ponto no qual deve-se considerar a frequência de corte (RICOBOM, 2015).



Figura 28 – Exemplo de um ensaio de emissões conduzidas, onde se traça uma reta para encontrar a frequência de corte pelo método 2.

Fonte: (RICOBOM, 2015).

2.6.2.3 Método 3: calculo pela atenuação necessária

Para este método, deve-se calcular a atenuação necessária para os modos comum e diferencial, adicionando-se uma segurança de 3 dB (RICOBOM, 2015).

$$Att_{mc} = V_{mc} - V_{norma} + 3 \tag{1}$$

$$Att_{md} = V_{md} - V_{norma} + 3 \tag{2}$$

Onde:

 Att_{mc} é a atenuação de modo comum [dB]; Att_{md} é a atenuação de modo diferencial [dB]; V_{mc} é a tensão de ruído de modo comum $[dB\mu V]$; V_{md} é a tensão de ruído de modo diferencial $[dB\mu V]$; V_{norma} é o limite da norma CISPR $[dB\mu V]$.

Com a atenuação calculada, utilizar a mesma no cálculo da frequência de corte, ver Equação 3. Tanto para o modo comum como para o modo diferencial (RICOBOM, 2015).

$$Fc = \frac{150kHz}{10^{\left(\frac{Att}{20 \cdot Ordem}\right)}}$$
(3)

Onde:

 f_c é a frequência de corte [kHz]; Att é a atenuação necessária [dB]; Ordem é a ordem do filtro.

2.6.3 Cálculo dos componentes do filtro

2.6.3.1 Capacitor de modo comum

O capacitor Cy é utilizado apenas em filtros com terra. Ele deve ser calculado através da corrente de fuga especificado pela norma IEC950 na Tabela 1, e seu valor não pode passar de 4,7 nF. Com a corrente de fuga especificada, substitui-se na seguinte fórmula (RICOBOM, 2015).

$$I = 4 \cdot \pi \cdot f \cdot C_u \cdot V \tag{4}$$

Onde:

I é a corrente de fuga [A];
V é a tensão RMS da rede [V];
C_y é a capacitância de modo comum [F];
f é a frequência da rede elétrica [Hz].

2.6.3.2 Indutor de modo comum

A partir da frequência de corte de modo comum, e o capacitor C_y , calculados anteriormente, utiliza-se a seguinte fórmula para cálculo do indutor de modo comum (L_{mc}) medido em [H] (RICOBOM, 2015).

$$L_{mc} = (\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{mc}})^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C_y}$$
 (5)

2.6.3.3 Indutor de modo diferencial

Uma vez determinada a indutância de modo comum, deve-se fazer com que a indutância de dispersão seja a indutância de modo diferencial (L_{md}) . A indutância de dispersão é cerca de 0,5% a 2% do valor da indutância de modo comum. Considerando o pior caso, utiliza-se sempre 0,5% (RICOBOM, 2015).

$$L_{md} = 0,5\% \cdot L_{mc} \tag{6}$$

2.6.3.4 Capacitor de modo diferencial

Após determinado o valor do indutor de modo diferencial, utiliza-se a frequência de corte do modo diferencial para calcular o capacitor de modo diferencial (C_x) (RICOBOM, 2015).

$$C_x = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{md}}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_{md}} \tag{7}$$

2.7 CONTROLE PARA ILUMINAÇÃO A LED

Ao contrário do que é visto para iluminação com lâmpadas fluorescentes, incandescentes, ou halógenas, um LED (*Light Emitting Diode*, ou Diodo Emissor de Luz) precisa de um controle muito maior de tensão e corrente para operarem corretamente com grande vida útil. Isto por que, caso sejam polarizados inversamente, ou com corrente muito superior ao seu limite, podem ser destruídos (MONTEIRO, 2014).

Para isso, utiliza-se diversos métodos de controle, desde o mais simples, ao mais complexo. Para circuitos de LED com a finalidade de iluminação, a forma mais comum de controlar a alimentação da mesma, é utilizando um *driver* (BULLOUGH, 2003).

Um *driver* consiste basicamente em uma fonte chaveada que mantém a corrente elétrica contínua e fixa em um determinado valor, sendo este pré-selecionado para uma determinada carga de LEDs (CHENG, 2006). Existem diversas topologias de drivers (ou fontes) no mercado (MONTEIRO, 2014). Dentre elas, a topologia *Buck-Boost*, utilizada pelo *driver* REREAT00723 da Lumicenter, componente em estudo neste caso.

2.7.1 Topologia Buck-boost

O circuito *buck-boost* é um circuito bastante versátil, que pode funcionar tanto para uma tensão maior que a tensão de alimentação, como uma menor, porém a polaridade da saída se tornará invertida em relação a polaridade da entrada. Com isso, é facilitado o controle da corrente de saída para uma carga de LEDs (RASHID, 1999).

A imagem presente na Figura 29 representa o esquemático de um *driver* com topologia buck-boost (MONTEIRO, 2014).



Figura 29 – Esquemático de um *driver* com topoligia buck-boost.

Fonte: (MONTEIRO, 2014).

O funcionamento do circuito é dado da seguinte forma (MONTEIRO, 2014):

- Primeiramente, o circuito de controle aciona o MOSFET (T), dessa forma carregando o indutor (L);
- O circuito de controle consegue medir a corrente passando pelo indutor, ao atingir a corrente nominal da carga, o MOSFET se abre;
- Assim que o MOSFET se abrir, o indutor começa a induzir uma tensão reversa, de forma a manter a passagem de corrente constante, assim o diodo (D) se polariza diretamente, permitindo a alimentação da carga de LEDs;
- Quando a corrente começa a se tornar baixa, o MOSFET novamente se fecha para carregar o indutor;
- Enquanto isso, o capacitor (C) é responsável por alimentar sozinho a carga.

2.7.2 Driver de LEDs Lumicenter REREAT00723

O driver de LEDs Lumicenter REREAT00723 é um driver de 36W de potência. Este possui como principais características o alto *range* de tensão para a carga de LEDs (60-96V), o alto fator de potência, além de reduzida Taxa de distorção de harmônicas (THD) e alta eficiência. Uma imagem do mesmo pode ser visto na figura 30 (LUMICENTER, 2015).



Figura 30 - Imagem de um driver Lumicenter modelo REREAT00723.

Fonte: (LUMICENTER, 2015).

3 DESENVOLVIMENTO DA LAS

Para realizar o estudo de EMC com base na norma CISPR 15, que diz respeito aos Limites e métodos de medição das características de perturbações radioelétricas da iluminação elétrica e equipamento similar, será necessário quantificar quais são as emissões do *driver* para LEDs na faixa de frequência de 9 kHz a 300 MHz. Para essa quantificação das emissões radiadas e conduzidas, será utilizado o Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética (LCE) da Universidade, entretanto o LCE não possui uma antena específica para receber as frequências emitidas de 9 kHz a 30 MHz do equipamento em teste. A partir disso, teve-se a necessidade de desenvolver o LAS.

3.1 DESENVOLVIMENTO DA ANTENA LAS

Para a construção da Antena LAS, foi feito primeiramente o levantamento e o planejamento dos materiais necessários para essa construção, onde os valores referentes a esses materiais podem ser consultados no Apêndice A1. E conforme citado no capítulo 2.4.2, a antena LAS é basicamente composta por quatro componentes principais:

- Os Arcos;
- As fendas;
- Os sensores de corrente;
- A estrutura física.

Os arcos são montados com cabo coaxial de blindagem dupla RG-227 e devem ter um diâmetro de 2 m, de modo que a quantidade de cabo a ser utilizada para cada arco é de aproximadamente 6,3 m.

As fendas são feitas no próprio cabo coaxial, sem romper o condutor central, é soldado quatro resistores de 100 Ω . Para garantir a resistência mecânica, foram adicionadas placas de fenolite soldadas entre as conexões, evitando o rompimento do condutor central, como mostra a Figura 31 e 32.



Figura 31 - Cabo coaxial de dupla blindagem, desencapado na região do fenda de corrente.



Figura 32 – Fendas com os quatro resistores de 100 Ω e uma placa de fenolite para aumento de resistência mecânica .

Fonte: Autoria Própria.

3.2 DESENVOLVIMENTO DA ANTENA DIPOLO

Para a construção da Antena Dipolo foi necessário seguir as especificações da norma com relação as suas dimensões e conexões, e foi utilizado os mesmos materiais do LAS: cabo coaxial de blindagem dupla, mangueira plástica para o revestimento e caixa de metal com conetor BNC fêmea, como pode ver na Figura 33.



Figura 33 – Antena dipolo.

3.3 SENSOR DE CORRENTE

A norma CIPR 16 prevê um sensor capaz de medir a corrente induzida no LLA. Esse sensor deve possuir ganho de 1 V/A, e deve operar em toda a faixa de frequência de medição da mesma (de 9 kHz a 30 MHz), como pode ser visto na Figura 19. Devido a questões de viabilidade econômica, e tempo hábil, optou-se por construir um sensor com essas características.

3.3.1 Testes com sensor passivo

Após estudo de diversas topologias de sensor de corrente, optou-se em utilizar um sensor de corrente passivo, pois é a forma mais simples para medir uma faixa tão grande de frequências. O sensor consiste em uma sequência de 10 resistores de 10 Ω em paralelo, de forma que a resistência equivalente seja de 1 Ω , e o ganho seja de 1 V/A, Figura 34.



Figura 34 – Placa com 10 resistores de 10 Ω em paralelo, como sensor de corrente.

Ao realizar o teste de validação da antena, o resultado não obteve o ganho desejado para o fator de validação proposto pela norma, ver Figura 22. E devido a baixíssima potência do sinal fornecido, optou-se por criar um circuito de condicionamento para este sensor.

3.3.2 Desenvolvimento do circuito de condicionamento

Com base no primeiro circuito, foi pensando em usar um amplificador diferencial para aumentar a potência de transmissão, rejeitar o ganho de modo comum e isolar a antena do circuito. Para isso foi utilizado o amplificador operacional de modelo LM6172. Este modelo foi escolhido primeiramente devido a sua capacidade de operar em frequências de até 100 MHz, apresentar um ganho estável e com maior disponibilidade no mercado.

Foi montado um circuito de condicionamento conforme diagrama esquemático da Figura 35, que consiste em um circuito denominado amplificador diferencial, um pouco modificado, devido a necessidade de alimentá-lo com fonte assimétrica, pois deveria ser alimentado com uma bateria dentro da caixa metálica, para que não entre ruído através dos cabos de alimentação.



Figura 35 - Diagrama esquemático do circuito de condicionamento final.

O circuito de condicionamento funciona de forma que replique na saída todo sinal de modo diferencial captado pelo sensor propriamente dito (10 resistores de 10 Ω em paralelo). Como a resistência equivalente é de 1 Ω , já está garantido o ganho de 1 V/A, de modo que o ganho do amplificador diferencial é unitário. Os capacitores C12 (a e b) desacoplam o sinal amplificador da antena, de modo que reduza qualquer tipo de interferência que o circuito possa criar. Além disso, também é necessário desacoplar o sinal de saída com os capacitores C1, C2 e C3. Tudo isso, devido a necessidade de trabalhar com fonte assimétrica, e de aplicarse um sinal DC à referencia do Amplificar Operacional, através do circuito na parte inferior esquerda, onde tem-se o conector CN2, os resistores R14 e R15 e alguns capacitores de filtro é a referencia de tensão.

O primeiro circuito montado corresponde à Figura 36. Este primeiro circuito teve uma resposta em frequência muito inferior à desejada. Posteriormente constatou-se que foi comprado um amplificador operacional falsificado. Após a compra de um novo componente, dessa vez SMD, montou-se a placa vista na Figura 37.



Figura 36 – Placa com amplificador operacional, como sensor de corrente.



Figura 37 – Placa com amplificador operacional, como sensor de correte e bateria de 8 V.

Fonte: Autoria Própria.

A resposta em frequência do circuito utilizado no projeto (Figura 37), está presente na Figura 38 para ganho de modo diferencial, e na Figura 39 a rejeição de modo comum.



Figura 38 – Ganho do circuito de condicionamento do sensor em modo diferencial ao longo da faixa de frequência desejada.



Figura 39 – Ganho do circuito de condicionamento do sensor em modo comum ao longo da faixa de frequência desejada.

Fonte: Autoria própria.

Através destes ganhos, é possível afirmar que o sensor funciona conforme solicitado pela norma na faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz com ganho de 1 V/A em modo diferencial, e rejeita todo sinal de modo comum, aumentando sua imunidade a ruídos.

3.4 VALIDAÇÃO DO LLA

Após o termino das fendas e do sensor de corrente, o cabo foi colocado dentro da mangueira plástica para criar resistência mecânica e criar o formato circular, com as duas extremidade do cabo conectados da caixa metálica e soldados no sensor de corrente, levando o sinal via conector coaxial para o equipamento que fará a medição do sinal. Também foi montando quatro suportes de madeira para suportar o LLA durante os ensaios e colocado a Antena Dipolo no centro e no mesmo plano do LLA para realizar a validação das oito posições previstas na norma CISPR 16, conforme Figura 40.



Figura 40 – LLA montado para realizar o teste de validação na câmara anecoica.

Fonte: Autoria Própria.

De acordo com a norma, para desenvolver o *Loop Antenna System*, pede-se a construção de 3 *Large Loop Antena* (LLA) perpendiculares entre eles formando uma esfera, para ter uma aquisição completa do sinal emitido pelo equipamento em todas as direções da esfera. Porém, este projeto utilizará apenas dois LLAs, uma na horizontal e outra na vertical. Como os testes são feitos com um LLA de cada vez, será possível após o termino do teste na primeira posição vertical, apenas girar em 90° o equipamento a ser testado, assim também poderá pegar os sinais emitidos em todas as direções, atendendo as exigências da norma e otimizando os recursos necessários, como pode-se ver na Figura 41.



Figura 41 - Antena LAS finalizada.

A validação consiste em conectar na Antena Dipolo a entrada do sinal RF que será gerada na faixa de 9 kHz a 30 MHz e conectar a saída do LLA no analisador de espectros, e realizar o teste para as 8 posições diferente com base na norma. Após a aquisição dos dados foi plotado através do software *Matlab*, um gráfico com as 8 posições para cada uma das antenas, como pode ver nas Figuras 42 e 43.

Para validar a antena é necessário verificar se o fator de validação apresenta o mesmo comportamento da curva da norma (em vermelho) com uma tolerância de ± 2 dB dentro da faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz, para todas as curvas das 8 posições da Antena dipolo, conforme as Figuras 42 e 43.

Após os ensaios, as curvas das 8 posições do primeiro LLA, apresentam-se com sua maior parte do ganho dentro da norma, com exceção da faixa de frequência entre 20 MHz a 30 MHz, na qual aparecem alguns picos indesejáveis que passa um pouco da tolerância de ± 2 dB da curva da norma. Além disso, apresenta um pico em 0,9 MHz, que pode ser um resultado de uma ressonância no circuito de condicionamento, ver Figura 42.

Para construir o segundo LLA, também foi utilizado os mesmos materiais e métodos de construção do primeiro LLA, após os ensaios de validação, verificou-se que também apresentou para as 8 posições, resultados de curvas de fator de validação com sua maior parte dentro da norma, e alguns picos entre 20 MHz a 30 MHz.



Figura 42 – Gráfico das 8 posições do fator de validação em relação a frequência de 9 kHz a 30 MHz do primeiro LLA.





Figura 43 – Gráfico das 8 posições do fator de validação em relação a frequência de 9 kHz a 30 MHz do segundo LLA.

4 ESTUDO EM EMC DO DRIVER

4.1 TESTE DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS

Com a finalidade de verificar que medidas devem ser feitas, e que estratégias devem ser tomadas, realizaram-se testes denominados testes pilotos, onde obtiveram-se os resultados de emissões de ruídos de forma conduzida e radiada sem que o produto tenha sofrido alguma alteração.

4.1.1 Emissões conduzidas

Para realizar tal teste, é necessário ligar o equipamento em uma rede de estabilização de impedâncias, ou LISN (do inglês, *Line Impedance Stabilization Network*). Este equipamento filtrará os ruídos advindos da rede, e separará os ruídos gerados pelo produto em teste, enviandoos para o analisador de espectro. Pode-se também separar os ruídos de modo comum, ou diferencial com a ajuda de um *Switch* específico. O analisador de espectros, o LISN e o produto em testes podem ser vistos na Figura 44.



Figura 44 – Imagem do teste de emissões conduzidas *driver*. Da esquerda para a direita, podem ser vistos o analisador de espectros, o LISN, e o produto em teste.

Fonte: Autoria própria.



O resultado obtido no teste são as emissões medidas no condutor fase e neutro, sendo o resultado o maior valor para cada ponto do gráfico. O mesmo pode ser visto na Figura 45.

Figura 45 – Gráfico do ruído emitido pelo *driver* nos condutores de Fase e Neutro (azul) e limite da norma (rosa).

Fonte: Autoria própria.

Como pode ser visto na Figura 45, o nível do ruído emitido pelo *driver* de LEDs de modo conduzido é muito alto. Paradiagnosticar qual modo de emissão é predominante, e poder entender suas prováveis causas, gera-se os gráficos de emissão de ruídos separados entre modo comum e diferencial. Os mesmos podem ser encontrados na Figura 46.



Figura 46 – Gráfico do ruído de modo comum (azul) e modo diferencial (vermelho) emitido pelo *driver* na entrada de energia em comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).

Percebe-se a partir do gráfico da Figura 46, que para baixa frequência (próximo de 800 MHz), o modo predominante na geração de ruídos é o modo diferencial e para mais altas frequências, o modo predominante é o modo comum, pode-se ver ainda que para o modo comum há um pico de emissões, mais ou menos na faixa de 1 MHz.

4.1.2 Emissões Radiadas

Para emissões radiadas, conforme citado no capítulo 2.3.2.2, o teste deve ser separado em duas faixas de frequência, sendo a primeira para a faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz (resultado na figura 47), onde a intensidade do sinal é medido em $dB\mu A$. A segunda faixa medida será a faixa de 30 MHz a 300 MHz (resultado na figura 48), onde a intensidade do sinal é medido em $dB\mu V$.



Figura 47 – Gráfico do ruído radiado pelo *driver* na faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz (azul) em comparação com os limites da norma CISPR 15.



Figura 48 – Grafico do ruído radiado pelo *driver* na faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz (azul) em comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).

Fonte: Autoria própria.

Verifica-se que há uma baixa emissão de ruídos na frequência de 9 kHz a 30 MHz, um dado inesperado já que para emissões na forma radiada de 30 MHZ a 300 MHz, as emissões começam em um nível elevado. Porém na faixa de frequência mais baixa tem sua medição

por campos magnéticos, e é medida em dB μA , muito diferente da faixa de frequência mais elevada, onde mede-se o campo elétrico gerado.

A antena LAS é sensível ao campo magnético e não ao campo elétrico, sendo que a luminária possui baixas correntes circulantes devido a sua potência, o resultado da Figura 47 pode ser justificado por esse fato. Diferente para as frequências mais altas, pois neste caso, a antena é sensível ao campo elétrico devido às tensões elétricas relativamente altas no circuito, isso justifica o resultado da Figura 48.

4.2 ESTUDO SOBRE AS EMISSÕES CONDUZIDAS

Estima-se que ao reduzir as emissões conduzidas a um nível aceitável, reduza-se também as emissões radiadas do produto. Dessa forma, pode-se analisar e encontrar soluções de forma empírica mais rapidamente, ao reduzir o número de testes a cada interação.

4.2.1 Análise da topologia

Ao analisar o produto, e verificar seu diagrama esquemático, pôde-se ver que o mesmo é uma fonte chaveada do tipo não-isolada, com topologia *buck-boost*. Na Figura 49 foi desenhado um diagrama simplificado, onde é possível analisar os potenciais pontos de geração de ruídos.

Para Fontes chaveadas com topologias isoladas, é comum o uso de um capacitor entre os enrolamentos do transformador. Este capacitor ajuda os ruídos gerados na saída do conversor a retornarem para o terra do mesmo. Neste caso, é impossível seu uso, já que o circuito não é isolado.



Figura 49 – Diagrama esquemático simplificado do driver de LEDs.

Fonte: Autoria Própria.

Analisando o circuito da Figura 49, pode-se perceber um par de indutores logo na entrada do *driver*. Estes indutores fazem parte de um filtro relacionado ao fator de potência do

equipamento, porém, neste caso estão também atuando como um filtro de modo diferencial.

Observando o esquemático da Figura 49, supõe-se, através dos estudos de (PAUL, 2006), que a maior geração de ruídos advém do MOSFET, pois sobre os seus terminais estariam a maior variação de tensão em relação a tempo, conforme pôde ser constatado durante a medição da forma de onda do mesmo, na Figura 50, onde verificou-se que em apenas 49 ns, a tensão na chave teve uma variação de 308 V. Esta variação muito rápida comumente gera diversas harmônicas em várias faixas de frequências posteriores à frequência de chaveamento.

Todo Este ruído emitido logo na saída do *driver* pode circular pelas placas de LED, dessa forma formando um grande laço de corrente. Classicamnete, segundo (OTT, 2003), esta é uma fonte de emissões de modo comum, e pode acabar gerando também, ruído na forma radiada.



Figura 50 – Imagem capturada em um osciloscópio da variação de tensão entre os terminais de dreno e fonte do MOSFET.

Fonte: Autoria Própria.

4.2.2 Utilização de um capacitor de modo comum na saída do driver

Dado este fato, é necessário direcionar todo este ruído gerado pelo MOSFET para o terra do circuito, fechando o circuito e isolando o ruído dentro do próprio dispositivo. Para isso, deve-se adicionar uma capacitor de desacoplamento no circuito.

Como a topologia do circuito não é isolado, é impossível o uso de um capacitor de desacoplamento entre entrada e saída de forma convencional. Dessa forma, optou-se por

adicionar um capacitor de desacoplamento entre a saída do circuito, e o terra. Conforme a Figura 51.



Figura 51 – Diagrama esquemático simplificado do *driver* para LEDs com inclusão de um capacitor de desacoplamento na saída do mesmo.

Fonte: Autoria Própria.

Primeiramente, utilizou-se um capacitor de 15 nF nessa posição, os testes de modo comum e diferencial com este capacitor podem ser vistos na Figura 52.



Figura 52 – Resultados para modo comum e diferencial com um capacitor de 15 nF conectado entre saída e terra.

Fonte: Autoria Própria.

Pode-se verificar comparando a Figura 52 com a Figura 46, que grande parte do ruído de modo comum em alta frequência foi reduzido. Mesmo assim, não houve diferença no pico

em 1 MHz, além de o capacitor ter criado uma oscilação harmônica, que gerou um segundo pico de emissões próximo a frequência de 3 MHz.

A partir desse experimento, é possível assumir que a presença do capacitor de modo comum especificado na Figura 51 pode reduzir o ruído de modo comum presente nas altas frequências para uma faixa aceitável.

4.2.3 Remoção do pico de ruído de modo comum

Após diversos testes e estudos, verificou-se empiricamente que os indutores de filtro presentes na entrada da alimentação do circuito são os causadores do pico de emissões em modo comum presente na faixa de frequência de 1 MHz do gráfico, Figura 46, ao removê-los, conforme Figura 53, os resultados de modo comum e diferencial podem ser vistos no gráfico da Figura 54.



Figura 53 – Diagrama esquemático simplificado do *driver* para LEDs removendo indutores de filtro da entrada de energia.

Fonte: Autoria Própria.



Figura 54 – Resultados para modo comum (azul) e diferencial (vermelho) quando os indutores de filtro foram substituídos por um curto-circuito em comparação com a linha da norma (rosa).

Como pode ser visto na Figura 54, sem os indutores de filtro o pico em 1 MHz de emissões em modo comum somem, porém as emissões em modo diferencial aumentam significativamente, considerando que os indutores acabavam funcionando como filtros para modo diferencial. Porém, isso pode ser remediado, adicionando-se um novo filtro de modo diferencial.

4.3 MONTAGEM DE UM FILTRO PARA A ENTRADA DE ENERGIA

Dado que foi possível a remoção dos maiores picos de emissões de ruído através de estudos sobre o circuito, apesar de as emissões ainda estarem acima do aceitável, tratando-se da norma CISPR15, acredita-se que a construção de um filtro de segunda ordem possa se tornar uma opção válida.

4.3.1 Cálculo do filtro

O esquemático do filtro de segunda ordem é visto na Figura 25, e para calculá-lo, é necessária a realização dos três métodos já apresentados no Capítulo 2.6. lembrando-se que como não há a presença de um condutor terra neste produto, os capacitores para terra C_y não serão montados.

4.3.2 Primeiro método - Tangente até o eixo da frequência

Assim como descrito no item 2.6.2.1, deve-se utilizar a Figura 46 e realizar os seguintes passos:

1. Traçada uma reta de inclinação 20 dB/déc a partir da frequência inicial do teste;

- 2. Escolhendo-se o valor de frequência onde a mesma cruza o 0 dB;
- 3. Valor obtido da frequência de corte no modo comum: 6,75kHz;
- 4. Valor obtido da frequência de corte no modo diferencial: 1,03kHz.

4.3.2.1 Cálculo do indutor de modo comum

A partir dos valores de frequência de corte obtidos por este método, através da Equação 5 temos:

$$L_{mc} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{mc}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C_y} \tag{8}$$

$$L_{mc} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6,75 \cdot 10^3}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6}} \tag{9}$$

$$L_{mc} = 106mH \tag{10}$$

4.3.2.2 Cálculo do indutor de modo diferencial

Como o indutor de modo diferencial é intrínseco ao indutor de modo comum, e corresponde a 0,5 % do seu valor, considera-se a Equação 11.

$$L_{md} = 0,005 \cdot L_{mc} = 0,53mH \tag{11}$$

4.3.2.3 Cálculo do capacitor de modo diferencial

A partir dos valores de frequência de corte obtidos por este método, através da Equação 7 pode-se realizar o seguinte cálculo para o capacitor de modo diferencial:

$$C_x = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{md}}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_{md}}$$
(12)

$$C_x = (\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1, 03 \cdot 10^3})^2 \cdot \frac{1}{0, 53 \cdot 10^{-3}}$$
(13)

$$C_x = 45, 12\mu F \tag{14}$$

4.3.3 Segundo método

Assim como descrito no item 2.6.2.2, deve-se utilizar a Figura 46 e realizar os seguintes passos:

- 1. Traçada uma reta de inclinação 20 dB/déc a partir da frequência inicial do teste;
- 2. Escolhendo-se o valor de frequência onde a mesma cruza a extensão da norma;
- 3. Valor obtido da frequência de corte no modo comum: 121,5 kHz;
- 4. Valor obtido da frequência de corte no modo diferencial: 219,5 kHz.

4.3.3.1 Cálculo do indutor de modo comum

A partir dos valores de frequência de corte obtidos por este método, através da Equação 5 temos:

$$L_{mc} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{mc}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C_y} \tag{15}$$

$$L_{mc} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 121, 5 \cdot 10^3}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot 4, 7 \cdot 10^{-6}}$$
(16)

$$L_{mc} = 10,07mH$$
 (17)

4.3.3.2 Cálculo do indutor de modo diferencial

Como o indutor de modo diferencial é intrínseco ao indutor de modo comum, e corresponde a 0,5 % do seu valor, considera-se a seguinte equação 18.

$$L_{md} = 0,005 \cdot L_{mc} = 50,35\mu H \tag{18}$$

4.3.3.3 Cálculo do capacitor de modo diferencial

A partir dos valores de frequência de corte obtidos por este método, através da equação 7 pode-se realizar o seguinte cálculo para o capacitor de modo diferencial:

$$C_x = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{md}}\right)^2 \cdot \frac{1}{L_{md}} \tag{19}$$

$$C_x = (\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 219, 5 \cdot 10^3})^2 \cdot \frac{1}{50, 35 \cdot 10^{-6}}$$
(20)

$$C_x = 1,044\mu F \tag{21}$$

4.3.4 Terceiro método

Assim como descrito no item 2.6.2.3, deve-se realizar os cálculos de atenuação através dos seguintes passos:

- 1. Cálculo da atenuação necessária para os modos comum e diferencial;
- 2. A partir da atenuação calculada, cálculo da frequência de corte para modo comum e diferencial;
- 3. Valor obtido da atenuação no modo comum: 18 dB;
- 4. Valor obtido da atenuação no modo diferencial: 35 dB;
- 5. Valor obtido da frequência de corte no modo comum: 53,22 kHz;
- 6. Valor obtido da frequência de corte no modo diferencial: 20 kHz.

4.3.4.1 Cálculo da atenuação necessária

Para o cálculo da atenuação de modo comum, a formula utilizada é descrita na Equação 1.

$$Att_{mc} = V_{mc} - V_{norma} + 3 \tag{22}$$

$$Att_{mc} = 71 - 56 + 3 \tag{23}$$

$$Att_{mc} = 18 \tag{24}$$

Para cálculo da atenuação de modo diferencial, a formula utilizada é descrita na Equação 2.

$$Att_{md} = V_{md} - V_{norma} + 3 \tag{25}$$

$$Att_{md} = 88 - 56 + 3 \tag{26}$$

$$Att_{md} = 35 \tag{27}$$

4.3.4.2 Cálculo da frequência de corte através da atenuação

Para cálculo da frequência de corte através do método 3, utiliza-se a Equação 28:

$$Fc = \frac{150kHz}{10^{\left(\frac{Att}{20 \cdot Ordem}\right)}}$$
(28)

A frequência de corte deve ser calculada para ambos os modos (modo diferencial e modo comum). Para isso, utiliza-se a Equação 28 substituindo-se a atenuação calculada em seu respectivo modo.

Frequência de corte para modo comum:

$$Fc_{mc} = \frac{150kHz}{10^{\left(\frac{18}{20\cdot2}\right)}} \tag{29}$$

$$Fc_{mc} = 53,22kHz \tag{30}$$

Frequência de corte para modo diferencial:

$$Fc_{md} = \frac{150kHz}{10^{(\frac{35}{20\cdot 2})}} \tag{31}$$

$$Fc_{md} = 20kHz \tag{32}$$

4.3.4.3 Cálculo do indutor de modo comum

A partir dos valores de frequência de corte obtidos por este método, através da Equação 5 temos:

$$L_{mc} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{mc}}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C_y} \tag{33}$$

$$L_{mc} = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 53, 22 \cdot 10^3}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot 4, 7 \cdot 10^{-6}}$$
(34)

$$L_{mc} = 1,7mH \tag{35}$$

4.3.4.4 Cálculo do indutor de modo diferencial

Como o indutor de modo diferencial é intrínseco ao indutor de modo comum, e corresponde a 0.5 % do seu valor, considera-se a Equação 36.

$$L_{md} = 0,005 \cdot L_{mc} = 8,55\mu H \tag{36}$$

4.3.4.5 Cálculo do capacitor de modo diferencial

A partir dos valores de frequência de corte obtidos por este método, através da Equação 7 pode-se realizar o seguinte cálculo para o capacitor de modo diferencial:

$$C_x = (\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_{md}})^2 \cdot \frac{1}{L_{md}}$$
(37)

$$C_x = \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3}\right)^2 \cdot \frac{1}{8,55 \cdot 10^{-6}}$$
(38)

$$C_x = 316nF \tag{39}$$

4.4 ESCOLHA DOS COMPONENTES DO FILTRO

Os métodos de cálculo para estes componentes geraram três diferentes possibilidades de configuração para filtro de segunda ordem. Estas possibilidades podem ser vistas na Tabela 2, assim como os valores que serão utilizados.

Para esta escolha, não há na literatura, ou nas normas uma regra. Apenas a experiência do projetista poderá ajudar. Neste caso, com o auxílio do professor orientador, percebeu-se que os valores mais plausíveis para o projeto seriam os valores calculados no Método 2, de modo que o filtro será montado com componentes com estas especificações.

Tabela 2 – Tabela com os valores de capacitores e indutores calculados por cada método - Fonte: Autoria própria.

	Método 1	Método 2	Método 3	Utilizado
Capacitor de modo diferencial	45,12 μ F	1,044 μ F	316nF	1μ F
Indutor de modo comum	106mH	10,07mH	1,71mH	10,12mH
Indutor de modo diferencial	0,53mH	50,35µ H	8,55µ H	x*

4.4.1 Utilização do capacitor de modo diferencial na entrada do driver

Como o ruído de modo diferencial está sempre saindo do condutor fase, e retornando pelo condutor neutro (ou vice-versa), estima-se que com a utilização de um capacitor de desacoplamento logo na entrada do circuito, conforme Figura 55, o ruído seja isolado, ao oferecer um caminho de mais baixa impedância para o mesmo.



Figura 55 – Diagrama esquemático simplificado do *driver* para LEDs com inclusão de um capacitor de desacoplamento logo na entrada do mesmo.

Fonte: Autoria Própria.

O capacitor utilizado foi o mesmo calculado anteriormente, de 1

 μF

. O mesmo foi adicionado ao final do circuito que já havia sido modificado, conforme mostrado na Figura 55. Os resultados nas emissões de modo comum e diferencial podem ser vistos na Figura 56.



Figura 56 – Resultados para modo comum (azul) e diferencial (vermelho) quando adicionado capacitor de modo diferencial comparando com a linha da norma (rosa).

Percebe-se que houve a redução de ruídos com o uso do capacitor, porém devido à remoção dos indutores de filtro, que também funcionavam como filtros de modo diferencial, o capacitor não conseguiu compensar essas emissões por completo.

4.4.2 Utilização do indutor de modo comum

Como apenas o capacitor de modo comum não foi o suficiente para realizar toda a filtragem necessária, projetou-se então um indutor de modo comum baseando-se no o valor de indutância calculado pelo segundo método. Utilizou-se da carcaça de um componente antigo, adicionando-se 212 espiras de fio 23 AWG para cada polo do indutor de modo comum. Ao efetuar a medição de indutância do mesmo, pode-se verificar nas Figuras 57 e 58 que ambos os polos estão com uma indutância bem próxima entre si e do valor calculado, mostrado na Tabela 2.



Figura 57 – Indutância medida no primeiro polo do indutor de modo comum.



Figura 58 – Indutância medida no segundo polo do indutor de modo comum.

Fonte: Autoria Própria.

O indutor de modo comum foi montado no circuito conforme Figura 59. Os resultados obtido podem ser vistos no gráfico da Figura 62, juntamente com o resultado final.



Figura 59 – Diagrama esquemático simplificado do *driver* para LEDs com inclusão de um indutor de modo comum.

Fonte: Autoria Própria.

4.5 VALIDAÇÃO DO PRODUTO NA NORMA CISPR 15

Após todos os estudos já apresentados, realizou-se um ajuste fino, no qual foram se alterando valores dos componentes, principalmente capacitores, analisando sua resposta em frequência, a fim de encontrar a melhor configuração. A configuração final pode ser vista na Figura 60, seus resultados para modo comum e diferencial podem ser vistos na Figura 62.



Figura 60 – Esquemático final do *driver* com todas as modificações necessárias para que as emissões do mesmo operassem dentro da faixa permitida pela CISPR15.

Fonte: Autoria Própria.

Como pode ser visto na Figura 60, teve-se de adicionar dois outros capacitores, além dos já citados. O capacitor C2 foi adicionado para aumentar um estágio no filtro de modo

diferencial, enquanto que, para o capacitor de modo comum, foi necessário colocar um capacitor de maior valor em paralelo com o de menor, o que elimina a oscilação harmônica vista anteriormente. Isto porque um capacitor de menor valor atua melhor em altas frequências, enquando um capacitor de maior valor atua mais em altas frequências, dado suas frequências de oscilação harmônica. Os valores, assim como custos estimados de cada componente podem ser vistos na Tabela 3.

Componente	Valor	Custo Estimado	
C1	1uF	R\$ 0,54	
C2	300nF	R\$ 0,22	
C3	8nF	R\$ 0,05	
C4	650nF	R\$ 0,54	
L1	10mH	R\$ 8,26	
Custo total:		R\$ 9,61	

Tabela 3 – Valores dos componentes adicionados, presentes na Figura 60 - Fonte: Autoria Própria.

4.6 RESULTADOS OBTIDOS

Todo o estudo foi realizado sobre a emissão de ruídos em sua forma conduzida, que para cada proposta de solução, é feito o teste para verificar o efeito e usar como base para novas propostas. Dessa forma, pôde-se selecionar os melhores valores de componentes para filtrar emissões de forma conduzida. O circuito final pode ser visto na Figura 60, e os resultados podem ser vistos na Figura 61 para emissões de forma conduzidas, na Figura 62 para as emissões de forma conduzida separadas em modo comum e modo diferencial, na Figura 63 para emissões na forma radiada para a faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz, e a Figura 64 para emissões na forma radiada para a faixa de frequência de 30 MHz a 300 MHz.


Figura 61 – Gráfico do ruído emitido de forma conduzida pelo *driver* na entrada de energia (azul) após montagem do filtro em comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).

Fonte: Autoria Própria.

É possível verificar que foi possível, através de todos os estudos e testes, reduzir as emissões de ruídos para limites abaixo do solicitado pela norma. A principal redução veio da aplicação do capacitor de modo comum, visto no Capítulo 4.2.2, que reduziu bastante as emissões de ruído de modo comum. O remanescente de ruído de modo comum e diferencial pode ser visto na Figura 62. vê-se ainda, através da Figura 62 que os ruídos de modo comum e diferencial tiveram suas intensidades próximas para baixas frequências, e para mais altas frequências, as emissões de modo comum começam a se intensificar novamente.



Figura 62 – Gráfico do ruído de modo comum (azul) e modo diferencial (vermelho) emitido pelo *driver* na entrada de energia após montagem do filtro em comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).

Fonte: Autoria Própria.



Figura 63 – Gráfico para a faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz do ruído emitido pelo *driver* de forma radiada (azul) após montagem do filtro em comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).

Fonte: Autoria Própria.

Pôde ser visto nos testes iniciais que a geração de campo magnético gerado pelo driver é reduzida, sendo que a mesma já estava com seus índices de emissão inferiores aos valores máximos previsto na norma. Como pode ser visto na Figura 63, este ponto sofreu muito poucas alterações, sendo que ainda está dentro dos limites da norma.

Baseando-se nos estudos de (LIZ, 2003), e (RICOBOM, 2015), supôs-se que, ao reduzir as emissões de forma conduzida, mais especificamente as emissões de modo comum, reduziria-se a emissões de ondas eletromagnéticas radiadas. Essa suposição se concluiu, como mostra o gráfico de emissões de ondas radiadas, presente na Figura 64.



Figura 64 – Gráfico para a faixa de frequência de 30 MHz a 300 MHz do ruído emitido pelo *driver* de forma radiada (azul) após montagem do filtro em comparação com os limites da norma CISPR 15 (rosa).

Fonte: Autoria Própria.

Apesar da redução de ruídos na forma radiada, ainda houve uma pequena faixa de frequência na qual as emissões ultrapassaram os níveis de intensidade máxima previstos pela norma CISPR 15.

5 CONCLUSÃO

A Motivação para encontrar a causa das interferências eletromagnéticas nos equipamentos eletrônicos, é de trazer uma solução para eliminar essas interferências, que resulta em maior comodidade para os usuários, pois com o aumento da quantidade de equipamentos conectados a rede elétrica e com o surgimento da eletrônica, problemas relacionadas a interferências eletromagnéticas vem sendo encontrados com maior frequência. Logo, com base nas informações dos ensaios no laboratório de compatibilidade eletromagnética, tem-se informações mais precisas das emissões emitidas pelo equipamento em teste, desta forma, tem-se mais direcionamento na análise das causas do problema.

O Laboratório de compatibilidade eletromagnética da UFPR foi essencial para tornar possível, a adequação aos limites da norma CISPR 15 do equipamento em estudo. Entretanto, para anteder às condições da norma, deve anteder a faixa de frequência de 9 kHz a 300 MHz. Como a antena do laboratório da UFPR não possui a capacidade de medir na faixa de frequência de 9 kHz a 30 MHz, surgiu a necessidade da construção de uma antena que capte essas frequências.

A construção da antena foi realizadas a partida da montagem do primeiro LLA da antena, que de acordo com a norma CISPR 16, precisariam atender alguns requisitos como utilizar um cabo coaxial de dupla blindagem, ter duas fendas e um sensor de corrente. Entretanto o sensor de corrente foi apresentado pela norma apenas com a condição de sensibilidade de 1 V/A, não tendo nenhuma informação adicional sobre o desenvolvimento do mesmo, então foram desenvolvidos vários circuitos de condicionamento, até conseguir um resultado adequado para os testes de validação da antena.

Ao realizar o teste preliminar do *driver* para LEDs, percebeu-se a emissão de ruídos acima dos limites permitidos pela norma, tanto na forma conduzida, quanto na forma radiada. A partir desses resultados foram levantadas várias hipóteses das possíveis causas desse problema, na qual foram propostas algumas soluções. Para todas as soluções propostas e testadas, os que demonstraram melhores resultados foram: colocar um capacitor de modo comum entre o emissor do MOSFET e catodo do diodo do *driver* entre o , colocar um capacitor de modo diferencial na entrada do *driver* e remover o filtro já existente no *driver* e adicionar um indutor de modo comum.

A partir de diversos testes de todas as soluções propostas e novos ensaios de emissões, foi possível verificar uma redução significativa no nível dos ruídos em geral, porém ainda existem alguns picos de ruídos que passam os limites da norma. Portanto, através dos resultados deste estudo, tem-se como motivação realizar novas investigações para melhorar essas condições de ruídos e propor novas soluções em trabalhos futuros.

No Brasil, não existe a necessidade para um fabricante de luminárias LED de se adequar a normas de emissões eletromagnéticas. Isto devido ao fato de haver muito pouca

regulamentação para o uso desta tecnologia. Espera-se que este estudo contribua para esta regulamentação, visto que pôde-se provar neste trabalho que é possível reduzir emissões eletromagnéticas de um produto de iluminação com baixo custo para o produto final.

REFERÊNCIAS

BULLOUGH, J. **LED Lighting Systems**. [S.I.], 2003. Disponível em: <https: //www.lrc.rpi.edu/programs/nlpip/publicationDetails.asp?id=885&type=2>. Acesso em: 28/09/2019. Citado na página 40.

CARDIA, D. V. F. **Aplicação da Antena de Van Veen e Bergervoet na análise de contribuições de fontes de emissão radiada em ambientes eletromagnéticos**. [S.I.], 2010. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.

CHENG, K. Y. General Study for using LED to replace traditional lighting devices. [S.I.], 2006. Disponível em: https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4147806>. Acesso em: 29/09/2019. Citado na página 40.

CISPR15. Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment. [S.I.], 2013. Citado 6 vezes nas páginas 8, 19, 21, 22, 23 e 35.

CISPR16. **Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods**. [S.I.], 2012. Citado 8 vezes nas páginas 19, 20, 28, 29, 30, 31, 32 e 33.

GIULIATTINI, G. L. **DEVELOPMENT OF MODELS TO ESTIMATE EMI FROM SWITCHED-MODE POWER SUPPLY**. [S.I.], 2006. Disponível em: <http://www.die.ing.unibo.it/dottorato_it/Giuliattini/PHDGiuliattinil.pdf>. Acesso em: 26/08/2019. Citado na página 26.

INSTRUMENTS, T. LM6172 Dual High Speed, Low Power, Low Distortion, Voltage Feedback Amplifiers. [S.I.], 2013. Disponível em: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm6172.pdf>. Acesso em: 28/09/2019. Citado na página 31.

KODALI, V. P.; SOCIETY, I. E. C. **Engineering electromagnetic compatibility: principles, measurements, and technologies**. [S.I.]: IEEE Press, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 16.

LIZ, M. B. D. **CONTRIBUIÇÃO PARA A REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM FONTES CHAVEADAS**. [S.I.], 2003. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/85025/195653.pdf?sequ>. Acesso em: 28/04/2019. Citado 8 vezes nas páginas 13, 16, 17, 18, 34, 35, 36 e 74.

LUMICENTER. **Ficha técnica de produto**. [S.I.], 2015. Disponível em: <https: //www.lumicenteriluminacao.com.br/catalogo/driver-p4069/>. Acesso em: 25/07/2019. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

MONTEIRO, B. C. C. e. F. N. R. V. A. Drivers de Lâmpadas de LED: Topologias, Aplicações e Desempenho. [S.I.], 2014. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.

OTT, H. W. **Electromagnetic Compatibility Engineering**. [S.I.]: Wiley, 2003. Citado na página 58.

PAUL, C. Introduction to Electromagnetic Compatibility. [S.I.], 2006. Citado 6 vezes nas páginas 13, 16, 17, 24, 25 e 58.

PINHEIRO, F. B. L. R. L. S. J. R. **EMI conduzida gerada por conversores** estáticos aplicados à correção do fator de potência. [S.I.], 2012. Disponível em: <http://www.scielo.br/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0103-17592012000100001>. Acesso em: 28/04/2019. Citado na página 35.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: Circuitos, dispositivos e aplicações**. 1a edição. ed. [S.I.]: Makron Books, 1999. Citado na página 40.

RICOBOM, B. P. ANÁLISE QUANTITATIVA DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTI-CAS CONDUZIDAS EM CONVERSORES CHAVEADOS. [S.I.], 2015. Disponível em: <https://acervodigital.ufpr.br/handle/1884/40484>. Acesso em: 28/04/2019. Citado 12 vezes nas páginas 13, 23, 24, 25, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40 e 74.

RICOBOM ET AL, . **ANÁLISE DAS EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS EM CONVERSORES CHAVEADOS EM REGIME TRANSITÓRIO**. [S.I.], 2019. Disponível em: <https://sobraep.org.br/site/uploads/2019/09/rvol24no03-9-0016-306-313.pdf>. Acesso em: 29/09/2019. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.

SCHLICHTING, L. C. M. **Contribuição ao Estudo da Compatibilidade Eletromagnética Aplicada aos Conversores Estáticos**. 1a edição. ed. [S.I.]: Universidade Federal de Santa Catarina, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 19.

TIHANYI, L. **Electromagnetic compatibility in power electronics**. 1a edição. ed. [S.I.]: IEEE, 1995. Citado na página 16.

APÊNDICE A – DOCUMENTOS DO PROJETO

A.1 ORÇAMENTO DOS ITENS NECESSÁRIOS PARA O DESENVOLVIMENTO DO PRO-JETO

Material	Quantidade	Preço Unitário (R\$)	Preço Total (R\$)			
Mangueira plástica 3/4"	20 m	1,5	30,00			
Cabo coaxial RG226	50 m	1,9	95,00			
Conector bnc fêmea	4	4,6	18,40			
Conector bnc macho	4	1,5	6,00			
Ripas de madeira	4	15	60,00			
Condulete	3	10	30,00			
Placa de circuito impresso	1	20	20,00			
Ampop	4	160	640,00			
Capacitores diversos	1	5	5,00			
Resistores diversos	1	5	5,00			
Cola de madeira	1	25,34	25,34			
Braçadeira de pvc	8	3,33	26,64			
Cavilhas	4	4,5	18,00			
Fita Hellerman	1	14,9	14,90			
Broca para madeira	1	5,9	5,90			
Cabo 10 AWG	4	1,95	7,80			
Fita isolante	1	2,5	2,50			
Lixa para madeira	1	1,1	1,10			
Total	1011,58					

A.2 CRONOGRAMA DAS ETAPAS DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO: ANO 2019

Etapas	Agosto	Setembro	Outubro	Novembro	Dezembro
Revisão	Х	Х	Х	Х	Х
Bibliográfica					
Desenvolvimento	Х	X			
da Antena					
1ª Apresentação		Х			
para banca					
Ensaios na		Х	Х	Х	
câmara Anecoica					
Mitigar causas das		Х	Х	Х	
interferências					
Relatório do		Х	Х	Х	
ТСС					
Apresentação					X
Final					