



Universidade Federal de Ouro Preto
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas
Departamento de Engenharia Elétrica



Trabalho de Conclusão de Curso

Estudo de caso da implementação de filtro EMI em um conversor elétrico aplicado a luminárias de tecnologia LED para vias públicas

Lucas de Oliveira Cunha

João Monlevade, MG
2020

Lucas de Oliveira Cunha

**Estudo de caso da implementação de filtro EMI
em um conversor elétrico aplicado a luminárias
de tecnologia LED para vias públicas**

Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Ouro Preto como parte dos requisitos para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas da Universidade Federal de Ouro Preto.

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos

Co-Orientador: Prof. Dr. Victor Costa da Silva Campos

**Universidade Federal de Ouro Preto
João Monlevade, MG
2020**

SISBIN - SISTEMA DE BIBLIOTECAS E INFORMAÇÃO

C972e Cunha, Lucas de Oliveira .
Estudo de caso da implementação de filtro EMI em um conversor elétrico aplicado a luminárias de tecnologia LED para vias públicas. [manuscrito] / Lucas de Oliveira Cunha. - 2020.
51 f.: il.: color., gráf., tab..

Orientador: Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos.
Coorientador: Prof. Dr. Victor Costa da Silva Campos.
Monografia (Bacharelado). Universidade Federal de Ouro Preto.
Instituto de Ciências Exatas e Aplicadas. Graduação em Engenharia Elétrica .

1. Circuitos eletrônicos - Ruído. 2. Conversores de corrente elétrica.
3. Filtros elétricos . 4. Luminárias - Lâmpadas de LED. I. Bastos, Renan Fernandes. II. Campos, Victor Costa da Silva. III. Universidade Federal de Ouro Preto. IV. Título.

CDU 621.3

Bibliotecário(a) Responsável: Flavia Reis - CRB6-2431



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE OURO PRETO
REITORIA
INSTITUTO DE CIÊNCIAS EXATAS E APLICADAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRICA

**FOLHA DE APROVAÇÃO****Lucas de Oliveira Cunha**

Estudo de caso da implementação de um filtro EMI em um controlador aplicado em iluminação pública com tecnologia LED

Membros da banca

Renan Fernandes Bastos - Doutor - UFOP
Victor Costa Campo - Doutor - UFMG
Welbert Alves Rodrigues - Doutor - UFOP
Marcelo Moreira Tiago - Doutor - UFOP

Versão final

Aprovado em 17 de setembro de 2020

De acordo

Professor (a) Orientador (a)

Renan Fernandes Bastos



Documento assinado eletronicamente por **Renan Fernandes Bastos, PROFESSOR DE MAGISTERIO SUPERIOR**, em 05/10/2020, às 11:32, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site http://sei.ufop.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0089665** e o código CRC **2892E002**.

Referência: Caso responda este documento, indicar expressamente o Processo nº 23109.007323/2020-73

SEI nº 0089665

R. Diogo de Vasconcelos, 122, - Bairro Pilar Ouro Preto/MG, CEP 35400-000
Telefone: - www.ufop.br

A Deus e a todos aqueles que acreditaram que eu era capaz.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, sem sua vontade, nada seria possível.

Agradeço aos meus pais Jane e Beto, que sempre estiveram ao meu lado e não pouparam esforços para que eu tivesse meu sonho realizado. Amo vocês!

Agradeço aos meus amigos, familiares e colegas que sempre me apoiaram! Em especial a República O Caos, que me acolheu como um irmão e me aceitou como um de seus honrados moradores. Aqui eu fiz uma família!

Muito Obrigado!

"A vida não é sobre o quão forte você bate. A vida se trata do quão forte você pode ser atingido e continuar seguindo em frente."

– Rocky Balboa

Resumo

Fontes chaveadas são dispositivos amplamente utilizados nos dias de hoje. Dada a sua versatilidade de ir das menores até as maiores potências que o mercado demanda, esses conversores podem ser CA/CC ou CC/CC e são muito úteis em diversas aplicações. Entretanto junto à sua versatilidade, esses tipos de conversores trazem consigo um efeito colateral presente em basicamente todos os circuitos eletrônicos, a geração de ruídos eletromagnéticos de alta frequência, EMI. Com o crescente uso de luminárias de tecnologia LED para iluminação pública no Brasil, o INMETRO lançou, em 2017, sua Portaria n. 20. Tal regulamentação rege apenas luminárias aplicadas em vias públicas, incluindo limites de emissões eletromagnéticas que esse tipo de equipamento pode injetar na rede. Como a fonte de uma luminária LED é um dispositivo eletrônico chaveado chamado de *driver*, ele também deve atender às especificações impostas pela nova regulamentação. Neste trabalho, o estudo de caso de adaptação de um *driver* de baixa potência usado como fonte para luminárias LED será realizado explorando o estado atual, as soluções possíveis que este tipo de problema requer e como foram feitas suas implementações.

Palavras-chave: Filtros, EMI, EMC, ruído eletromagnéticos, luminária LED *driver*.

Abstract

Switch mode power supplies are devices widely used nowadays due its versatility. It goes from the lowest until the highest power demanded by the market. Those converters can be AC/DC or DC/DC suppliers and are very useful in a lot of applications. Although its versatility, these types of power supplies bring with them a side effect, present in almost all the electronic devices: the high frequency electromagnetic interference, so called EMI. With the constantly increase use of LED luminaires toward public illumination in Brasil, the INMETRO published in 2017 the Ordinance number 20. This ordinance is responsible for rule only public roads' illumination. One of the mandatory items is the amount of EMI luminaires can inject in the power supply. Once that luminaires are supplied by a electronic converter called driver, this device must meet with the new specifications, so the luminaire can be certified. This work a case study of adaptation of a low power driver, used as power supply to LED luminaires, is going to be done. Addressing the as is state, the possible solutions that this kind of problem demand and how the improvements were implemented.

Keywords: Filters, EMI, EMC, electromagnetic interference, driver, LED luminaires

Lista de ilustrações

Figura 1 – Estrutura de uma luminária LED.	2
Figura 2 – Conversor com fonte CA e formas de onda de corrente e tensão de entradas, corrente retificada e tensão de saída.	2
Figura 3 – Topologia de um conversor <i>boost</i> PFC.	2
Figura 4 – Formas de onda da corrente do indutor, à esquerda, e a forma de onda da corrente de entrada em fase com a tensão, à direita.	3
Figura 5 – Representação genérica do <i>driver</i> em estudo em diagrama de blocos.	4
Figura 6 – Janela de operação do <i>driver</i> em estudo.	4
Figura 7 – Estrutura de teste e análise de EMC	9
Figura 8 – Acoplamento <i>far field</i> - EMI irradiada.	10
Figura 9 – Acoplamentos <i>near field</i> (a) capacitivo e (b) indutivo	10
Figura 10 – EMI conduzida - modo diferencial.	11
Figura 11 – EMI conduzida - modo comum.	11
Figura 12 – Detalhe da onda triangular de chaveamento.	12
Figura 13 – Conversor <i>boost</i> PFC com destaque para o nó de maior dv/dt e a capacitância parasita criada por ele.	13
Figura 14 – Forma de onda de ruído comum.	13
Figura 15 – Ilustração da transformação de ruído irradiado em conduzido e como evitá-lo.	14
Figura 16 – Filtros de primeira ordem.	16
Figura 17 – Filtros "L" de segunda ordem.	16
Figura 18 – Filtros π (a direita) e "T" (a esquerda), ambos de terceira ordem.	17
Figura 19 – Circuito de um conversor <i>boost</i> com filtros EMI de modo comum e modo diferencial na entrada.	18
Figura 20 – Indutor com fita de cobre (<i>copper shield</i>)	19
Figura 21 – Comportamento da impedância de ferrites <i>bead</i> com o aumento da frequência.	20
Figura 22 – Indutor ferrite <i>bead</i> comercial e exemplo de aplicação.	20
Figura 23 – Diagrama esquemático de ligação e medição do controlador para teste EMC conduzida.	23
Figura 24 – Disposições do equipamentos medido e de medição para teste EMC conduzida.	23
Figura 25 – Exemplo de detecção de pico, quase pico e média	24
Figura 26 – Antena de <i>loop</i> utilizada para medição de ruído irradiado entre 9 kHz e 30 MHz - CISPR 15.	25

Figura 27 – Antena bicônica utilizada para medição de ruído irradiado entre 30 MHz e 300 MHz - CISPR 15.	26
Figura 28 – Ensaio de EMI conduzida do produto original em 127 V.	28
Figura 29 – Ensaio de EMI conduzida do produto original em 220 V.	28
Figura 30 – Circuito responsável pela filtragem EMI e retificação CA/CC.	30
Figura 31 – Circuito do conversor <i>boost</i> do <i>driver</i>	30
Figura 32 – Ensaio de EMI conduzida do produto após alterações em 127 V.	33
Figura 33 – Ensaio de EMI conduzida do produto após alterações em 220 V.	33
Figura 34 – Ensaio de EMI conduzida do produto após novas alterações em 127 V.	35
Figura 35 – Ensaio de EMI conduzida do produto após novas alterações em 220 V.	36
Figura 36 – Arranjo utilizado para a realização do ensaio de emissões conduzidas nos terminais de alimentação, conforme a ABNT NBR IEC CISPR 15:2014.	37
Figura 37 – Arranjo utilizado para a realização do ensaio de emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, conforme a ABNT NBR IEC CISPR 15:2014.	37
Figura 38 – Arranjo utilizado para a realização do ensaio de emissões irradiadas na faixa de 30 MHz a 300 MHz, conforme a ABNT NBR IEC CISPR 15:2014.	37
Figura 39 – Resultado do ensaio de Emissões conduzidas nos terminais de alimentação, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.	38
Figura 40 – Resultado do ensaio de Emissões conduzidas nos terminais de alimentação, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.	39
Figura 41 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A1, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz	40
Figura 42 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A2, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.	40
Figura 43 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A3, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.	41
Figura 44 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A1, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz	41
Figura 45 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A2, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.	42

Figura 46 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A3, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.	42
Figura 47 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 30 MHz a 300 MHz, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.	43
Figura 48 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 30 MHz a 300 MHz, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.	44
Figura 49 – Circuito responsável pela filtragem EMI retificação CA/CC	46
Figura 50 – Circuito responsável pelo conversor <i>boost</i>	47
Figura 51 – Vista superior da nova placa com identificação dos componentes.	47
Figura 52 – Vista superior da nova placa com o filtro de luva de ferrite	48
Figura 53 – Vista inferior do novo circuito com novos indutores	48
Figura 54 – Detalhe do aterramento do <i>copper shield</i> no L_{boost}	48

Lista de tabelas

Tabela 1 – Especificações do <i>driver</i> em estudo alimentado em 120 V e 277 V . . .	4
Tabela 2 – Limites de ruído conduzido para teste EMC - CISPR 15.	24
Tabela 3 – Limites de ruído irradiado para teste EMC nas frequências entre 9 kHz a 30 MHz - CISPR 15.	25
Tabela 4 – Limites de ruído irradiado para teste EMC nas frequências entre 30 MHz a 300 MHz - CISPR 15.	26
Tabela 5 – Resultados do teste EMI conduzido do produto original em 127 V. . .	27
Tabela 6 – Resultados do teste EMI conduzido do produto original em 220 V. . .	29
Tabela 8 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 220 V.	32
Tabela 7 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 127 V.	32
Tabela 9 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 127 V.	35
Tabela 10 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 220 V.	36
Tabela 11 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.	38
Tabela 12 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.	38
Tabela 13 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.	44
Tabela 14 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.	45
Tabela 15 – Comparação entre componentes do <i>driver</i> original e do novo - Mudanças relacionadas a emissão de EMI	46

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.1.1	Regulamentação da iluminação Pública no Brasil	5
1.2	Motivação	5
1.3	Justificativa	6
1.4	Objetivos	6
1.4.1	Objetivos Gerais	6
1.4.2	Objetivos Específicos	6
1.5	Estrutura do Trabalho	7
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	8
2.1	EMI: Interferência Eletromagnética	8
2.1.1	Classificação das Interferências Eletromagnéticas	9
2.1.1.1	Interferência Eletromagnética Irradiada	9
2.1.1.2	Interferência Eletromagnética Conduzida	11
2.1.2	Co-existência de ruídos	14
2.1.3	Atenuação de ruídos Eletromagnéticos	14
2.1.4	Atenuação do ruído conduzido	15
2.1.5	Atenuação da EMI irradiada	18
3	METODOLOGIA	22
3.1	Teste de compatibilidade eletromagnética	22
3.1.1	EMC para ruído conduzido	22
3.1.2	EMC para ruído irradiado	24
4	RESULTADOS E ANÁLISES	27
4.1	Estado atual	27
4.1.1	O circuito	29
4.2	Limitações do Projeto	31
4.3	Melhorias aplicadas	31
4.3.1	Primeira tentativa	31
4.3.2	Segunda tentativa	34
4.4	EMC Conduzido	38
4.4.1	EMC irradiado - 9 kHz a 30 MHz	39
4.5	EMC irradiado - 30 MHz a 300 MHz	43
4.6	O Novo circuito	45

5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	49
	REFERÊNCIAS	50

1 Introdução

1.1 Contextualização

Um mercado crescente no Brasil hoje é o de iluminação por tecnologia LED (do inglês *light emitting diode* ou diodo emissor de luz, em português), dadas as vantagens que ela possui sobre a iluminação convencional (luminárias com lâmpadas de vapor de sódio, mercúrio etc.) que hoje representam cerca de 94% da iluminação pública total do país, segundo a revista PPP Brasil. A iluminação LED possui vantagens como a eficiência tanto energética quanto luminosa, se produz mais luz usando menos energia. Possuem maior durabilidade e a permitem o uso de sistemas de controle e dimerização utilizando-se internet das coisas. Além disso elas possuem certa versatilidade quando se trata de temperaturas de cor, ajuste de potência e customizações em geral.

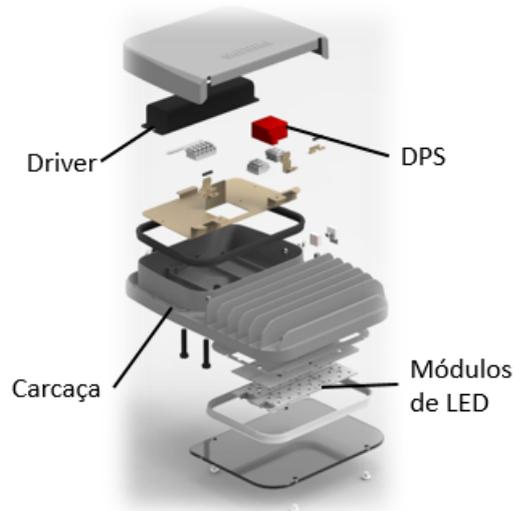
Todas essas vantagens vêm pela maneira como as luminárias LED são controladas. Elas possuem um dispositivo eletrônico, denominado *driver*, que é um conversor chaveado CA/CC ou CC/CC, que utiliza das topologias mais citadas na eletrônica de potência como: *boost*, *buck*, *flyback*, *half bridge* etc. O *driver* tem a capacidade de receber a tensão alternada da rede e, através de configurações pré-setadas, controlar a potência que a carga (LED) vai consumir, sua dimerização, se conectar com relés fotoelétricos que utilizam a internet das coisas para controle e manutenção entre outras. O *driver* é a fonte de energia das luminárias de tecnologias LED.

A Figura 1, ilustra os componentes de uma luminária LED: em preto, no topo da imagem, se encontra o *driver*, em vermelho, o dispositivo de proteção contra surtos (DPS) e, na parte de baixo se encontra, em branco, a placa aonde os LEDs são arranjados, ou módulos de LED. Esses são os elementos elétricos principais de uma luminária LED.

Uma grande parte dos conversores chaveados hoje possuem uma alimentação em CA, então, seu primeiro estágio é a conversão completa de AC para DC através da ponte de diodos. Como os diodos conduzem só por um instante de tempo durante cada ciclo, o resultado disso é uma corrente de entrada não senoidal. Essa corrente gera, por sua vez, uma alta distorção harmônica total (THD).

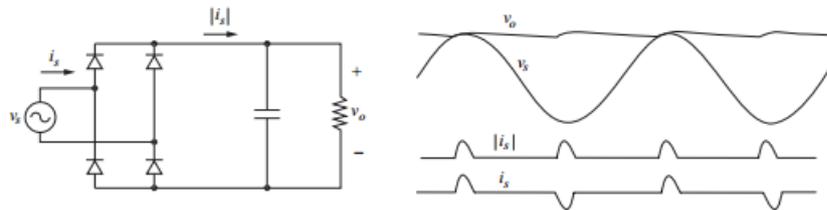
A Figura 2, mostra um circuito conversor com retificação completa e suas formas de onda da corrente antes (i_s) e após ($|i_s|$) a retificação, além da tensão de entrada (v_s) e a tensão na carga (v_o). O resistor que recebe a diferença de potencial v_o , pode ser qualquer tipo de carga, incluindo algum conversor CC/CC (HART, 2010).

Figura 1 – Estrutura de uma luminária LED.



Fonte: Do autor

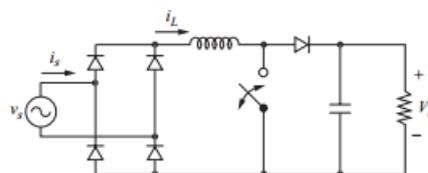
Figura 2 – Conversor com fonte CA e formas de onda de corrente e tensão de entradas, corrente retificada e tensão de saída.



Retirado de Hart (2010)

Um alto THD gera, por sua vez, um baixo fator de potência, o que é indesejado para conversores, já que compromete sua performance. Uma maneira de corrigir o baixo fator de potência é através de um circuito corretor de fator de potência (PFC). Uma topologia que pode ser implementada através do conversor *boost*. Este circuito é utilizado para controlar a corrente no indutor (L_{boost}) e torná-la aproximadamente senoidal. A Figura 3 ilustra essa topologia.

Figura 3 – Topologia de um conversor *boost* PFC.

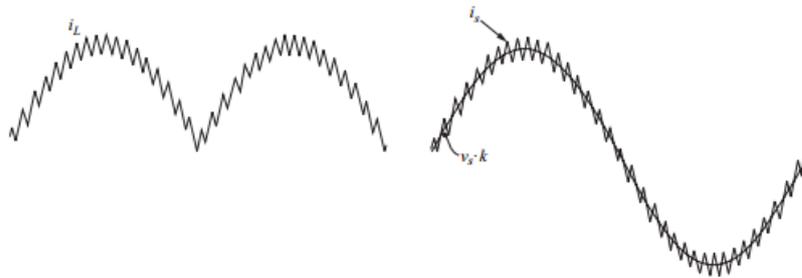


Retirado de Hart (2010)

Quando a chave está fechada, a corrente no indutor aumenta. Quando a chave se abre, a corrente diminui. Utilizando a frequência correta de chaveamento, a corrente que flui pelo indutor segue a forma de onda senoidal da tensão de entrada retificada de onda completa, como na Figura 4.

Já a corrente de entrada fica, predominantemente, em fase com a tensão, fazendo com que o fator de potência aumente e, por conseguinte, reduza o THD. Este tipo de chaveamento, que controla a frequência de comutação do conversor para manter o THD baixo e o fator de potência alto, é chamado de correção de fator de potência e demanda de circuitos de controle. Ele possui *feedback* da tensão DC após a retificação, da corrente de entrada e da corrente e tensão de saída. Usualmente, a tensão v_o de saída desses conversores é na casa dos 400 V_{DC} (HART, 2010).

Figura 4 – Formas de onda da corrente do indutor, à esquerda, e a forma de onda da corrente de entrada em fase com a tensão, à direita.



Retirado de Hart (2010)

O conversor *boost* é vantajoso por ser mais simples estruturalmente quando comparado a outros conversores, já que possui um indutor na entrada do conversor, o que absorve variações bruscas de tensão (*spikes*), não permitindo que esses alcancem o restante do circuito. Facilita também a obtenção da forma de onda senoidal para a corrente de entrada, o que garante um alto fator de potência (ROGGIA, 2009).

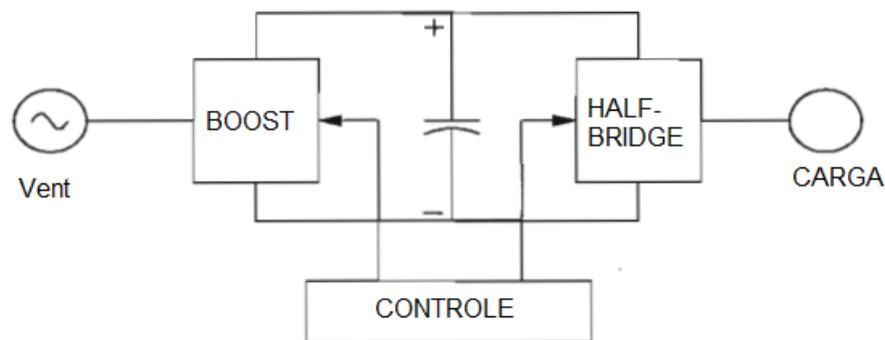
O *driver* estudado neste trabalho é um conversor CA/CC de 55 W de potência, com tensão de entrada bivolt, entre 120 V e 277 V. Ele possui um conversor *boost* PFC de condução descontínua e utiliza um transistor do tipo MOSFET como elemento chaveador. Essa topologia é utilizada para elevar a tensão de entrada, por volta dos 400 V, corrigindo o fator de potência. Essa tensão, chamada tensão de barramento é armazenada em capacitores e serve como alimentação para um conversor CC/CC que utiliza a topologia *half-bridge* isolada para regular a tensão de saída, que por sua vez varia entre 18 V e 54 V. Seu Fator de potência é maior do que 0,92 em qualquer configuração. Nessas condições seu THD não excede 15% assim como sua eficiência tem valor mínimo de 87%. Além dos dados citados acima, a corrente de saída do *driver* é configurável entre 0,1 A e 1,8 A, via NFC (*Near Field Configuration*) e um *software* de computador. A topologia do *driver* em

Tabela 1 – Especificações do *driver* em estudo alimentado em 120 V e 277 V

V_{ent} (V _{ac})	P_{sai} (W)	V_{sai} (V _{cc})	η_{max} (%)	I_{ent} (A)	THD_{max} (%)	PF_{min} (-)
120	55	18-54	87.3	0,55	15	0.92
277	55	18-54	89.3	0,24	15	0.92

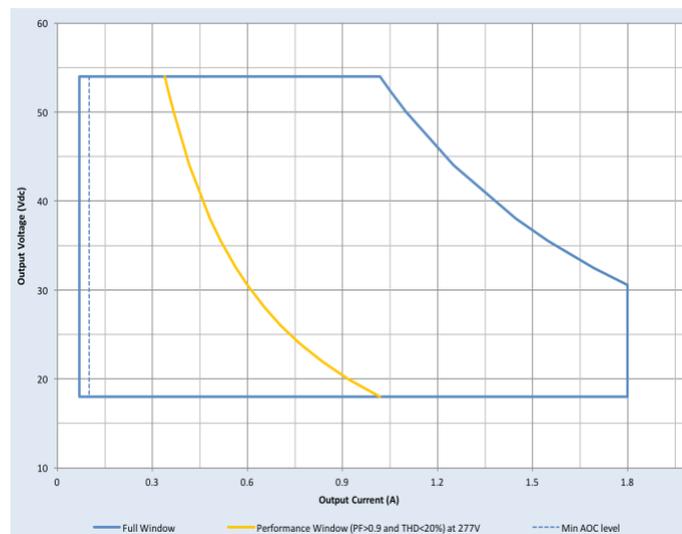
Retirado e adaptado de Signify Holding Co. (2019)

estudo é representada genericamente na Figura 5.

Figura 5 – Representação genérica do *driver* em estudo em diagrama de blocos.

Retirado e adaptado de Mohan (2003)

A figura 6 ilustra a janela de operação do *driver*, fazendo uma correspondência entre sua corrente e tensão de saída.

Figura 6 – Janela de operação do *driver* em estudo.

Retirado de Signify Holding Co. (2019)

1.1.1 Regulamentação da iluminação Pública no Brasil

Dadas as vantagens citadas acima, o mercado de iluminação pública por tecnologia LED tem crescido aproximadamente 20% por ano desde de 2013, segundo a revista Radar PPP. Tal crescimento chamou atenção de órgãos certificadores, uma vez que as luminárias de LED não se enquadravam totalmente nas normas até então vigentes para iluminação pública convencional. Então, em setembro de 2017, o INMETRO (Instituto Nacional de Metrologia) publicou sua Portaria n.º 20, que, por sua vez, trazia todos os requisitos que uma luminária LED deveria cumprir. Os principais são: marcações e instruções de uso, alimentação bivolt, rigidez dielétrica, índices de proteção (IP), rigidez mecânica, manutenção do fluxo luminoso, vida útil mínima. Além disso a eficiência mínima do controlador e seu fator de potência também são pontos regulamentados pela portaria. Outro ponto determinado pela regulamentação é um problema muito comum a conversores chaveados: interferência eletromagnética, também chamada de EMI (do inglês, *electromagnetic interference*). Seguindo a norma internacional CISPR 15 de 2015, o INMETRO limitou em sua publicação a quantidade máxima de ruído que uma luminária LED pode injetar na rede de alimentação.

Como dito anteriormente, o controlador da luminária é um conversor eletrônico chaveado, portanto para que uma luminária atenda aos níveis de ruído da Portaria n.º 20, seu *driver* também deve atender.

Uma vez que a publicação entraria em vigor 18 meses após sua publicação, em fevereiro de 2019, e o modelo em estudo não satisfazia os requisitos da norma, no que se refere à EMI, como será mostrado mais adiante neste trabalho, era necessário adaptá-lo para se encaixar nas novas limitações impostas.

1.2 Motivação

A cada dia inúmeros dispositivos eletrônicos que utilizam de chaveamento para conversão de energia, seja ela CA/CC ou CC/CC, entram no mercado. Então é de extrema importância que os efeitos desta entrada sejam tratados para que os consumidores e equipamentos mais sensíveis não sofram as consequências dos ruídos eletromagnéticos que as fontes chaveadas emitem/irradiam. Durante o estágio realizado no departamento de Engenharia de Desenvolvimento de Produto de uma empresa multinacional do mercado de iluminação, tive a oportunidade de me envolver no projeto de adaptação de um conversor que não atendia à nova regulamentação de emissão de ruídos eletromagnéticos. Descrever os aprendizados e as técnicas utilizadas para realização desse projeto foi a principal motivação para este trabalho.

1.3 Justificativa

A justificativa deste trabalho se dá pela possibilidade de alterar um produto com uma venda anual considerável, mas que, a partir de fevereiro de 2019, se tornou obsoleto por não atender à norma. Com a perda de milhares de reais em potencial, além de uma fatia considerável do mercado em jogo, a implementação que será descrita e estudada neste trabalho se tornou fundamental à continuidade do negócio, além de ter incluído a participação direta do estudante.

1.4 Objetivos

Os objetivos deste trabalho podem ser divididos em duas partes, os objetivos gerais, que pretendem dar uma visão global e abrangente do tema, e os objetivos específicos, que por sua vez, tratarão dos aspectos concretos que serão abordados durante o trabalho e contribuirão para atingir o objetivo geral.

1.4.1 Objetivos Gerais

Este trabalho tem por objetivo geral realizar um estudo de caso da adaptação de um controlador de módulos de LED à norma que trata sobre compatibilidade eletromagnética para esta categoria de conversor, intitulado *driver* LED.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Fazer uma introdução sobre o tema e uma contextualização da norma que controla o mercado de iluminação pública no Brasil;
- Fazer uma revisão bibliográfica sobre ruídos eletromagnéticos irradiados e conduzidos, sua geração e quais as formas de mitigá-los;
- Analisar a situação atual através de medições e dados e entender porque ela não atende à nova norma;
- Descrever a solução escolhida;
- Apresentar os resultados comparando os testes realizados antes e depois das melhorias implementadas;
- Concluir sobre os resultados e se as metas propostas foram atingidas.

1.5 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho é dividido em 5 capítulos que abordam temas conforme as descrições abaixo:

- Capítulo 1 - Introdução: neste capítulo foi apresentado o tema do trabalho, uma contextualização do cenário de iluminação pública por tecnologia LED no Brasil, os objetivos gerais e específicos, a justificativas e motivação para desenvolver este trabalho;
- Capítulo 2 - Revisão Bibliográfica: aqui são abordados os estudos preliminares e a fundamentação teórica do trabalho, além dos conceitos principais referentes ao tema;
- Capítulo 3 - Metodologia: aqui serão tratados os testes realizados, a aplicação da norma e as medidas tomadas para atenuação da EMI.
- Capítulo 4 - Resultados e Discussões: serão abordados os resultados finais, se as metas de emissão conduzidas e irradiadas foram atingidas;
- Capítulo 5 - Conclusões: Após as discussões feitas no capítulo anterior aqui serão explicitadas as conclusões do trabalho, os objetivos atingidos e se o trabalho entregou ao final o que foi proposto no início.

2 Fundamentação Teórica

2.1 EMI: Interferência Eletromagnética

A interferência eletromagnética é um distúrbio de energia que causa uma resposta indesejada em circuitos elétricos e eletrônicos. Tal interferência pode ser gerada por centelhamento de motores, chaveamentos de circuitos de potência, acionamentos de cargas indutivas, de relés, disjuntores, ondas geradas por telefonia móvel, descargas eletrostáticas atmosféricas, enfim, basicamente todos os equipamentos elétricos emitem essa energia, a qual pode ser transmitida via cabos, denominada EMI conduzida, ou por ondas, denominada EMI irradiada (Sanches, 2010).

Tal interferência pode gerar alterações na rede de alimentação, resultando em sobre tensões, sub tensões, picos, transientes etc. Esses efeitos são observados com maior frequência em indústrias e fábricas onde ocorrem acionamentos de motores pesados e outras máquinas que são ligadas à mesma rede que computadores e outros equipamentos eletrônicos. Além dos risco de queima, outro grande problema da EMI são os surtos e situações esporádicas que degradam aos poucos equipamentos e seus componentes, reduzindo a vida útil desses dispositivos (Sanches, 2010).

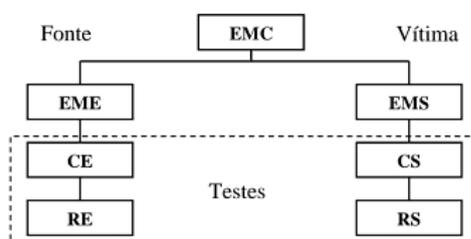
Juntamente com o termo EMI, vêm outros que são fundamentais para o entendimento do tema, tais como os que seguem e foram definidos por Redl (1996):

- Ambiente eletromagnético: é o local (sistema) aonde o fenômeno eletromagnético está presente;
- Distúrbio eletromagnético: é o fenômeno eletromagnético que degrada a performance de um equipamento ou sistema inseridos em um ambiente;
- Interferência por Radio Frequência: IRF é o distúrbio eletromagnético causado a um sinal de rádio-frequência (rádio, *wi-fi*, *bluetooth* etc.) por equipamentos emissores de EMI que o rodeiam;
- Suscetibilidade Eletromagnética (EMS): é a suscetibilidade de um determinado circuito ou equipamento a ruídos eletromagnéticos, ou seja, é a inabilidade desse circuito operar sem perder performance quando submetido a EMI;
- Compatibilidade Eletromagnética (EMC): É o inverso da suscetibilidade, EMC é o termo dado à capacidade do equipamento de funcionar satisfatoriamente em seu ambiente eletromagnético, sem introduzir e suportando perturbações eletromagnéticas intoleráveis aos/dos outros equipamentos ali presentes.

Este último é o termo mais importante quando se trata de interferência eletromagnética, pois é através dele que equipamentos são testados e classificados, tanto para campos eletromagnéticos transmitidos como para os recebidos. Em suma, EMC é a capacidade de um equipamento de suportar os ruídos recebidos e a capacidade deste mesmo equipamento de não introduzir novos ruídos no ambiente em que se encontra enquanto mantém sua performance.

O teste de compatibilidade eletromagnética em um equipamento é feito em duas etapas: a de emissão, onde o equipamento é testado como fonte de ruídos; e a de susceptibilidade, aonde o equipamento é testado como vítima deles, como explicam Sanches (2019) e Redl (1996) e pode ser visto na Figura 7.

Figura 7 – Estrutura de teste e análise de EMC



Retirado de Sanches (2019)

Os testes para ruídos conduzidos emitido (CE) e suscetíveis (CS) são realizados nos cabos de alimentação do equipamento, enquanto para ruídos irradiados emitidos (RE) e suscetíveis (RS) são usadas antenas para captá-los.

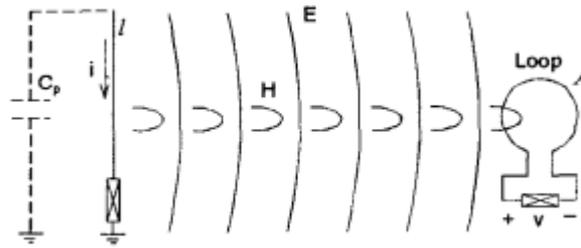
2.1.1 Classificação das Interferências Eletromagnéticas

Para que aconteça a interferência eletromagnética em um equipamento, seja ela emitida ou recebida, deve existir um acoplamento entre o circuito fonte e o circuito vítima. Esse acoplamento pode ser dado através de meios físicos (EMI conduzida), na qual a corrente de distúrbio circula pelos cabos de alimentação ou sinal; ou por ondas de rádio (EMI irradiada), que é o acoplamento entre condutores que podem estar próximos (*near field*) ou distantes (*far field*) (Beltrame et al., 2012; Redl, 1996).

2.1.1.1 Interferência Eletromagnética Irradiada

Como citado acima, EMI por acoplamentos irradiadas se divide em duas categorias que são determinadas pela distância entre fonte e vítima. A categoria *far field* ocorre quando há o acoplamento entre dois condutores quando a distância entre eles é muito maior do que $\lambda/2$ (λ é o comprimento de onda), como mostra a Figura 8. Geralmente essas são interferência entre sistemas, pois a fonte e a vítima estão mais distantes fisicamente

Figura 8 – Acoplamento *far field* - EMI irradiada.

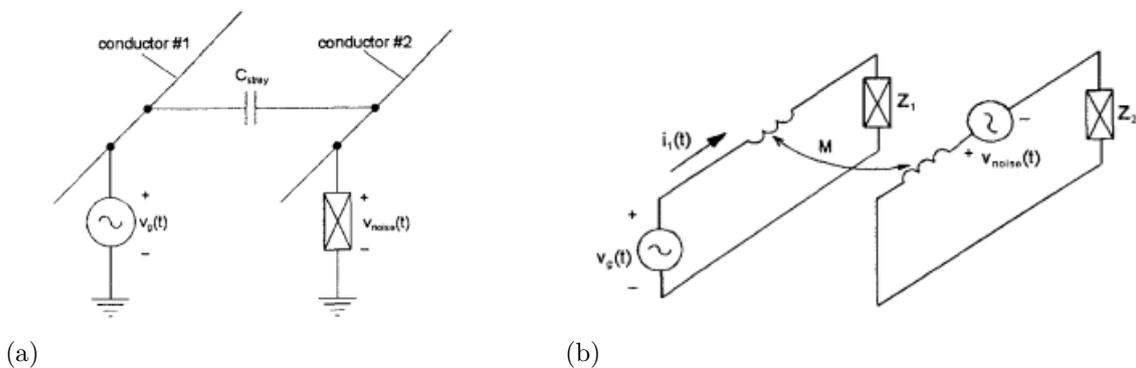


Retirado de Redl (1996)

e são menos significantes em eletrônica de potência, do que acoplamentos *near field* e acoplamentos conduzidos Sanches2019, Redl1996.

Com relação ao acoplamento *near field* que é aquele aonde a vítima e fonte estão a uma distância física menor do que $\lambda/2$, e é mais comum intra-sistemas. Esta, por sua vez, se sub divide em duas categorias. A primeira é o acoplamento capacitivo (ou elétrico), onde a corrente de distúrbio flui pela capacitância criada entre condutores com tensões AC levando a corrente através do capacitor para o terra. Esse é o mecanismo primário para geração de ruído conduzido de modo comum (CCM) em equipamentos de eletrônica de potência, como mostra a Figura 9(a). A segunda é o acoplamento indutivo (ou magnético), onde a indutância mútua entre as bobinas de indutor gera uma corrente de distúrbio que circula pelo circuito vítima, como visto na Figura 9(b). Esta é a maior fonte de ruído irradiado dentro de um circuito de eletrônica de potência, uma vez que o uso de componente que geram campos magnéticos (indutores e transformadores) é muito grande nesta área (Redl, 1996).

Figura 9 – Acoplamentos *near field* (a) capacitivo e (b) indutivo

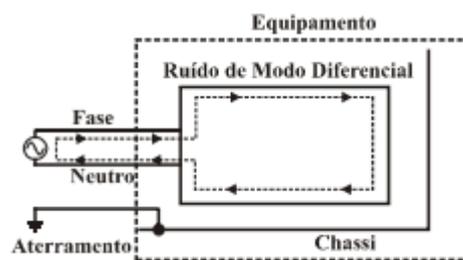


Retirado de Redl (1996)

2.1.1.2 Interferência Eletromagnética Conduzida

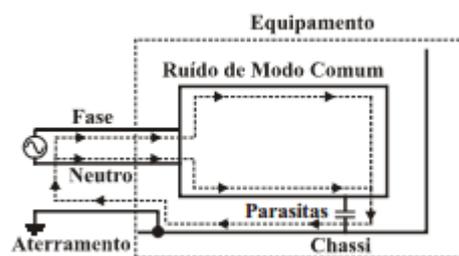
A EMI conduzida se propaga da fonte até a vítima por meio dos condutores conectados ao sistema ou de trilhas condutoras em um equipamento. Quando condutores percorrem um circuito eletromagneticamente poluído e captam parte dessa distorção, levando-a até a vítima, ocorre então a interferência eletromagnética conduzida. Esta possui dois modos distintos de propagação: o modo modo diferencial (ou simétrico) e o modo comum, (ou assimétrico). O modo diferencial se propaga através de dois condutores que formam entre si um retorno de circuito, como mostra a Figura 10. O modo comum se propaga através de um grupo de conectores e o terra (Figura 11), como mostrado por Redl (1996) e Sanches (2010).

Figura 10 – EMI conduzida - modo diferencial.



Retirado de Beltrame et al. (2012)

Figura 11 – EMI conduzida - modo comum.



Retirado de Beltrame et al. (2012)

- Ruído conduzido modo diferencial - DM

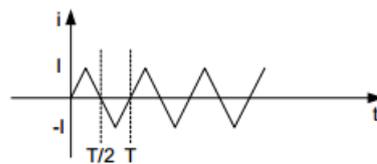
Nos conversores comutados, o ruído de modo diferencial circula nos condutores junto à corrente principal do circuito, (Figura 10), porém, em frequências distintas. O ruído é causado principalmente por pulsos de corrente, chaveamento dos componentes semicondutores, pelo *ripple* existente na corrente de entrada e também pelas oscilações que as correntes de recuperação reversa dos diodos criam.

Ele está associado a altas taxas de variação de corrente (di/dt), o que gera uma dependência entre a forma de onda da corrente de entrada e o ruído. Outro ponto a ser

destacado é que, como a ondulação e a frequência são definidas pelo estágio PFC do conversor chaveado, esta etapa é a principal responsável pelo ruído que o equipamento injeta na rede. Tal variação da corrente pelo tempo cria também anéis de correntes entre os circuitos acoplados como, por exemplo, entre o gate do MOSFET e os capacitores de *by-pass* que são usados para drenar os pulsos de corrente gerados durante a comutação do circuito. Esses anéis, também chamados *loops* de corrente, se tornam fontes de EMI irradiada, que ao se acoplar com condutores do circuito gera EMI DM (Beltrame et al., 2012; Rossetto; Buso; Spiazzi, 1998).

Em circuitos que operam como PFC, a forma de onda da corrente de entrada pode ser simplificada como a soma da corrente senoidal na frequência da rede de alimentação e a corrente triangular na frequência de comutação da chave. Tal forma de onda triangular, gera EMI conduzida nas frequências múltiplas da frequência de chaveamento do MOSFET. Através da forma de onda dessa corrente é possível obter sua série de Fourier (Lu et al., 2004).

Figura 12 – Detalhe da onda triangular de chaveamento.



Retirado de Lu et al. (2004)]

A série de Fourier da Figura 12 é apresentada na Equação 2.1

$$i(t) = \frac{8I}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)/2}}{n^2} \text{sen} \left(\frac{2n\pi}{T} t \right) \quad (2.1)$$

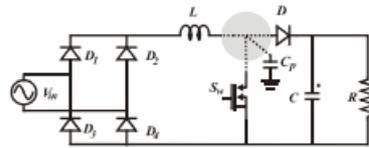
Pela Equação 2.1 é possível inferir que o espectro do ruído diferencial é discreto e suas frequências são múltiplos ímpares da frequência de chaveamento. Não há ruído entre a frequência e seus múltiplos. Pode-se dizer também que o envelope do espectro do ruído tem uma queda com relação ao aumento da frequência. Isso é explicado pelo fato de a amplitude do harmônico ser inversamente proporcional ao quadrado de sua ordem. Além disso, também é perceptível que os harmônicos da frequência de chaveamento são proporcionais ao *ripple* da corrente de alimentação, explica Lu et al. (2004).

- Ruído conduzido modo comum - CM

No modo comum, o ruído se dá pela interferência entre as linhas de sinal e o terra. Esse tipo de ruído é tipicamente causado pelas altas taxas de variação de tensão (dv/dt)

que fluem pelas capacitâncias parasitas (C_p). Nos circuitos chaveados PFC, acontece principalmente entre a tensão do dreno do MOSFET e o terra, sendo que, quando este conduz, não há diferença de potencial e, quando não conduz, a diferença de potencial é igual à tensão do barramento. O chaveamento do MOSFET gera uma corrente de modo comum que flui pela capacitância parasita (C_p). A Figura 13 destaca o nó de maior dv/dt em um conversor *boost* PFC e a C_p .

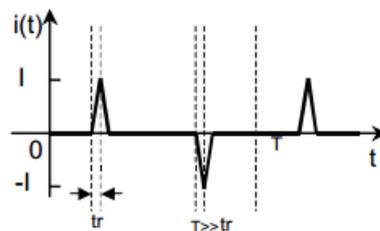
Figura 13 – Conversor *boost* PFC com destaque para o nó de maior dv/dt e a capacitância parasita criada por ele.



Retirado de Beltrame et al. (2012)]

Uma forma de onda triangular exemplifica a corrente de modo comum no circuito da Figura 13 e pode ser vista na Figura 14.

Figura 14 – Forma de onda de ruído comum.



Retirado de Lu et al. (2004)]

Onde t_r é o tempo de subida do MOSFET, que é muito menor do que o ciclo de chaveamento. Para um mesmo circuito funcionando em diferentes frequências de chaveamento, o t_r é o mesmo, uma vez que o dispositivo que leva o transistor a chavear (*gate*) é o mesmo, independentemente da frequência. Então, o tempo de subida mantém a mesma amplitude e tempo duração, só sua frequência varia. A partir da Figura 14, é possível representar sua série de Fourier (Lu et al., 2004).

$$i(t) = \frac{4It_r}{T} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \text{sen} \left(\frac{2n\pi}{T} t \right) \quad (2.2)$$

Assim como o ruído diferencial, o ruído comum é discreto e só existe nos múltiplos inteiros da frequência de chaveamento. É possível inferir também que as amplitudes das harmônicas são iguais, uma vez que elas são diretamente proporcionais à corrente e ao t_r e inversamente proporcional ao tempo de comutação do FET. Considerando um ponto de

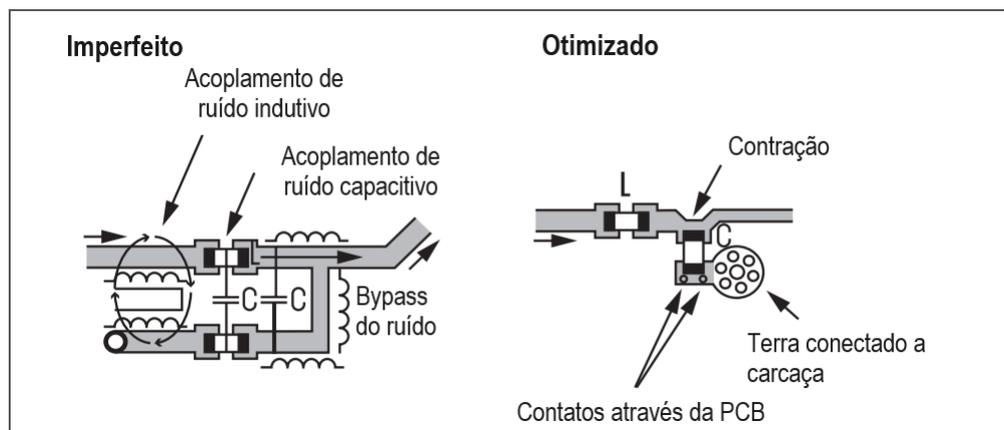
operação em *steady state*, a amplitude das harmônicas é a mesma, variando somente se o *driver* tiver seu ponto de operação alterado, conseqüentemente, mudando sua frequência.

2.1.2 Co-existência de ruídos

Apesar de serem testados separadamente, os ruídos conduzido e irradiado coexistem em um circuito e isso leva à uma interferência entre eles. Assim como os ruídos irradiados elétricos levam à criação de capacitâncias parasitas que, por sua vez, são a principal causa de ruídos conduzidos de modo comum. Os ruídos magnéticos atuam nos condutores e trilhas de circuitos próximos se acoplando a eles e criando ruídos de modo diferencial e comum os quais são transportados pelos circuitos e levados até a alimentação, se propagando pelos cabos de alimentação até a rede. Logo, dentro de um circuito, a necessidade de se atacar ambos é fundamental para a mitigação de interferências geradas e conduzidas pelo circuito.

A Figura 15 ilustra como um ruído irradiado se torna parte dos ruídos conduzidos em uma placa de circuito impresso e como corrigir este efeito.

Figura 15 – Ilustração da transformação de ruído irradiado em conduzido e como evitá-lo.



Retirado de Armstrong (2017)

2.1.3 Atenuação de ruídos Eletromagnéticos

Conforme visto anteriormente as duas formas de ruído coexistem e interagem entre si, ou seja, se tratando de atenuações pode-se dizer que: se as emissões conduzidas forem reduzidas, as emissões irradiadas também serão. Se as emissões conduzidas são quase eliminadas, quase sempre resta pouco para irradiar. A condição oposta é ainda mais verdadeira: se as emissões conduzidas não forem eliminadas, o dispositivo irradia (OZENBAUGH, 2001).

2.1.4 Atenuação do ruído conduzido

Existem, basicamente, duas formas de supressão de ruído conduzido: a corretiva e a preventiva. A primeira consiste no bloqueio do ruído gerado e a segunda buscar atacar os pontos do circuito aonde os ruídos são gerados.

Mesmo que os testes de EMC sejam feitos separando apenas ruídos conduzidos de irradiados (não há separação entre o EMI DM e CM), pode-se atacar as correntes de distorção conduzidas de modo comum e modo diferencial separadamente.

Se tratando da prevenção da geração de EMI para o modo diferencial, no caso da topologia *boost* PFC, seu indutor tem papel decisivo na geração e, conseqüentemente, na prevenção de emissão DM, tanto na baixa frequência (9 kHz até 5 MHz) onde a indutância atua diretamente na amplitude de ondulação da corrente (aumentando-se a indutância, diminui-se a ondulação e se gera menos ruído), quanto na alta frequência (5 MHz até 30 MHz), onde a maneira na qual o indutor foi confeccionado e os materiais utilizados influenciam (Beltrame et al., 2012).

Para prevenir a geração de ruídos no modo comum, a indutância também é importante, porém, no conversor *boost* PFC, a capacitância parasita gerada pelo chaveamento do MOSFET e a frequência de chaveamento são os principais causadores de correntes de distúrbio (Equação (2.1)). Um exemplo de redução da geração de ruído, pode se dar ao se elevar a indutância, pois eleva-se também a energia que ele é capaz de armazenar. Dessa forma, a frequência de chaveamento necessária para se obter a mesma corrente de *ripple* é menor, aumentando assim o período (T) e, por conseguinte, reduzindo a corrente de distúrbio. Outro método, é enrolar o indutor em somente uma camada, evitando que apareçam campos capacitivos entre suas camadas, porém esta técnica demanda um certo espaço físico que pode não estar disponível para o projeto, além de aumentar o peso devido ao tamanho do núcleo (Rossetto; Buso; Spiazzi, 2000).

Ao se referir a ações corretivas de atenuação de EMI, o principal elemento utilizado para tal função são os filtros analógicos de ruídos eletromagnéticos. São dispositivos compostos por elementos passivos que são colocados entre circuito e equipamento e/ou entre equipamento e carga (de maneira externa ou mesmo embutida) com a finalidade de atenuar determinadas frequências de um sinal indesejado.

Para filtros em geral, existem quatro classificações, são elas:

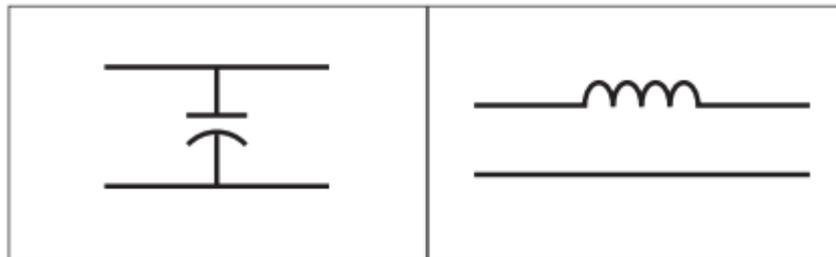
- Passa-baixas: rejeita frequências indesejadas que estão acima da frequência de corte definida, frequências acima do limite passam com pequena ou nenhuma amplitude;
- Passa-altas: rejeita frequências indesejadas que estão abaixo da frequência de corte definida, frequências abaixo do limite passam com pequena ou nenhuma amplitude;
- Passa-faixas: passam frequências dentro de um intervalo desejado, frequências fora dessa faixa passam com pequena ou nenhuma amplitude;

- Rejeita-faixas: rejeita frequências dentro de um intervalo desejado, frequências dentro dessa faixa passam com pequena ou nenhuma amplitude;

Ao se tratar de filtros EMI, os filtros passa-baixas são essencialmente os utilizados.

Substancialmente, filtros EMI são feitos de dois componentes reativos: capacitores e indutores. Os tipos mais simples de filtros são os chamados filtros de primeira ordem e usam somente um componente, vide Figura 16. Enquanto o capacitor é usado como uma baixa impedância *shunt*, que curto-circuita os ruídos em alta frequências impedindo que cheguem ao circuito, o indutor bloqueia o ruído indesejado por ser uma alta impedância para altas frequências. Contudo, filtros de primeira ordem não costumam ser muito eficazes na atenuação de ruídos EMI.

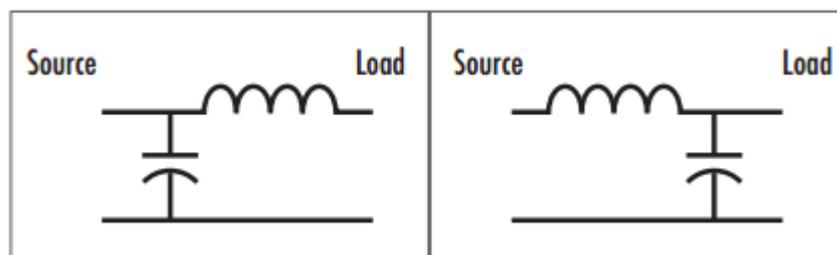
Figura 16 – Filtros de primeira ordem.



Retirado de Armstrong (2017)

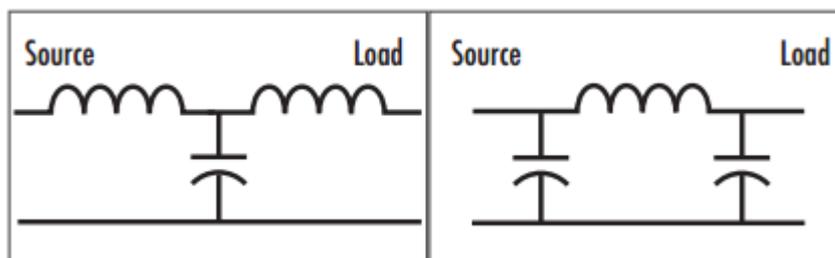
Para alcançar maiores atenuações, filtros de segunda ou maior ordem são necessários. Eles se caracterizam pela composição de dois ou mais elementos passivos. Os valores de indutância e capacitância dos componentes dependem dos valores de impedância da fonte (alimentação) além da carga, e da frequência de corte desejada. A Figura 17 mostra um filtro de segunda ordem, denominado filtro "L". Este tipo de filtro tem uma peculiaridade, circuitos LC possuem auto-ressonância, o que deve ser levado em consideração para o desenvolvimento do filtro.

Figura 17 – Filtros "L" de segunda ordem.



Retirado de Armstrong (2017)

Figura 18 – Filtros π (a direita) e "T"(a esquerda), ambos de terceira ordem.



Retirado de Armstrong (2017)

Filtros de terceira ordem (Figura 18) também são comumente utilizados para atenuar EMIs. Eles consistem em três elementos passivos e são chamados filtros π e filtros "T", dependendo da configuração. Em tese, quanto mais elementos um filtro possui, melhor será sua atenuação, porém seu tamanho, peso, preço e energia dissipada também aumentam, o que pode vir a ser uma limitação.

Os filtros podem ser usados em conjuntos, como, por exemplo, dois filtros L de segunda ordem em sequência, formam o chamado filtro duplo L, e se torna um filtro de ordem 4. O mesmo se repete para os outros, assim são criados os filtros múltiplo π , múltiplo T etc. (Armstrong, 2017).

Com a infinidades de variáveis e configurações existentes, surge a dúvida sobre qual configuração de filtro EMI é a mais adequada. Para isso, pode-se considerar duas frentes, as quais norteiam a escolha do melhor filtro a ser utilizado.

- Casamento de Impedâncias

Uma das regras que pode ser usada para o ponto de partida no desenvolvimento de filtros EMI, é o casamento de impedâncias entre a fonte ou carga e seu elemento do filtro mais próximo a ela. Tipicamente, essa regra diz que, se a fonte ou carga, possui uma baixa impedância ($<100\Omega$) o elemento do filtro mais próximo a ela deve ser indutivo, e, no caso da fonte, ou carga, ter uma alta impedância ($>100\Omega$), o elemento do filtro mais próximo à ela deve ser capacitivo (Armstrong, 2017).

- Ruído de modo diferencial versus ruído de modo comum

Filtros não são somente para ruídos conduzidos, eles também ajudam a mitigar os níveis de emissão irradiadas controlando a propagação nos cabos da fonte, fator que coopera com o aumento da imunidade à ruídos induzidos e sinais transientes elétricos rápidos.

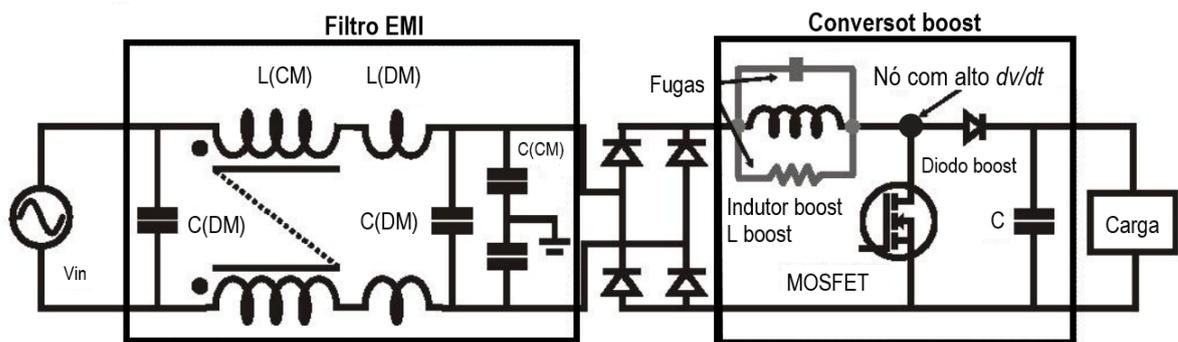
Ao se tratar de redução de ruídos diferenciais, colocar capacitores entre as linhas de alimentação e/ou indutores em ambos os lados das linhas (fase e neutro) são técnicas eficazes para atenuação do ruído conduzido.

Filtros para ruído conduzido CM são basicamente capacitores entre a alimentação (fase e/ou neutro) e o condutor terra, assim como indutores em ambos os lados da alimentação, visando manter o circuito balanceado e determinando a faixa de rejeição de ruído comum (Armstrong, 2017).

Uma vez que filtros para emissões de modo comum não influenciam em filtros para emissões de modo diferencial, por atuarem em ordens de frequências distintas - a não ser por um mal acoplamento, é importante dimensionar bem ambos, para que um não se sobreponha ao outro e nem crie circuitos ressonantes ou desbalanceados, o que influenciaria na eficiência, tamanho e custo do filtro (Armstrong, 2017).

A Figura 19 mostra um exemplo de um circuito *boost* com uma combinação de filtros EMI na entrada: filtro tipo π , L(DM) e C(DM), e filtro "L", L(CM) e C(CM).

Figura 19 – Circuito de um conversor *boost* com filtros EMI de modo comum e modo diferencial na entrada.



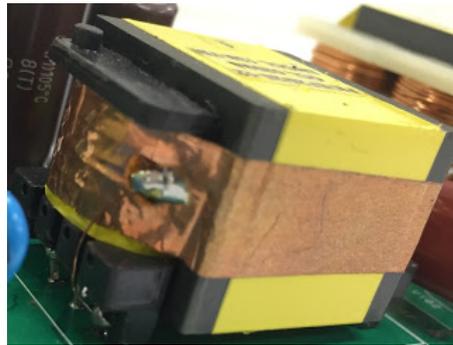
Retirado de Pieniz, Pinheiro e Hey (2006)

2.1.5 Atenuação da EMI irradiada

Já o ruído irradiado tem sua fonte em componentes que emitem campos elétrico - como capacitores - e campos magnéticos - como indutores e transformadores. Tal origem, torna quase impossível prevenir a geração desse tipo de ruído, uma vez que são características inerentes aos componentes. Mediante tais fatos o que resta é buscar atenuá-lo e impedi-lo de atingir as trilhas e outros componentes, se transformando em EMI conduzida. Abaixo seguem alguns dos principais métodos para atenuação do ruído irradiado e seus respectivos funcionamentos segundo Sanches (2003) e Armstrong (2017).

- Blindagem

A blindagem é uma forma de acondicionamento mecânico do circuito, para que este passe a ter a capacidade de refletir, absorver e/ou redirecionar as ondas eletromagnéticas para evitar que circuitos vítimas recebam esse ruído irradiado. Elas podem existir em qualquer estágio, desde de a blindagem na fonte, passando pela blinda-

Figura 20 – Indutor com fita de cobre (*copper shield*)

Fonte: Do autor

gem na transmissão (cabos) e chegando a blindagem da vítima, o que pode ser feito através de uma carcaça metálica aterrada.

A níveis de componentes, blindar indutores e transformadores que geram campo magnéticos quando conduzem corrente, é usar de materiais que possuem alta permeabilidade magnética em volta deles, criando um escudo. Um exemplo é o chamado *copper shield*, que é uma fita de cobre colocada em volta do componente e ligada ao terra (Figura 20). Ela blindo o componente contra interferências magnéticas desviando-a para o aterramento.

Já para capacitores, o distanciamento físico entre fonte e vítima no circuito impede que capacitâncias parasitas sejam criadas entre eles.

- Aterramento

A conexão elétrica entre o circuito/componente e o solo com a menor impedância possível, utilizando este como sua referência, é de suma importância para problemas de compatibilidade eletromagnética. Circuitos com terra flutuante têm sua impedância acrescida com o aumento da frequência e, com isso, surgem capacitâncias parasitas que aterram esse circuito, criando ruídos eletromagnéticos, não somente irradiados, mas também conduzidos. O devido aterramento das blindagens não pode ser esquecido, seja ele em qualquer nível.

- Roteamento dos cabos

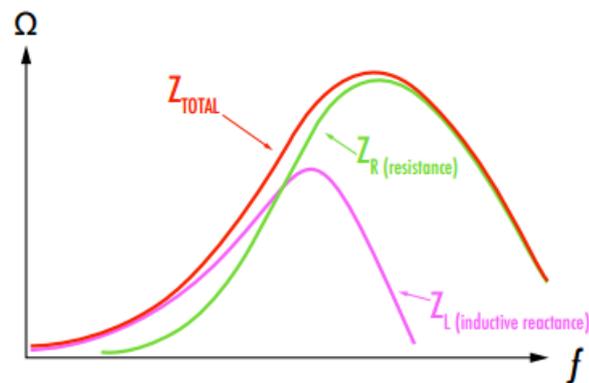
Os cabos de alimentação, saída e controle são fontes e vítimas de EMI. Então separá-los por categoria de susceptibilidade aos ruídos é importante para que não ocorram captação ou introdução deles. Cabos ligados à relés ou interruptores, cabos ligados à cargas indutivas, cabos portadores de sinais, cabos de alimentação etc, todas essas categorias devem ser distanciadas fisicamente entre si.

- Uso de indutores com núcleo de ferrite macio (*beads*)

Todos os indutores sofrem com sua frequência de ressonância (FR) e só servem

como filtros efetivos até uma frequência não muito acima dela. Porém, os indutores de ferrite *bead* possuem comportamento resistivo em sua frequência de ressonância e o resultado disso são filtros que funcionam melhor nesses casos (Figura 21). Uma prova disso é que esses filtros são conhecidos como: supressores FR, supressores de interferência, supressores chokes e também anéis de proteção. Esses ferrites podem ser usados tanto em circuitos de filtros EMI como parte dos filtros choke e acopladores entre placa e carcaça. Além disso, eles são os elementos que constituem as chamadas luvas de ferrite que, por sua vez, envolvem os cabos de alimentação ou de saída, servindo de filtro tanto para os ruídos que chegam pelos cabos de alimentação da rede quanto para os ruídos que o dispositivo produz e injeta nela. Luvas de ferrite são amplamente utilizadas em cabos de alimentação, em fontes de computadores, cabos que transportam dados etc. Um exemplo comercial pode ser visto na Figura 22.

Figura 21 – Comportamento da impedância de ferrites *bead* com o aumento da frequência.



Retirado de (Rossetto; Buso; Spiazzi, 2000)

Figura 22 – Indutor ferrite *bead* comercial e exemplo de aplicação.



Retirado de Potenza (2020)

Existem também outras técnicas para atenuação de ruídos como, por exemplo, enrolar no mesmo núcleo duas bobinas em sentidos opostos para que seus campos magnéticos sejam destrutivos entre si; criar capacitâncias em paralelo dentro do circuito, reduzindo assim sua capacitância total; usar placas de circuito impresso *multilayers* cruzando as trilhas que transportam o sinal, entre outras

Como mostrado acima, existem inúmeras técnicas de prevenção e redução das interferências eletromagnéticas, sendo que o mais importante é levar este tema em consideração desde o início do projeto, uma vez que será mais difícil alterá-lo depois de pronto.

3 Metodologia

3.1 Teste de compatibilidade eletromagnética

O teste responsável pela validação e certificação de compatibilidade eletromagnética no segmento de iluminação é descrito e tem seus limites definidos pela norma ABNT NBR IEC/CISPR15 de nome Limites e Métodos de Medição das Radioperturbações Características dos Equipamentos Elétricos de Iluminação e Similares.

Este teste é realizado em três etapas: O ruído conduzido, medido entre 9 kHz e 150 kHz, o ruído irradiado, medido de 30 kHz até 30 MHz e o ruído irradiado medido entre 30 MHz e 300 MHz.

Para garantir a certificação, nenhuma valor detectado pelos equipamentos pode exceder os limites da norma.

Como o *driver* em estudo possui potências de saída ajustáveis, o teste foi feito em sua potência máxima de saída - 55W. Sendo assim, uma vez certificado o ponto mais crítico - de maior potência - os outros também são, certificando todo o *range* do *driver*.

3.1.1 EMC para ruído conduzido

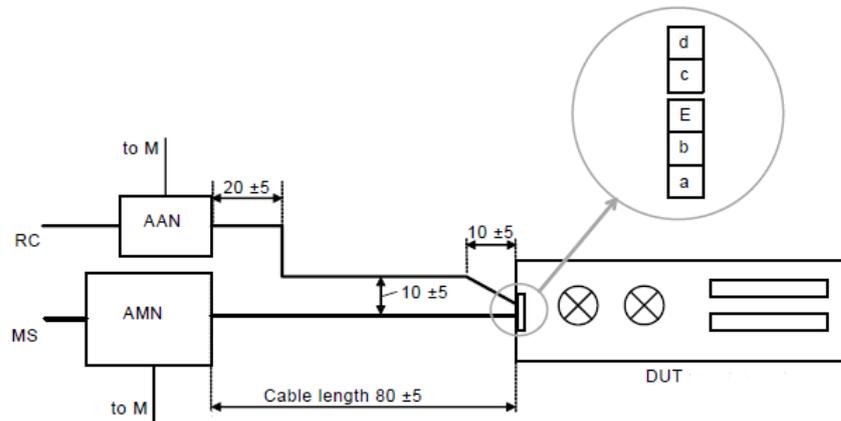
Nos testes de ruído conduzido, as tensões de perturbação são medidas nos terminais de alimentação do sistema de iluminação a uma distância de oitenta centímetros. A luminária deve estar sobre uma mesa, a quarenta centímetros de distância da parede, assim como o medidor, o ambiente deve estar em condições normais e a temperatura entre 15°C e 25°C. A Figura 23 mostra o diagrama esquemático de ligação e medição do controlador enquanto a Figura 24 mostra as disposições do equipamentos medido e de medição.

Onde:

- AMN: fonte de tensão com impedância $50\Omega/50\ \mu\text{H}$ fictícia
- AAN: Rede artificial assimétrica
- MS: Terminais da rede
- DUT: Dispositivo em teste
- RC: controle remoto de luz
- a-b: Terminais de entrada do dispositivo
- c-d: Terminais de controle do dispositivo

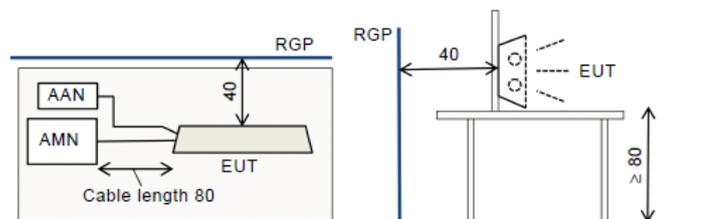
- E: terminal terra do dispositivo
- M: Receptor das medições

Figura 23 – Diagrama esquemático de ligação e medição do controlador para teste EMC conduzida.



Retirado de ABNT (2014)

Figura 24 – Disposições dos equipamentos medido e de medição para teste EMC conduzida.



Retirado de ABNT (2014)

O teste mede a soma dos ruídos de modo CM e DM, não havendo como distinguir entre eles no resultado, o que dificulta a identificação da fonte do distúrbio.

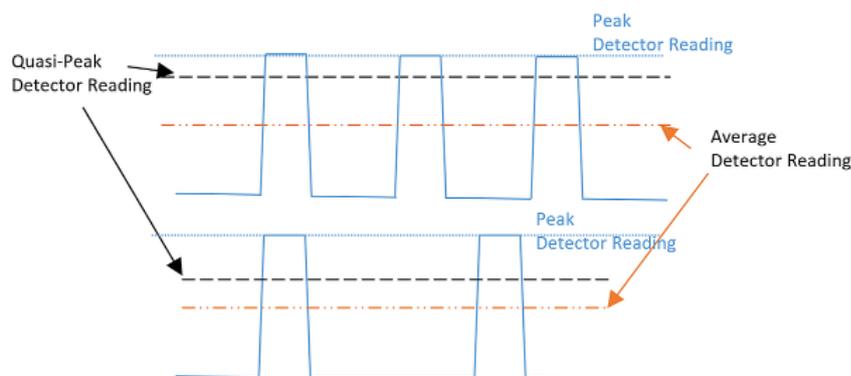
Os limites para ruído conduzido começam em 9 kHz e vão até 30 MHz. Eles variam conforme a frequência aumenta como pode ser visto na Tabela 2. São medidos dois valores de ruídos, médio e quase pico

- Médio (*Average*): média dos valores lidos, são válidos apenas para ruídos acima de 150 kHz
- Quase pico (*Quasi peak*): O receptor de perturbações utiliza detectores de quase pico. Esse método pesa os ruídos de acordo com sua taxa de repetição. Ele faz isso tendo uma taxa de carregamento muito mais alta que sua taxa de descarga, logo,

quando a taxa de repetições aumenta, o detector de quase pico não tem tempo de descarregar, o que resulta em uma alta tensão de saída (medição do analisador de espectro). Para sinais de CC, pico e quase pico possuem o mesmo valor. Um outro ponto importante é que esse tipo de detector possui escala linear a diferentes ruídos: sinais de alta amplitude e baixa repetibilidades podem reproduzir o mesmo resultado de sinais com baixa amplitude e alta repetibilidade (GURNEY,).

A Figura 25 exemplifica as duas medições, além da detecção de pico.

Figura 25 – Exemplo de detecção de pico, quase pico e média



Retirado de Keysight ()

Tabela 2 – Limites de ruído conduzido para teste EMC - CISPR 15.

Faixa de Frequência	Detector de Quase Pico	Detector Médio
9 a 50 kHz	110 dB μ V	-
50 a 150 kHz	90 a 80 dB μ V	-
150 a 500 kHz	66 a 56 dB μ V	56 a 46 dB μ V
0,5 a 5 MHz	56 dB μ V	46 dB μ V
5 a 30 MHz	60 dB μ V	50 dB μ V

Retirado e adaptado de ABNT (2014)

3.1.2 EMC para ruído irradiado

Para os testes de ruídos irradiados a luminária deve ser instalada dentro de uma câmara anecoica que blindo o ambiente contra ruídos eletromagnéticos externos. O teste é realizado através de antenas que captam os ruídos irradiados pelo dispositivo e fazem sua medição. Para este teste a temperatura ambiente também deve estar entre 15°C e 25°C.

As medições para este tipo de ruído são feitas em duas etapas. A primeira mede os ruídos irradiados entre 9 kHz e 30 MHz, sendo que os limites de quase-pico variam com

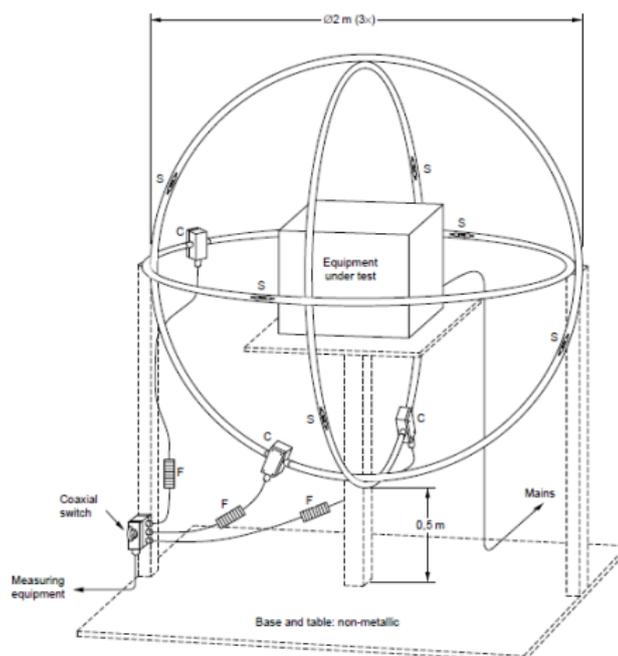
o aumento da frequência. Os limites de ruído são mostrados na Tabela 3 e o método de medição são as chamadas antenas de *loop*, que são vistas na Figura 26

Tabela 3 – Limites de ruído irradiado para teste EMC nas frequências entre 9 kHz a 30 MHz - CISPR 15.

Faixa de Frequência	Detector de Quase Pico
9 a 70 kHz	88 dB μ A
70 a 150 kHz	90 a 80 dB μ A
0,15 a 3 MHz	66 a 56 dB μ A
3 a 30 MHz	60 dB μ A

Retirado e adaptado de CISPR15

Figura 26 – Antena de *loop* utilizada para medição de ruído irradiado entre 9 kHz e 30 MHz - CISPR 15.



Retirado de ABNT (2014)

Onde S é a antena de *loop*, C é a sonda de corrente e F são ferrites para filtrar os ruídos de medição.

Já a segunda etapa, é responsável por medir os ruídos irradiados entre 30 MHz e 300 MHz, dentro da mesma câmara anecoica, porém os limites se diferem do método anterior, assim como o método e a antena de medição, como pode visto na Tabela 4 na Figura 27 respectivamente.

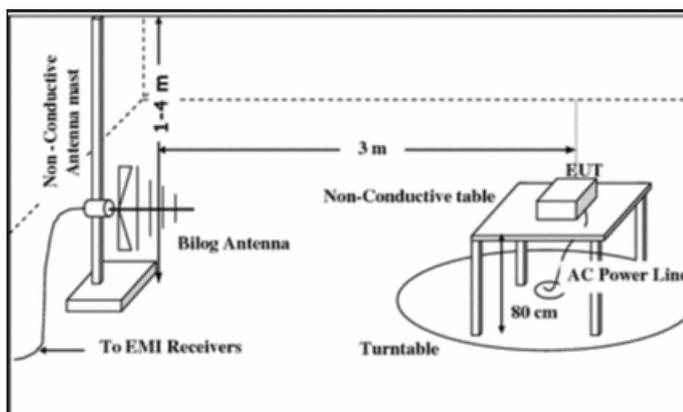
Os limites são medidos de acordo com a distância em metros e é usada uma antena para captar as perturbações, posicionada a três metros do dispositivo.

Tabela 4 – Limites de ruído irradiado para teste EMC nas frequências entre 30 MHz a 300 MHz - CISPR 15.

Faixa de Frequência	Detector de Quase Pico
30 a 230 kHz	40 dB μ V/m
230 a 300 kHz	47 dB μ V/m

Retirado e adaptado de ABNT (2014)

Figura 27 – Antena bicônica utilizada para medição de ruído irradiado entre 30 MHz e 300 MHz - CISPR 15.



Retirado de ABNT (2014)

4 Resultados e Análises

4.1 Estado atual

Diante das devidas informações sobre o assunto, o estado atual do *driver* será visto e analisado, os seus resultados nos testes de EMC e serão indicados os pontos do circuito responsáveis pela alta emissão de ruídos eletromagnéticos.

A princípio, foram efetuados somente testes para EMI conduzida. Como já dito, uma vez que o produto conduz EMI acima do limite, a probabilidade dele irradiá-la é enorme. Então, ao usar os resultados dos testes de EMI conduzida, pode-se ter uma prévia do que acontecerá no teste de EMI irradiada. Além disso, não se tinha acesso aos equipamentos necessários para realizar o teste EMC irradiado.

Nas Figuras 28 e 29 é possível ver o resultado dos ensaios de EMC para o *driver* operando em capacidade nominal alimentado em 127 V e em 220 V, respectivamente.

Os limites são representados pelas linhas vermelha - para quase picos - e rosa - para valores médios. Em azul as medições de quase pico e em verde os valores médios do ruído. Os testes são resultados da quantidade do ruído gerado em decibéis-microvolt ($\text{dB}\mu\text{V}$), que é uma abreviação para a razão em decibéis (dB) da tensão absoluta medida do sinal referenciado a um microvolt (μV).

Como mostrado na Tabela 5, para 127 V e na Tabela 6, para 220 V, o *driver* não atende aos limites especificados pela norma regulamentadora. Para a frequência de chaveamento do MOSFET - aproximadamente 60 kHz - o valor de quase pico detectado ultrapassa a linha limite de ruídos emitidos permitida pela norma.

Um ponto que é interessante destacar é que o resultado do teste em 127 V é mais crítico do que em 220 V na frequência de chaveamento do MOSFET. Isso se deve ao fato da tensão de alimentação ser menor, forçando o transistor a chavear mais rapidamente para garantir que a tenção de barramento chegue em aproximadamente 410 V.

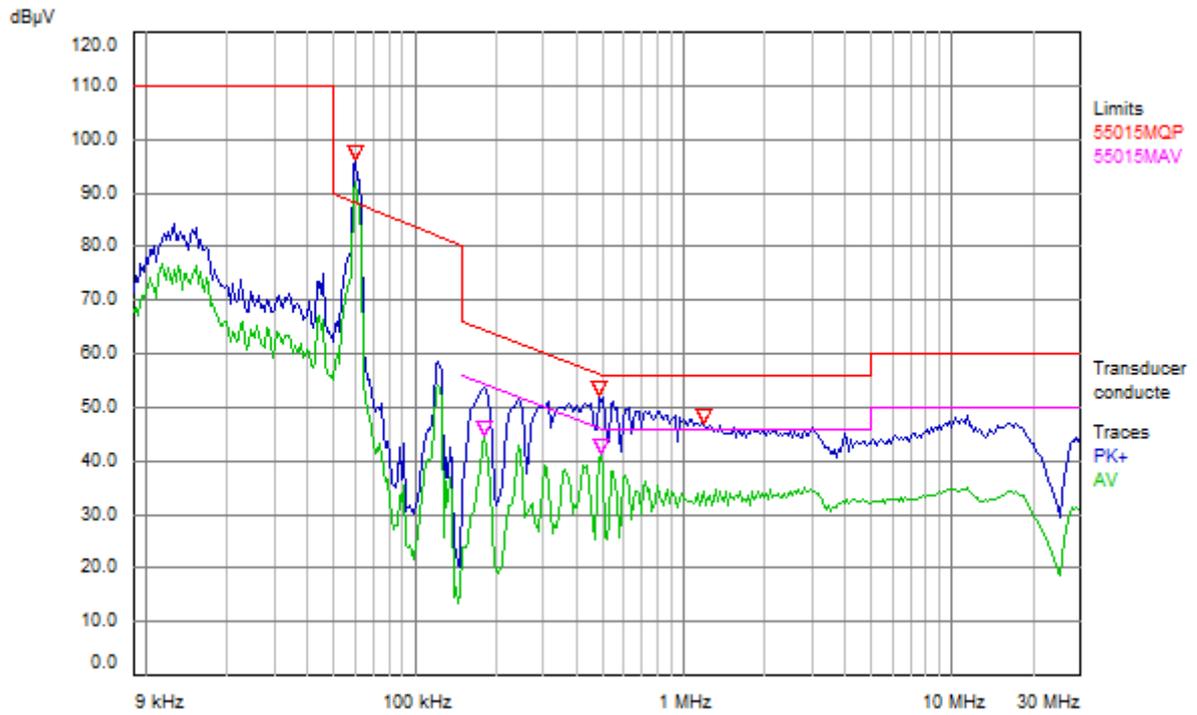
Como citado anteriormente, o primeiro quase pico medido e também o mais crítico,

Tabela 5 – Resultados do teste EMI conduzido do produto original em 127 V.

Traço	Frequência (MHz)	Nível ($\text{dB}\mu\text{V}$)	Limite ($\text{dB}\mu\text{V}$)	Diferença ($\text{dB}\mu\text{V}$)
1 PK+	0,0598	96,25	88,37	7,88
2 AV	0,182001	44,81	54,39	-9,58
1 PK+	0,482001	52,27	56,30	-4,03
2 AV	0,490001	41,32	46,17	-4,85
1 PK+	1,186001	47,09	56,00	-8,91

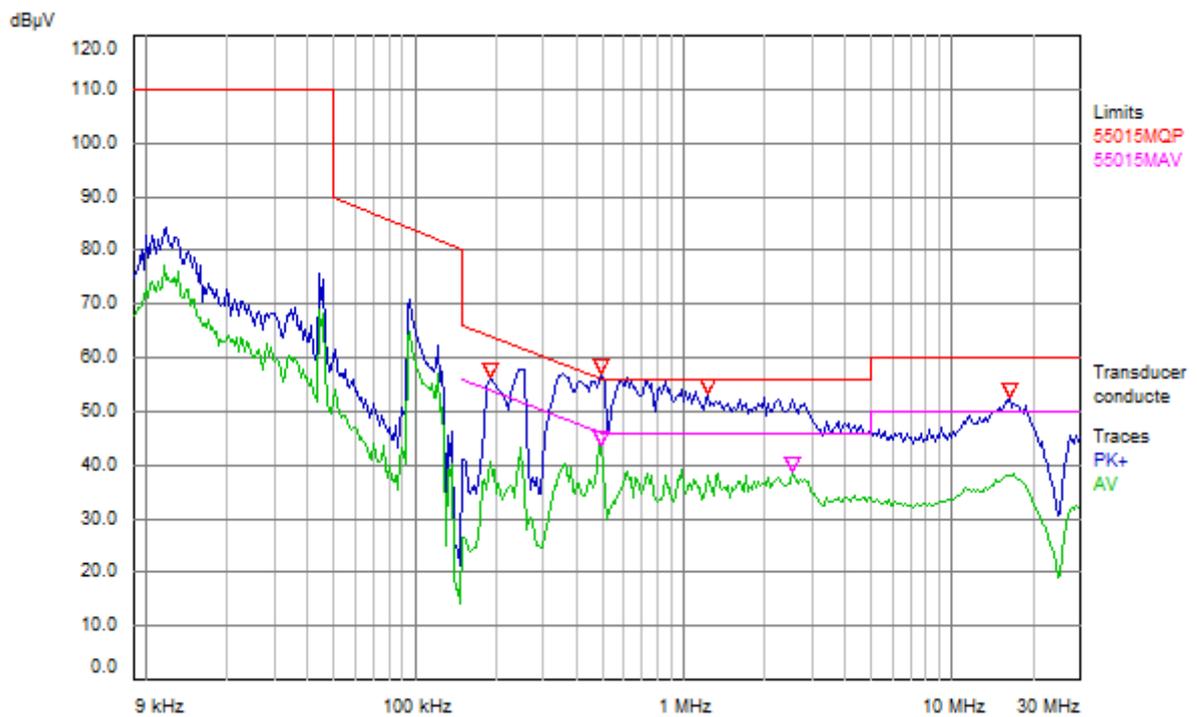
Fonte: Do autor

Figura 28 – Ensaio de EMI conduzida do produto original em 127 V.



Fonte: Do autor

Figura 29 – Ensaio de EMI conduzida do produto original em 220 V.



Fonte: Do autor

Tabela 6 – Resultados do teste EMI conduzido do produto original em 220 V.

Traço	Frequência (MHz)	Nível (dB μ V)	Limite (dB μ V)	Diferença (dB μ V)
1 PK+	0,190001	56,39	64,04	-7,65
1 PK+	0,490001	57,16	56,17	0,99
2 AV	0,490001	43,73	46,17	-2,44
1 PK+	1,226001	53,15	56,00	-2,85
2 AV	2,554001	38,65	46,00	-7,35
1 PK+	16,434001	52,47	60,00	-7,53

Fonte: Do autor

em 127 V, se deve à frequência de chaveamento do MOSFET, que é de 59,8 kHz. Logo, esse é o ponto que deve ser atacado para solucionar o problema.

Já em 220 V, os pontos mais críticos são nas frequências entre 190 kHz e 1,23 MHz. Nessas frequências, o ruído diferencial ainda é bastante presente, porém, o ruído comum também interfere no resultado. Este último pode estar atrelado ao ruído irradiado e às condições de aterramento. Então, para este ponto devem ser atacados os acoplamentos para os aterramentos de referência e os pontos que podem estar gerando ruídos de modo comum através de ruídos irradiados.

4.1.1 O circuito

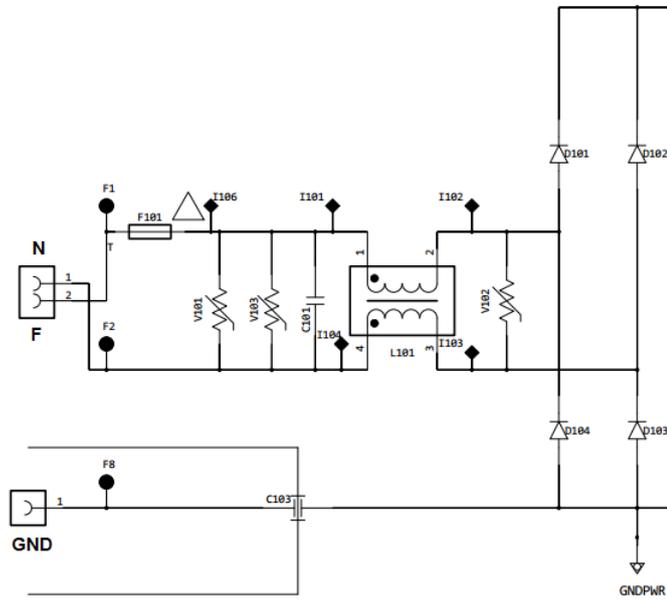
Na Figura 30, é possível ver o circuito responsável pela filtragem EMI, realizada pelo capacitor C101 e pelo indutor L101, formando um filtro LC. O circuito responsável pela retificação CA/CC do *driver*, realizada pelos diodos D101 a D104. O fusível F101 e os varistores V101, V102 e V103 compõem o circuito de proteção do *driver*. Além deles, o capacitor C103 é responsável pelo acoplamento do terra da fonte com o circuito.

A Figura 31 mostra o circuito do conversor *boost*. O indutor L201 é o L_{boost} , o transistor MOSFET Q201 é o chaveador do circuito, o diodo de roda livre é o D201 e os capacitores responsáveis pela tensão de barramento do sistema são CE201 e CE202. Neles ficam armazenados os 410 V que são convertidos por outra topologia de conversor - nesse caso, esse segundo conversor é a carga do *boost* - até os cabos de saída. Os outros componentes fazem parte do sistema de controle do circuito.

As imagens são complementares e formam, juntas, o chamado circuito primário do *driver*. O circuito secundário é isolado galvanicamente do primário por um transformador. Logo, o que acontece no secundário não se reflete no primário. Essa afirmação vale também para ruídos conduzidos gerados no secundário que não afetam o circuito primário. Com isso, o maior foco dos ruídos medidos no ensaio são gerados no circuito do lado primário do *driver*.

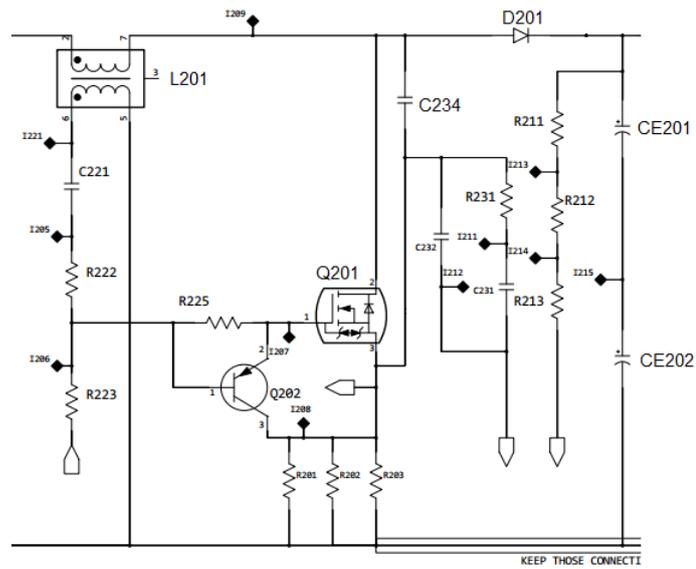
Os ruídos irradiados são causados principalmente por capacitores e indutores. Es-

Figura 30 – Circuito responsável pela filtragem EMI e retificação CA/CC.



Fonte: Do autor

Figura 31 – Circuito do conversor *boost* do *driver*



Fonte: Do autor

ses componentes possuem, como característica intrínseca, a criação de campos elétricos e magnéticos, respectivamente. Quanto a isso não há nada a ser feito. Para reduzir o acoplamento de ruídos irradiados gerados no secundário, evitando que eles se tornem conduzidos, o cumprimento de boas práticas de layouts de circuitos é o melhor caminho (Armstrong, 2017).

4.2 Limitações do Projeto

Por se tratar da adaptação de um produto já existente, muitas limitações, principalmente físicas, existem para sua alteração, uma vez que a estética externa do produto, dimensões e outras características têm de se manter em vista do produto original.

As dimensões da placa de circuito impresso não podem ser aumentadas, pois ela não caberia na carcaça. Isso dificulta alterações no *layout* das trilhas, inserção de novos componentes ou alterações dos atuais, principalmente os mais volumosos, como indutores e capacitores, elementos essenciais na atenuação de ruídos eletromagnéticos.

Além das limitações físicas, a performance do produto não pode ser alterada, uma vez que ele substituirá o produto original. Uma alteração em seu funcionamento como perda de eficiência, alteração na janela de operação ou mesmo uma queda no fator de potência do produto poderia levar os clientes a terem que desenvolver novos projetos de luminárias.

Por último, o cuidado na escolha de novos componentes utilizados para não inviabilizar a produção do novo produto. Quanto mais próximo o processo de produção dele estiver do original, mais barata e mais fácil será sua implementação.

4.3 Melhorias aplicadas

4.3.1 Primeira tentativa

Com os resultados do produto original, o conhecimento dos principais componentes geradores de ruído e o quão distante do estado ideal o produto estava, as alterações começaram a ser realizadas nos componentes críticos geradores de EMI e também nos filtros de atenuação.

Como visto na Figura 28, o ruído gerado na frequência de chaveamento do transistor é o principal ponto fora das limitações impostas pela norma. Com isso, a primeira melhoria implementada no circuito foi o aumento do número de espiras do indutor L201 (L_{boost}), aumentando sua indutância original de 1,2 mH para 1,5 mH.

Além da alteração do indutor do conversor, o indutor L101, que é usado como filtro, passou de 7,5 mH para 25 mH de indutância, aumentando seu número de espiras e substituindo seu núcleo por um material mais permeável. Diferentes materiais possuem

Tabela 8 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 220 V.

Traço	Frequência (MHz)	Nível (dB μ V)	Limite (dB μ V)	Diferença (dB μ V)
1 PK+	0,214001	59,32	63,05	-3,73
2 AV	0,218001	44,07	52,89	-8,82
1 PK+	0,538001	58,64	56,00	2,64
2 AV	0,642001	42,54	46,00	-3,46
2 AV	1,370001	41,03	46,00	-4,97
1 PK+	2,222001	55,75	56,00	-0,25
1 PK+	16,618001	52,36	60,00	-7,64

Fonte: Do autor

diferentes permeabilidades magnéticas e como a indutância do núcleo é dada pela Equação 4.1.

$$L = \frac{N^2 \times A \times \mu}{l} \quad (4.1)$$

onde: L é a indutância, A é a área transversal do núcleo, l é o comprimento do núcleo, N é o número de espiras e μ é a permeabilidade magnética do material que forma o núcleo.

Ao se usar um ferrite mais permeável no núcleo do indutor, é possível aumentar sua indutância sem alterar seu número de espiras, área transversal ou comprimento.

Junto a ele, o capacitor C105 foi acrescentado ao circuito de filtro L DM, formando agora um filtro π DM, composto por dois capacitores, C101 de 220 nF e C105 de 150 nF, e o indutor L101.

A Figura 32 mostra o resultado para o teste EMC de ruído conduzindo com o produto alimentado em 127 V após as modificações, enquanto a Figura 33 o faz para a alimentação em 220 V. As Tabelas 7 e 8 mostram os resultados dos quase picos e do ruído médio para 127 V e 220 V, respectivamente.

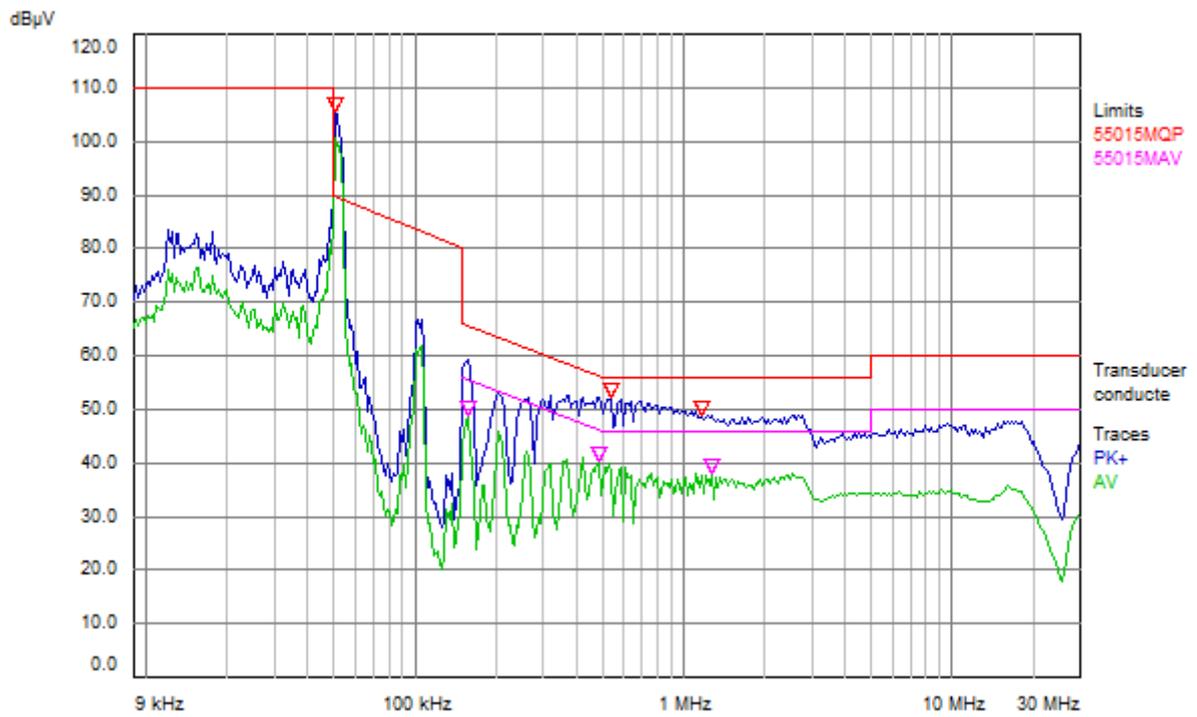
Tabela 7 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 127 V.

Traço	Frequência (MHz)	Nível (dB μ V)	Limite (dB μ V)	Diferença (dB μ V)
1 PK+	0,05092	105,36	89,83	15,53
2 AV	0,158001	48,96	55,57	-6,61
2 AV	0,482001	40,28	46,30	-6,02
1 PK+	0,534001	52,13	56,00	-3,87
1 PK+	1,170001	49,00	56,00	-7,00
2 AV	1,270001	38,12	46,00	-7,88

Fonte: Do autor

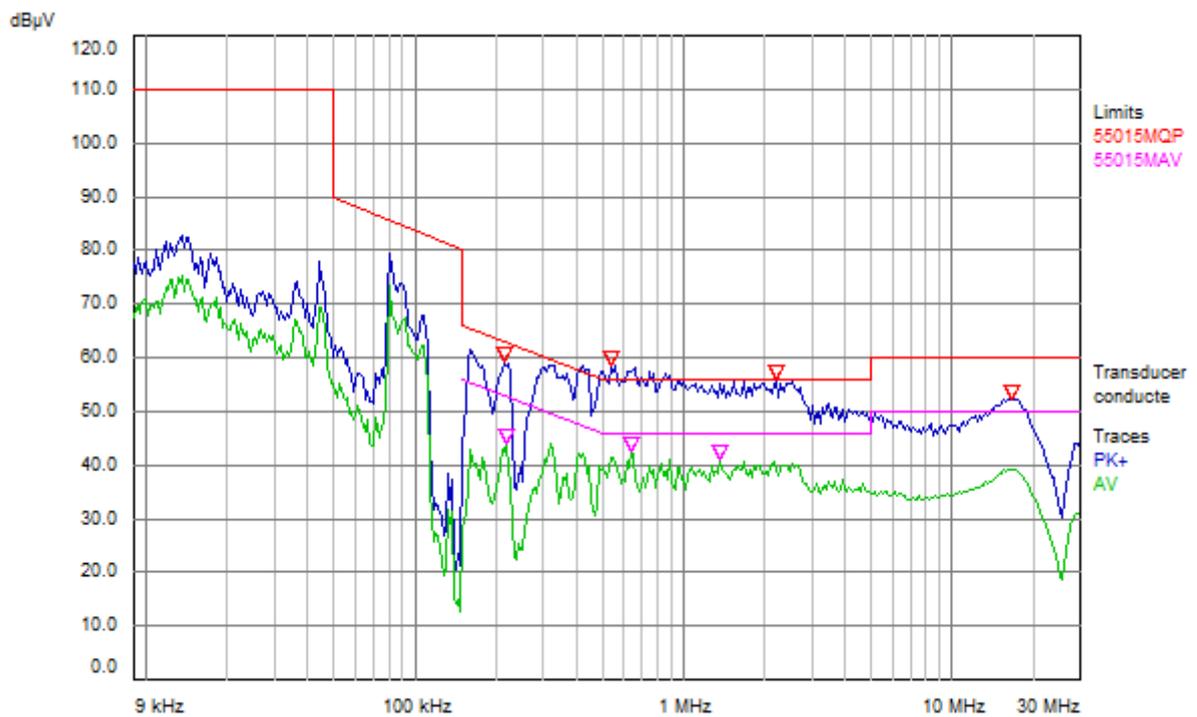
Ao se comparar as os resultados dos testes em 127 V pelas Tabelas ?? e 7 percebe-se que o quase pico do ruído na frequência de chaveamento do produto é maior após a

Figura 32 – Ensaio de EMI conduzida do produto após alterações em 127 V.



Fonte: Do autor

Figura 33 – Ensaio de EMI conduzida do produto após alterações em 220 V.



Fonte: Do autor

mudança do indutor, porém, a frequência de chaveamento foi reduzida e se encontra agora em aproximadamente 51 kHz, bem mais próxima da parte do gráfico aonde o limite para o ruído é maior. Portanto, é notável que aumentando a indutância do L_{boost} a tendência é que a frequência de chaveamento reduza e, conseqüentemente, o quase pico do ruído se desloque para a área aonde o limite para sua amplitude é maior.

Já os testes em 220 V, pouca diferença é notada. Ao se comparar as Tabelas 6 e 8, a única diferença significativa causada pelo aumento da indutância do L_{boost} , foi uma pequena piora entre as frequências de 190 kHz e 2,3 MHz. Conforme dito anteriormente, é uma região aonde o ruído DM ainda é muito influente mas também já aparecem interferências dos ruídos CM.

Como explicação da piora para essa faixa de frequência, tem-se um indício de que o aumento da indutância elevou também os ruídos irradiados emitidos pelo indutor. Como já exemplificado anteriormente, ruídos irradiados podem se tornar ruídos conduzidos CM.

4.3.2 Segunda tentativa

Como os resultados obtidos na primeira tentativa não foram satisfatórios, tanto em 127 V quanto em 220 V, uma segunda alteração foi necessária para dar continuidade às melhorias.

Ao se tratar dos resultados obtidos em 127 V, nota-se que o aumento da indutância através do acréscimo no número de espiras, acarretou na diminuição da frequência de chaveamento. Essa redução diminuiu a frequência do ruído provocado por ela para próximo da região aonde o limite para ruídos é maior.

Seguindo esta lógica, o ideal a se fazer é aplicar mais voltas no indutor L_{boost} , aumentando ainda mais sua indutância. Porém, dadas as limitações físicas do núcleo utilizado, isso não seria possível, pois não havia espaço físico para aumentar seu número de espiras. A solução encontrada foi mudar o material do qual o núcleo fora construído, semelhante ao que foi feito para o indutor filtro (L101).

O novo indutor passou então a ter uma indutância de 1,75 mH, valor este que levou a uma pequena piora na eficiência do *driver* devido ao efeito colateral da perda de energia por efeito joule, causada pela resistência parasita da bobina (HART, 2010). Entretanto, a performance do *driver* não sofreu alterações significantes e o novo indutor atendeu à performance elétrica esperada.

Nas frequências entre 190 kHz e 2,3 MHz, os ruídos irradiados se refletem em picos de ruídos conduzidos. Para corrigir esse problema, a inserção de um *cooper shield* aterrado em volta do indutor L_{boost} será feita. Sua finalidade é de mitigar os ruídos irradiados pela bobina, desviando-os para o aterramento.

Para evitar que os ruídos CM gerados fossem conduzidos pelos cabos de alimentação, foi inserido um indutor choke de 18,7 μ H na entrada, formando um filtro para este tipo de EMI. Ele passou a ser o primeiro elemento do circuito, adequando-o a teoria de

que para redes de baixa impedância ($<100 \Omega$) o primeiro elemento do circuito deve ser um indutor.

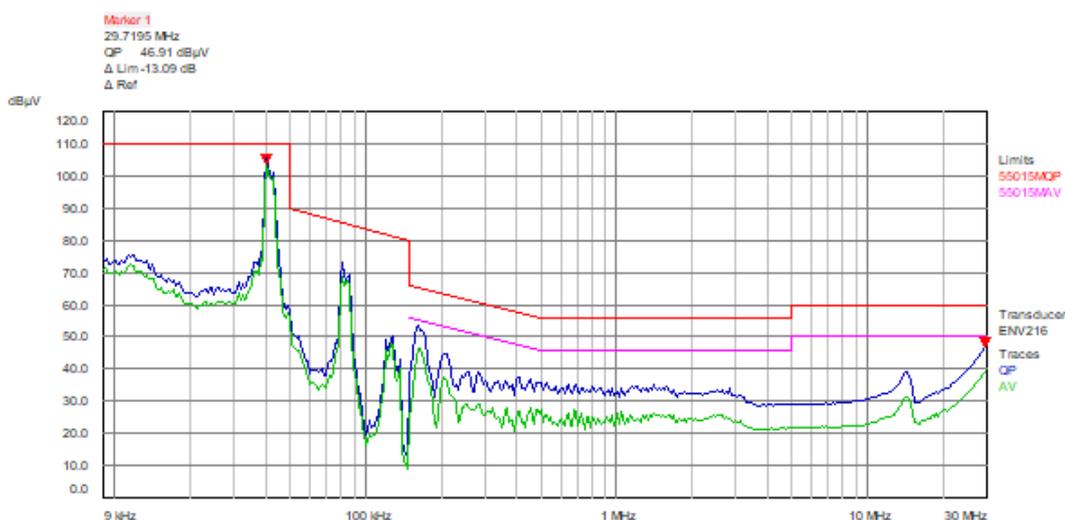
E, como prevenção para ruídos irradiados, foram instalados indutores de ferrite *bead* nas ligações dos terra (L102 e L501), tanto da parte primária quanto secundária do *driver*. Tais indutores, têm como objetivo o acoplamento entre os circuito montados na placa e o terra ligado na carcaça metálica do *driver*.

A carcaça metálica funciona como um escudo, atenuando que ruídos internos, para que não irradiem para fora, e ruídos externos, para que não acoplem aos circuitos do *driver*. Além disso, ela é responsável pela equipotencialização dos terras primário e secundário, colocando todos os circuitos na mesma referência.

Por último, uma prática muito comum em fontes CA/CC hoje em dia também foi aplicada. O uso da luva de ferrite nos cabos de alimentação. Ela tem como objetivo filtrar ruídos que se propagam em altas frequências pelos cabos e atingem a rede de alimentação.

Após as implementações realizadas no circuito, um novo teste EMC para ruídos conduzidos foi realizado. Os resultados para alimentação em 127 V e 220 V são mostrados nas Figuras 34 e 35 respectivamente, enquanto as Tabelas 9 e 10 mostram os valores médio e de quase pico.

Figura 34 – Ensaio de EMI conduzida do produto após novas alterações em 127 V.



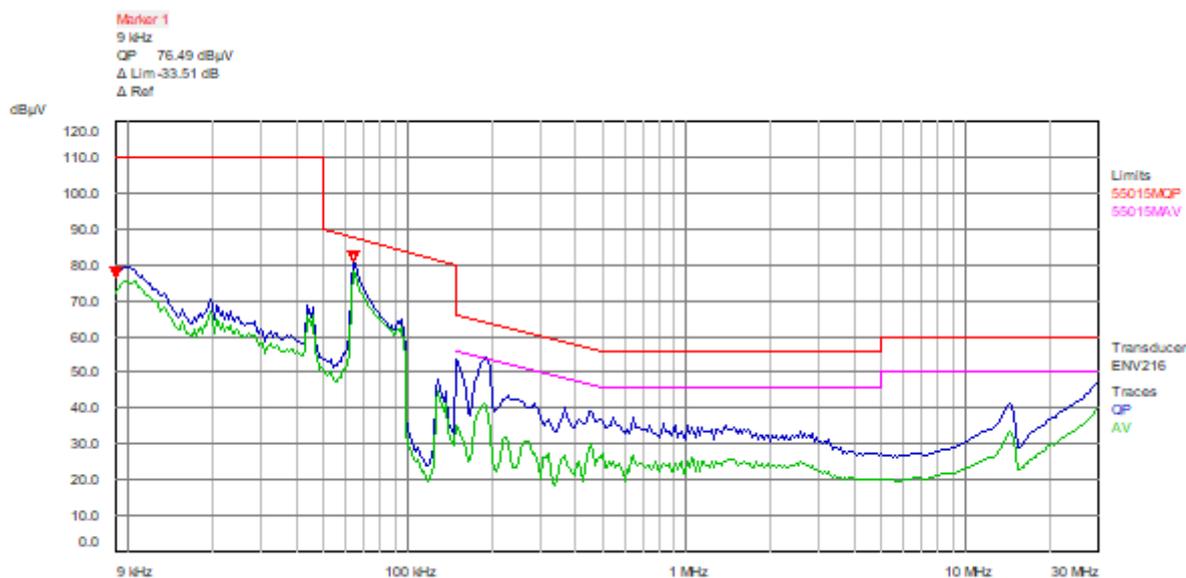
Fonte: Do autor

Tabela 9 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 127 V.

Traço	Frequência (MHz)	Nível (dBμV)	Limite (dBμV)	Diferença (dBμV)
1 PK+	0,0405	103,84	110,00	-6,16
1 PK+	29,7195	46,91	60,00	-13,09

Fonte: Do autor

Figura 35 – Ensaio de EMI conduzida do produto após novas alterações em 220 V.



Fonte: Do autor

Tabela 10 – Resultados do teste EMI conduzido do produto após alterações em 220 V.

Traço	Frequência (MHz)	Nível (dBμV)	Limite (dBμV)	Diferença (dBμV)
1 PK+	0,06435	81,15	87,70	-6,55

Fonte: Do autor

Analisando os resultados foi possível observar uma melhora substancial em ambos os casos. Para 127 V, o ruído emitido na frequência de chaveamento foi movido para a faixa onde o limite de amplitude é maior, se enquadrando nas especificações da norma, o que comprova o efeito da alteração do L_{boost} . Em 220 V, o efeito da adição do *copper shield* e da inserção do indutor de filtro choke na entrada do circuito de alimentação reduziram drasticamente os ruídos ente 190 kHz e 2,3 MHz.

Com os resultados dos testes internos aprovados, o *driver* necessitaria ainda passar pelo órgão certificador. Uma vez que ele for aprovado e certificado pelo INMETRO, ele estará apto a ser produzido e vendido em todo território nacional.

Existem vários laboratórios no Brasil que possuem a certificação INMETRO e podem validar o *driver* quanto à compatibilidade eletromagnética, o laboratório escolhido foi o Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo (IPT-SP).

As Figuras 36, 37 e 38 são fotos da realização do ensaio conduzido, irradiado para baixas frequências e irradiado para altas frequências respectivamente.

Figura 36 – Arranjo utilizado para a realização do ensaio de emissões conduzidas nos terminais de alimentação, conforme a ABNT NBR IEC CISPR 15:2014.



Retirado de IPT (2019)

Figura 37 – Arranjo utilizado para a realização do ensaio de emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, conforme a ABNT NBR IEC CISPR 15:2014.



Retirado de IPT (2019)

Figura 38 – Arranjo utilizado para a realização do ensaio de emissões irradiadas na faixa de 30 MHz a 300 MHz, conforme a ABNT NBR IEC CISPR 15:2014.

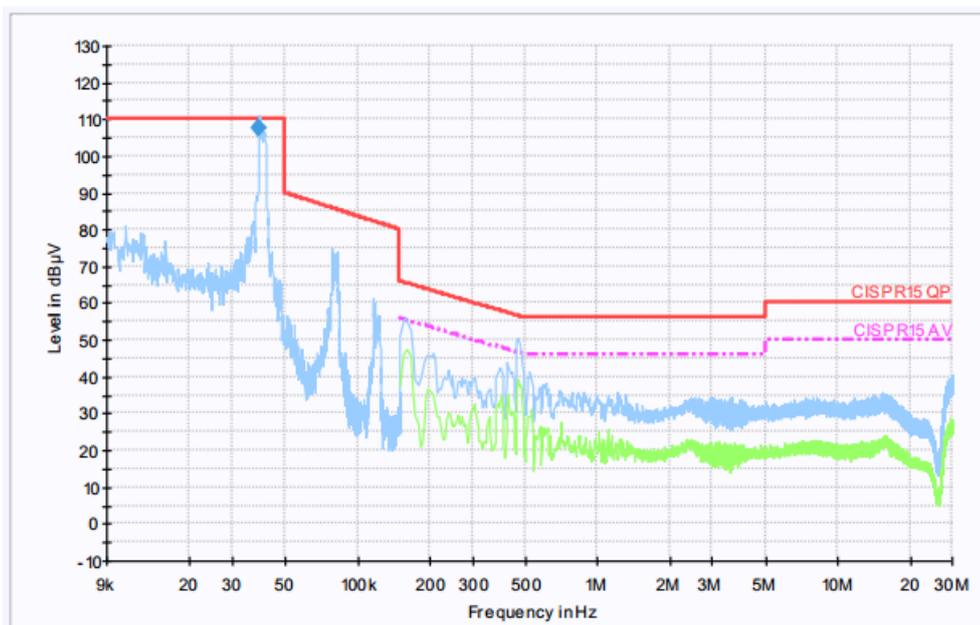


Retirado de IPT (2019)

4.4 EMC Conduzido

Os resultados do teste EMC conduzido são mostrados nas Figuras 39, para 127 V, e 40, para 220 V. As Tabelas 11 e 12 mostram os valores de quase picos e médios para 127 e 220 V, respectivamente.

Figura 39 – Resultado do ensaio de Emissões conduzidas nos terminais de alimentação, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

Tabela 11 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.

Frequência (MHz)	Quase Pico (dB μ V)	Margem (dB μ V)	Limite (dB μ V)
0,039080	107,4	-2,6	110

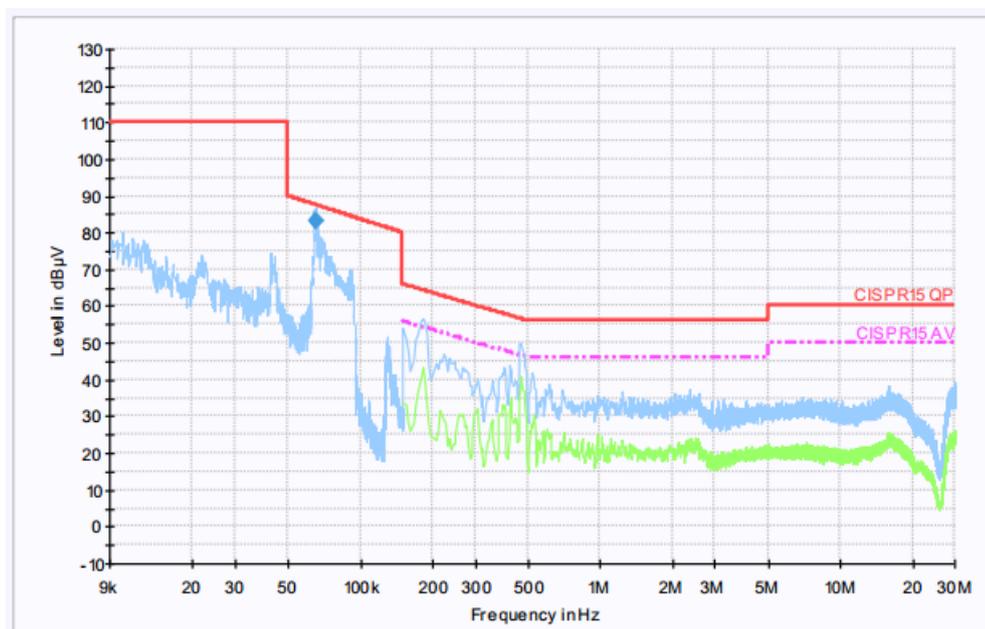
Retirado e adaptado de IPT (2019)

Tabela 12 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.

Frequência (MHz)	Quase Pico (dB μ V)	Margem (dB μ V)	Limite (dB μ V)
0,065000	83,0	-4,6	87,6

Retirado e adaptado de IPT (2019)

Figura 40 – Resultado do ensaio de Emissões conduzidas nos terminais de alimentação, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

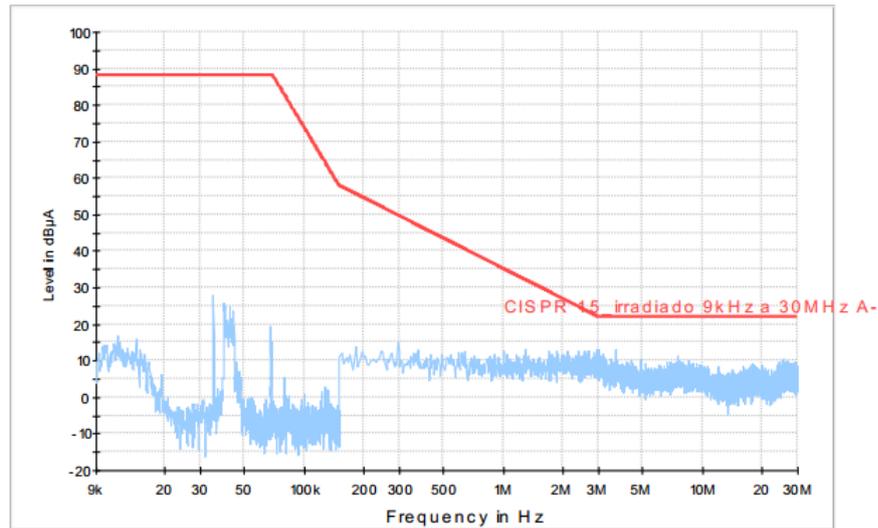
Mediante os resultados demonstrados nas Figuras 39 e 40 bem como nas Tabelas 11 e 12, pode-se observar que os resultados coincidem com os testes realizados em laboratório. Tanto as formas de onda quanto os valores se assemelham entre os testes e com isso é possível afirmar que as melhorias implementadas foram eficazes na atenuação das emissões conduzidas, tanto para 127 V quanto para 220 V.

Observa-se que o efeito das melhorias implementadas impactou amplamente na magnitude dos ruídos gerados pelo produto, tanto em 127 V quanto em 220 V. Essa diferença fica clara ao se comparar os resultados dos testes realizados previamente (Tabelas 5 e 6) às alterações e aqueles realizados pelo órgão certificador. Assim como é possível ver ao se comparas os gráficos resultantes dos dois testes.

4.4.1 EMC irradiado - 9 kHz a 30 MHz

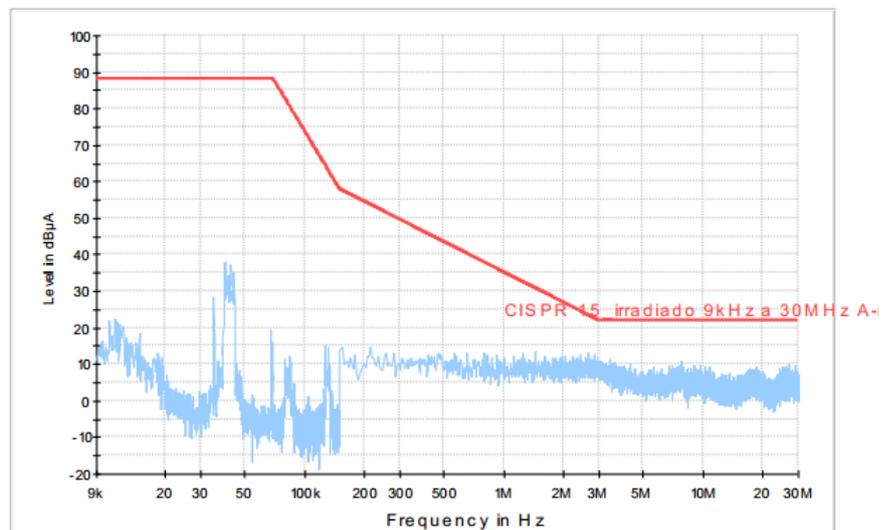
Os resultados do teste EMC irradiado para frequências entre 9 kHz e 30 kHz e alimentação em 127 V estão nas Figuras 41, 42 e 43. Eles foram realizados após a aprovação no teste EMC conduzido utilizando as três antenas de *loop*, A1, A2 e A3.

Figura 41 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A1, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz



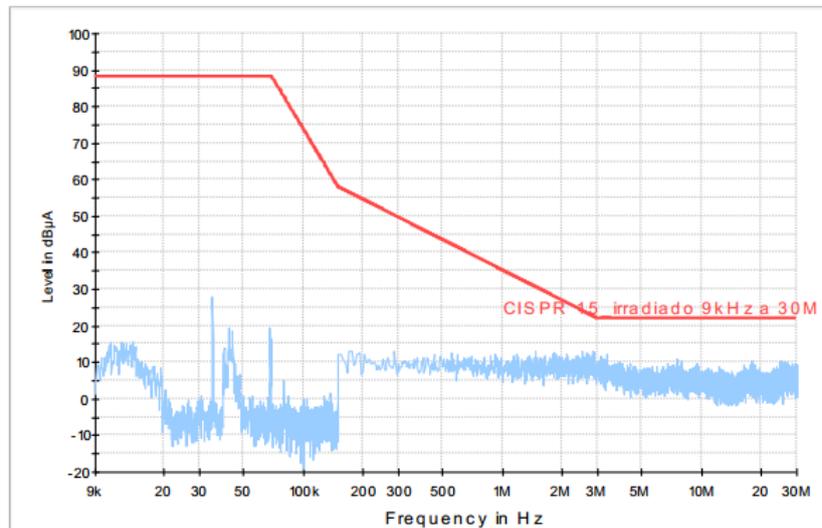
Retirado de IPT (2019)

Figura 42 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A2, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

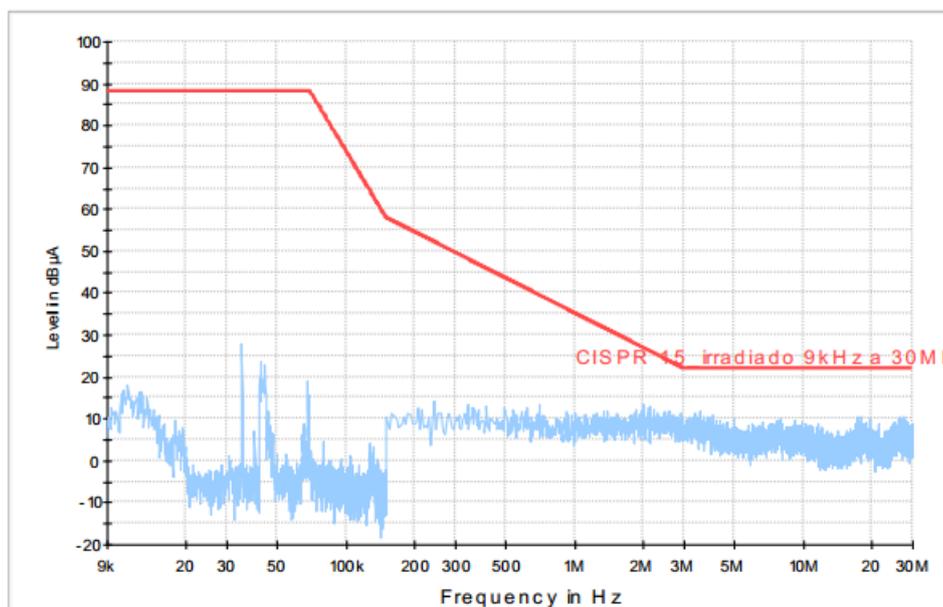
Figura 43 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A3, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

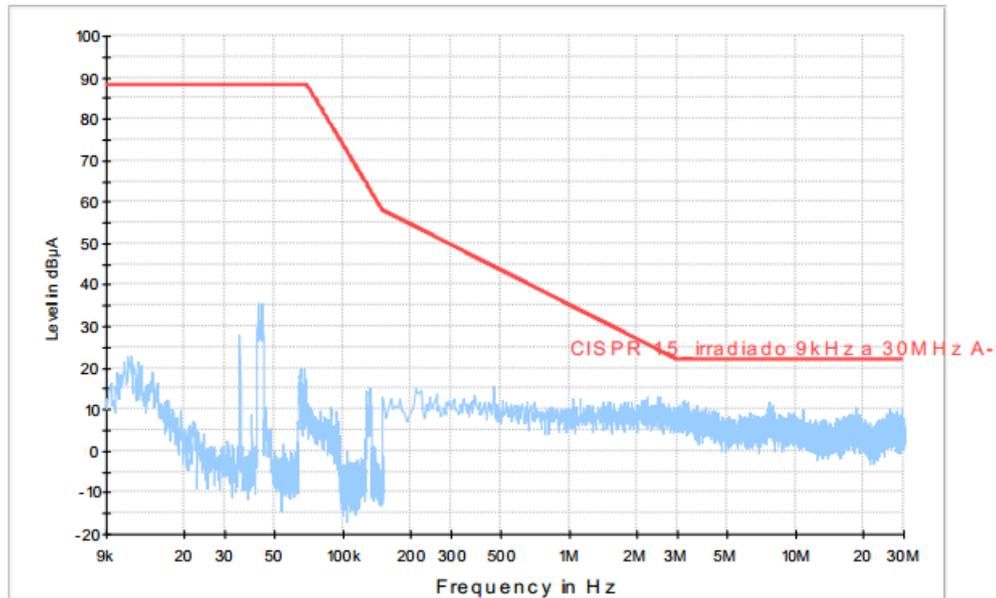
Os resultados do teste EMC irradiado para frequências entre 30 kHz e 300 MHz e alimentação em 220 V estão nas Figuras 44, 45 e 46.

Figura 44 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A1, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz



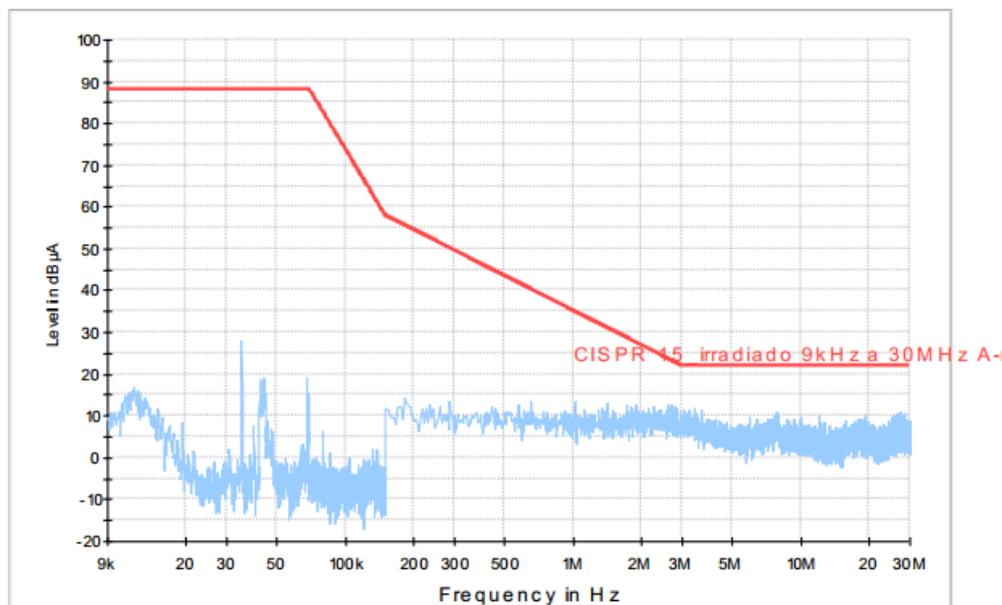
Retirado de IPT (2019)

Figura 45 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A2, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

Figura 46 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 9 kHz a 30 MHz, medida com a antena A3, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

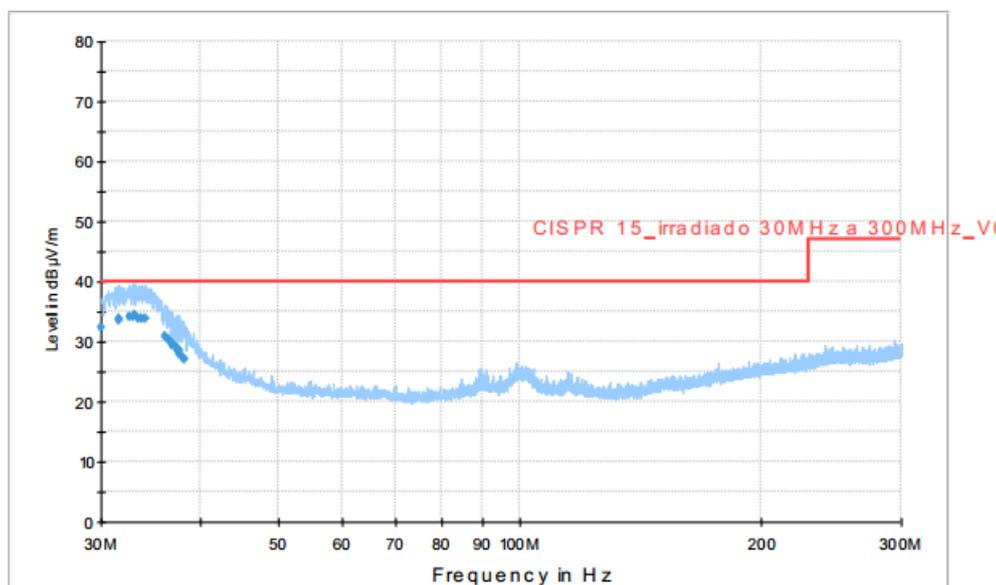
Para os ensaios de EMC utilizando as antenas de *loop* não foi detectado nenhum quase pico em nenhuma das três antenas, em nenhuma das tensões de alimentação, pro-

vando que os passos seguidos para atenuação do ruído irradiado funcionaram para as baixas frequências.

4.5 EMC irradiado - 30 MHz a 300 MHz

Os ensaios EMC para altas frequências são reportados nas Figuras 47 e 48, para 127 V e 220 V respectivamente. As Tabelas 13 e 14 mostram os valores de quase pico atingidos.

Figura 47 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 30 MHz a 300 MHz, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

Analisando os resultados obtidos no ensaio EMC irradiado para altas frequências, nota-se a formação de vários quase picos nas entre as frequências de 30 MHz e 38 MHz em 127 V. Ao se comparar o resultado do teste de EMC para ruídos conduzidos em 127 V, Figura 39, com o resultado de emissões irradiadas em altas frequências também em 127 V, Figura 47, é possível perceber uma certa tendência ao final do gráfico de emissões conduzidas e o começo do gráfico de de emissões irradiadas. O traço da primeira parece continuar na segunda, se aproximando do limite de 40 dB μ V.

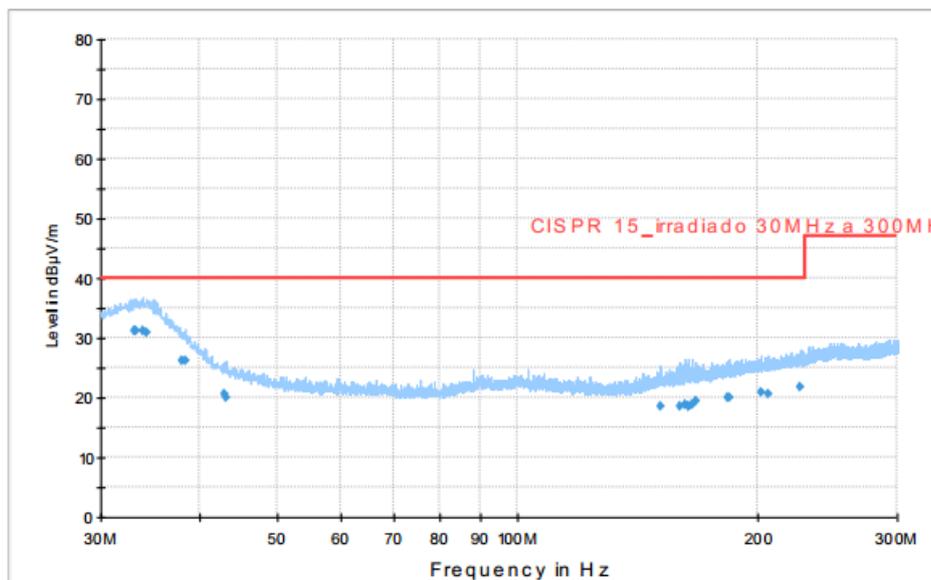
Tal comportamento se deve, provavelmente, a um componente indutivo ou capacitivo que cria um campo magnético nesta faixa de frequências. Este campo se amplifica no circuito, chegando até os terminais de alimentação na forma de ruído conduzido e se propaga pelo ar, sendo identificado no teste de EMC irradiado.

Tabela 13 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 127 V/60 Hz.

Frequência (MHz)	Quase Pico (dBμV)	Margem (dBμV)	Limite (dBμV)	Frequência (MHz)	Quase Pico (dBμV)	Margem (dBμV)	Limite (dBμV)
30,00	32,5	-7,5	40,0	36,48	30,2	-9,8	40,0
31,56	33,5	-6,5	40,0	36,760	29,7	-10,3	40,0
31,64	33,8	-6,2	40,0	36,880	29,5	-10,5	40,0
32,56	34,0	-6,0	40,0	37,16	29,0	-11,0	40,0
32,84	34,0	-6,0	40,0	37,28	28,8	-11,2	40,0
33,00	34,3	-5,7	40,0	37,360	28,4	-11,6	40,0
33,48	34,0	-6,0	40,0	37,520	28,5	-11,5	40,0
33,76	33,7	-6,3	40,0	37,64	27,9	-12,1	40,0
34,04	33,8	-6,2	40,0	38,00	27,5	-12,5	40,0
36,12	30,8	-9,2	40,0	38,16	27,2	-12,8	40,0

Retirado e adaptado de IPT (2019)

Figura 48 – Resultado do ensaio de Emissões irradiadas na faixa de 30 MHz a 300 MHz, conforme ABNT NBR IEC CISPR 15:2014, com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.



Retirado de IPT (2019)

Tabela 14 – Pontos destacados e medidos em quase pico para ensaio de Emissões conduzidas com tensão de alimentação em 220 V/60 Hz.

Frequência (MHz)	Quase Pico (dB μ V)	Margem (dB μ V)	Limite (dB μ V)	Frequência (MHz)	Quase Pico (dB μ V)	Margem (dB μ V)	Limite (dB μ V)
33,04	31,3	-8,7	40,0	162,40	18,9	-21,1	40,0
33,16	31,1	-8,9	40,0	164,20	18,5	-21,5	40,0
33,88	31,3	-8,7	40,0	164,44	18,7	-21,3	40,0
34,24	30,9	-9,1	40,0	165,76	19,0	-21,0	40,0
37,92	26,3	-13,7	40,0	167,92	19,3	-20,7	40,0
38,24	26,1	-13,9	40,0	183,48	20,0	-20,0	40,0
42,92	20,6	-19,4	40,0	185,04	20,0	-20,0	40,0
43,20	20,0	-20,0	40,0	202,20	20,9	-19,1	40,0
151,44	18,7	-21,3	40,0	206,44	20,7	-19,3	40,0
160,20	18,6	-21,4	40,0	227,12	21,8	-18,2	40,0

Retirado e adaptado de IPT (2019)

O mesmo comportamento citado acima se repete ao se comparar os resultados de ruído conduzido e irradiado de altas frequências para 220 V, vistos nas Figuras 40 e 48 respectivamente. Porém, pode-se notar que a amplitude do ruído é menor para a maior tensão de alimentação. Tal efeito reafirma o que já foi dito anteriormente, para tensões menores, o *driver* é mais sensível à interferências eletromagnéticas internas. Isso reforça a ideia de que o que está gerando estes quase picos é um componente indutivo ou capacitivo que trabalha mais sobrecarregado em 127 V do que em 220 V, uma vez que a corrente no primeiro caso é bem maior.

4.6 O Novo circuito

Com a aprovação do órgão certificador e as melhorias validadas, pode-se então finalizar o projeto e montar a lista de materiais definitiva do novo *driver*.

A Tabela 15 mostra um resumo das mudanças motivadas pela atenuação do EMI. Ela compara os componente utilizados no produto original com os componente utilizados no novo.

Nas Figuras 49 e 50 são mostrados os novos circuitos de filtragem EMI e retificação e o circuito do conversor *boost*. Os componentes que foram alterados, estão circulados em azul, em verde aqueles adicionados durante o projeto com a finalidade de atenuar as interferências eletromagnéticas geradas pelo circuito.

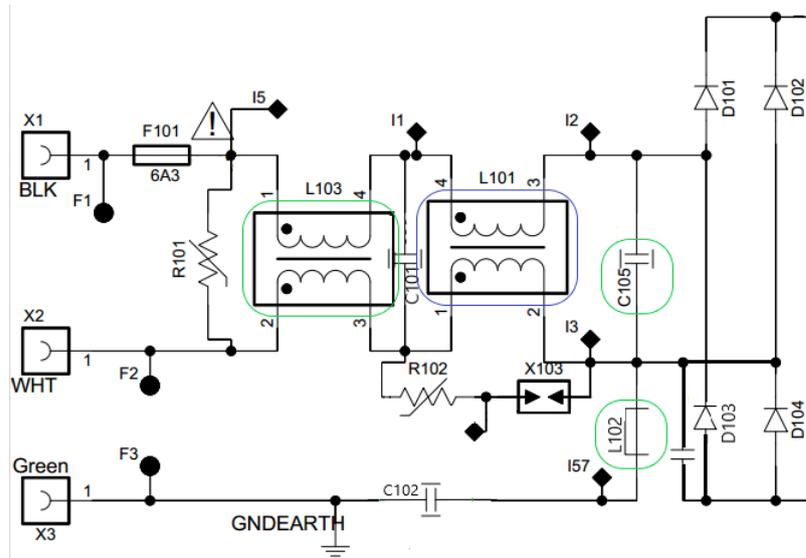
Vale ressaltar que este projeto foi utilizado para implementar outras modificações no *driver* com o objetivo de melhorar seu custo e seu processo de manufatura. Entretanto, somente as alterações realizadas em prol da atenuação de ruídos eletromagnéticos são abordadas neste trabalho.

Tabela 15 – Comparação entre componentes do *driver* original e do novo - Mudanças relacionadas a emissão de EMI

<i>Driver Original</i>		<i>Driver Novo</i>	
Componente	Endereço	Componente	Endereço
-	-	Cap 305V 150nF	C105
L Filter 7,5mH	L101	L Filter 25mH	L101
-	-	L FBead EMI 100 MHZ-70r	L102
-	-	L Filter 18,7 μ H	L103
L Convert 1,2mH (L_{boost})	L201	L Convert 1,75mH (L_{boost})	L201
-	-	L FBead EMI 100 MHZ 30r	L202, L501
-	-	Star-gap-snap-ferrite (luva)	Externo

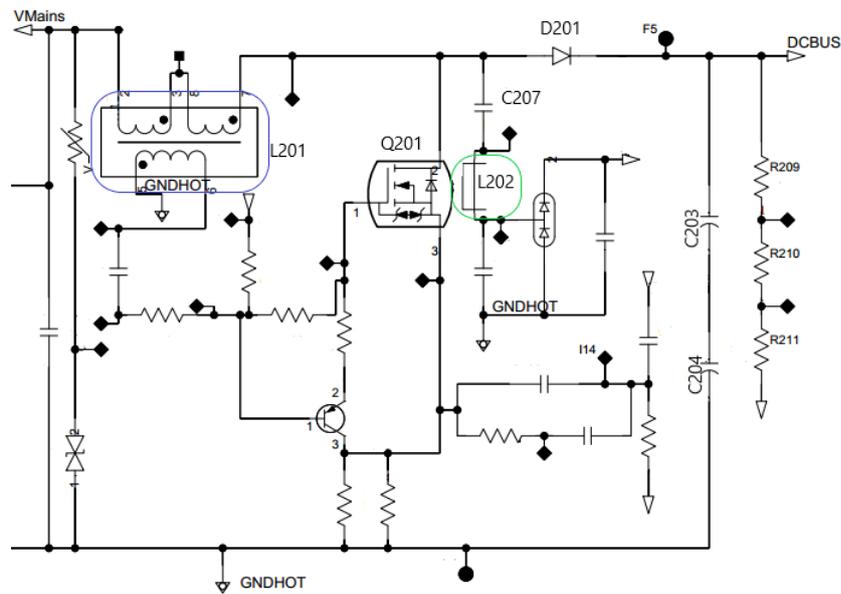
Fonte: Do autor

Figura 49 – Circuito responsável pela filtragem EMI retificação CA/CC



Fonte: Do autor

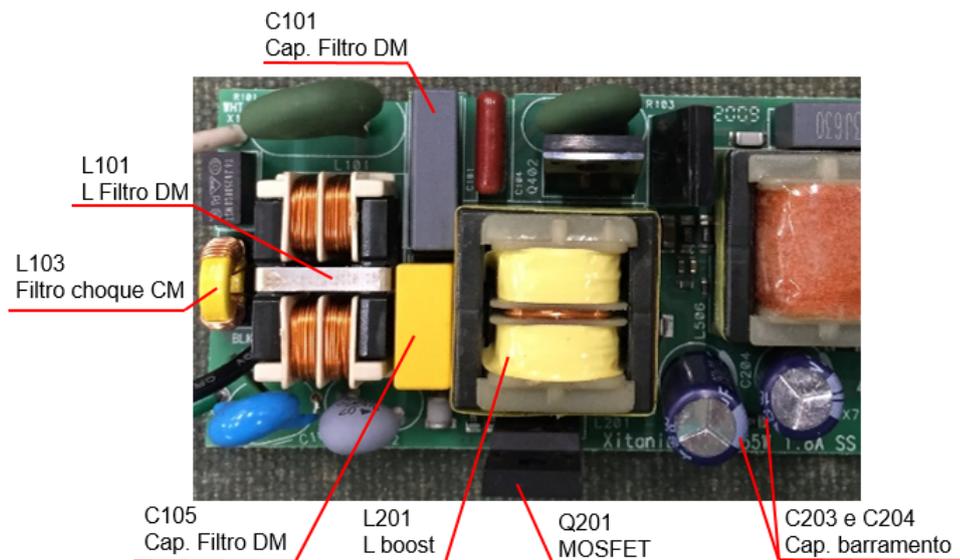
Figura 50 – Circuito responsável pelo conversor *boost*



Fonte: Do autor

As Figuras 51, 52, 53 e 54 mostram a nova placa e os novos componentes do *driver*. Nelas é possível ver os filtros DM e CM, assim como outros elementos principais de funcionamento do conversor e o detalhe do aterramento do *copper shield* presente no L_{boost} .

Figura 51 – Vista superior da nova placa com identificação dos componentes.



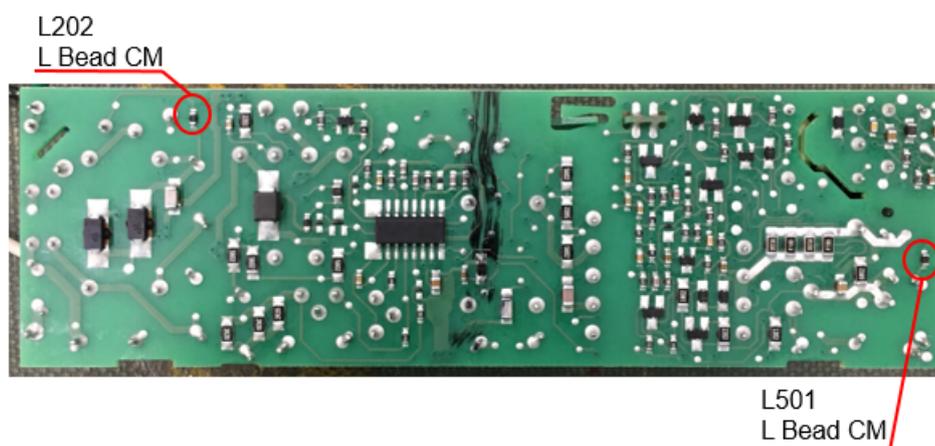
Fonte: Do autor

Figura 52 – Vista superior da nova placa com o filtro de luva de ferrite



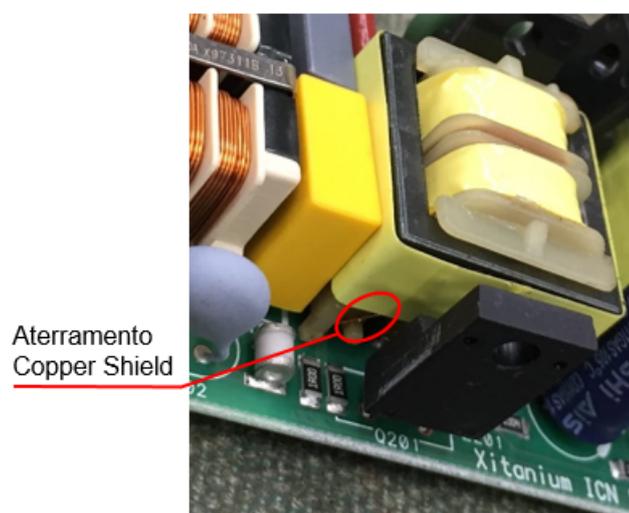
Fonte: Do autor

Figura 53 – Vista inferior do novo circuito com novos indutores



Fonte: Do autor

Figura 54 – Detalhe do aterramento do *copper shield* no L_{boost}



Fonte: Do autor

5 Considerações Finais

A implementação de um filtro EMI através da alteração de um produto já existente, com várias limitações impostas pelo projeto levou à compreensão abrangente do tema. O trabalho mostrou como os circuitos supressores de interferência eletromagnética funcionam e como cada componente tem papéis bem definidos para essa finalidade.

Mapear o estado atual do *driver* foi de suma importância para o desenvolvimento do trabalho. Com isso, foi possível identificar os pontos críticos das emissões eletromagnéticas e tratá-los para atingir os resultados. Outro ponto importante, foi o estudo sobre a topologia do dispositivo, como citado na bibliografia, o conhecimento sobre a maneira de como o produto trabalha facilitou o mapeamento dos pontos citados acima.

De acordo com o que os resultados mostram, após passar pelas melhorias propostas, o *driver* respondeu como o esperado, tendo suas emissões reduzidas substancialmente e adequando-se as normas vigentes no país. Apesar das dificuldades encontradas nas alterações, o resultado final levou o produto à certificação nacional, tornando-se apto para venda em todo o território brasileiro.

Como sugestão para as pesquisas futuras, o assunto deve ser tratado em todos os níveis, desde a ideia do projeto, sabendo-se que o que existe hoje é uma tendência a que cada vez mais regulamentações rigorosas surjam a respeito do tema.

Por fim, o autor gostaria de salientar o quanto o estudo do tema é importante, visto que é um assunto atual e com alta repercussão nos meios industriais. Hoje, existem fábricas especializadas em soluções de filtros eletromagnéticos externos, apenas para que produtos eletrônicos chaveados se adequem a normas vigentes e possam continuar a ser comercializados.

Referências

- ABNT. *ABNT IEC/NBR CISPR 15:2014 - Limites e métodos de medição das radioperturbações características dos equipamentos elétricos de iluminação e similares*. Rio de Janeiro, RJ, 2014. 23, 24, 25, 26
- Armstrong, E. I. K. Designing and selecting filters. v. 1, n. 1, p. 23–36, 2017. 14, 16, 17, 18, 31
- Beltrame, F. et al. EMI conduzida gerada por conversores estáticos aplicados à correção do fator de potência. *Sba: Controle Automação - Sociedade Brasileira de Automatica*, scielo, v. 23, p. 1 – 13, 02 2012. ISSN 0103-1759. 9, 11, 12, 13, 15
- GURNEY, D. *EMI emissions testing: peak, quasi-peak, and average measurements*. EDN. Acesso em 04 de abr. 2020. Disponível em: <<https://www.edn.com/emi-emissions-testing-peak-quasi-peak-and-average-measurements/>>. 24
- HART, W. D. *Power Electronics*. 1. ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2010. v. 1. 1, 2, 3, 34
- IPT. *IPT Instituto de Pesquisa Tecnológica de São Paulo - Relatório de Ensaio n.º 114 052-203 2019*. São Paulo, SP, 2019. 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45
- KEYSIGHT, T. *What is an EMC quasi-peak detection?* Keysight Technologies. Acesso em 04 de abr. 2020. Disponível em: <<https://www.keysight.com/main/editorial.jsp?cc=US&lc=eng&ckey=1000001894:epsg:faq&nid=-32987.536883541.08&id=1000001894:epsg:faq>>. 24
- Lu, B. et al. High frequency investigation of single-switch ccm power factor correction converter. v. 3, p. 1481–1487 Vol.3, 2004. 12, 13
- MOHAN, N. *Firts Course on Power Electronics and Drives*. 1. ed. Minneapolis, MN: MNPERE, 2003. v. 1. 4
- OZENBAUGH, R. L. *EMI Filter Design*. 2. ed. New York: Marcel Dekker Inc., 2001. 14
- Pieniz, M.; Pinheiro, J. R.; Hey, H. L. An investigation of the boost inductor volume applied to pfc converters. p. 1–7, 2006. 18
- POTENZIA, A. *Núcleo Ferrite Supressor de Ruídos EMI RFI Tipo Clamp 7mm*. Potenzia Eletrônicos, 2020. Acesso em 04 abr. 2020. Disponível em: <<https://www.potenzia.com.br/nucleo-ferrite-supressor-de-ruídos-emi-rfi-tipo-clamp-7mm>>. 20
- Redl, R. Power electronics and electromagnetic compatibility. v. 1, p. 15–21 vol.1, 1996. 8, 9, 10, 11
- ROGGIA, L. *Estudo, implementação e controle do conversor boost PFC operando no modo de condução mista*. 2009. 3
- Rossetto, L.; Buso, S.; Spiazzi, G. Conducted emi issues in a boost pfc design. p. 188–195, 1998. 12

- Rossetto, L.; Buso, S.; Spiazzi, G. Conducted emi issues in a 600-w single-phase boost pfc design. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 2, p. 578–585, 2000. 15, 20
- Sanches, D. *Interferência Eletromagnética EMI*. 1. ed. São Paulo: Interciência, 2003. 18
- Sanches, D. *Interferência Eletromagnética em Sistemas Eletrônicos*. 1. ed. São Paulo: Interciência, 2010. 8, 11
- Sanches, D. *Interferência Eletromagnética EMI - Tópicos especiais em Eletrônica - I*. 1. ed. São Paulo: Clube do Autor, 2019. 9
- SIGNIFY HOLDING CO. *Advance Xitanium 55W 1.80A 120-277V Outdoor LED Driver with SimpleSet Datasheet*. Netherlands, 2019. 4



TERMO DE RESPONSABILIDADE

O texto do trabalho de conclusão de curso intitulado “Estudo de caso da implementação de filtro EMI em um conversor elétrico aplicado a luminárias de tecnologia LED para vias públicas” é de minha inteira responsabilidade. Declaro que não há utilização indevida de texto, material fotográfico ou qualquer outro material pertencente a terceiros sem a devida citação ou consentimento dos referidos autores.

João Monlevade, 28 de setembro de 2020.

Nome completo do(a) aluno(a)