

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
SANTA CATARINA - CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

FELIPE RODRIGUES BROERING

**APLICAÇÃO DE TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO DE
INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM UM
CONVERSOR ESTÁTICO COM MÚLTIPLAS SAÍDAS
PARA ATENDER A NORMA CISPR11**

Florianópolis, 2020

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE
SANTA CATARINA - CÂMPUS FLORIANÓPOLIS
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

FELIPE RODRIGUES BROERING

**APLICAÇÃO DE TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO DE
INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM UM
CONVERSOR ESTÁTICO COM MÚLTIPLAS SAÍDAS
PARA ATENDER A NORMA CISPR11**

Trabalho de conclusão de curso submetido
ao Instituto Federal de Educação, Ciência
e Tecnologia de Santa Catarina como parte
dos requisitos para obtenção do título de
engenheiro eletrônico

Orientador:
Prof. Dr. Luis Carlos Martinhago Schlichting

Coorientador:
Prof. Dr. Joabel Moia

Florianópolis, 2020

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor.

Broering, Felipe Rodrigues
Aplicação de Técnicas de mitigação de Interferência
Eletromagnética em um conversor estático com múltiplas saídas
para atender a norma CISPR11 / Felipe Rodrigues
Broering ; orientação de Luis Carlos Martinhago
Schlichting; coorientação de Joabel Moia. - Florianópolis,
SC, 2020.
Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) - Instituto Federal
de Santa Catarina, Câmpus Florianópolis. Bacharelado
em Engenharia Eletrônica. Departamento Acadêmico
de Eletrônica.
Inclui Referências.

1. Compatibilidade eletromagnética. 2. Interferência
eletromagnética. 3. Eletrônica de potência. 4. Conversores
estáticos. I. Schlichting, Luis Carlos Martinhago.
II. Moia, Joabel. III. Instituto Federal de Santa
Catarina. Departamento Acadêmico de Eletrônica. IV.
Título.

APLICAÇÃO DE TÉCNICAS DE MITIGAÇÃO DE INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM UM CONVERSOR ESTÁTICO COM MÚLTIPLAS SAÍDAS PARA ATENDER A NORMA CISPR11

FELIPE RODRIGUES BROERING

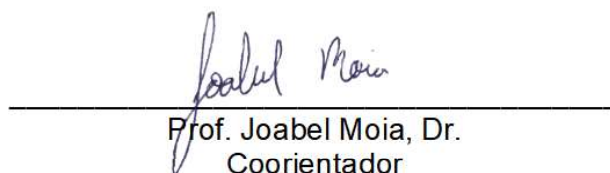
Este Trabalho foi julgado adequado para obtenção do Título de Engenheiro Eletrônico em outubro de 2020 e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso de Engenharia Eletrônica do Instituto Federal de Educação Ciência, e Tecnologia de Santa Catarina.

Florianópolis, 15 de outubro, 2020.

Banca Examinadora:



Prof. Luis Carlos Martinhago Schlichting, Dr
Orientador



Prof. Joabel Moia, Dr.
Coorientador



Daniel Dezan de Bona, Me.



Prof. Renan Augusto Starke, Dr

AGRADECIMENTOS

Ao Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), que ao longo de quase uma década, desde o meu ensino técnico integrado, me proporcionou muitas amizades, momentos de reflexão, crescimento pessoal e profissional. Além do mais, me proporcionou uma excelente infraestrutura ao qual eu usufruí ao máximo, tive o privilégio de poder usar equipamentos de extremo valor financeiro, que viabilizaram o entendimento e a solução de problemas complexos da área.

Em especial a minha mãe, pois se não fosse pela senhora Janete talvez eu nem tivesse ingressado em um curso de graduação. Agradeço a ela por sempre ter me incentivado a estudar e apoiado em todos esses anos nos meus estudos.

Agradeço a todos os amigos que fiz dentro do IFSC, pelo companheirismo e apoio nos estudos. Principalmente às amizades que fiz no Laboratório de Processamento Eletrônico de Energia (LPEE), laboratório no qual fui bolsista ao longo de 5 anos.

Aos meus familiares que me incentivaram nessa longa jornada.

Agradeço a todos que, de alguma forma, participaram da minha vida acadêmica, me proporcionando conhecimento através de debates e discussões.

*"Para todo problema complexo,
existe sempre uma solução simples,
elegante e completamente errada. "*
(Henry Louis Mencken)

RESUMO

Diante dos problemas no funcionamento de equipamentos eletrônicos gerados pelas interferências eletromagnéticas (EMI), foram criadas diversas normas para impor limites a estas interferências. O atendimento às normas costumam ser item indispensável na homologação de produtos para sua comercialização. Nesse contexto, esse trabalho se propõe a mitigar a emissão de ruídos eletromagnéticos de um conversor estático de múltiplas saídas para adequá-lo às normas vigentes. Para tanto, são apresentados conceitos de compatibilidade eletromagnética, problemas relacionados à EMI em conversores estáticos e possíveis técnicas para redução da EMI. As técnicas estudadas são aplicadas a um conversor estático de múltiplas saídas e para cada técnica, foram feitos ensaios de emissões conduzidas ou irradiadas para apresentar a efetividade do procedimento realizado. Por fim, apresentam-se as considerações finais e sugestões de trabalhos futuros.

Palavras-chave: Compatibilidade eletromagnética. Interferência eletromagnética. Eletrônica de potência. Conversores estáticos.

ABSTRACT

Several standards were created to impose limits on electromagnetic interference (EMI) generated by electronic equipments. Compliance with standards is usually an indispensable item in the approval of products for their commercialization. In this context, this work aims to mitigate the emission of electromagnetic noise from a static converter with multiple outputs to adapt it to the current standards. For that, concepts of electromagnetic compatibility, problems related to EMI in static converters and possible techniques for EMI reduction are presented. The studied techniques are applied to a static converter with multiple outputs and for each technique, tests of conducted or irradiated emissions were performed to present the effectiveness of the procedure performed. Finally, the final considerations and suggestions for future work are presented.

Keywords: Eletromagnetic compatibility. Eletromagnetic interference. Power eletrronics. Static converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Elementos de estudo de EMC e EMI	21
Figura 2 – Forma de onda do PWM	22
Figura 3 – Espectro harmônico do sinal PWM	22
Figura 4 – Efeito da razão cíclica no espectro harmônico do sinal	23
Figura 5 – Interferência eletromagnética irradiada	24
Figura 6 – Interferência eletromagnética conduzida	25
Figura 7 – Diagrama de elaboração de normas no Brasil	28
Figura 8 – Conexão da LISN	34
Figura 9 – Limite da EMI irradiada	36
Figura 10 – Limite de EMI conduzida	36
Figura 11 – Conversor linear típico	37
Figura 12 – Topologia de um conversor <i>flyback</i>	38
Figura 13 – Formas de onda do conversor <i>flyback</i>	39
Figura 14 – <i>Flyback</i> com semicondutores como fonte de ruídos	40
Figura 15 – Gráfico típico da tensão e corrente de comutação dos diodos	41
Figura 16 – Gráfico típico da tensão e corrente de comutação de um transistor MOSFET para carga resistiva	42
Figura 17 – EMI em um conversor <i>flyback</i>	43
Figura 18 – Componentes da EMI conduzida de um conversor <i>flyback</i>	44
Figura 19 – Resposta em frequência de um modelo de resistor real	46
Figura 20 – Resposta em frequência de um modelo de capacitor real	46
Figura 21 – Resposta em frequência de um modelo de indutor real	47
Figura 22 – Diferença de campo eletromagnético entre indutores	48
Figura 23 – Acoplamentos capacitivos	48
Figura 24 – Redução de área de <i>loop</i> das trilhas de alimentação	51
Figura 25 – Redução de área de <i>loop</i> de trilhas de sinal	52
Figura 26 – Topologia típica de filtro de EMI para fontes de alimentação	53
Figura 27 – Oscilações presentes na comutação	54
Figura 28 – Aplicação típica de <i>Snubber</i> em um conversor <i>flyback</i>	54
Figura 29 – Aplicação da blindagem de Faraday conectando a referência da bobina primária	55
Figura 30 – Aplicação do capacitor do tipo Y entre referências de um conversor <i>flyback</i>	56
Figura 31 – Diagrama de blocos do conversor estático com múltiplas saídas	60
Figura 32 – Diagrama do projeto do conversor desenvolvido no <i>software</i> KiCAD	61
Figura 33 – Esquemático do circuito <i>flyback</i>	62
Figura 34 – Esquemático do circuito carregador de bateria	63

Figura 35 – Esquemático do conversor <i>buck</i> abaixador de tensão com saída de 3,3 V	64
Figura 36 – Esquemático do conversor <i>buck</i> abaixador de tensão com saída de 5 V	64
Figura 37 – Esquemático do conversor <i>buck</i> abaixador de tensão com saída de 6 V	64
Figura 38 – Leiaute da parte inferior da placa	66
Figura 39 – Leiaute da parte superior da placa	67
Figura 40 – Localização de algumas técnicas de redução de EMI	68
Figura 41 – Vista superior da placa em 3D	69
Figura 42 – Vista inferior da placa em 3D	70
Figura 43 – Teste elétrico conversor <i>flyback</i> com tensão de barramento de 127 Vcc	71
Figura 44 – Teste elétrico conversor <i>flyback</i> com tensão de barramento de 329 Vcc	72
Figura 45 – Tensão <i>drain-source</i> do transistor MOSFET (Q1) do conversor <i>flyback</i>	73
Figura 46 – Teste elétrico do conversor <i>buck</i> de 3,3 V	74
Figura 47 – Teste elétrico do conversor <i>buck</i> de 5 V	74
Figura 48 – Teste elétrico do conversor <i>buck</i> de 6 V	75
Figura 49 – Primeiro ensaio de EMI conduzida (Detector de Quase-Pico)	76
Figura 50 – Primeiro ensaio de EMI conduzida (Detector de valor médio)	77
Figura 51 – Filtro de entrada após a alteração do capacitor	77
Figura 52 – Ensaio de EMI conduzida após alteração do capacitor do filtro (Detector de quase-pico)	78
Figura 53 – Ensaio de EMI conduzida após alteração do capacitor do filtro (Detector de valor médio)	78
Figura 54 – Comparação dos ensaios com capacitâncias diferentes (Detector de quase-pico)	79
Figura 55 – Comparação dos ensaios com capacitâncias diferentes (Detector de valor médio)	80
Figura 56 – Esquemático do conversor <i>buck</i> baixador com alteração na frequência de comutação	80
Figura 57 – Ensaio de EMI conduzida após alteração da frequência de comutação dos conversores <i>buck</i> (Detector de quase-pico)	81
Figura 58 – Ensaio de EMI conduzida após alteração da frequência de comutação dos conversores <i>buck</i> (Detector de valor médio)	82
Figura 59 – Comparação dos ensaios relacionadas a variação da frequência de comutação (Detector de quase-pico)	82
Figura 60 – Comparação dos ensaios relacionadas a variação da frequência de comutação (Detector de valor médio)	83
Figura 61 – Primeiro ensaio de EMI irradiada	84
Figura 62 – Rastreamento da emissão de ruídos irradiados	85
Figura 63 – Placa com cabos trançados	86

Figura 64 – Parte do esquemático com a adição dos capacitores de desacoplamento	86
Figura 65 – Teste com cabo trançado e capacitor de 1 μ F nas saídas	87
Figura 66 – Comparação do ensaio com cabos desorganizados com o ensaio com cabos organizados e capacitores de desacoplamento	88
Figura 67 – Esquemático do conversor <i>buck</i> abaixador com indicação do indutor alterado	88
Figura 68 – Diferença de encapsulamento dos Indutores	89
Figura 69 – Ensaio com indutores SMD blindados	89
Figura 70 – Comparação de indutores	90
Figura 71 – Esquemático do conversor <i>buck</i> abaixador com indicação do capacitor alterado	90
Figura 72 – Diferença de encapsulamento dos capacitores	91
Figura 73 – Ensaio com capacitor SMD	91
Figura 74 – Comparação de capacitores	92
Figura 75 – Esquemático do conversor <i>buck</i> abaixador com indicação do diodo alterado	92
Figura 76 – Diferença de encapsulamento dos diodos	93
Figura 77 – Ensaio com diodo SMD	93
Figura 78 – Comparação de diodos	94
Figura 79 – Foto da placa antes das alterações dos componentes dos circuitos <i>buck</i>	94
Figura 80 – Foto da placa após as alterações	95
Figura 81 – Posição do <i>jumper</i> para desligamento do carregador de bateria	95
Figura 82 – Ensaio do projeto com o carregador de bateria desligado	96
Figura 83 – Comparação entre carregador de bateria ligado e desligado	96
Figura 84 – Região do esquemático do carregador de bateria com indicação dos componentes a serem alterados	97
Figura 85 – Ensaio com indutor blindado no carregador de bateria	98
Figura 86 – Comparação de indutores no carregador de bateria	98
Figura 87 – Ensaio com capacitores SMD no carregador de bateria	99
Figura 88 – Comparação de capacitores no carregador de bateria	99
Figura 89 – Alteração da trilha de alimentação dos conversores <i>buck</i>	101
Figura 90 – Foto do novo caminho da corrente de retorno soldado	102
Figura 91 – Ensaio com alteração da trilha de alimentação dos conversores baixadores de tensão	102
Figura 92 – Comparação de leiaute	103
Figura 93 – Região do esquemático do carregador de bateria com indicação do capacitor de desacoplamento adicionado	103

Figura 94 – Ensaio após a adição do capacitor de desacoplamento na saída do carregador de bateria	104
Figura 95 – Comparação com e sem capacitor na saída do carregador de bateria	104
Figura 96 – Região do esquemático do circuito <i>flyback</i> com indicação da conexão do dissipador do MOSFET à referência	105
Figura 97 – Ensaio conectando o dissipador do transistor do conversor <i>flyback</i> a referência	106
Figura 98 – Comparação dos ensaios do dissipador de calor do transistor do conversor <i>flyback</i> conectado e desconectado da referência	106
Figura 99 – Esquemático do circuito <i>flyback</i> com indicação da conexão do dissipador do diodo à referência	107
Figura 100–Ensaio conectando o dissipador do diodo do conversor <i>flyback</i> a referência	107
Figura 101–Comparação do o dissipador do diodo do conversor <i>flyback</i> conectado e desconectado da referência	108
Figura 102–Foto da placa com indicação da conexão dos dissipadores de calor a referência	109
Figura 103–Região do esquemático do circuito <i>flyback</i> com indicação da conexão da blindagem de Faraday à referência	110
Figura 104–Ensaio com transformador blindado conectado a referência	110
Figura 105–Comparação do transformador blindado e não blindado	111
Figura 106–Ensaio adicionado ferrite ao cabo da bateria	111
Figura 107–Comparação do cabo da bateria com e sem ferrite	112
Figura 108–Comparação entre o primeiro ensaio e o último	113

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Lista de algumas normas da IEC referente a EMC	27
Tabela 2 – Quadrantes existentes aos equipamentos abrangidos pela CISPR 11	30
Tabela 3 – Lista descritiva de todas as partes pertencentes a CISPR 16	32

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

V_{in}	Tensão de entrada
V_{out}	Tensão de saída
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ABNT/CB-003	Comitê Brasileiro de Eletricidade
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CISPR	<i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i> - Comitê Especial Internacional de Rádio Interferência
COBEI	Comitê Brasileiro de Eletricidade, Eletrônica, Iluminação e Telecomunicações
CSV	<i>Comma-Separated Values</i> - Valores Separados por Vírgula
DAELN	Departamento Acadêmico de Eletrônica
DT	<i>Duty Cycle</i> - Razão Cíclica
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i> - Compatibilidade eletromagnética
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> - Interferência Eletromagnética
EMS	<i>Electromagnetic Susceptibility</i> - Susceptibilidade Eletromagnética
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> - Resistência Série Equivalente
ETI	Equipamentos de Tecnologia da Informação
FAR	<i>Full Anechoic Room</i> - Sala Totalmente Anecoica
GTEM	<i>Gigahertz Transverse Electromagnetic Cell</i> - Câmara Gigahertz Transversal Eletromagnética
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> - Comissão Eletrotécnica Internacional
IFSC	Instituto Federal de Santa Catarina
ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i> - Industrial, Científico e Médico

LISN	<i>Line Impedance Stabilization Network</i> - Rede de Estabilização de Impedância de Linha
LPEE	Laboratório de Processamento Eletrônico de Energia
LabCEM	Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética
NBR	Norma Brasileira
OATS	<i>Open Area Test Sites</i> - Local de Ensaio em Área Aberta
PCI	Placa de Circuito Impresso
RF	Radiofrequência
SAC	<i>Semi Anechoic Chamber</i> - Câmara Semianecoica
SMPS	<i>Switched Mode Power Supply</i> - Fonte de alimentação chaveada
SiC	<i>Silicon Carbide</i> - Carbetto de Silício
TC 77	<i>Technical Committee 77, Electromagnetic Compatibility</i> - Comitê Técnico 77, Compatibilidade Eletromagnética
TEM	<i>Transverse Electromagnetic Cell</i> - Câmara Transversal Eletromagnética
V-AMN	Rede Artificial de Alimentação em V

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Justificativa	18
1.2	Descrição do problema	19
1.3	Objetivo geral	19
1.4	Objetivos específicos	19
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1	Compatibilidade eletromagnética	20
2.1.1	Gerador	21
2.1.2	Receptor	23
2.1.3	Meio de propagação	24
2.2	Normas	25
2.3	Normas aplicáveis ao projeto	29
2.4	Ensaio de Emissão Conduzida e Irradiada	31
2.4.1	Ensaio de medição de ruídos conduzidos	33
2.4.2	Ensaio de medição de ruídos irradiados	34
2.5	Limites de EMI	35
2.6	Eletrônica de Potência	37
2.6.1	EMI gerada por diodos	40
2.6.2	EMI gerada por transistores de potência	41
2.6.3	Caracterização da EMI em um conversor <i>flyback</i>	42
2.6.4	Caracterização das não idealidades dos componentes empregados nos conversores	44
2.6.4.1	Condutores	44
2.6.4.2	Resistores	45
2.6.4.3	Capacitores	46
2.6.4.4	Indutores	47
2.6.5	Capacitâncias Parasitas e de Acoplamento	48
2.6.6	Indutâncias Parasitas e de Acoplamento	49
2.7	Técnicas de redução de EMI	49
2.7.1	Planos de Referência	49
2.7.2	Capacitores de Desacoplamento	50
2.7.3	Redução das áreas de <i>loop</i>	50
2.7.4	Filtros de EMI	52
2.7.5	Grampeadores de tensão <i>Snubber</i>	53
2.7.6	Blindagem de Faraday	55
2.7.7	Capacitor do tipo Y entre referências isoladas	55

2.7.8	Conexão de dissipadores de calor à referência	56
2.7.9	Ferrite	57
2.7.10	<i>Spread Spectrum</i>	57
3	METODOLOGIA	58
4	PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO COM MÚLTIPLAS SAÍDAS	60
4.1	Esquemático	60
4.2	Leiaute	65
4.3	Resultados dos testes elétricos	71
4.4	Soluções para EMI conduzidas	76
4.5	Soluções para EMI irradiadas	84
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	114
	REFERÊNCIAS	116

1 INTRODUÇÃO

No decorrer dos últimos anos, é notório um grande avanço do conhecimento na área da eletrônica, destacando-se na atualidade por atender diversas demandas da sociedade, desde desenvolver produtos com objetivo de promover lazer, a equipamentos médico-hospitalares.

Os equipamentos eletrônicos necessitam de energia elétrica para executarem suas funções. Desse modo, estes são usualmente alimentados a partir da rede de energia elétrica em corrente alternada (CA). No Brasil, são empregados os níveis de tensão eficaz de 127 V e 220 V, entretanto, tais equipamentos tipicamente operam internamente em níveis de tensão inferiores e em corrente contínua (CC). Assim, surge a necessidade da conversão CA-CC de tensão com a utilização de conversores estáticos de tensão.

Por um longo período, empregou-se corriqueiramente fontes lineares, que apresentam baixo rendimento e elevado peso e volume. Com a evolução dos componentes eletrônicos e com as inovações tecnológicas, surgiram os conversores estáticos de potência, que substituem as fontes de alimentação lineares pelas fontes chaveadas (*SMPS - Switched Mode Power Supply*), por apresentarem peso e volume inferiores; além do mais, possuem melhor rendimento. (SCHLICHTING, 2003)

Por outro lado, a evolução e concepção de equipamentos eletrônicos com tecnologia mais avançadas, resultou no aumento da ocorrência do mau funcionamento dos equipamentos eletrônicos próximos um do outro. Tal fato instigou os pesquisadores a estudarem esses fenômenos com intuito de entender e resolver o problema. A área de conhecimento responsável pelo estudo destes fenômenos é a compatibilidade eletromagnética (*Electromagnetic Compatibility - EMC*), na qual se estudam os mecanismos de como ocorrem as interferências eletromagnéticas (*EMI - Electromagnetic Interference*). (LIZ, 2003)

Dentro do escopo de EMC, foram criadas normas para definir limites de interferência eletromagnética (EMI) que os equipamentos podem emitir e também os limites de susceptibilidade eletromagnética (*EMS - Electromagnetic Susceptibility*), que, estabelecem o quanto o dispositivo deve ser imune a interferências. Tais normatizações têm por finalidade estabelecer um padrão para que os equipamentos funcionem corretamente diante de quaisquer outros equipamentos que possam estar operando no mesmo ambiente eletromagnético. Essas normativas estabelecem limites diferentes de acordo com equipamento e o ambiente. As mais relevantes normas foram criadas pelo Comitê Especial Internacional de Rádio Interferência (*CISPR - Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*), dentre elas, a CISPR 11 é a norma a qual os equipamentos eletromédicos são submetidos para homologação referente a ruídos

eletromagnéticos emitidos pelo equipamento.

Dada a existência de normas e as dificuldades associadas ao cumprimento das mesmas, este trabalho visa apresentar uma série de técnicas aplicadas a um conversor estático com múltiplas saídas de tensão, com o objetivo de adequá-lo à norma relacionada a ele. O conversor estático desse trabalho será aplicado a uma equipamento eletromédico, sendo a razão pelo qual é adotada a norma CISPR 11.

Neste Primeiro Capítulo está situado a organização do trabalho, seguida da justificativa, descrição do problema e objetivos (geral e específicos). O Segundo Capítulo descreve a fundamentação teórica, iniciando pelos conceitos fundamentais de EMC, seguido das normas atreladas a EMC, geração de EMI em conversores estáticos e posteriormente as técnicas para a mitigação de EMI. No Terceiro Capítulo está caracterizada a metodologia. Por sua vez, o Quarto Capítulo mostra o projeto do conversor estático de múltiplas saídas, seguido da aplicação das técnicas e exibição dos resultados. Por fim, as considerações finais estão presentes no Capítulo 5.

1.1 Justificativa

Um equipamento em seu funcionamento normal pode emitir ondas eletromagnéticas que podem resultar no fenômeno da interferência eletromagnética. Assim, a redução da EMI gerada pode melhorar a qualidade de um produto eletrônico, seja por evitar a auto interferência ou por evitar a interferência em equipamentos próximos. Aliada à complexidade associada aos conceitos relacionado à EMI, o estudo, conhecimento e domínio da EMC tem se tornado cada vez mais relevante.

É importante ressaltar que esse tipo de qualidade, não causar auto interferência ou interferência em equipamentos próximos, é requerida na homologação de produtos eletroeletrônicos e obrigatórias para receber a permissão de comercialização, elevando assim o interesse de fabricantes de produtos eletrônicos sobre essa área.

Cabe ressaltar que o entendimento dos conceitos dessa área vislumbram a compreensão e solução de problemas corriqueiros de projetos eletrônicos, que muitas vezes, não são analisados do ponto de vista da EMC.

Dentre os diferentes tipos de normas de EMC, o presente trabalho se delimitará ao emprego de soluções para cumprir os limites estabelecidos pela CISPR 11. Esta norma define os limites de interferências eletromagnéticas geradas por equipamentos eletromédicos, limites para ruídos tanto na forma conduzida quanto na forma irradiada. Portanto, esse estudo visa aplicar as técnicas descritas na literatura, apresentar os resultados obtidos em ensaios de emissão conduzida e irradiada, evidenciando a eficácia de cada técnica proposta. Desse modo, contribuindo com a compreensão da EMC.

1.2 Descrição do problema

Diante dos limites impostos pelas normas e das dificuldades encontradas para atendê-las, é possível mitigar os ruídos EMI da fonte ao ponto de enquadrar a norma vigente?

1.3 Objetivo geral

Adequar um conversor estático de múltiplas saídas à norma vigente de emissão de ruídos eletromagnéticos.

1.4 Objetivos específicos

Para alcançar o objetivo geral apresentado, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- a) revisar a bibliografia referente à EMC e às técnicas de redução de ruídos eletromagnéticos;
- b) apresentar o projeto do conversor estático de múltiplas saídas;
- c) efetuar testes elétricos para demonstrar o funcionamento da fonte;
- d) realizar ensaios de emissão de ruído eletromagnético conduzido e irradiado;
- e) aplicar técnicas estudadas em EMC para que o projeto atenda à norma vigente de EMC;
- f) analisar os resultados obtidos.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo visa apresentar o referencial teórico de conceitos relacionados aos objetivos deste trabalho. Inicialmente é apresentado um embasamento teórico da EMC e das topologias de conversores estáticos usados no projeto. Em seguida, são apresentados os limites impostos pela norma, que se deseja homologar o equipamento. Por fim, são abordadas técnicas presentes na literatura para a redução das emissões eletromagnéticas.

2.1 Compatibilidade eletromagnética

Para estudar EMC, é importante entender que ela consiste na habilidade de um equipamento funcionar satisfatoriamente em seu ambiente eletromagnético sem introduzir EMI intolerável para qualquer outro dispositivo, além de não afetar adversamente a matéria viva ou inerte neste ambiente. (ABNT, 2019a)

Por sua vez, a EMI é conceituada como a degradação do desempenho de um equipamento, ou canal de transmissão causado por uma perturbação eletromagnética. (ABNT, 2019a)

Paul (2006) complementa a definição de EMC, determinando que um sistema ou equipamento é eletromagneticamente compatível se ele satisfazer três requisitos, sendo eles:

- a) não causar interferência em outros sistemas;
- b) não ser susceptível às emissões de outros sistemas;
- c) não se auto interferir. (PAUL, 2006, p. 2, tradução nossa).

Nota-se que Paul (2006) correlaciona fortemente EMC com EMI, não obstante, Montrose (2000, p. 1, tradução nossa) ressalta que "a essência da interferência é a falta de compatibilidade. EMI é o processo pelo qual a energia eletromagnética disruptiva é transmitida de um dispositivo eletrônico para outro de forma irradiada e/ou conduzida".

Dada a diferença da forma para essa transmissão, irradiada ou conduzida, Schlichting (2003) conceitua uma interferência conduzida como aquela que é transmitida por via de condutores metálicos ou elementos parasitas; e uma interferência irradiada ocorre por meios não metálicos, sendo o ar, um exemplo desta.

Para a ocorrência de problemas de EMI, Montrose (2000) afirma que é necessário ter três elementos, estes são:

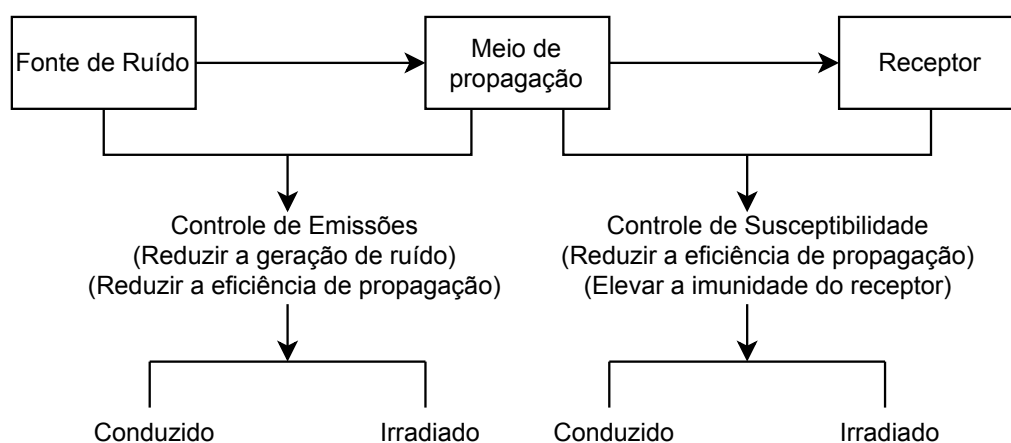
- a) uma fonte geradora de interferência eletromagnética;
- b) um receptor que seja perturbado por essa energia quando a intensidade da interferência eletromagnética estiver acima de um limite tolerável;

- c) um caminho de acoplamento entre a fonte e o receptor para a transferência de energia indesejada. (MONTROSE, 2000, p. 3, tradução nossa).

Pode-se atuar em cada um desses três elementos com a finalidade de tornar um ambiente eletromagneticamente compatível, as ações são: suprimir a emissão da fonte geradora; fazer o acoplamento ser mais ineficiente e diminuir a susceptibilidade do receptor. (PAUL, 2006).

A Figura 1 tem por finalidade representar o cenário descrito nessa seção. Em sequência, as subseções se aprofundam nos itens ilustrados.

Figura 1 – Elementos de estudo de EMC e EMI



Fonte: Adaptado de Montrose (2000, p. 4).

2.1.1 Gerador

Existem diversas fontes geradoras de interferência eletromagnética, podendo ser oriundas de causas naturais, como descargas atmosféricas; de fontes de ruídos intencionais, como em sinais de rádio, internet e telefone; e de não intencionais, gerados por equipamentos eletroeletrônicos. (MONTROSE, 2000)

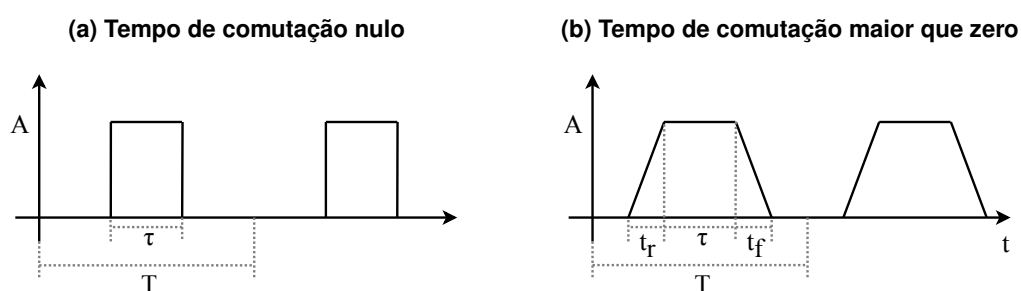
Dessas fontes, as causas naturais costumam ser imprevisíveis e incontroláveis. As fontes intencionais são associadas ao funcionamento de outros equipamentos, mas tem seus limites impostos por normas também. Por fim, as fontes não intencionais são as quais se dedicam as técnicas de redução da geração dessas interferências. (MONTROSE, 2000)

De acordo com Montrose (2000), as fontes de ruído são circuitos que geram sinais de alta frequência e/ou com muitos harmônicos. Pois os componentes eletrônicos passam a ter um comportamento diferente em altas frequências e os cabos e trilhas de placas de circuito impresso (PCI) começam a se comportar como antenas, irradiando esses sinais.

Circuitos digitais e circuitos que operam com comutações apresentam esse tipo de sinal. Esses circuitos tipicamente operam com sinais periódicos, formados principalmente por ondas quadradas (Figura 2a). No entanto, essas ondas quadradas acabam por se tornar trapezoidais (Figura 2b) devido a não idealidades dos componentes. (PAUL, 2006)

Nas figuras 2a e 2b, observa-se a amplitude no eixo y e o tempo no eixo x. O "A" representa a amplitude do sinal, τ o tempo em nível alto do sinal e T o período do sinal. A Figura 2b é acrescida dos tempos de subida (t_r) e de descida (t_f).

Figura 2 – Forma de onda do PWM

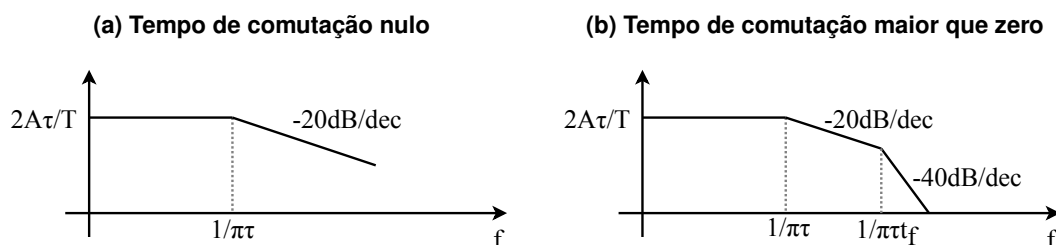


Fonte: Adaptado de Paul (2006, p. 117).

Para entender melhor o efeito dos tempos das comutações, Paul (2006) apresenta uma análise matemática sobre esses sinais apresentados nas figuras 2a e 2b.

Essa análise consiste na execução da transformada de Fourier sobre estes sinais, assim, é feito a mudança do domínio do tempo para o domínio da frequência. Logo, o eixo horizontal deixa de ser tempo e passa a ser frequência. O resultado é apresentado pela Figura 3, no qual $2A\tau/T$ é a amplitude do sinal. (PAUL, 2006)

Figura 3 – Espectro harmônico do sinal PWM



Fonte: Adaptado de Paul (2006, p. 123).

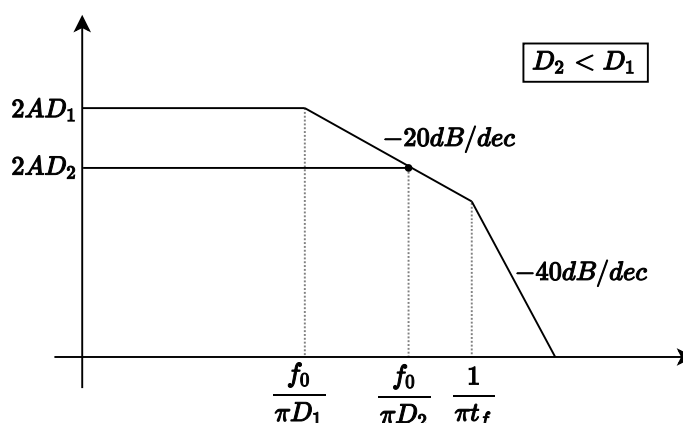
Deve ser esclarecido que, para essa análise, foram considerados os tempos de subida e de descida iguais, objetivando facilitar a análise e, sendo assim, razão pelo qual é apresentado apenas t_f na Figura 3b. (SCHLICHTING, 2003)

Essa operação matemática permite fazer análises importantes que são de difícil compreensão no domínio do tempo. Nota-se que os espectros harmônicos tem amplitude constante até o harmônico relacionado com o tempo de condução e depois começam a decrescer com taxa de 20 dB/década. No entanto, o espectro harmônico da forma de onda trapezoidal difere após o harmônico relacionado com os tempos de comutação, então, passa a decrescer com uma taxa de 40 dB/década. Isso nos indica que a presença de tempo de comutação diminui o espectro harmônico do sinal. (SCHLICHTING, 2003)

Observa-se que a amplitude desse espectro está diretamente relacionada com tempo em alto do sinal sobre o período do sinal (τ/T). Essa relação entre essas duas variáveis é chamada de razão cíclica (DT - *duty cycle*). (PAUL, 2006)

Dada a relação direta da amplitude do espectro com a razão cíclica, pode-se afirmar que, quanto menor o valor de DT, menor a amplitude do espectro harmônico. A Figura 4 apresenta essa diferença do espectro harmônico de dois sinais trapezoidais com razões cíclicas diferentes. (PAUL, 2006)

Figura 4 – Efeito da razão cíclica no espectro harmônico do sinal



Fonte: Adaptado de Paul (2006, p. 124).

2.1.2 Receptor

Se existe a preocupação para a mitigação da geração de EMI, deve-se à existência dos receptores, que são os dispositivos que sofrem algum tipo de anomalia em seu funcionamento causada por perturbações eletromagnéticas. (MONTROSE, 2000)

Ao mesmo tempo que um equipamento deve ter um limite de perturbações eletromagnéticas geradas, ele também deve tolerar uma quantidade de ruídos presentes no ambiente, pois é desejável que o equipamento continue operando normalmente mesmo diante de interferências conduzidas e irradiadas emitidas por outros

equipamentos ou sistemas. Essa tolerância a interferências é chamada usualmente de susceptibilidade ou imunidade. (PAUL, 2006)

A susceptibilidade irradiada é descrita pelo quão imune o dispositivo eletrônico deve ser aos sinais eletromagnéticos presentes no ar como, por exemplo, sinais de rádio, telefonia, internet e interferências não intencionais ocasionadas por outros equipamentos ou sistemas. (MONTROSE, 2000)

A susceptibilidade conduzida se dá pela tolerância do dispositivo aos ruídos compreendidos nas conexões elétricas do equipamento como, por exemplo, a conexão do equipamento a rede elétrica, que provê energia elétrica ao equipamento. (MONTROSE, 2000)

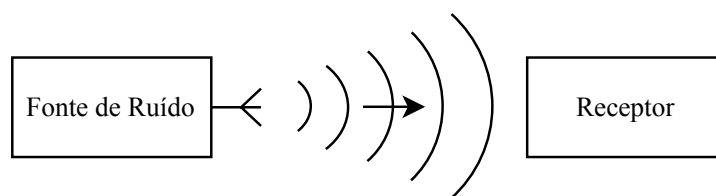
Existem outros aspectos presentes no escopo de EMC referentes à susceptibilidade eletromagnética, como, por exemplo: imunidade às descargas eletrostáticas, imunidade a transientes elétricos, imunidade a surtos de tensão, imunidade a quedas de tensão e imunidade a oscilações de tensão. No entanto, dado o objetivo deste trabalho, não se aprofundará nesses conhecimentos. (PAUL, 2006)

2.1.3 Meio de propagação

Como mencionado anteriormente, para que o ruído percorra do gerador ao receptor, é necessário que se tenha um meio de propagação, sendo ele na forma de emissão conduzida ou irradiada. De acordo com Paul (2006), a ocorrência da propagação necessita de um acoplamento do gerador para o meio e vice versa.

A emissão irradiada se propaga pelo ar, como representado pela Figura 5, entretanto são as correntes presentes no circuito que geram os campos eletromagnéticos. A intensidade desses campos dependem da amplitude e frequência da corrente e da geometria do caminho em que circula essa corrente. (PAUL, 2006)

Figura 5 – Interferência eletromagnética irradiada



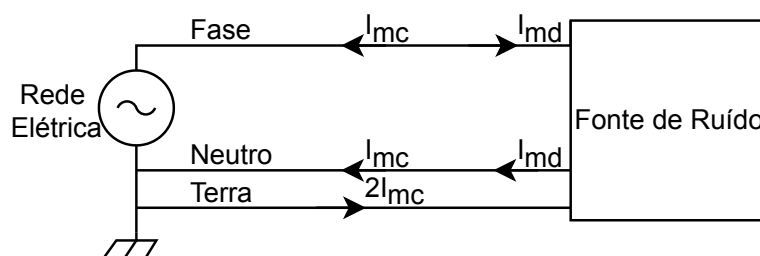
Fonte: Elaboração própria (2020).

Estes elementos (geometria, frequência e amplitude) remetem ao comportamento de antenas, que é definido por Balanis (2005) como a estrutura de transição entre o dispositivo e o espaço livre, ou do espaço livre para o dispositivo. O circuito

pode dispor dessas antenas de forma não intencional, sendo essa uma das razões para ocorrer a irradiação de ondas eletromagnéticas; todavia a irradiação pode ser dada também por acoplamentos parasitas capacitivos e indutivos.

A emissão de forma conduzida decorre pela transferência da energia interferente por meios condutivos, esse caminho pode ser intencional, como trilhas da PCI, cabos e componentes, mas pode ser também por meios não intencionais como as capacitâncias intrínsecas dos componentes e por acoplamentos capacitivos e indutivos. Além disso, tais perturbações podem se propagar por correntes de modo diferencial (I_{md}) e de modo comum (I_{mc}). Schlichting (2003) explica que "As correntes de modo diferencial são aquelas que tem sentidos opostos de propagação em cabos e trilhas enquanto que as correntes de modo comum são aquelas que se propagam no mesmo sentido". A Figura 6 ilustra os dois modos de corrente.

Figura 6 – Interferência eletromagnética conduzida



Fonte: Elaboração própria (2020).

Dada a conexão dos equipamentos eletroeletrônicos à rede elétrica, há uma grande preocupação com o ruído que os equipamentos introduzem na rede de alimentação na forma conduzida, tendo em vista que a rede de alimentação atua como um meio de propagação para os outros equipamentos conectados a ela. Para minimizar tal, se faz uso de filtros, esse é composto por partes específicas para mitigar as correntes de modo comum e partes específicas para minimizar as correntes de modo diferencial. (LIZ, 2003)

2.2 Normas

A necessidade de formar um ambiente eletromagneticamente compatível para que todos os dispositivos presentes funcionem de maneira adequada, torna-se a motivação para a criação das normas de compatibilidade eletromagnética. De acordo com Paul (2006), existem as normas impostas por organizações governamentais e normas criadas pelo fabricante para o seu equipamento.

As normatizações impostas por agências governamentais são indispensáveis para a homologação e consequente comercialização de um produto. Essas

regulamentações visam limitar a susceptibilidade do equipamento e a interferência produzida por ele. Entretanto, respeitar os limites impostos não dá garantias de que o equipamento não vá causar ou receber interferência. Sob outra perspectiva, as normas criadas pelos fabricantes a seus produtos é devido a preocupação do fabricante em entregar ao seu consumidor um equipamento confiável e de qualidade. (PAUL, 2006).

Existe uma gama enorme de normas de EMC, essas podem ser definidas por organizações nacionais ou internacionais. A IEC (*International Electrotechnical Commission*) é a organização líder mundial para a preparação e publicação de normas internacionais para todas as tecnologias elétricas, eletrônicas e relacionadas. Logo, inclui as normatizações referentes a EMC. (IEC, 2020a).

A IEC provê uma plataforma de discussão e criação dessas normas, sendo composta por diversos membros, integrando empresas, indústrias e governos. A IEC alega que todas as suas normas são totalmente baseadas em consenso e representam as necessidades das principais partes interessadas de todos os países participantes. Independente de seu tamanho, cada integrante tem direito a um voto e a se manifestar sobre o que entra em um padrão internacional da IEC. (IEC, 2020a).

Incluso na IEC, há dois comitês principais responsáveis pela concepção de normatizações referentes a EMC: o *International Special Committee on Radio Interference* (CISPR) e *Technical Committee 77, Electromagnetic Compatibility* (TC 77). A Tabela 1 apresenta alguns exemplos de normas elaboradas por esses comitês. (IEC, 2020b).

Tabela 1 – Lista de algumas normas da IEC referente a EMC

Norma	Descrição
CISPR 16-x-x	Especificação de equipamentos e métodos para medir emissão e imunidade
CISPR 11	Equipamentos industriais, científicos e médicos - características das perturbações de radiofrequência - limites e métodos de medição
CISPR 22	Equipamento de tecnologia da informação - características de radioperturbação - limites e métodos de medição
IEC 61000-4-2	Compatibilidade eletromagnética (EMC) - parte 4-2: ensaios e técnicas de medição - ensaio de imunidade de descarga eletrostática
IEC 61000-4-3	Compatibilidade eletromagnética (EMC) - parte 4-3: ensaios e técnicas de medição - ensaio de imunidade a campos eletromagnéticos de radiofrequências irradiados
IEC 61000-4-4	Compatibilidade eletromagnética (EMC) - parte 4-4: ensaios e técnicas de medição - ensaio de imunidade a transiente elétrico rápido/salva
IEC 61000-4-5	Compatibilidade eletromagnética (EMC) - parte 4-5: ensaios e técnicas de medição — ensaio de imunidade a surtos
IEC 61000-4-6	Compatibilidade eletromagnética (EMC) - parte 4-6: técnicas de medição e ensaio — imunidade a perturbação conduzida, induzida por campos de radiofrequência

Fonte: Elaboração própria (2020).

Os países membros da IEC exercem o direito de utilizar as normas criadas por ela. Esses países podem fazer sua própria norma usando como referência uma norma existente da IEC ou fazer a tradução direta. Entretanto fazem o uso de acordo com sua legislação e respeitando as etapas estabelecidas da criação das suas normas nacionais.

O Brasil tem sua participação na elaboração das normas internacionais IEC através do COBEI (Comitê Brasileiro de Eletricidade, Eletrônica, Iluminação e Telecomunicações), sendo o órgão responsável pelo Comitê Nacional Brasileiro da IEC. O COBEI faz parte do processo de concepção de normas associadas aos equipamentos eletrônicos no Brasil, entretanto não é o único órgão governamental responsável pelo desenvolvimento dessas normas. A criação de normas no Brasil é um processo longo e trabalhoso. (COBEI, 2020b).

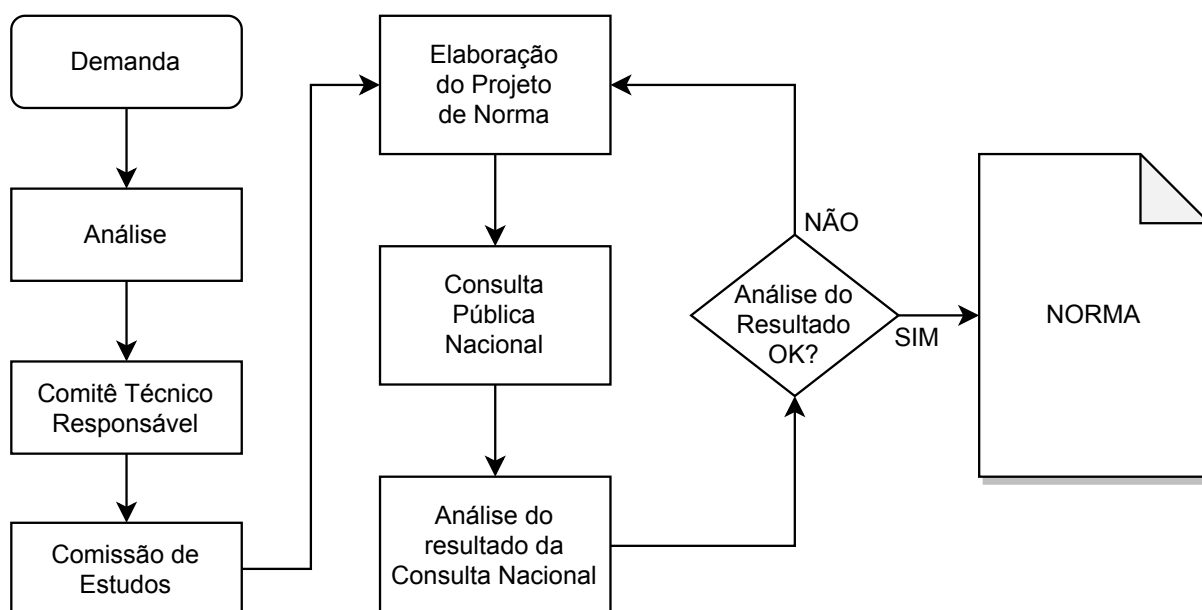
No Brasil, a elaboração de uma norma parte de uma demanda, podendo ser feita por qualquer pessoa, empresa, entidade ou organismo regulamentador, que estejam envolvidos com o assunto a ser normalizado. Essa solicitação deve ser feita à ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas), que por sua vez analisa a pertinência da demanda e, sendo viável, designa um grupo de trabalho para a elaboração

da normatização. No caso de uma demanda relativa ao setor eletroeletrônico, a ABNT atribui ao Comitê Brasileiro de Eletricidade (ABNT/CB-003) a função de elaborar a norma reivindicada. (COBEI, 2020a).

Dentro do Comitê Brasileiro de Eletricidade estão inclusos diversas comissões de estudo, cada qual com sua especificidade. Essas comissões são encarregadas pela discussão do assunto pertinente à demanda. Qualquer interessado, independentemente de ser ou não associado à ABNT, pode participar dessa discussão. E só quando houver um consenso é gerado um projeto de norma. (COBEI, 2020a).

Então, o projeto é editorado e recebe a sigla ABNT NBR e seu respectivo número, NBR significa Norma Brasileira. Posteriormente é submetido à consulta pública nacional, dando oportunidade a todas as partes interessadas examiná-los e emitir suas considerações. Todos os comentários são analisados e respondidos pela comissão de estudo designada. Por fim, consolidado o processo de consulta nacional, o projeto é homologado e publicado pela ABNT. A Figura 7 apresenta um diagrama desse processo de elaboração de normas no Brasil. (ABNT, 2020)

Figura 7 – Diagrama de elaboração de normas no Brasil



Fonte: Elaboração própria (2020).

Nesse processo, a comissão de estudos não necessariamente elabora a norma do zero. Caso exista uma norma internacional referente a demanda, há a opção de usá-la como referência ou fazer uma tradução direta, respeitando todo o processo descrito anteriormente. As normas referentes ao escopo de EMC tem sucedido de traduções das normas internacionais da IEC, com mesmo nome acrescidos da sigla ABNT NBR, como por exemplo ABNT NBR IEC/CISPR11. O COBEI por sua vez é o

órgão que provê suporte técnico, econômico e financeiro às atividades de normalização do Comitê Brasileiro de Eletricidade relacionados a IEC. (COBEI, 2020c).

2.3 Normas aplicáveis ao projeto

A fonte ininterrupta que será apresentada nesse trabalho vai ser integrada a um equipamento eletromédico de uso residencial que não gera propositalmente sinais de RF. Essa informação é essencial para definir qual normatização este conversor deve seguir. Geralmente os conversores estáticos estão inclusos na norma ABNT NBR IEC/CISPR 22, norma que rege os equipamentos de tecnologia da informação (ETI), entretanto, devido a aplicação na área médica, está sujeito a ABNT NBR IEC/CISPR 11. (ABNT, 2019b)

O produto deve passar como um todo pelos testes, no entanto, identificar os problemas de EMI separadamente como, por exemplo, executar os testes apenas sobre a fonte do produto é uma boa estratégia para chegar a homologação. (ABNT, 2019b)

A ABNT NBR IEC/CISPR 11 se aplica aos equipamentos industriais, científicos e médicos (ISM - *Industrial Scientific and Medical*) que operam na faixa de frequência de 9 kHz a 400 GHz e aos aparelhos domésticos e similares projetados para e/ou utilizar localmente a energia de radio frequência. Para facilitar a leitura, a partir deste ponto do texto, a ABNT NBR IEC/CISPR 11 será chamada apenas por CISPR 11. (ABNT, 2019b)

A norma vigente é extensa e faz uso de outros documentos para constituir seus requisitos, como, por exemplo, seis partes da CISPR 16 que fazem definições sobre equipamentos e métodos das medidas de EMI. Na seção 2.4 será aprofundado as exigências relacionadas as medições. (ABNT, 2019b)

Para definir os limites de interferência e as configurações de teste, a CISPR 11 faz algumas divisões sobre os equipamentos, sendo elas: grupo 1 e grupo 2, classe A e classe B. (ABNT, 2019b)

Estão inclusos no grupo 2, todos os equipamentos ISM de radiofrequência (RF), equipamentos nos quais a energia de RF de 9 kHz a 400 GHz é intencionalmente gerada, independente da finalidade. Para esses equipamentos, a norma especifica as faixas de frequências que podem ser usadas de acordo com a região geográfica de aplicação do produto e seus respectivos limites (a definição de regiões também é apresentada na norma). Por sua vez, o grupo 1 contém todos os equipamentos não inseridos no grupo 2. (ABNT, 2019b)

Se referindo as classes, a classe A abrange os equipamentos que não são de uso domiciliar conectados a rede elétrica de baixa tensão, inclui também dispositivos faiscadores em arco (exemplo: máquinas de solda elétrica). Enquanto a classe B

contempla os equipamentos de uso residencial conectados diretamente à rede elétrica de baixa tensão. (ABNT, 2019b)

De forma resumida, a Tabela 2 apresenta os quatro quadrantes que um equipamento pode se enquadrar na CISPR 11. (ABNT, 2019b)

Tabela 2 – Quadrantes existentes aos equipamentos abrangidos pela CISPR 11

CISPR 11	Grupo 1 (Outros equipamentos)	Grupo 2 (Irradiação RF intencional)
Classe A (Industrial)	Emissão RF não intencional. Ambiente industrial.	Emissão RF intencional. Ambiente industrial.
Classe B (Residencial)	Emissão RF não intencional. Ambiente doméstico.	Emissão RF intencional. Ambiente doméstico.

Fonte: Elaboração própria (2020).

Além dos grupos e classes, os limites para ruídos conduzidos são diferentes de acordo com o tipo da sua alimentação, corrente alternada ou corrente contínua, e, na classe A, os limites ainda se distinguem de acordo com a potência elétrica do equipamento. Para as emissões irradiadas, os limites impostos apresentam diferenças conforme a disposição da antena e o ambiente de execução do teste. (ABNT, 2019b)

Como explicitado anteriormente, a fonte apresentada neste trabalho será aplicada a um equipamento eletromédico de uso residencial, e, nesse equipamento não faz uso intencional de ondas de rádio frequência. Logo, este produto se estabelece no grupo 1, classe B. No entanto, devido a alguns conceitos necessários para o entendimento dos limites aplicáveis, eles serão apresentados na próxima sessão, onde elucida os conhecimentos referentes às medidas de EMC. (ABNT, 2019b)

Um ponto importante a ser mencionado é que, por ser uma aplicação médica residencial, esse equipamento responde a várias outras normas, incluindo algumas partes da ABNT NBR IEC60601-1 no qual define requisitos gerais para a segurança básica e o desempenho essencial de equipamentos eletromédicos (EM). A parte 1-11, apresenta especificidades para equipamentos EM utilizados em ambientes domésticos, na seção 6 desta, há a determinação que os equipamentos EM de uso residencial devem ser de classe II e não podem ter terminal de aterramento funcional. (ABNT, 2012)

Na ABNT NBR IEC60601-1, é definido que equipamentos da classe I são equipamentos nos quais a proteção contra choque elétrico ocorre por isolamento básica e aterramento das partes acessíveis condutoras. Enquanto os equipamentos da classe II não comportam proteções por aterramento, as precauções adicionais de segurança devem ser isolamento dupla ou reforçada. (ABNT, 2010)

Ademais, essa restrição impossibilita o emprego de gabinete metálico, de-

vido a partes metálicas acessíveis necessitarem de aterramento. Esse impedimento inviabiliza o uso de uma das técnicas usadas para mitigação de ruídos irradiados, que é o uso de carcaças metálicas aterradas. (ABNT, 2010)

2.4 Ensaios de Emissão Conduzida e Irradiada

Os ensaios de emissão conduzida e irradiada visam medir a capacidade de interferência eletromagnética de um sistema. Para o entendimento dos testes é necessário explicitar previamente as unidades de medidas usadas. (SCHLICHTING, 2003)

Os testes de emissão conduzida medem tensão em *volt* (V) e de emissão irradiada em *volt/metro* (V/m). Entretanto essas medidas variam de μV até V, razão pelo qual se faz uso da unidade decibel (*dB*), tal unidade indica a proporcionalidade relativa entre níveis. A Equação 2.1 apresenta um exemplo do uso da unidade decibel, essa descreve a relação entre ganho da tensão de saída (V_{out}) pela tensão de entrada (V_{in}). (SCHLICHTING, 2003)

$$\text{Ganho de tensao}_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (2.1)$$

Nota-se que decibel advém de um logaritmo, algo vantajoso para representação de resultados muito discrepantes em valores. Por exemplo, um ganho de tensão de 6 dB significa que $V_{out} = 2 \times V_{in}$, enquanto um ganho de 120 dB denota $V_{out} = 1.000.000 \times V_{in}$. Logo, a abrangência de grandes razões, correspondidas por pequenos valores, facilita a visualização e análise dos resultados. (SCHLICHTING, 2003)

Percebe-se que o decibel é a razão entre duas quantidades, o exemplo apresentado pela Equação 2.1 relaciona tensão de saída com a tensão de entrada. No entanto, para o uso em EMC se relaciona a amplitude medida a uma medida pré estabelecida de $1\mu V$ nomeada de $dB\mu V$. A Equação 2.2 explicita essa unidade de medida. (SCHLICHTING, 2003)

$$dB\mu V = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{tensao}(V)}{1\mu V} \right) \quad (2.2)$$

Visando melhorar a compreensão da unidade, a Equação 2.3 exemplifica o uso da mesma, no qual mostra que 1 V corresponde a 120 dB μV . Entende-se por isso que 1 V é 120 dB acima de um microvolt. (SCHLICHTING, 2003)

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1V}{10^{-6}V} \right) = 120dB\mu V \quad (2.3)$$

A faixa de frequência que as normas aplicam limites é extensa, partindo da grandeza de quilo-hertz (*KHz*) até giga-hertz (*GHz*), motivo pelo qual também se usa escala logarítmica para o eixo de frequência dos gráficos. (SCHLICHTING, 2003)

Dada a grandeza das unidades de medida, pode-se esperar que pequenos detalhes façam grandes diferenças nos testes. Logo, é necessária uma padronização das medições para que possa ser impostos os limites a serem respeitados, pois a maneira com que se fazem as medidas influenciam drasticamente nos resultados. Essas especificações visam à obtenção de resultados similares e coerentes, independentemente de laboratório ou equipamento. (SCHLICHTING, 2003)

Uma das normas elaboradas para especificar os equipamentos e métodos que devem ser adotados para as medições é a CISPR 16. A CISPR 16 contempla várias partes nas quais definem exigências referentes às medições. Essa norma não foi transcrita para a ABNT, assim como a CISPR 11, a Tabela 3 apresenta todas as partes da CISPR 16, as descrições são traduções próprias para facilitar a compreensão da abrangência de cada parte. (IEC, 2020c)

Tabela 3 – Lista descritiva de todas as partes pertencentes a CISPR 16

CISPR 16	
Parte	Descrição
1-1	Aparelhos de medição
1-2	Aparelhos de medição - Perturbações conduzidas
1-3	Aparelhos de medição - Perturbação de potência
1-4	Aparelhos de medição - Perturbações irradiadas
1-5	Locais de teste de calibração de antena de 30 MHz a 1000 MHz
1-6	Calibração de antena EMC
2-1	Medições de perturbações conduzidas
2-2	Medição de Perturbação de potência
2-3	Medições de perturbações irradiadas
2-4	Medições de imunidade
2-5	Medições in situ para emissões perturbadoras produzidas por equipamentos fisicamente grandes
3	É um relatório técnico da IEC que contém relatórios técnicos específicos e informações sobre a história do CISPR
4-1	Incertezas nos testes EMC padronizados
4-2	Incerteza nas medições EMC
4-3	Considerações estatísticas na determinação da conformidade EMC de produtos produzidos em massa
4-4	Estatísticas de reclamações e um modelo para o cálculo de limites
4-5	Condições para o uso de métodos de teste alternativos

Fonte: Elaboração própria (2020).

Os conteúdos presentes nas partes 1-1, 1-2, 1-4, 2-1, 2-3 e 4-2 da CISPR 16,

totais ou parciais, constituem requisitos para a homologação do produto na CISPR 11. Portanto, a CISPR 11 não especifica as definições referentes às medições, porém determina o emprego da CISPR 16. (ABNT, 2019b)

Devido à CISPR 16 ser uma norma internacional, ou seja, não ter uma versão nacional na ABNT, não está disponível o acesso da mesma pelos alunos do IFSC. Sendo assim, não será adentrado às especificações técnicas dos equipamentos, mas sim falado todo o entorno no qual se define os limites impostos às medidas.

Por princípio, para realizar as medições de EMI, tanto no ensaio conduzido quanto ensaio irradiado, é necessário o uso de um receptor de campo eletromagnético (*EMI Receiver*) ou um analisador de espectro (*Spectrum Analyzers*). (LIZ, 2003)

De forma simplificada, receptores EMI e analisadores de espectro são ferramentas para medição, assim como os osciloscópios. Porém, os osciloscópios apresentam os sinais medidos no domínio do tempo, enquanto os outros dois apresentam no domínio da frequência. Sendo assim, são a estrutura básica de uma medição de EMI, pois são os equipamentos que realmente realizam as medições. (LIZ, 2003)

De acordo Liz (2003), a CISPR 16 exige que os equipamentos de medição de EMI devam ser capazes de realizar medidas com três tipos de detectores diferentes, sendo eles:

- a) detector de valor médio (*average*): mede o valor médio do sinal;
- b) detector de pico (*peak*): mede a maior magnitude do sinal que ocorre durante o tempo de medição;
- c) detector de quase-pico (*quasi-peak*): é semelhante a detecção de pico, no entanto, leva em consideração a repetibilidade do sinal de pico.

É importante distinguir esses três detectores, uma vez que, a CISPR 11 especifica o detector a ser utilizado nos ensaios. E para o mesmo ensaio, pode ser necessário fazer duas medidas, com apenas a alteração do detector a ser usado. Contudo, define limites de EMI diferente de acordo com o detector a ser usado. (ABNT, 2019b)

Para realizar as medições ainda são necessários alguns equipamentos auxiliares, esses serão discutidos a seguir nas subseções pertinentes ao tipo de medição adequado.

2.4.1 Ensaios de medição de ruídos conduzidos

Para a execução dos ensaios de emissões conduzidas, de equipamentos alimentados em rede elétrica CA, a CISPR 11 exige o uso de uma rede artificial de alimentação em "V", também denominada por V-AMN. O termo V-AMN é incomum nos livros bibliográficos adotados para o desenvolvimento desse trabalho, sendo esse equi-

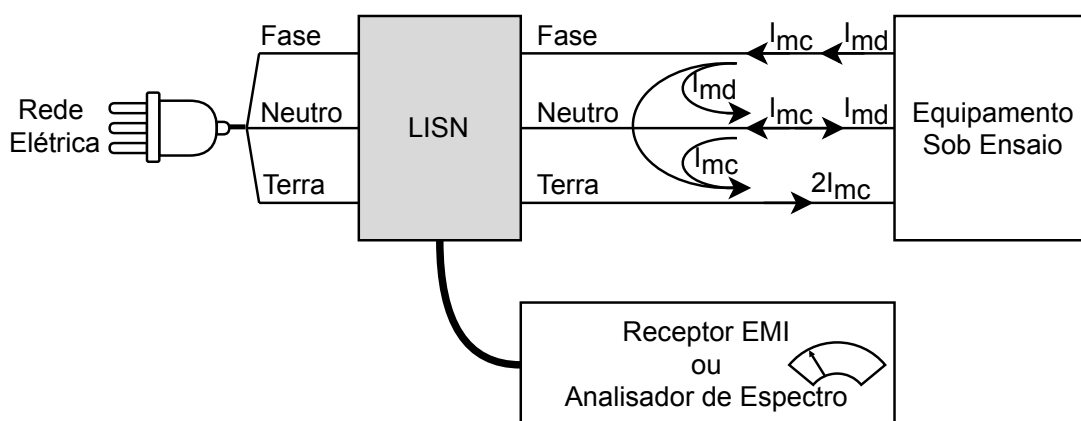
pamento usualmente chamado por rede de estabilização de impedância de linha (LISN - *Line Impedance Stabilization Network*). A CISPR 11 apresenta uma nota informando que os termos LISN e V-AMN são intercambiáveis, sendo assim, indicando que os dois nomes se referem ao mesmo equipamento. (ABNT, 2019b)

O emprego desse equipamento se justifica por suas três finalidades:

- evitar que ruídos externos provenientes da rede de energia contaminem a medida;
- apresentar uma impedância constante entre os fios de fase e terra e entre os fios neutro e terra, de tal forma que a impedância vista pelo produto entre os fios fase e terra e entre o fio neutro e o fio terra da LISN seja de 50Ω ;
- atuar como transdutor de corrente interferente para tensão interferente. (SCHLICHTING, 2003, p. 16).

Para executar essas finalidades, a LISN fica situada entre o equipamento sob ensaio, a rede elétrica e o equipamento de medição. A Figura 8 apresenta o diagrama dessas conexões e o caminho das correntes interferentes. (PAUL, 2006)

Figura 8 – Conexão da LISN



Fonte: Elaboração própria (2020).

2.4.2 Ensaios de medição de ruídos irradiados

Os ensaios de emissões irradiadas usam uma antena para transduzir o sinal eletromagnético do ar para níveis de tensão elétrica e, assim, fazer a leitura do sinal. As especificações dessa antena são encontradas na CISPR 16-1-4.

Outro ponto importante é o ambiente de testes, especificado pela CISPR 11 como devendo ser executado em local de ensaio em área aberta (OATS - *Open Area Test Sites*), câmara semianecoica (SAC - *Semi Anechoic Chamber*) ou sala totalmente anecoica (FAR - *Full Anechoic Room*). (ABNT, 2019b)

As normas estabelecem que os testes devem ser preferencialmente realizados em OATS, cujo local é supostamente isolado de EMI. No entanto, é impraticável encontrar locais livres dessas perturbações, tendo em vista o comum uso de campos eletromagnéticos emitidos por estações de rádio, TVs e telefonia. Assim, sendo o motivo para o uso de câmaras blindadas para fazer os testes. (WEINZIERL, 2004)

A câmara semianecoica é um ambiente blindado no qual cinco das seis superfícies internas são revestidas com material de absorção de radiação eletromagnética (MARE). E, a sala totalmente anecoica, contém todas as suas superfícies internas revestidas com MARE. Esses materiais tem o propósito de absorver a energia em faixas de frequências específicas para minimizar à possíveis reflexões de onda no interior da câmara. (WEINZIERL, 2004)

Weinzierl (2004) afirma que as SAC ou FAR possuem um custo muito elevado, estimulando o desenvolvimento de outras formas para executarem os testes de emissão e imunidade eletromagnética dos equipamentos. Assim, foi criada a câmara transversal eletromagnética (TEM - Transverse Electromagnetic Cell), uma câmara de menor porte quando comparado a uma SAC ou FAR, totalmente blindada e sem MARE. No entanto, as câmaras TEM possuem limitação do uso de frequências até a faixa de alguns MHz.

Posteriormente foi criada a câmara gigahertz transversal eletromagnética (GTEM - *Gigahertz Transverse Electromagnetic Cell*), considerada um modelo híbrido entre as câmaras TEM e anecoicas. Esta também é totalmente blindada e dispõe de absorvedores apenas na parede do fundo da câmara. Diferente da TEM, é capaz de operar em faixas de frequências na ordem de GHz, cuja característica atribui o nome à câmara. As especificações das câmaras TEM e GTEM são dadas pela norma IEC 61000-4-20. (WEINZIERL, 2004)

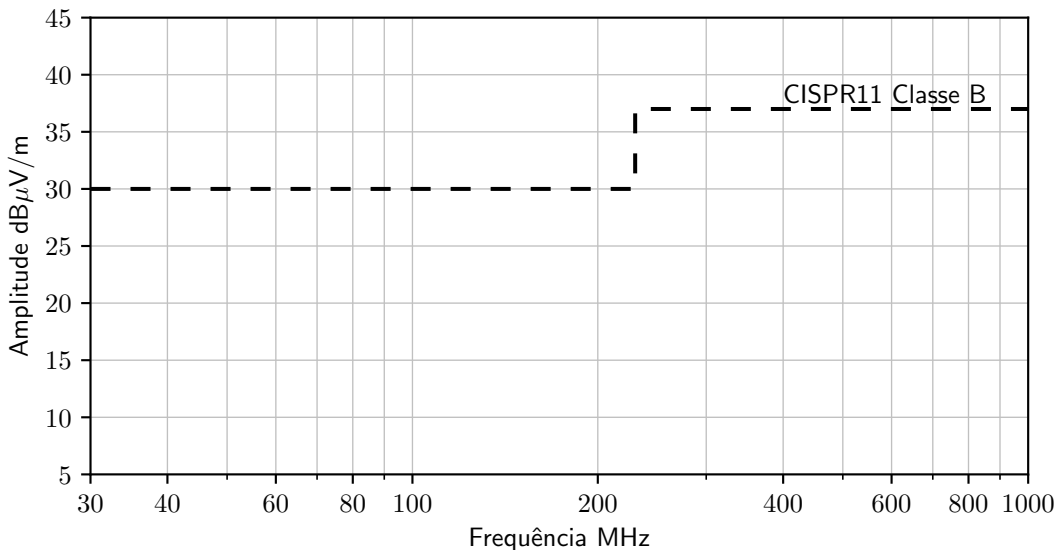
Os ensaios deste trabalho foram realizados em uma câmara GTEM, a norma CISPR 11 não apresenta os limites de interferência eletromagnética para testes feitos nesse tipo de câmara. Contudo, a IEC 61000-4-20 apresenta uma equação de correlação das medidas executadas em câmaras TEM para medidas em OATS, logo, os valores encontrados nas medidas feitas pela GTEM podem ser convertidos para valores proporcionais aos obtidos em OATS. Essa correlação é feita pelo software disponibilizado pela fabricante do equipamento que realiza as medições de EMI.

2.5 Limites de EMI

Após a explanação de quais produtos/equipamentos são inseridos em cada grupo e classe descritas na CISPR 11, pode-se concluir que o equipamento deste trabalho deve ser enquadrado ao grupo 1 e classe B da norma. A Figura 9 apresenta os limites de EMI permitidos a esse equipamento nas emissões irradiadas em OATS.

Para esses ensaios, a norma exige apenas o uso de detector de quase-pico.

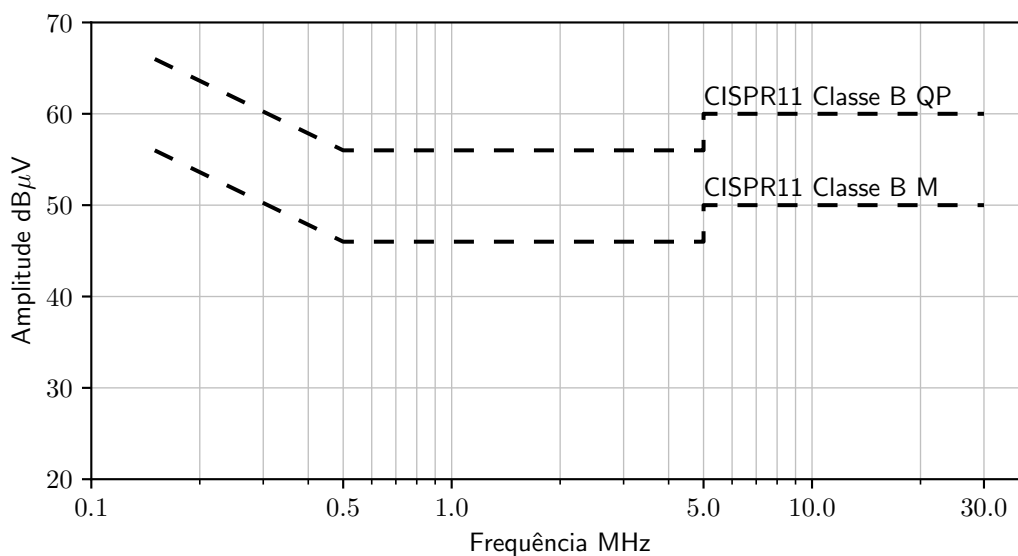
Figura 9 – Limite da EMI irradiada



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 10 apresenta os limites de EMI permitidos a esse equipamento referente as emissões conduzidas. Para as emissões conduzidas, a norma CISPR 11 exige o uso de dois tipos de detectores, detector de valor médio e detector de quase-pico.

Figura 10 – Limite de EMI conduzida



Fonte: Elaboração própria (2020).

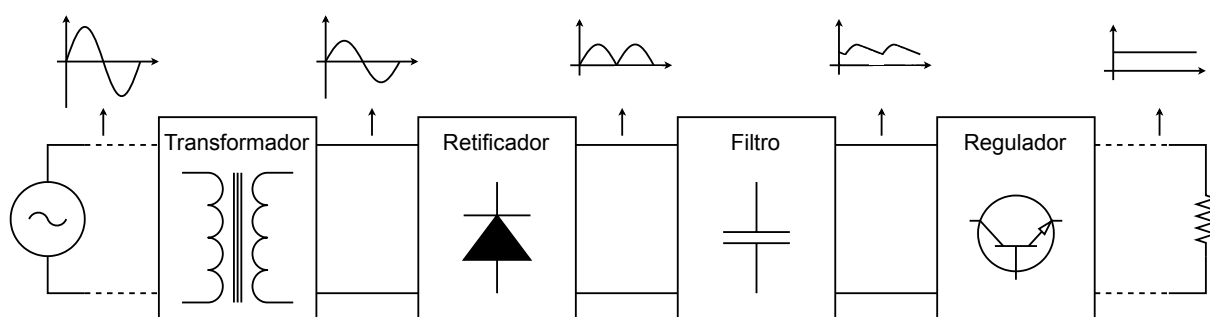
2.6 Eletrônica de Potência

A eletrônica de potência é uma área da engenharia elétrica responsável pela conversão e controle da energia elétrica, por meio de semicondutores, ou seja, um processamento eletrônico de energia. Esta conversão pode se dar pela variação do nível de tensão, nível de corrente ou forma de onda. Dentre as várias aplicações, se têm acionamento de motores, carregador de baterias, retificadores para eletroquímica, conversores para soldagem, controles de temperatura, entre outros. Para todas essas aplicações há o uso de algum tipo de conversão de energia para que se execute o processo. (PETRY, 2013)

Ao longo dos anos, foram amplamente utilizados os conversores lineares para regular a tensão. Esses conversores são compostos, em sua maioria, por transformadores, semicondutores e filtros passivos. (BOYLESTAD, 2013)

É ilustrado pela Figura 11 um diagrama de um conversor linear típico. No regulador de tensão, o transformador, tipicamente, é empregado para rebaixar a tensão. Os diodos executam a retificação da tensão. O capacitor filtra o sinal, fazendo o sinal pulsado virar contínuo. O transistor, por sua vez, filtra a tensão após o retificador, fazendo com que está tensão seja praticamente contínua. (BOYLESTAD, 2013)

Figura 11 – Conversor linear típico



Fonte: Adaptado de Boylestad (2013, p. 654).

O transistor faz essa alteração no sinal como se fosse um resistor variável, toda tensão superior ao nível desejado na saída do conversor é dissipada na forma de calor. O nome dessa região em que o transistor está operando é chamada de região linear, para transistor de junção bipolar (TJB). Como tipicamente as fontes reguladas, na sua concepção, empregavam transistor Bipolar, o nome conversor linear foi empregado. (BOYLESTAD, 2013)

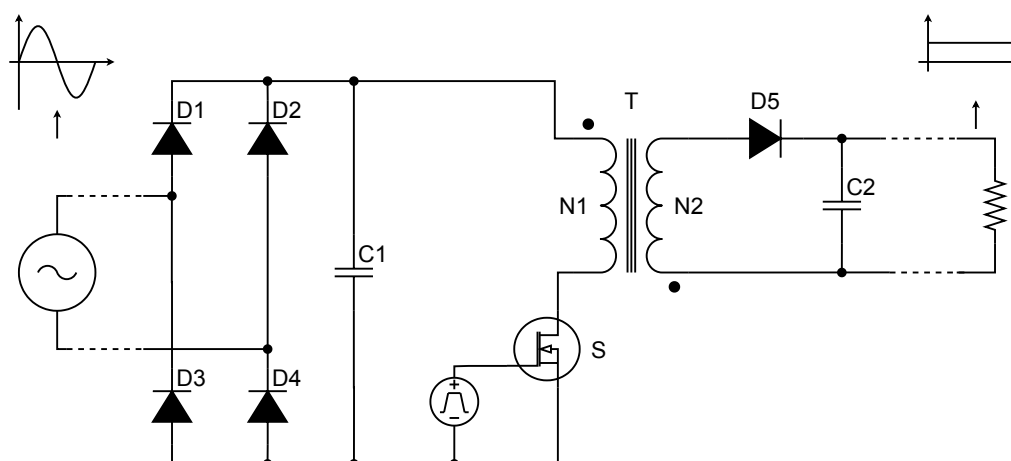
Como mencionado anteriormente, Montrose (2000) afirma que circuitos com elevadas frequências de comutações são os responsáveis por gerar EMI. Esse tipo de conversor é tipicamente usado conectado a rede elétrica, na qual possui tensão

alternada de 60 Hz (no Brasil). Dada essa grandeza de frequência, relativamente baixa, esse conversor gera baixo nível de interferência eletromagnética, sendo um bom conversor no ponto de vista de EMC.

Porém, aos olhos da eletrônica de potência, os conversores lineares têm suas desvantagens quando comparado aos conversores estáticos. Os conversores lineares são conversores de baixo rendimento, de grande volume e pesados. (PETRY, 2013)

Para substituir o conversor linear, pode ser utilizada a topologia de conversor estático *flyback*. Este tipo de conversor também apresenta em sua composição transformador, semicondutores e filtros passivos. Entretanto, com um arranjo diferente e operando com frequências relativamente altas quando comparado ao conversor linear. A Figura 12 apresenta a topologia de um conversor *flyback*. (SCHLICHTING, 2003)

Figura 12 – Topologia de um conversor *flyback*



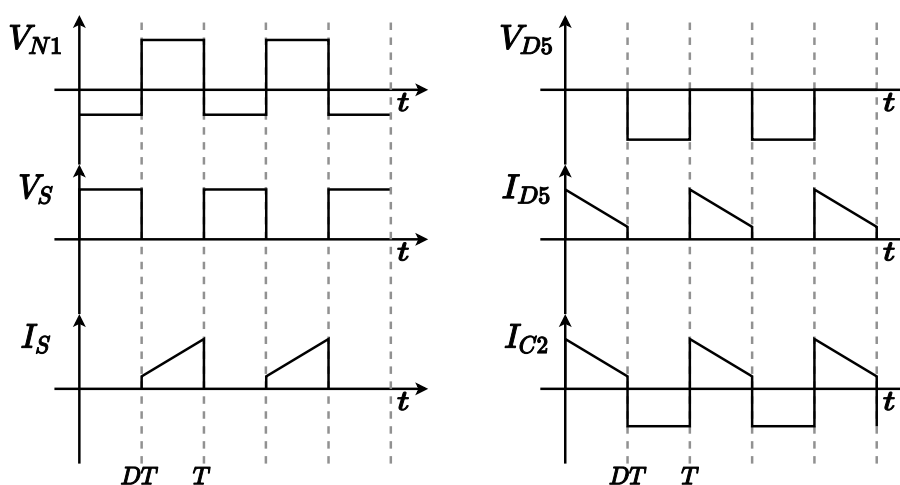
Fonte: Adaptado de Schlichting (2003, p. 32).

Os diodos D1, D2, D3 e D4 constituem a etapa retificadora e o capacitor C1, o filtro para diminuir oscilações, semelhante ao conversor linear. A regulação da tensão de saída é feita por duas formas, pela abertura e fechamento (comutação) da chave S, variando a razão cíclica. A outra forma é dada pela relação de espiras N1 e N2 do transformador. (SCHLICHTING, 2003)

A comutação da chave também é responsável por controlar a transferência da energia da rede para a carga. Primeiro, a energia é armazenada no transformador (S conduzindo) e depois é transferida para a carga (S bloqueada). Essa energia é entregue pelo diodo D5 em "pacotes" e armazenada no capacitor C2. Na Figura 13 são exibidas as formas de onda da tensão no enrolamento primário do transformador (V_{N1}), tensão e corrente na chave S (V_S e I_S), tensão e corrente no diodo D5 (V_{D5} e I_{D5}) e corrente no capacitor C2 (I_{C2}). As formas de onda ilustradas pela Figura 13 são formas

de onda ideais. (SCHLICHTING, 2003)

Figura 13 – Formas de onda do conversor *flyback*



Fonte: Adaptado de Schlichting (2003, p. 33).

Pode-se notar que há sinais periódicos associados ao funcionamento desse tipo de conversor. Tais sinais compreendem os efeitos mostrados por Paul (2006) na subseção 2.1.1, eles têm frequência e tempos de comutação, gerando harmônicos e sendo possíveis geradores de EMI.

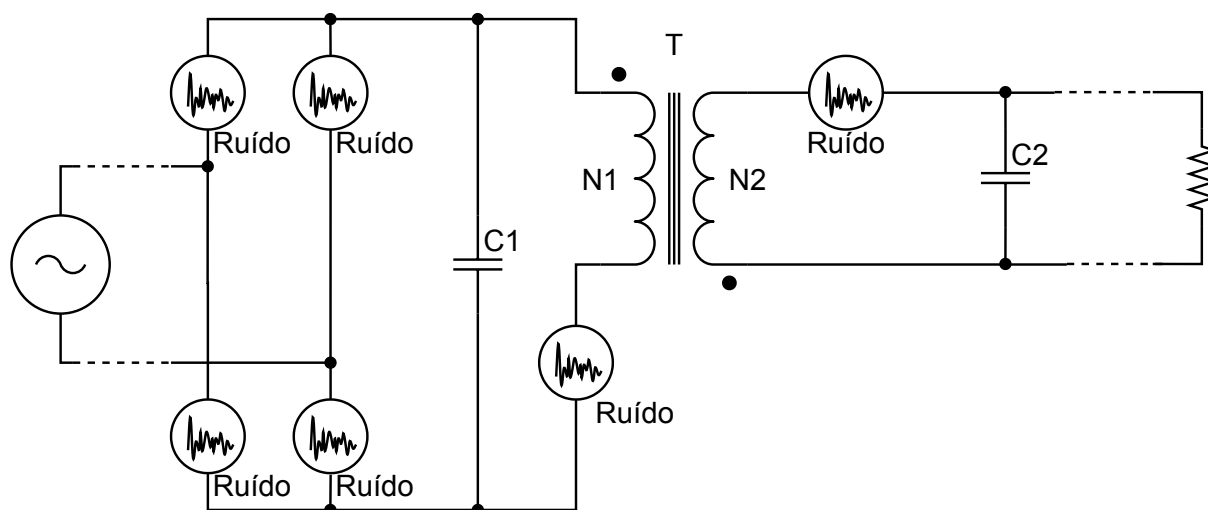
De acordo com o Schlichting (2003), idealmente, a comutação dos semicondutores não apresentam tensão e correntes de forma simultânea, conforme exibido na Figura 13. Entretanto, um semiconductor real apresenta um comportamento no qual ocorrem simultaneamente tensões e correntes. Esses acontecimentos estão associados ao pico de energia, produto instantâneo de $V \times I$.

Dentre vários aspectos mostrados por Barbi (2006) no projeto de fontes chaveadas, é notório que as escolhas do projetista trazem diversos efeitos. O uso de frequência de chaveamento elevada, propicia o uso de elementos passivos menores, contudo eleva as perdas energéticas causadas por comutação dos interruptores e elementos magnéticos. Porém, a redução da eficiência pode ser compensada pelo uso de semicondutores mais rápidos ou por meio de tecnologia de semicondutores com baixíssimos tempos de comutação (entrada e saída em condução), como, por exemplo, SiC (*Silicon Carbide* - Carbetto de Silício). Ainda, podem-se reduzir as perdas energéticas das chaves utilizando técnicas topológicas, como conversores estáticos com comutação suave.

Compreende-se que o projeto de um conversor leva em consideração mais parâmetros; todavia, é interessante operar em altas frequências com baixos tempos de comutação para ter uma fonte chaveada compacta com elevado rendimento. Porém, como analisado na subseção 2.1.1, o uso de altas frequências com baixos tempos de

comutação propicia a geração de EMI. É importante enfatizar o entendimento dessa característica para posteriormente procurar soluções para reduzir EMI. Entendendo que é na comutação dos semicondutores que a EMI é gerada, pode-se representar os semicondutores de um conversor como fontes de ruídos (Figura 14). (SCHLICHTING, 2003)

Figura 14 – Flyback com semicondutores como fonte de ruídos



Fonte: Adaptado de Schlichting (2003, p. 35).

Os componentes semicondutores ilustrados como fonte de ruído, diodos e transistor, têm comportamentos diferentes. Esse comportamento diferente faz com que os ruídos gerados por eles tenham conteúdo (amplitude e espectro harmônico) também diferentes. A seguir serão apresentados algumas análises sobre esses componentes e posteriormente mais características dos conversores no ponto de vista de EMC. (SCHLICHTING, 2003)

2.6.1 EMI gerada por diodos

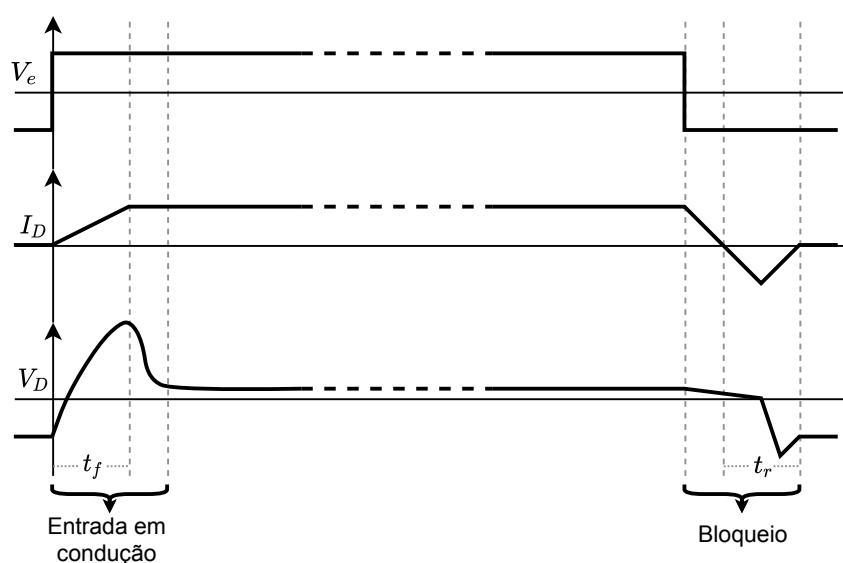
O diodo atua como um elemento de comutação no circuito que, idealmente, opera como um curto para correntes diretas e circuito aberto para correntes reversas. A Figura 13 exibe a forma de onda ideal de um diodo, onde as comutações são instantâneas e não há tensão e corrente simultâneas. Porém, na prática, os diodos não possuem esse comportamento. (SCHLICHTING, 2003)

A Figura 15 esboça as curvas típicas de tensão e corrente do diodo, quando entra em condução e quando ocorre o bloqueio. Na entrada em condução, nota-se que a corrente I_d cresce rapidamente, entretanto, não é de forma instantânea, há um

período t_f de transição. Neste mesmo período pode-se observar um pico de tensão V_d no diodo. (SCHLICHTING, 2003)

De acordo com Schlichting (2003), durante o bloqueio que os diodos produzem uma EMI maior, também exibido pela Figura 15. Durante o tempo de bloqueio t_r , ocorrem picos de corrente e tensões reversas com elevadas amplitudes e variações de corrente di/dt . Razão pela qual a energia de bloqueio geralmente é maior do que na entrada de condução e caracterizando o diodo como uma fonte de ruído de corrente.

Figura 15 – Gráfico típico da tensão e corrente de comutação dos diodos



Fonte: Adaptado de Rashid (2017, p. 17).

As amplitudes e duração dos transitórios dependem das características dos semicondutores e também do circuito onde ele é aplicado. Quanto mais indutivo for o circuito, maiores serão os tempos e os picos de corrente e tensão. (SCHLICHTING, 2003)

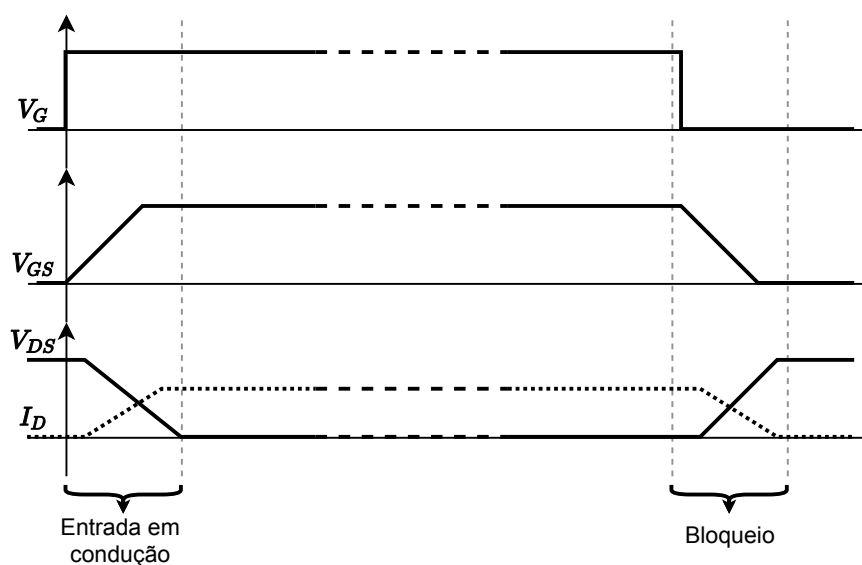
2.6.2 EMI gerada por transistores de potência

A forma de operação do transistor no conversor mostrado pela Figura 12 é caracterizada por controlar a entrada em condução e bloqueio. Essa aplicação do transistor pode apresentar elevadas emissões tanto no bloqueio quanto na entrada em condução. (SCHLICHTING, 2003)

Segundo Schlichting (2003), a energia associada a comutação do transistor é maior do que a do diodo, fazendo com que seu espectro harmônico também seja maior. Isso se deve às elevadas variações de tensão (dv/dt) associadas à comutação de altas tensões e correntes presentes no circuito na qual faz parte.

A Figura 16 apresenta um gráfico típico da tensão e corrente no período de comutação de um transistor do tipo MOSFET para carga resistiva. Observa-se na figura que durante a entrada em condução e bloqueio, ocorrem tensões e correntes simultâneas nas quais ocorrem as perdas, baixando o rendimento do conversor. Quando os tempos de comutação são reduzidos, é reduzido também as perdas, mas se elevam os harmônicos do sinal, podendo aumentar a EMI gerada. (SCHLICHTING, 2003)

Figura 16 – Gráfico típico da tensão e corrente de comutação de um transistor MOSFET para carga resistiva



Fonte: Adaptado de Barbi (2006, p. 166).

Assim como nos diodos, os tempos de comutação, formas e amplitudes e conseqüentemente a geração de EMI, dependem das características do transistor e também do circuito onde é aplicado. (SCHLICHTING, 2003)

2.6.3 Caracterização da EMI em um conversor *flyback*

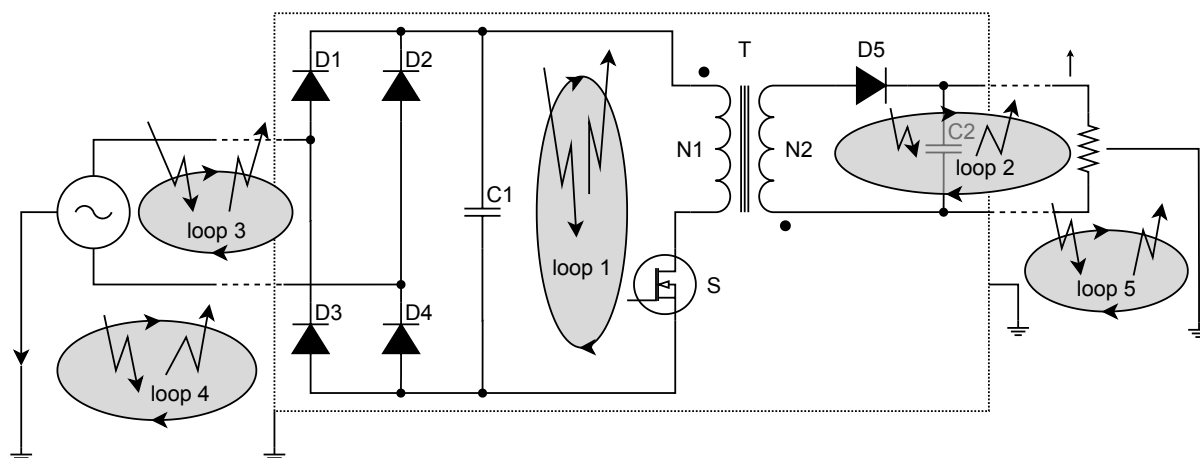
Na seção 2.1 foram apresentados os conhecimentos referentes a EMC, no qual se têm os geradores, receptores e meio de propagação dos ruídos eletromagnéticos. Além disso, os meios de propagação podem ser classificados quanto ao modo de transmissão, em conduzidas e irradiadas. Nesta seção, serão vinculados esses aspectos ao conversor *flyback*.

Conforme Schlichting (2003), todo conversor pode gerar interferências conduzidas ou irradiadas, da mesma forma que pode estar sujeito a estas mesmas interferências, oriundas de outros equipamentos ou dele próprio.

A Figura 17 retrata os aspectos da EMI de um conversor *flyback*. Nessa figura podem ser observados alguns laços (*loopings*). Todos esses laços podem atuar

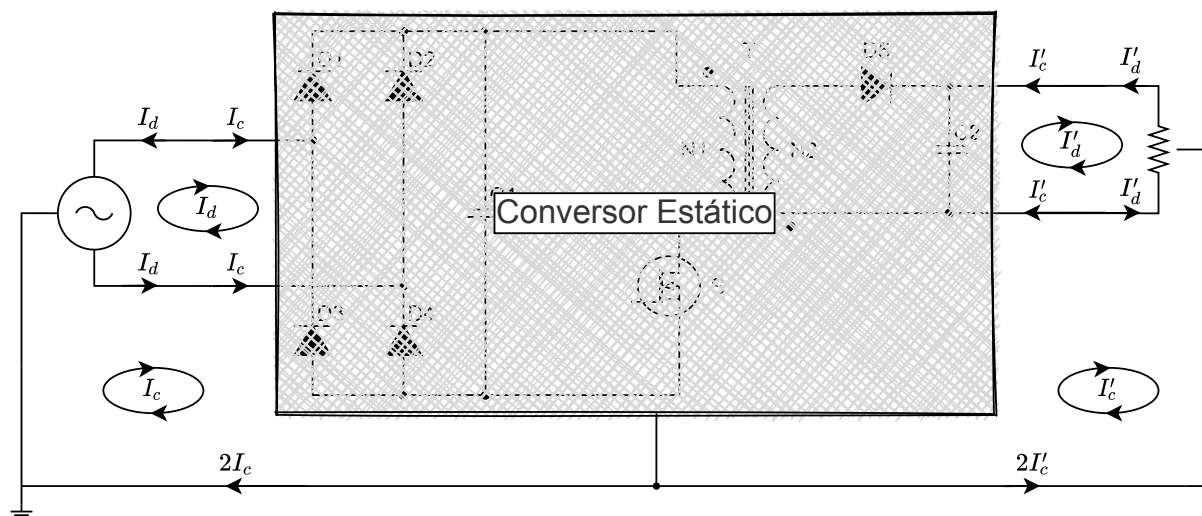
tanto como antenas de transmissão ou recepção EMI irradiadas. Os laços mais externos (*loop 2, 3, 4 e 5*) caracterizam também a EMI conduzida, que pode ser propagada ou recebida pelo conversor. (SCHLICHTING, 2003)

Figura 17 – EMI em um conversor *flyback*



Fonte: Adaptado de Schlichting (2003, p. 39).

Em relação aos laços da EMI conduzida, a Figura 18 refere-se de forma mais detalhada as componentes da EMI conduzida de um conversor *flyback*. As componentes de modo diferencial podem surgir (circular) entre os condutores de fase e neutro que conectam o conversor à fonte (I_d) e, entre o conversor e a carga (I'_d). As componentes de modo comum podem surgir (circular) entre os condutores fase/neutro e o plano de referência terra (I_c) e, entre os conectores que conectam a carga ao conversor para o plano de referência terra (I'_c). (SCHLICHTING, 2003)

Figura 18 – Componentes da EMI conduzida de um conversor *flyback*

Fonte: Adaptado de Schlichting (2003, p. 40).

As componentes de modo comum são vinculadas à conexão com o aterramento, essa conexão não é necessariamente uma conexão física com o equipamento. Liz (2003) explica que mesmo quando a carcaça é isolada do plano de terra, uma capacitância parasita (na ordem de dezenas de pF) surge em série com o caminho de retorno da corrente através do plano terra. Sendo assim, mesmo um equipamento com ausência de conexão de aterramento, pode apresentar ruído de modo comum.

2.6.4 Caracterização das não idealidades dos componentes empregados nos conversores

Após apresentado os geradores de EMI e os principais laços nos quais circulam os ruídos, é necessário explanar o comportamento não ideal dos componentes eletrônicos. Esse estudo das não idealidades auxilia na compreensão das técnicas de redução de EMI. Os elementos muitas vezes considerados ideais (L, C, R, fios e trilhas) possuem impedâncias que, devido às suas não-idealidades, variam com a frequência. (LIZ, 2003)

2.6.4.1 Condutores

Iniciando pela caracterização dos condutores, esses normalmente não são vistos como componentes, mas possuem características muito relevantes para a propagação do ruído. A indutância é a principal característica para a propagação do ruído gerado e para os transientes dos circuitos eletrônicos. Liz (2003) afirma que mesmo em baixas frequências, um condutor pode ter uma reatância indutiva maior do que sua resistência.

Liz (2003) apresenta as equações para fazer o cálculo da indutância dos condutores, essa indutância tem uma componente de indutância interna e uma componente de indutância externa. Ao decorrer de seu estudo, Liz (2003) apresenta as seguintes conclusões:

- a) a indutância interna é desprezível quando comparada a indutância externa, principalmente em altas frequências, no qual ocorre o efeito pelicular;
- b) a indutância dos condutores decresce ao serem aproximados do plano de terra, assumindo que o plano terra é o retorno de corrente;
- c) quanto maior a bitola do condutor, menor é a sua indutância interna;
- d) em altas frequências, um condutor achatado tem menor indutância interna e menor resistência do que um condutor circular, devido ao efeito pelicular.

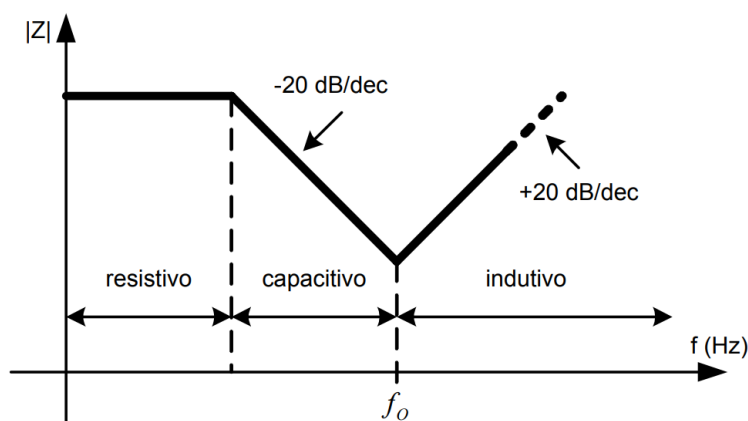
É importante ressaltar que as equações de indutâncias dos condutores apresentadas por Liz (2003), têm como unidade, indutância dividida pelo comprimento do condutor. Dessa forma, deixa implícito que a indutância dos condutores é menor quanto menor o seu comprimento. Conseqüentemente, Liz (2003) afirma que terminais de fixação dos componentes desnecessariamente longos causam um desvio no comportamento ideal do componente em altas frequências.

O comprimento e a separação dos terminais do componente fazem com que o componente tenha incorporado em seu comportamento ideal um elemento indutivo e um elemento capacitivo. A combinação desses elementos com o componente podem causar um comportamento distante do comportamento ideal desejado. (SCHLICHTING, 2003)

2.6.4.2 Resistores

Os resistores são componentes que são construídos basicamente de três formas: composição de carbono, fio enrolado ou filmes finos. Desses, o resistor de filme fino tem valores mais precisos de resistência do que o resistor com composição de carbono, e possui menor indutância do que o resistor de fio enrolado. (LIZ, 2003)

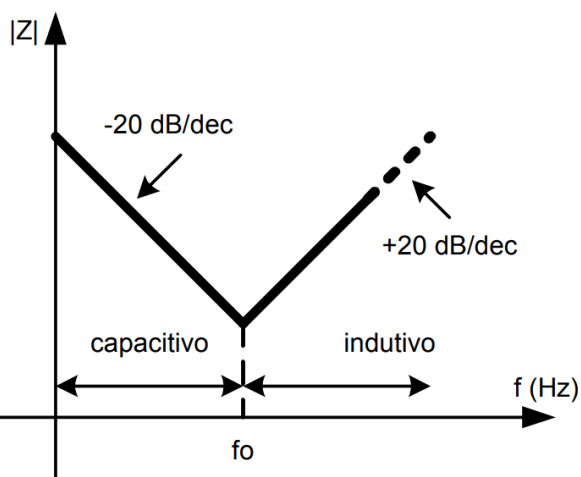
O comportamento desejado para um resistor é que ele tenha impedância fixa e puramente resistiva para qualquer faixa de frequência. No entanto, dependendo da técnica de construção, os resistores reais se comportam de forma diferente. A Figura 19 aborda o exemplo do comportamento de um resistor real. Nessa figura, há um gráfico do módulo da impedância do resistor em função da frequência. (LIZ, 2003)

Figura 19 – Resposta em frequência de um modelo de resistor real

Fonte: Liz (2003, p. 56).

2.6.4.3 Capacitores

Os capacitores deveriam ter um comportamento exclusivamente capacitivos. Porém, devido a sua construção, os capacitores também apresentam comportamentos não ideais. A Figura 20 retrata o gráfico do módulo da impedância em função da frequência de um modelo real de capacitor. (LIZ, 2003)

Figura 20 – Resposta em frequência de um modelo de capacitor real

Fonte: Liz (2003, p. 58).

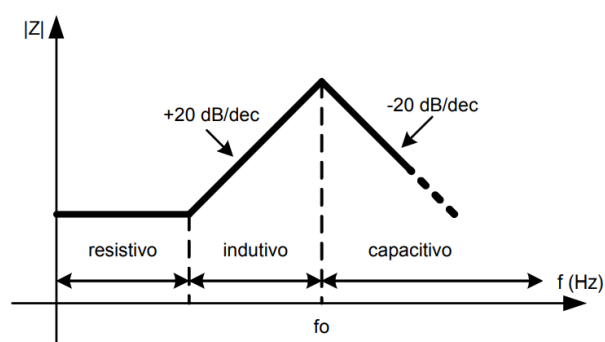
Existem diversos tipos de capacitores, no entanto, os capacitores típicos para redução das perturbações eletromagnéticas são os cerâmicos e os eletrolíticos. Os capacitores cerâmicos geralmente são usados para suprimir as emissões irradiadas, são eficientes em altas frequências. Enquanto os capacitores eletrolíticos são utilizados para suprimir as emissões conduzidas, são eficientes em baixas frequências. (LIZ, 2003)

Os capacitores cerâmicos são caracterizados por capacitâncias baixas, volume pequeno e resistência série equivalente (*Equivalent Series Resistance* - ESR) muito baixa. Já os capacitores eletrolíticos, possuem altas capacitâncias, volume maior e possuem baixos valores de ESR, porém, valores de ESR maiores do que dos capacitores cerâmicos. (MONTROSE, 2000)

2.6.4.4 Indutores

Assim como nos resistores e capacitores, o que determina os valores dos elementos parasitas no indutor é a técnica de construção específica. O processo de enrolamento na forma de bobinas cilíndrica introduz o valor de resistência do fio e introduz a capacitância entre os enrolamentos vizinhos. A Figura 21 esboça o gráfico do comportamento da impedância de um indutor em função da frequência. (LIZ, 2003)

Figura 21 – Resposta em frequência de um modelo de indutor real



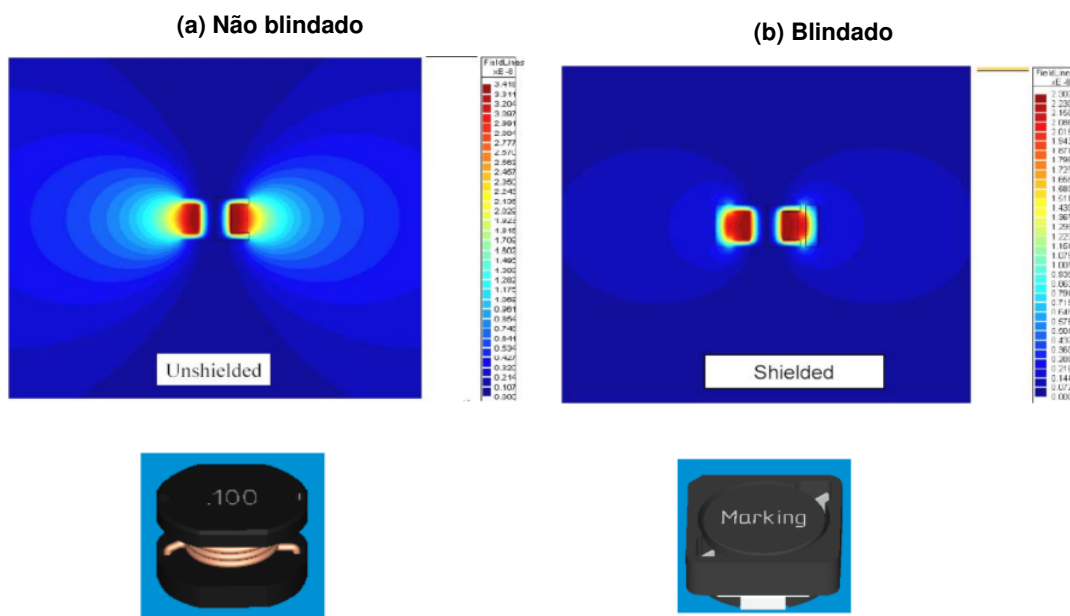
Fonte: Liz (2003, p. 62).

Um aspecto na construção dos indutores que apresenta uma drástica redução dos ruídos eletromagnéticos é a blindagem dos indutores. Existem três tipos de indutores referente a esse aspecto, indutores blindados, semi blindados e não blindados. (WÜRTH ELEKTRONIK, 2017)

Os indutores blindados são fabricados para encapsular totalmente a bobina em forma de blindagem. Com indutores não blindados, os enrolamentos da bobina são normalmente expostos ou magneticamente não blindados. Esses são geralmente os piores criminosos do ponto de vista da EMI devido à propagação desimpedida de campos eletromagnéticos. Em indutores semi-blindados, os materiais magnéticos são geralmente colados sobre os enrolamentos expostos com resina epóxi. (WÜRTH ELEKTRONIK, 2018)

A Figura 22 ilustra linhas de campo eletromagnético irradiado por um indutor não blindado e um indutor blindado. Nesta figura, pode ser observado que o indutor não blindado detém mais linhas de campo. (WÜRTH ELEKTRONIK, 2017)

Figura 22 – Diferença de campo eletromagnético entre indutores



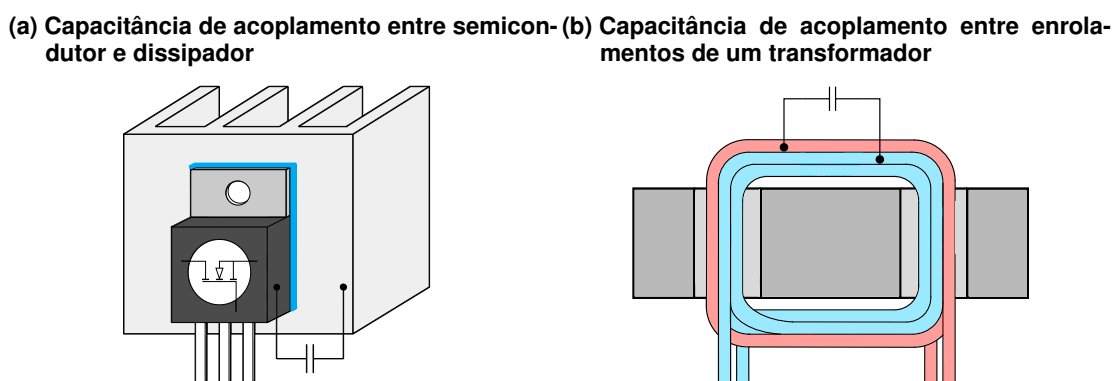
Fonte: WÜRth Elektronik (2017).

2.6.5 Capacitâncias Parasitas e de Acoplamento

Dentre as formas de propagação de ruído, estão inclusas as capacitâncias parasitas e de acoplamento. Através destas, podem surgir conexões não desejadas e imprevistas entre dois pontos de um circuito. (SCHLICHTING, 2003)

As capacitâncias parasitas e de acoplamento podem surgir em diversos componentes, fazendo uma conexão entre trilhas ou cabos, enrolamentos de transformadores e terminais de semicondutores, resistores, indutores, conectores e até dissipadores. A Figura 23 apresenta algumas possíveis capacitâncias parasitas e de acoplamentos. (SCHLICHTING, 2003)

Figura 23 – Acoplamentos capacitivos



Fonte: Elaboração própria (2020).

Schlichting (2003) aponta as principais características das capacitâncias

parasitas e de acoplamento sendo:

- a) os acoplamentos capacitivos causam correntes parasitas;
- b) os acoplamentos capacitivos dos componentes de um circuito (resistores, indutores, capacitores e principalmente semicondutores) variam de componente para componente e com o *layout* utilizado;
- c) como $XC = 1/(2.\pi.f.C)$ as EMI's de corrente aumentam de amplitude com o aumento da frequência. (SCHLICHTING, 2003, p. 50).

2.6.6 Indutâncias Parasitas e de Acoplamento

Outra forma de propagação de ruídos é dada pelas indutâncias parasitas e de acoplamento, na qual tipicamente surgem entre condutores e trilhas. Schlichting (2003) aponta as principais características das indutâncias parasitas e de acoplamento sendo:

- a) o acoplamento indutivo (magnético) entre dois condutores provoca tensões induzidas parasitas;
- b) como $XL = 2.\pi.f.L$, as EMI's de tensão aumentam com o aumento da frequência;
- c) caminhos fechados (*loops*), indutores toroidais e transformadores de um circuito são fontes de campos magnéticos que podem gerar, dependendo das correntes envolvidas, uma EMI radiada significativa. Bem como podem atuar como antenas na recepção de ruídos. (SCHLICHTING, 2003, p. 51).

2.7 Técnicas de redução de EMI

Esta seção visa apresentar algumas técnicas usadas nesse trabalho para a redução das interferências eletromagnéticas. Schlichting (2003) enfatiza o uso de termos como "minimizar" ou "reduzir" no lugar de "eliminar" os ruídos eletromagnéticos, pois não se pode garantir que alguma técnica satisfaça estes objetivos em todas as situações.

2.7.1 Planos de Referência

Sob o ponto de vista da EMC, todos os condutores possuem uma impedância, com um teor indutivo para altas frequências. Por consequência, qualquer corrente que circular através dos condutores pode apresentar uma queda de tensão. Devido a essa característica, todas as correntes que circulam através do retorno (terra) podem resultar em pontos sobre a sua superfície com diferentes potenciais. (SCHLICHTING, 2003)

Esse aspecto deve ser minimizado para reduzir a diferença de potencial sobre estes condutores, a fim de evitar emissões radiadas e conduzidas. Para reduzir

essa impedância, podem ser feitos planos de referência na placa. (SCHLICHTING, 2003)

Esses planos de referência são geralmente aplicados a trilhas de alimentação (Vcc) e tilhas de 0 V. Os planos são feitos utilizando de áreas inteiras de condutor metálico e são adequados até a frequência de 1 GHz. Tais planos de referência permitem reduções sensíveis de todo o acoplamento eletromagnético. (SCHLICHTING, 2003)

Liz (2003) menciona que os planos de referência podem ou não ser separados. A separação dos planos não pode ser considerada uma forma efetiva para se obter uma EMC melhor, pois isso depende muito do projeto da PCI e do projeto do circuito.

2.7.2 Capacitores de Desacoplamento

De acordo com Montrose (2000), os componentes com estados de comutação periódicos devem ser desacoplados dos sinais de alta frequência. A razão pelo qual se deve fazer o desacoplamento é porque esta comutação de energia será transferida para outros circuitos ou subseções como uma energia de rádio frequência de modo comum ou diferencial. Esse desacoplamento é realizado com o uso de capacitores.

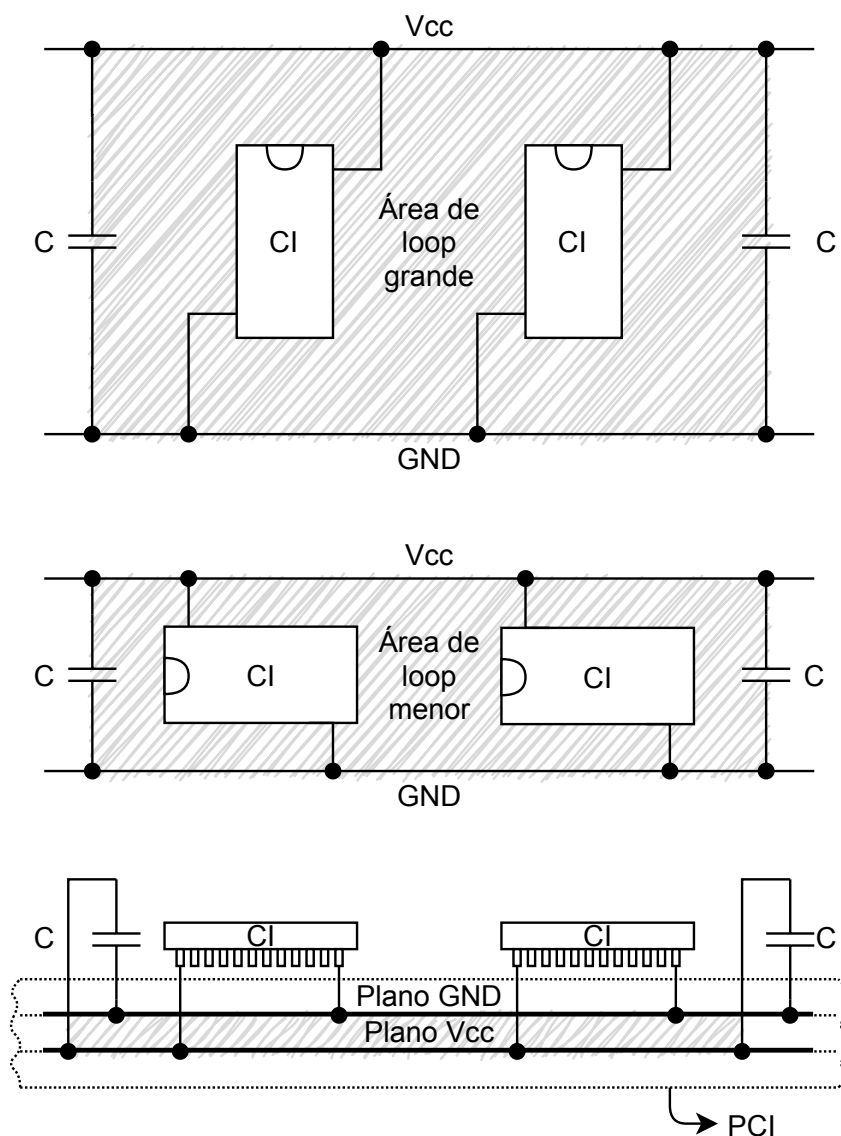
Liz (2003) complementa que os capacitores de desacoplamento devem ser colocados onde as fontes de alimentação entram ou saem da PCI e posicionados também próximos de dispositivos que consomem mais energia, como microcontroladores, memórias e outros circuitos integrados com potência considerável.

Dada as características apresentadas anteriormente de capacitores, devem ser usados capacitores cerâmicos invés de capacitores eletrolíticos, para efetuar o desacoplamento. Capacitores eletrolíticos são ineficazes para desacoplamento de alta frequência e são mais adequados para subsistemas de fonte de alimentação ou filtragem de linha de energia. (MONTROSE, 2000)

2.7.3 Redução das áreas de *loop*

As áreas de *loop* de correntes produzem emissões irradiadas. Logo, uma forma de reduzir estas emissões é reduzindo o tamanho dessas áreas. A Figura 24 denota um exemplo simples de reduzir uma área de *loop* da alimentação de circuitos integrados. (PAUL, 2006)

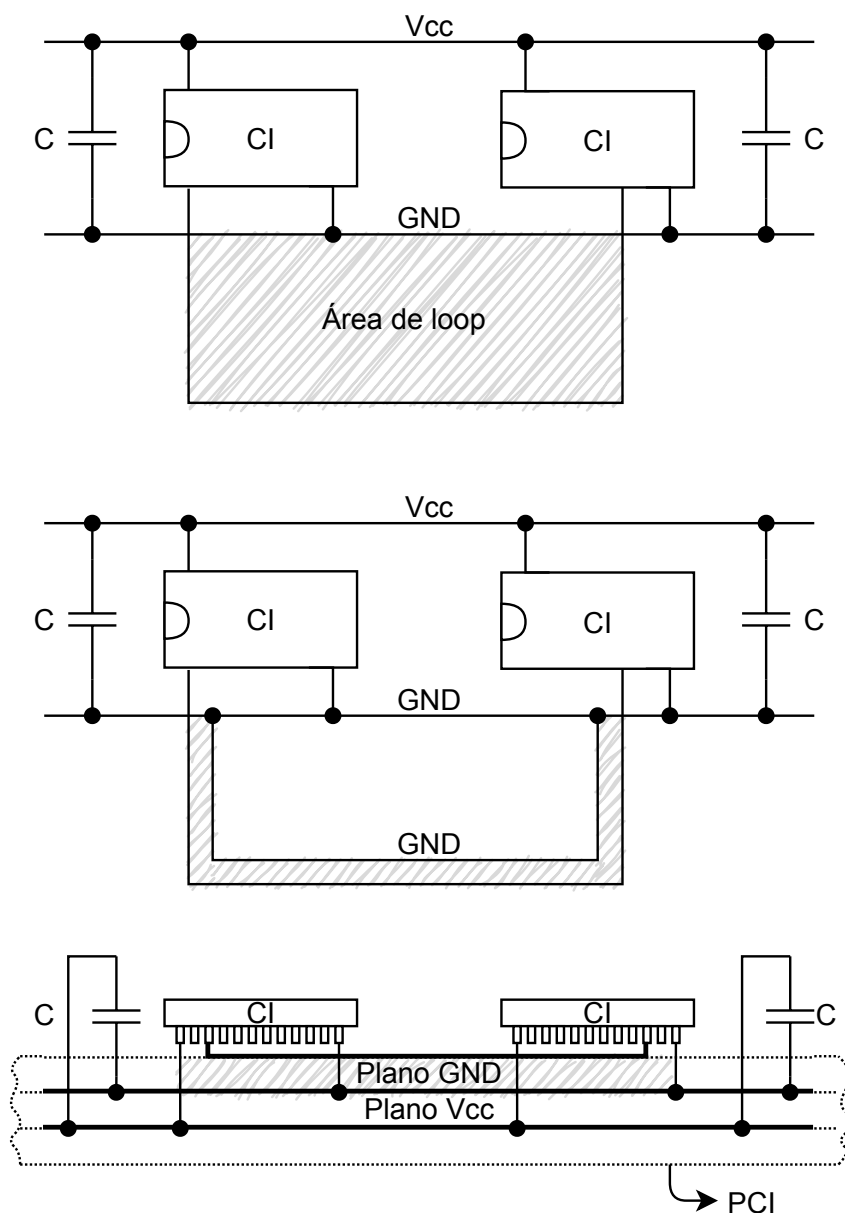
Figura 24 – Redução de área de loop das trilhas de alimentação



Fonte: Adaptado de Paul (2006, p. 823).

Essa técnica pode se estender aos sinais e seus respectivos caminhos de retorno. Nem todos os caminhos de retorno são facilmente identificáveis, mas deve-se tentar identificá-los para tentar reduzir as áreas de loop. A Figura 25 mostra um exemplo de redução da área do loop de um sinal entre circuitos integrados. (PAUL, 2006)

Figura 25 – Redução de área de loop de trilhas de sinal



Fonte: Adaptado de Paul (2006, p. 824).

2.7.4 Filtros de EMI

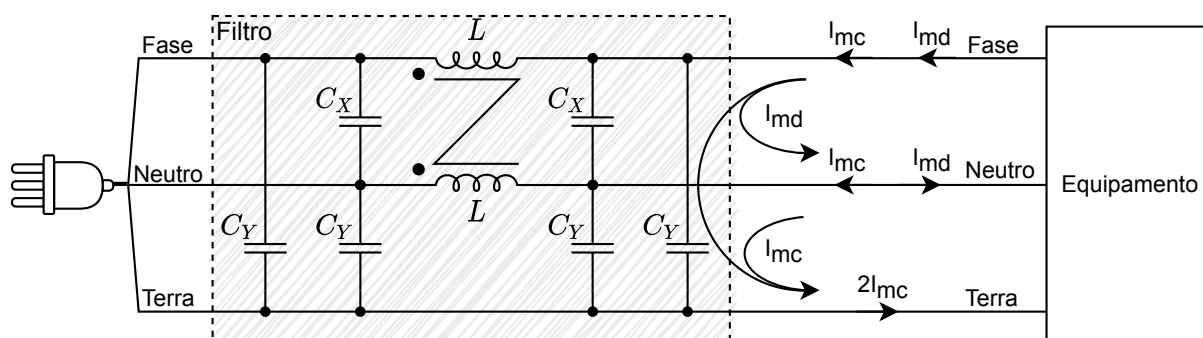
Os filtros de EMI têm por objetivo atenuar os sinais de frequências indesejáveis presentes nos condutores. Entretanto, Liz (2003, p. 86) afirma que "o uso incorreto de filtros pode fazer com que as emissões ou a imunidade de um circuito sejam piores do que se eles não fossem utilizados."

A resolução dos problemas de EMI conduzida não é uma "ciência exata", no sentido estrito do termo. Tal resolução normalmente envolve um processo de tentativa e erro para que se obtenha um projeto correto do filtro. Assim, o projeto de um filtro é um processo que consome

bastante tempo, tanto de engenheiros novatos como de engenheiros experientes quanto estes encaram novos projetos. (LIZ, 2003, p. 87).

Esses filtros são projetados para reduzir as correntes de modo comum e modo diferencial. A Figura 26 esboça uma topologia típica de filtro para fontes de alimentação. (SCHLICHTING, 2003)

Figura 26 – Topologia típica de filtro de EMI para fontes de alimentação



Fonte: Adaptado de Schlichting (2003, p. 69).

Os capacitores C_x são inseridos entre os condutores fase e neutro para atenuar as correntes de modo diferencial. Enquanto os capacitores C_y são inseridos entre os condutores fase e terra e entre os condutores neutro e terra para atenuar as correntes de modo comum. (SCHLICHTING, 2003)

Além dos capacitores, há o indutor acoplado, este é chamado de indutor de modo comum (*common mode choke*). Esse indutor tem por finalidade reduzir as correntes de modo comum, idealmente ele não afeta as correntes de modo diferencial. (SCHLICHTING, 2003)

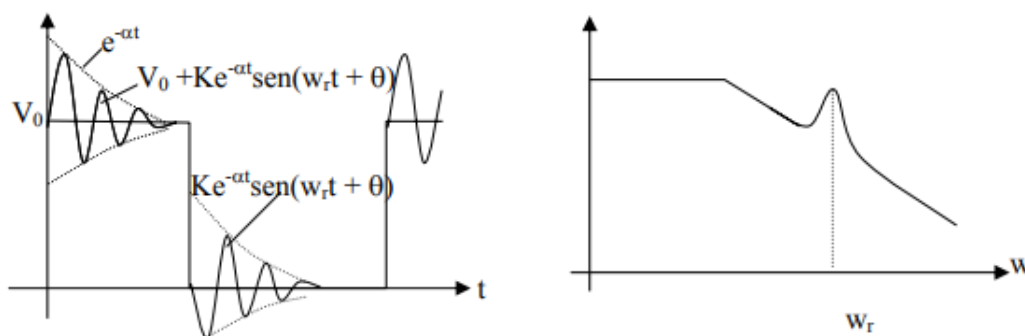
2.7.5 Grampeadores de tensão *Snubber*

As indutâncias e capacitâncias parasitas de trilhas de PCI e fios, quando comutadas em altas frequências, fazem com que surjam no circuito o fenômeno referido como oscilação (*ringing*). Essas oscilações têm a forma de picos de tensão e estão associadas à energia envolvida na comutação e aumentam a EMI gerada. (SCHLICHTING, 2003)

De acordo com Schlichting (2003), "as oscilações (*ringing*) tendem a acentuar ou aumentar determinadas regiões do espectro da forma de onda original". A Figura 27a retrata uma forma de onda quadrada com as oscilações. Esse sinal apresenta uma frequência de oscilação (ω_r), que eleva a amplitude do espectro harmônico em torno dessa frequência (Figura 27b).

Figura 27 – Oscilações presentes na comutação

(a) Forma de onda das oscilações presentes na comutação (b) Espectro harmônico da comutação com oscilações

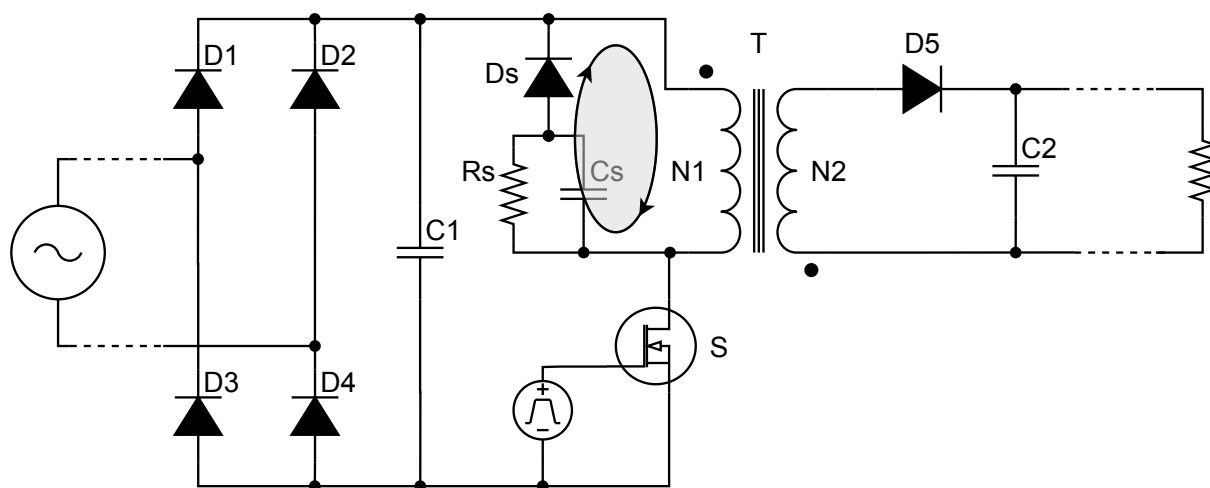


Fonte: Schlichting (2003, p. 57).

Segundo Schlichting (2003), a principal desvantagem desses picos de tensão é a possibilidade de danificar o semicondutor por sobretensão. Para reduzir esses picos de tensão gerados na comutação, é acrescentado circuitos grampeadores de tensão, chamados também de *snubber*. Ao limitar o pico de tensão, o *snubber* propicia a redução de EMI gerada.

A Figura 28 exibe uma aplicação típica de *snubber* a um conversor *flyback*. Schlichting (2003) enfatiza que "além de grampear a tensão, o *snubber* confina o ruído em uma região, evitando que o mesmo se propague para fora do conversor".

Figura 28 – Aplicação típica de *Snubber* em um conversor *flyback*



Fonte: Adaptado de Schlichting (2003, p. 58).

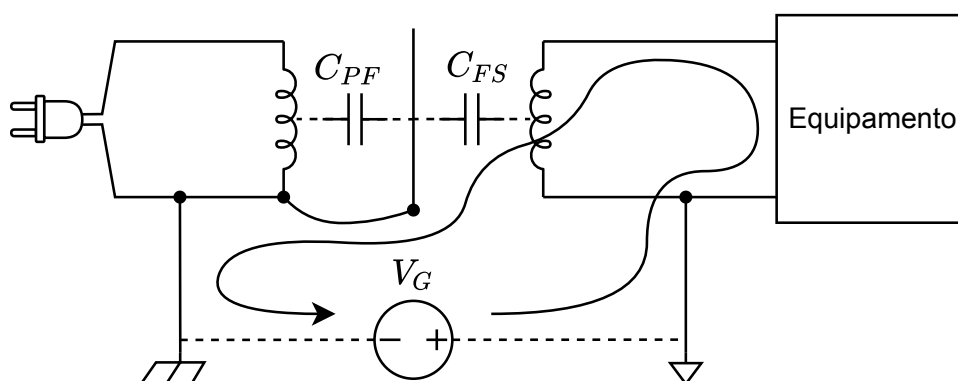
2.7.6 Blindagem de Faraday

Foi apresentado na subseção 2.6.5 problemas relacionados a capacitâncias parasitas e de acoplamentos, e, como exemplo, o acoplamento capacitivo que pode acontecer entre a bobina primária e a secundária de um transformador. Essa capacitância parasita de acoplamento surge devido à sobreposição das bobinas, e a eficiência deste acoplamento aumenta em frequências de ruído mais altas. (PAUL, 2006)

Para reduzir esse acoplamento, pode ser inserido entre a bobina primária e secundária uma lâmina metálica e conectada à referência. Essa técnica é chamada de blindagem de Faraday. (PAUL, 2006)

A conexão da blindagem de Faraday pode ser feita a referência da bobina primária ou secundária. No entanto, Paul (2006) afirma que a conexão da blindagem à referência do primário é preferida, uma vez que a corrente de ruído não fluirá através da LISN para produzir problemas de emissão conduzida. A Figura 29 ilustra essa aplicação da blindagem de Faraday, mostrando que ao conectar a blindagem à referência da bobina primária, o ruído produzido por V_G circula através C_{fs} e retorna por meio das referências.

Figura 29 – Aplicação da blindagem de Faraday conectando a referência da bobina primária



Fonte: Adaptado de Paul (2006, p. 413).

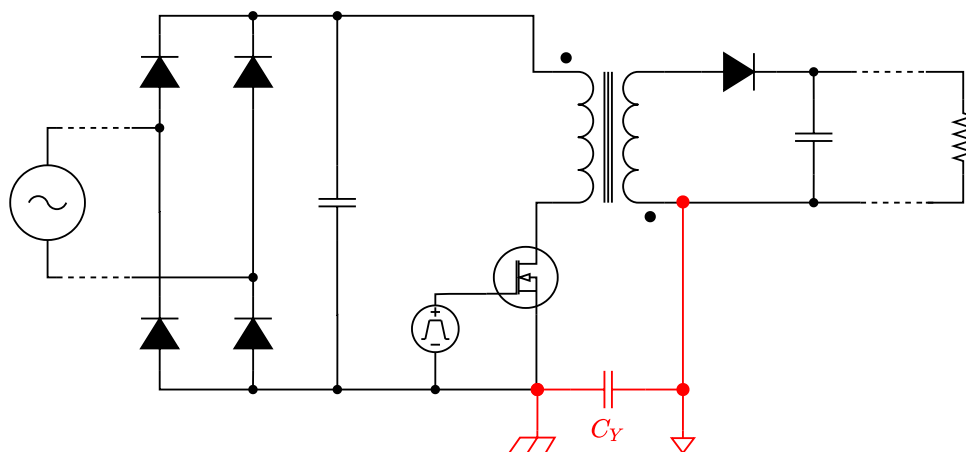
Paul (2006) afirma em seu estudo, que essa técnica apresenta apenas melhorias relacionadas às emissões conduzidas. No entanto, Soares (2019) fez um estudo da aplicação da blindagem de *faraday* em um conversor *buck-boost* isolado no qual obteve bons resultados relacionados a emissões radiadas.

2.7.7 Capacitor do tipo Y entre referências isoladas

Outra técnica encontrada na literatura, é o uso do capacitor do tipo Y conectado entre os terminais de referência do primário e secundário da fonte de alimentação, essa técnica é usada para atenuar o ruído de modo comum (CM). A Figura 30 mostra

os pontos de conexão desse capacitor em um conversor *flyback*. (JHA; NAIK; DAS, 2015)

Figura 30 – Aplicação do capacitor do tipo Y entre referências de um conversor *flyback*



Fonte: Elaboração própria (2020).

Soares (2019) aplicou diferentes valores de capacitor do tipo Y e dois pontos de conexão diferentes em um conversor *buck-boost* isolado. Em seu trabalho, Soares (2019) apresentou uma atenuação dos ruídos conduzidos e atenuação das emissões irradiadas também, para o tipo de conexão demonstrado na Figura 30.

2.7.8 Conexão de dissipadores de calor à referência

Elementos comutadores de energia podem ser uma fonte de emissão irradiada e, ao adicionar um dissipador de calor de metal, a eficiência dessa radiação aumenta. A quantidade máxima de irradiação ocorrerá em diferentes frequências, dependendo da geometria do dissipador de calor e da frequência auto-ressonante da montagem. (MONTROSE, 2000)

O resultado de se usar um dissipador de calor de metal é o mesmo que colocar uma antena dentro do produto para transmitir ondas eletromagnéticas. Devido ao acoplamento capacitivo entre o comutador e o dissipador de calor, as correntes de modo comum são transferidas para o dissipador que por sua vez irradia essa energia para o espaço livre ou circuitos adjacentes. Para desenergizar esta antena, o dissipador de calor deve ser conectado à trilha de referência do circuito. (MONTROSE, 2000)

No entanto, Dawson et al. (2001) conclui em seu estudo que a eficácia da técnica de aterramento do dissipador de calor depende da impedância das conexões de aterramento e de sua distribuição e, que as emissões irradiadas aumentam proporcionalmente a indutância da rede de aterramento à potência.

2.7.9 Ferrite

Normalmente, o método de tentativa e erro é executado pelo engenheiro de projeto durante os esforços para resolver um problema de emissão irradiada ou conduzida. E uma das práticas comuns é o uso de ferrites (material ferro magnético não condutivo) para tentar atenuar os ruídos eletromagnéticos de alta frequência. (MONTROSE, 2000)

Montrose (2000) explana as três aplicações de ferrite mais comuns para suprimir os sinais indesejados:

- a) quando usado como uma blindagem, o dispositivo de ferrite isola condutores, componentes ou circuitos de campos eletromagnéticos dispersos;
- b) quando usado com um capacitor, é criado um filtro passa-baixa que é indutivo-capacitivo em frequências baixas e dissipativo em frequências mais altas;
- c) o material de ferrite evita oscilações parasitas ou atenua o acoplamento de sinal indesejado que viaja ao longo dos condutores do componente, interconectando fios, traços ou cabos. Quando usada como elemento com perdas, o ferrite remove ou absorve a energia eletromagnética presente em uma linha de transmissão e dissipa esse fluxo de RF como calor. (MONTROSE, 2000, p. 225, tradução nossa).

2.7.10 *Spread Spectrum*

Na maioria das vezes, os dispositivos semicondutores emitem interferência eletromagnética irradiada com pico de energia na frequência de comutação e seus harmônicos associados. (STMICROELECTRONICS, 2016)

Se o nível de irradiação eletromagnética causado pela frequência de comutação estiver acima do limite determinado para o projeto, é possível reduzir essa amplitude de pico usando uma técnica de espalhamento espectral (*spread spectrum*). (STMICROELECTRONICS, 2016)

A técnica de espalhamento espectral é caracterizada pela adição de uma modulação no sinal de comutação. Essa modulação faz com que a frequência de comutação varie intencionalmente com o tempo. A energia total irradiada não é alterada, entretanto, essa energia é espalhada em uma banda de frequência. Assim, pode reduzir os picos de EMI irradiadas. (STMICROELECTRONICS, 2016)

3 METODOLOGIA

Este trabalho tem por finalidade proporcionar uma melhor compreensão dos problemas relacionados a interferências eletromagnéticas e assimilar possíveis soluções para a mitigação dessas interferências. Dada essa finalidade, de acordo com Gil (2002, p. 41), essa pesquisa pode ser classificada como exploratória, pois "estas pesquisas têm como objetivo proporcionar maior familiaridade com o problema, com vistas a torná-lo mais explícito ou a constituir hipóteses. Pode-se dizer que estas pesquisas têm como objetivo principal o aprimoramento de ideias ou a descoberta de intuições."

Essa pesquisa tem uma abordagem qualitativa, conforme Malhotra (2010, p. 111), pesquisa com abordagem qualitativa se caracteriza por ser "não estruturada e exploratória baseada em pequenas amostras que proporcionam percepções e compreensão do contexto do problema".

O Projeto do conversor estático com múltiplas saídas foi elaborado com auxílio do *software* de cálculos disponibilizado pela fabricante STMicroelectronics (2020) e com o auxílio de planilhas de elaboração própria. No entanto, dado que o objetivo desse trabalho seja apresentar técnicas para a redução de EMI, não serão apresentados os cálculos e ferramentas utilizados para chegar ao projeto funcional do circuito. O circuito será apresentado, mas será dada ênfase às técnicas de mitigação de EMI empregadas no projeto.

Em razão da complexidade do projeto e a falta de modelos de simulação dos circuitos integrados utilizados, não foram realizadas simulações. Então, logo após a elaboração do projeto, o mesmo foi transcrito para o *software* de leiaute de placas KiCAD.

Com a placa de circuito impressa montada, foram feitos alguns testes elétricos para averiguar o funcionamento correto de todas as saídas de tensão do conversor estático. Para executar esses testes, foi feito uso de alguns equipamentos, sendo eles: osciloscópio Tektronix (2006) TDS3054B, osciloscópio R&S (2020c) RTH1004, sonda diferencial de alta tensão Tektronix (2012a) P5200A, sonda de corrente de alta frequência Tektronix (2012b) TCP202A e sonda de corrente Tektronix (2017) A622.

Após validação funcional do projeto, é possível iniciar as análises do ponto de vista de EMC. Principiou-se pela medição dos ruídos eletromagnéticos conduzidos e aplicado alterações para adequar o circuito à norma. Após solucionado os problemas relacionados à EMI conduzida, iniciou-se os testes de emissões irradiadas e executado modificações no circuito, também com objetivo de enquadrar aos limites determinados pela norma.

Para as medições de emissões conduzidas, foi usado a LISN R&S (2020a)

ENV216 em conjunto com o analisador de espectro R&S (2020b) HMS-X. Nas medições de emissões irradiadas, foi utilizado uma câmara GTEM EMCTEST (2013) GTEM-750 e o receptor de EMI R&S (2009) ESL3.

Todos os ensaios foram realizados nos laboratórios do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) do IFSC. Os testes elétricos funcionais foram feitos no Laboratório de Processamento Eletrônico de Energia (LPEE) e os testes dentro do escopo de EMC foram efetuados no Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética (LabCEM).

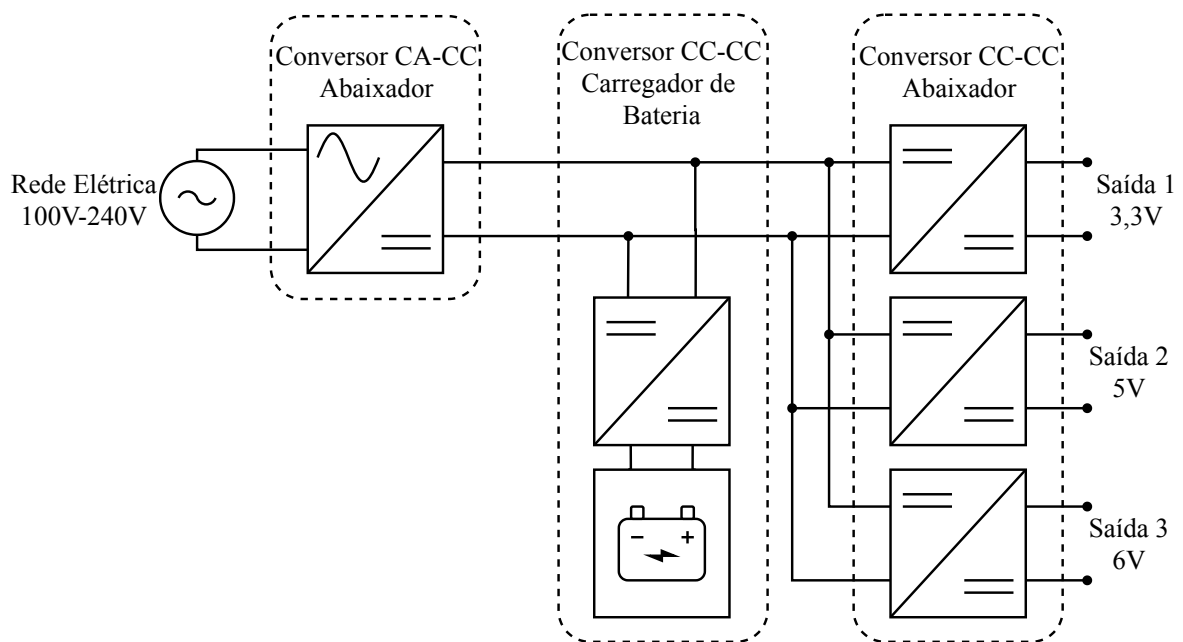
Por fim, visando uma melhor análise dos resultados, todos os dados obtidos nos ensaios de EMC, foram adquiridos na forma de arquivos de padrão CSV (*comma-separated values* - valores separados por vírgula). O tratamento desses arquivos é realizado exportando os dados por meio de *scripts* feitos na linguagem Python, e então, foi gerado os gráficos em um padrão de fácil visualização que possibilita a plotagem de gráficos sobrepostos para comparação de resultados.

4 PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO COM MÚLTIPLAS SAÍDAS

Este capítulo visa apresentar o projeto do conversor estático no qual foram aplicados as técnicas de EMI. No projeto é notável que algumas das técnicas abordadas na fundamentação teórica já estão aplicadas nele, tais soluções foram implementadas devido à sugestão da fabricante dos circuitos integrados usados no projeto.

O conversor estático deste trabalho atua como um sistema ininterrupto de energia e possui múltiplos níveis de tensão de saída. A Figura 31 apresenta o diagrama de blocos do conversor deste trabalho, onde pode ser observada uma separação em 3 blocos: o conversor de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC) abaixador, conversor CC-CC carregador de bateria e conversores CC-CC abaixador. O circuito pode ser considerado um sistema ininterrupto por ter uma bateria que alimenta o circuito caso a rede elétrica não esteja presente. No entanto, o projeto vai ser referido como conversor estático de múltiplas saídas ao longo do texto.

Figura 31 – Diagrama de blocos do conversor estático com múltiplas saídas

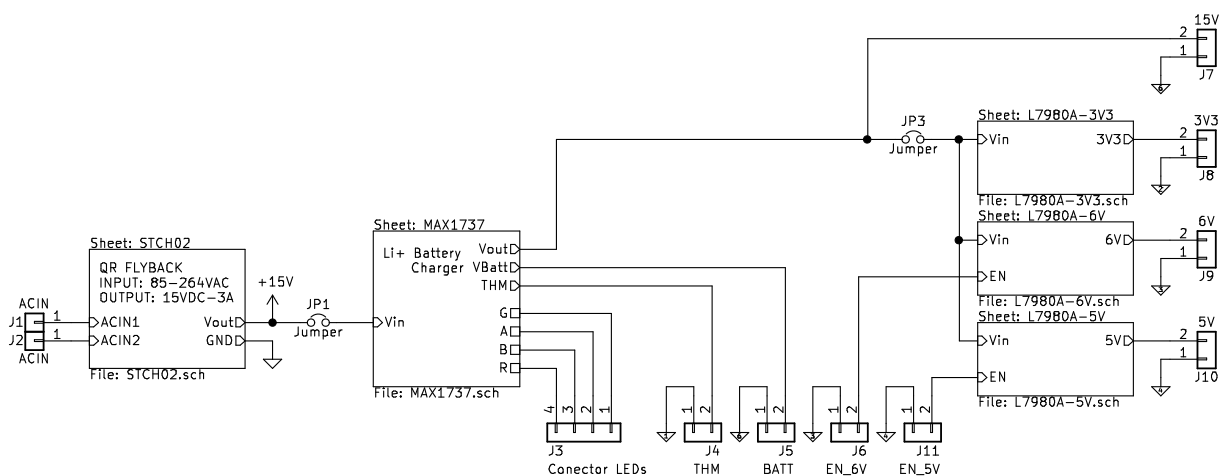


Fonte: Elaboração própria (2020).

4.1 Esquemático

A Figura 32 ilustra o diagrama de blocos montado no software de leiaute de placas, KiCAD. Nessa figura, o bloco "STCH02" é o bloco responsável pela conversão CA-CC, o bloco "MAX1737" contém o circuito do carregador de bateria e os blocos nomeados por "L7980A-X" comportam os conversores CC-CC abaixadores de tensão.

Figura 32 – Diagrama do projeto do conversor desenvolvido no software KiCAD



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 32 também mostra todas as conexões de saída, denominadas por "JX". Essas conexões são responsáveis pela entrada de energia da rede elétrica; conexão do led de sinalização; conexão do sensor de temperatura da bateria; conexão da bateria; conexões de habilitar ou desabilitar o fornecimento de energia das saídas de 5 V e 6 V e possui também a identificação das conexões de saída de tensão de 15 V, 3,3 V, 5 V e 6 V.

Outro ponto que deve ser mencionado, é a presença de dois *jumpers* na Figura 32, JP1 e JP3. A finalidade desses componentes é a possibilidade de fazer testes separadamente de cada parte do circuito. Por exemplo, desfazendo a conexão do "JP1", pode-se fazer um teste isolado do bloco "STCH02".

Aprofundando no circuito do bloco "STCH02", o seu esquemático é apresentado pela Figura 33. Este circuito é um conversor *flyback*, ele tem a mesma topologia de circuito mencionada em alguns tópicos da fundamentação teórica. Entretanto, ele dispõe de mais componentes para fazer o controle de chaveamento e garantir uma tensão de saída regulada, mesmo havendo oscilações do valor eficaz da tensão de entrada. Uma das notáveis alterações, é a adição de um enrolamento terciário ao transformador, esse enrolamento tem por função fornecer a energia de alimentação do circuito de controle.

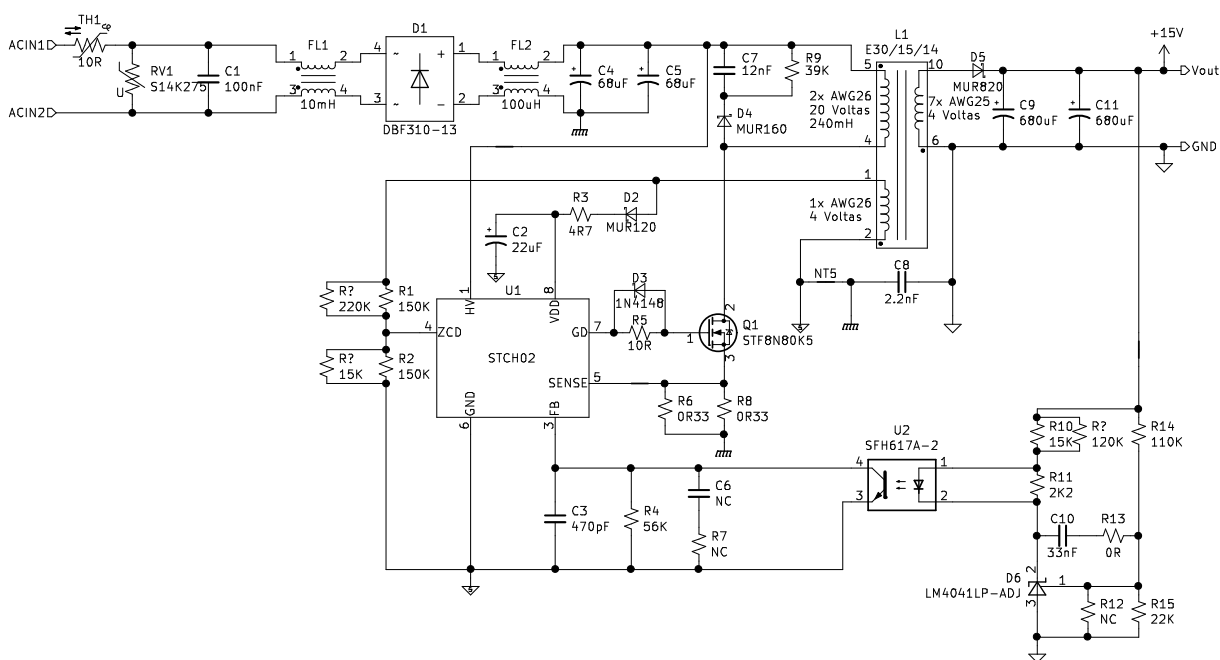
O circuito integrado encarregado pelo controle do chaveamento é o STCH02, razão pelo qual foi nomeado o bloco. A partir desse ponto, esse circuito será referido apenas por circuito *flyback*.

Pode-se observar que o projeto do *flyback* já dispõe de algumas técnicas de redução de EMI, como o filtro de entrada, composto por um capacitor de entrada do tipo X de 100 nF (C1) e dois indutores acoplados, um com valor de 10 mH (FL1) e

outro com o valor de $100\ \mu\text{H}$ (FL2). Esse filtro difere da topologia dada como comum para as fontes chaveadas. Devido à complexidade de cálculo de filtros de entrada e aos bons resultados apresentados pela fabricante com esses valores, o filtro implementado na placa foi o mesmo usado pela fabricante em sua placa de avaliação. (STMICROELECTRONICS, 2017)

O circuito *flyback* também possui o capacitor do tipo Y (nomeado como C8) entre a referência do enrolamento primário e secundário e possui um *snubber* no enrolamento primário do transformador, composto por C7, R9 e D4.

Figura 33 – Esquemático do circuito *flyback*



Fonte: Elaboração própria (2020).

Até o momento foram citadas algumas técnicas que podem ser observadas no esquemático. Todavia, outra técnica de redução de EMI presente nesse circuito é o *spread spectrum*. O circuito integrado usado para controle desse conversor (STCH02) possui implementado internamente essa técnica.

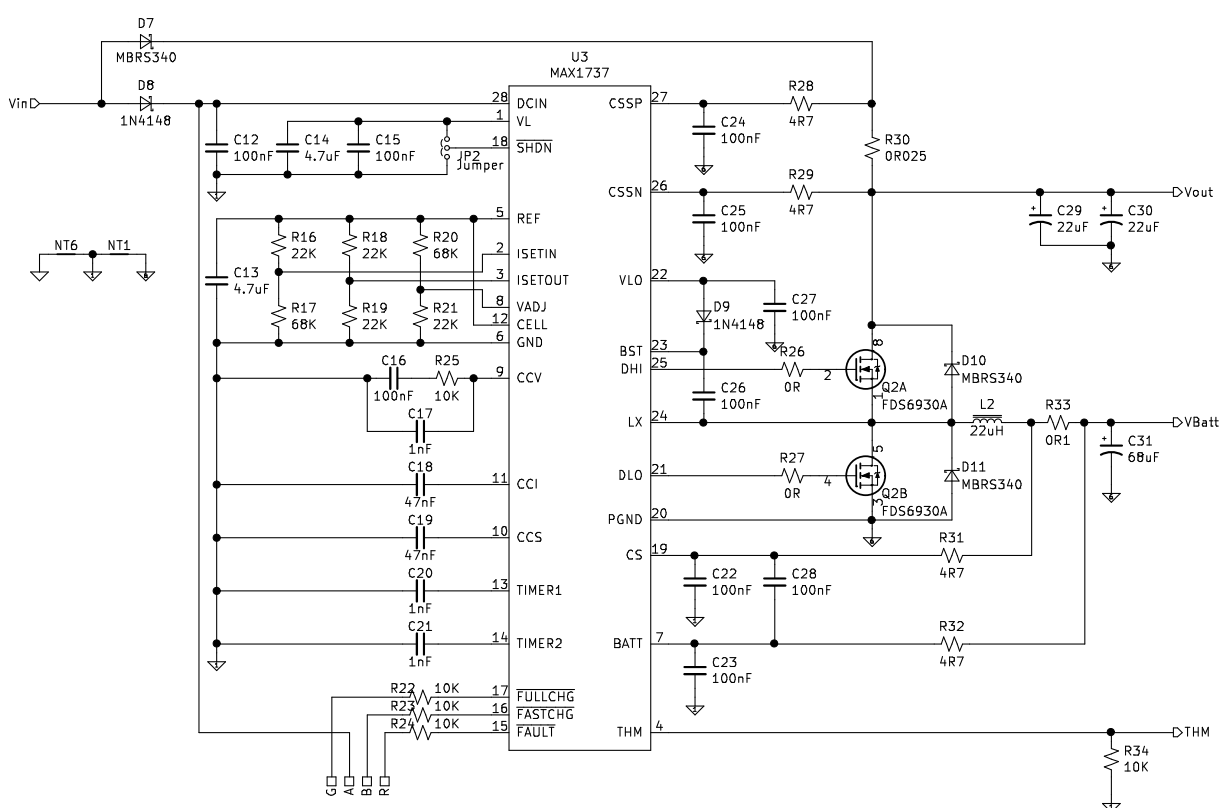
Em todas as figuras dos esquemáticos pode-se notar a presença de vários símbolos de referência diferentes, isso é feito com o propósito de fazer o *software* KiCAD diferenciar essas referências para viabilizar a divisão dos circuitos em subgrupos na placa e fazer a separação dos planos de referência.

A Figura 34 apresenta o esquemático do circuito responsável por carregar a bateria e fornecer a energia para o sistema caso acabe o fornecimento de energia da rede elétrica. A topologia de circuito empregada nesse conversor é um *buck*-síncrono. Porém, também possui mais componentes do que a topologia típica desse conversor

por conter um controle em malha fechada que leva em consideração alguns parâmetros da bateria a ser usada. O projeto do carregador de baterias está configurado para carregar uma bateria Li-Po (íon de polímero) composta por três células de 2,600 mA h.

No circuito carregador de baterias não há a presença de muitas técnicas para redução de EMI, a única técnica que pode ser observada no esquemático é a presença de um capacitor de desacoplamento de 100 nF (C12) na alimentação do circuito integrado. Esse bloco, assim como o anterior, é chamado pelo mesmo nome do circuito integrado que faz o controle de chaveamento, mas a partir desse ponto será chamado apenas por carregador de bateria.

Figura 34 – Esquemático do circuito carregador de bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

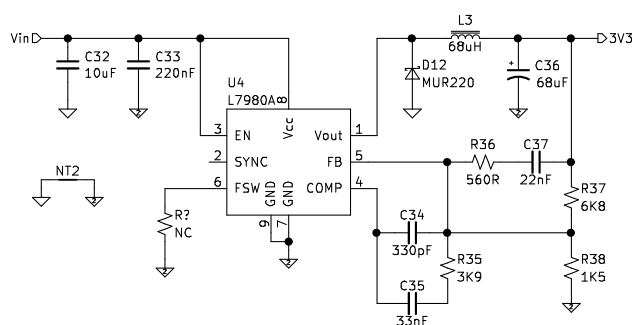
As figuras 35, 36 e 37 abordam os conversores CC-CC abaixadores de tensão. Os três circuitos apenas diferem nos valores de componentes empregados para o controle, no qual, definem o valor da tensão de saída e a frequência de chaveamento. Esses circuitos dispõem da topologia *buck*, possuem alguns componentes para o controle em malha fechada e podem parecer muito diferentes da topologia *buck* por não apresentarem o transistor de comutação. Entretanto, o transistor de comutação está incorporado dentro do CI de controle.

Assim como nos circuitos anteriores, o nome dos blocos desse circuito foi

dado pelo seu circuito integrado principal, L7980A. Contudo, deste ponto em diante, esses circuitos serão referidos como circuitos *buck* abaixadores.

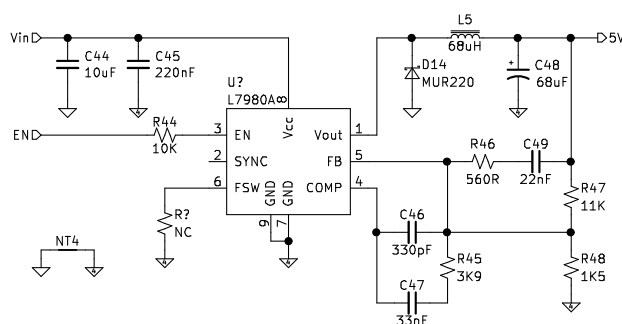
A única técnica aplicada nesses circuitos para a redução de EMI também é composta pelos capacitores utilizados na alimentação dos circuitos, indicados por C32, C33, C38, C39, C44 e C45.

Figura 35 – Esquemático do conversor *buck* abaixador de tensão com saída de 3,3 V



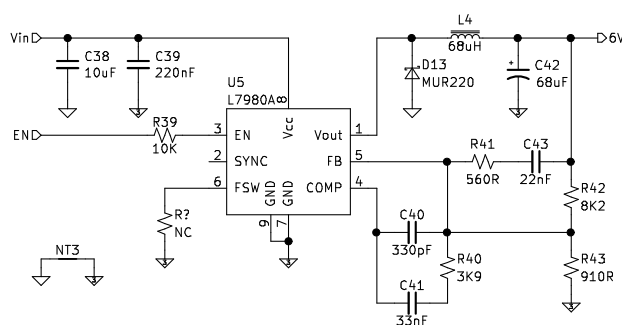
Fonte: Elaboração própria (2020).

Figura 36 – Esquemático do conversor *buck* abaixador de tensão com saída de 5 V



Fonte: Elaboração própria (2020).

Figura 37 – Esquemático do conversor *buck* abaixador de tensão com saída de 6 V



Fonte: Elaboração própria (2020).

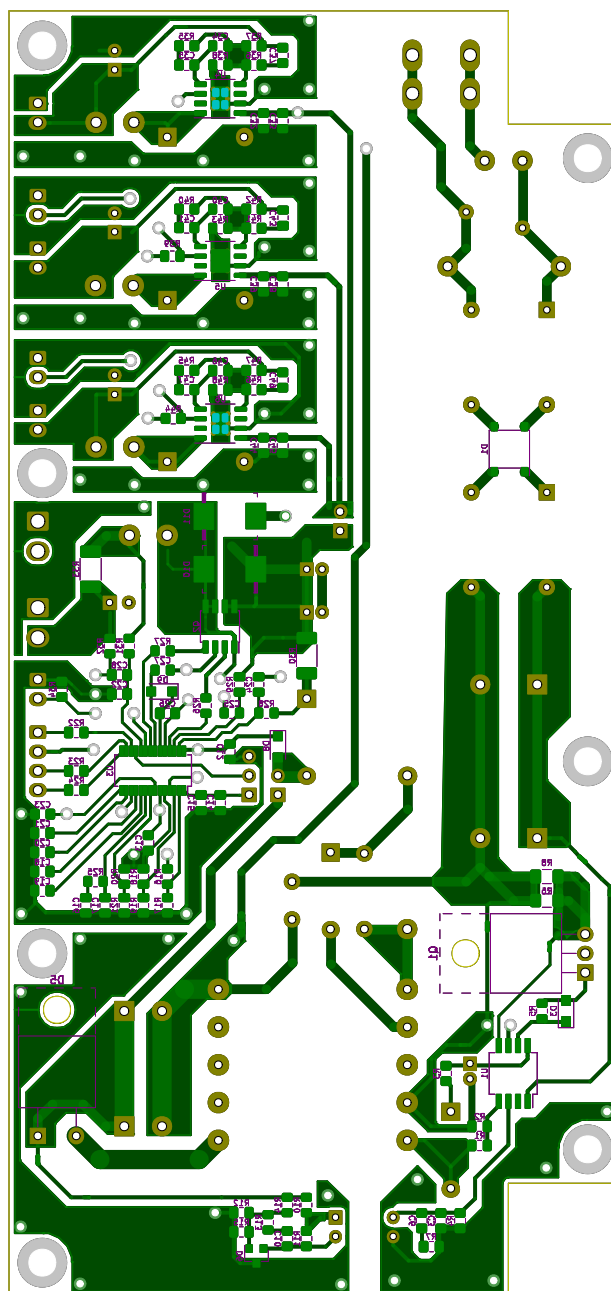
Apresentado o circuito, pode-se notar que o projeto possui 5 sub-circuitos comutadores. Sabendo que as comutações são grandes responsáveis pela geração

de EMI, é importante saber as frequências de comutação desses circuitos para sermos capazes de apurar os possíveis culpados para o projeto não atender a norma. Assim sendo, o circuito *flyback* está projetado para operar com frequência próxima de 165 kHz, o carregador de baterias tem frequência fixa de 300 kHz e os conversores *buck* abaixador estão todos configurados para operar com frequência de 250 kHz.

4.2 Leiaute

Prosseguindo com a apresentação do conversor em estudo, a Figura 38 mostra o leiaute da parte inferior da placa. A cor verde representa as trilhas da placa e a cor roxa representa o desenho dos componentes e seus respectivos nomes de identificação. Nesta face estão inseridos todos os componentes SMD, o transistor (Q1) e diodo (D5) de potência do circuito *flyback*, em PTH . Esses dois semicondutores ficaram desse lado da placa para ter uma conexão com um dissipador de calor que ficará embaixo da placa quando for anexado ao produto final.

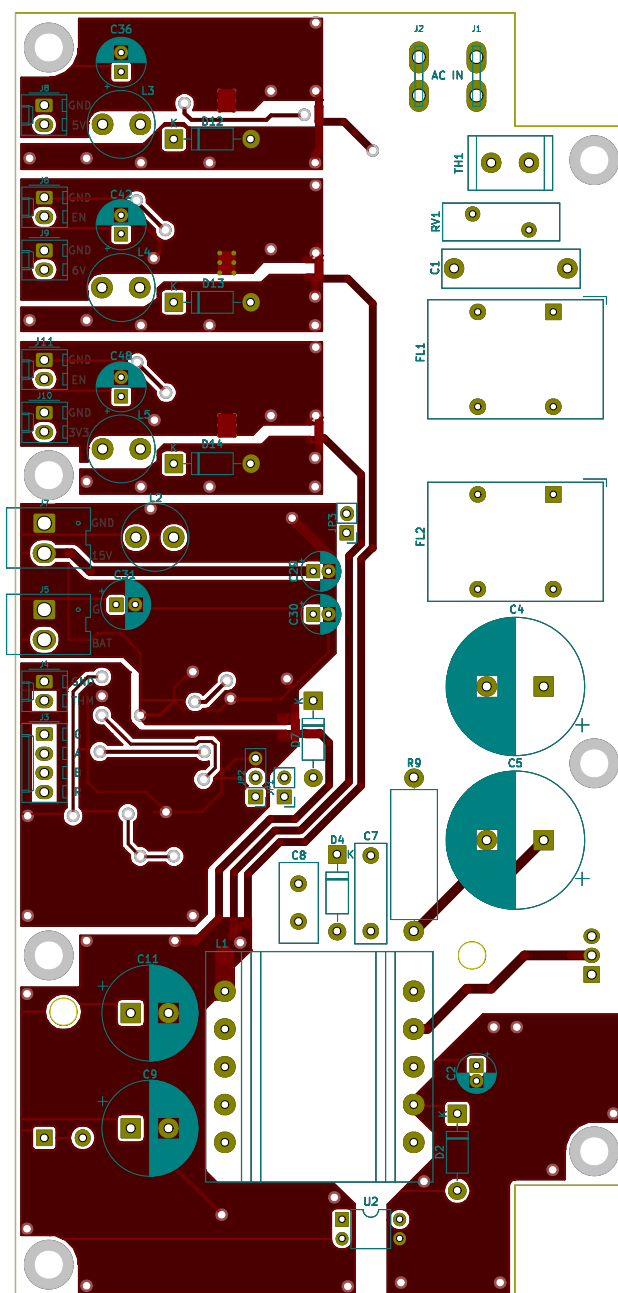
Figura 38 – Leiaute da parte inferior da placa



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 39 exibe o leiaute da parte superior da placa, a cor vermelha representa as trilhas da placa e em verde o desenho dos componentes. Na face superior estão inseridos o restante dos componentes PTH. O formato e a disposição dos conectores dessa placa se justificam pelo gabinete no qual será inserido.

Figura 39 – Leiaute da parte superior da placa



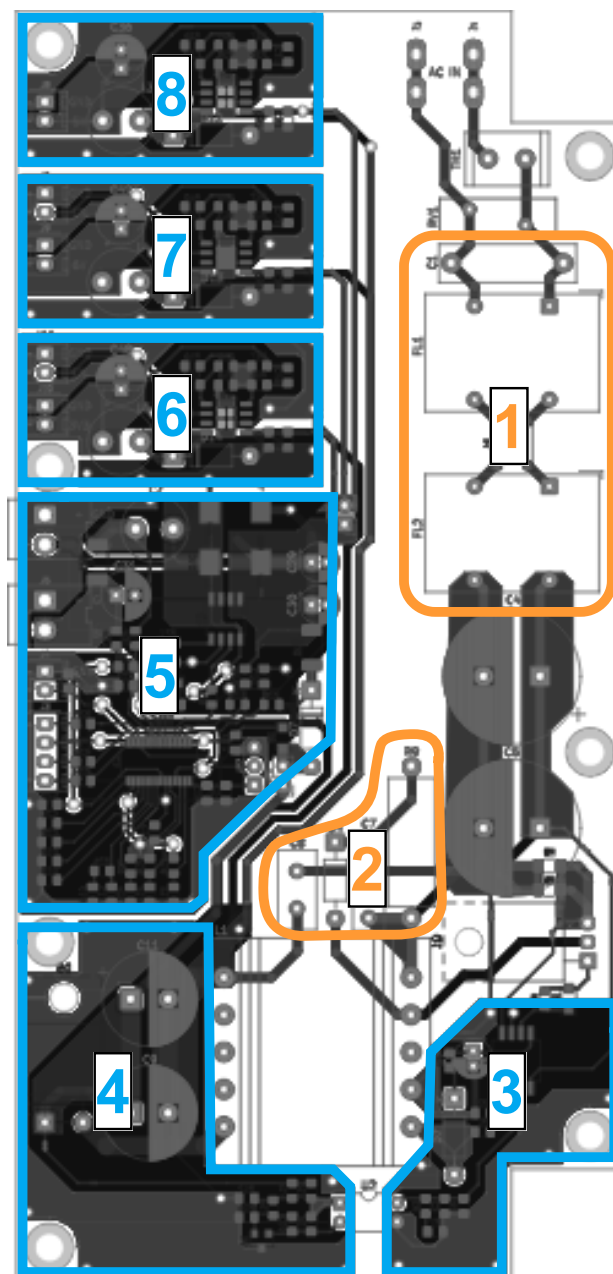
Fonte: Elaboração própria (2020).

Algumas formas de minimizar as interferências eletromagnéticas estão associadas ao leiaute, como por exemplo o uso de malha de referência. A Figura 40 indica em blocos azuis, as malhas de referência presentes na placa. Essa placa possui cinco conversores estáticos chaveados. Foi definido anteriormente que os circuitos comutadores são geradores de EMI; logo, pode-se afirmar que a placa tem cinco geradores de EMI. Com objetivo de confinar o ruído de cada conversor apenas ao seu espaço na placa, foram aplicadas malhas de referência separadas para cada conversor.

O bloco 3 comporta a malha de referência que enquadra os componentes de

controle do circuito *flyback*. O bloco 4 contempla a malha de referência do enrolamento secundário do transformador do circuito *flyback*. O bloco 5 abrange a malha de referência do carregador de bateria e, os blocos 6, 7 e 8 contêm os planos de referência dos conversores *buck* de saída.

Figura 40 – Localização de algumas técnicas de redução de EMI



Fonte: Elaboração própria (2020).

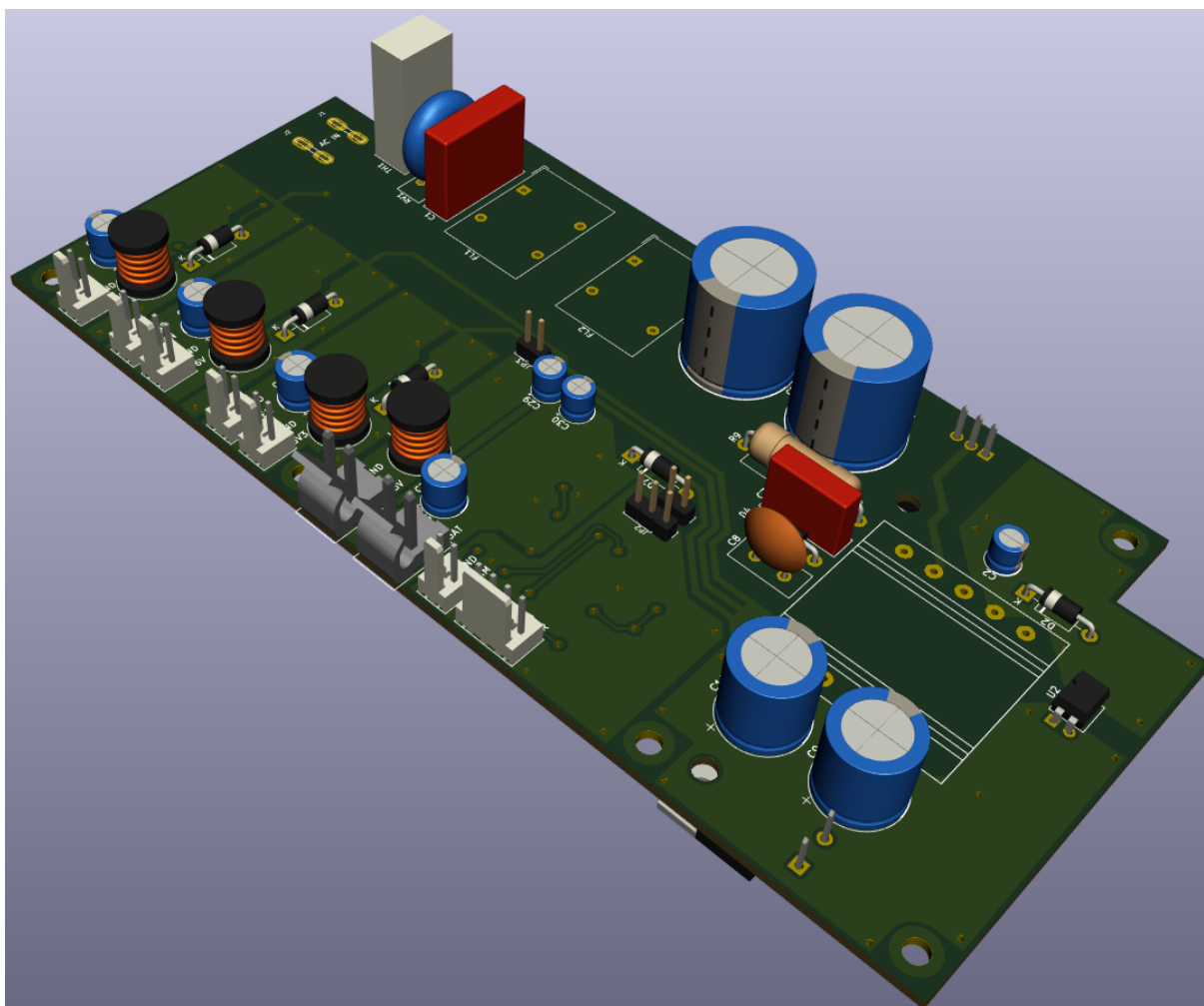
Os blocos 5, 6, 7 e 8 contêm ainda mais uma divisão de malhas de referência. Cada bloco tem uma separação de malhas para correntes de retorno da parte de potência do circuito e das correntes da parte de controle do circuito. Essa separação é realizada por recomendação dos fabricantes dos circuitos integrados usados, Maxim

Integrated (2000) e STMicroelectronics (2014).

Na Figura 40 também são apontados os blocos laranjas. Esses blocos localizam a disposição de algumas técnicas de redução de EMI. O bloco 1 evidencia a posição onde estão os componentes do filtro de entrada. O bloco 2 mostra o ponto onde estão inseridos os componentes do *snubber* e o capacitor do tipo Y, contidos no circuito *flyback*. Por fim, os capacitores de desacoplamento mencionados na seção 4.1, estão próximos aos circuitos integrados e próximos aos conectores de entrada e saída, conforme as referências sugerem.

Para uma melhor visualização da placa, a Figura 41 exhibe a vista superior da placa em 3D gerada também no *software* KiCAD.

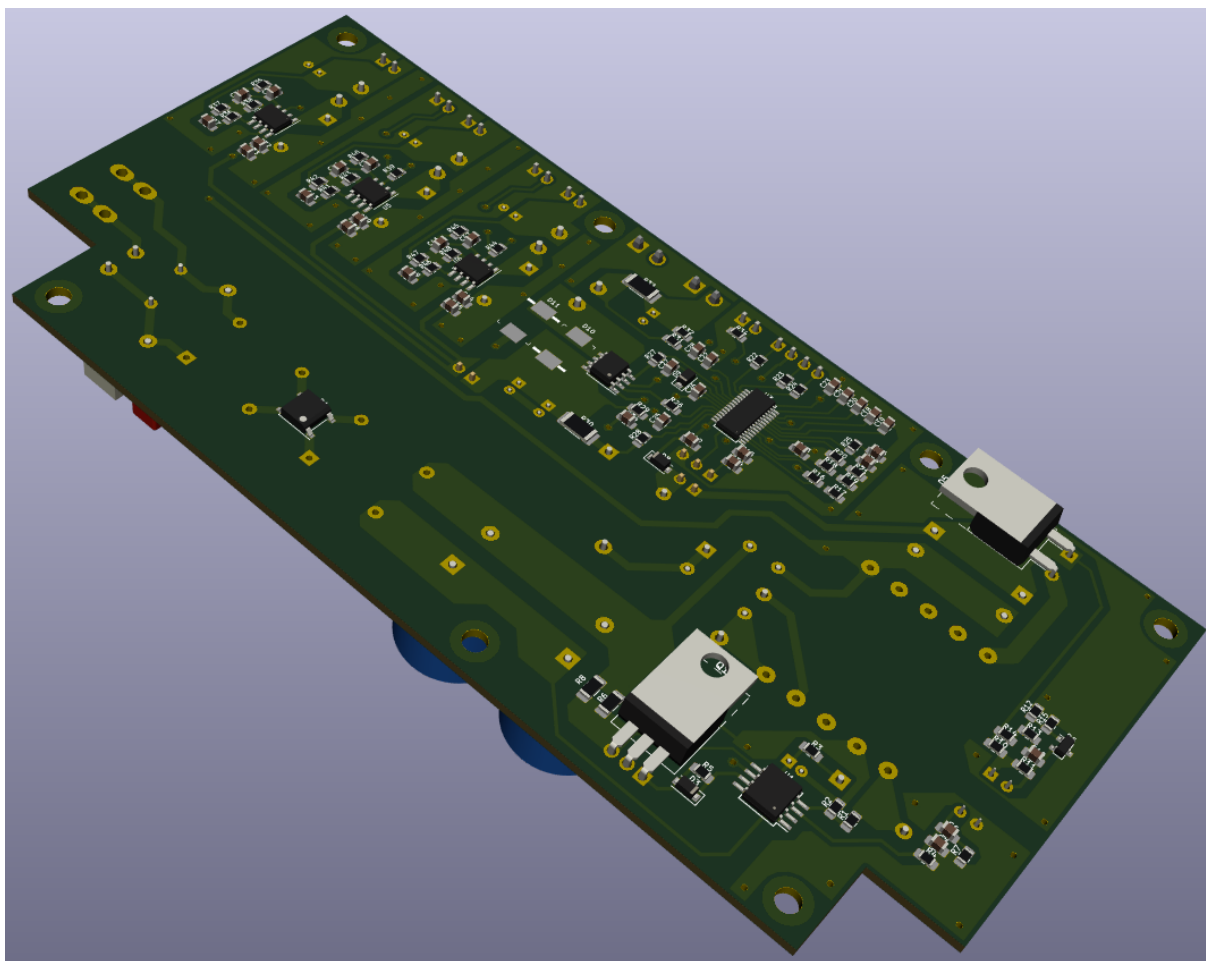
Figura 41 – Vista superior da placa em 3D



Fonte: Elaboração própria (2020).

Já na Figura 42, é apresentada a vista inferior da placa em 3D. Nem todos os componentes estão com o seu desenho 3D inseridos, mas já fornecem uma visão de tamanho e distribuição dos componentes na placa.

Figura 42 – Vista inferior da placa em 3D



Fonte: Elaboração própria (2020).

4.3 Resultados dos testes elétricos

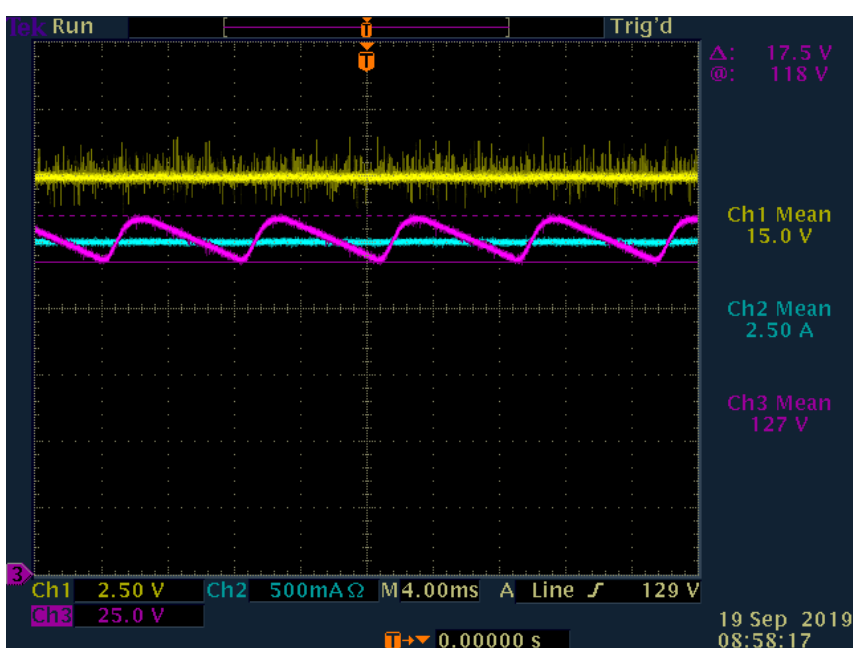
Este capítulo tem como propósito descrever os resultados elétricos do conversor estático de múltiplas saídas, dessa forma aferindo o seu correto funcionamento como foi proposto.

Conforme mostrado na apresentação do esquemático, o projeto do conversor possui alguns *jumpers* entre os circuitos. Assim, iniciou-se os testes elétricos apenas do circuito *flyback*. Nesse teste foi aplicado uma tensão CA na entrada do circuito e usado a conexão do *jumper* para conectar uma carga resistiva de aproximadamente $6\ \Omega$. A Figura 43 retrata um desses testes.

A Figura 43 foi obtida aplicando uma tensão CA na entrada do circuito de valor aproximado de 90 V, que resulta em um valor de tensão médio de 127 V após a retificação. Na figura, o canal 1 (amarelo) mostra a tensão de saída do conversor, o canal 2 (azul) apresenta a corrente de saída do circuito *flyback* e o canal 3 (rosa) exibe a tensão do barramento CC após a retificação da tensão de entrada.

Para a realização desse teste, foi usado o osciloscópio TDS3054 em conjunto de ponteira de medição de tensão isolada (canal 3), ponteira de tensão pertencente ao próprio osciloscópio (canal 1) e ponteira de corrente para baixas frequências (canal 2). O emprego da ponteira isolada de tensão se deve à conexão direta da referência do osciloscópio ao condutor de aterramento da rede elétrica, por conseguinte, para evitar um curto circuito entre a tensão de fase e o aterramento da rede elétrica por meio da garra de medição do osciloscópio, é empregado esse equipamento.

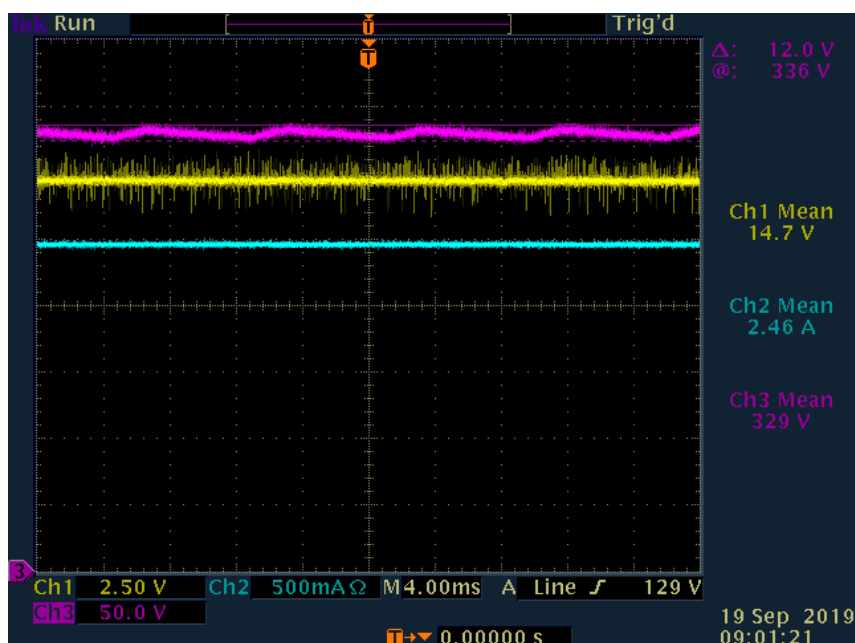
Figura 43 – Teste elétrico conversor *flyback* com tensão de barramento de 127 Vcc



Fonte: Elaboração própria (2020).

Mantendo a configuração dos equipamentos anteriores, foi efetuado o mesmo teste, porém, com um valor de tensão CA de entrada de aproximadamente 233 V que, torna-se um valor médio de tensão de 329 V após a retificação.

Figura 44 – Teste elétrico conversor *flyback* com tensão de barramento de 329 Vcc

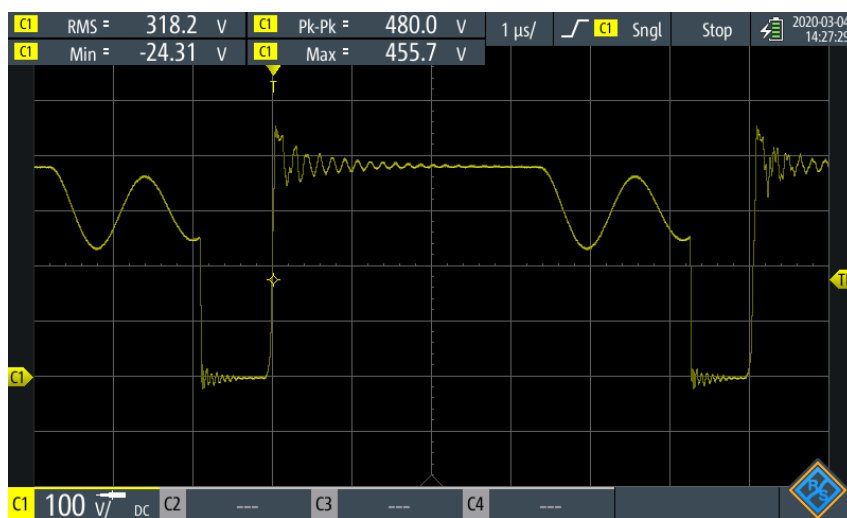


Fonte: Elaboração própria (2020).

Em ambos os testes retratados pelas figuras 43 e 44, a tensão de saída e corrente se mantiveram constantes com valor de 15 V e 2,5 A respectivamente. Portanto, pode-se confirmar o funcionamento dessa parte do projeto, mesmo variando a tensão de entrada.

Um ponto de interesse do funcionamento do circuito *flyback* que pode ser medido é a tensão de comutação sobre o transistor de potência. Assim como no caso anterior, é necessário um isolamento na hora de efetuar a medida. Porém, a ponteira isolada de tensão tem uma limitação em relação a sua frequência de operação. Com objetivo de contornar esse problema e fazer uma medida mais fiel do sinal, foi usado o osciloscópio RTH1004. Esse osciloscópio conta com todas as suas entradas isoladas e suportam um alto valor de tensão, proporcionando desta forma uma qualidade melhor de representação desse sinal.

A Figura 45 apresenta a medição da tensão entre os terminais *drain* e *source* do MOSFET. Nessa figura é possível observar as oscilações (*ringings*) apresentada na fundamentação teórica. O circuito *flyback* já possui *snubber*, mas pode ser observado ainda oscilações sobre o sinal, mas como mencionado anteriormente, o principal objetivo do *snubber* é proteger o transistor de queimar por consequência de sobretensão aplicada aos seus terminais.

Figura 45 – Tensão *drain-source* do transistor MOSFET (Q1) do conversor *flyback*

Fonte: Elaboração própria (2020).

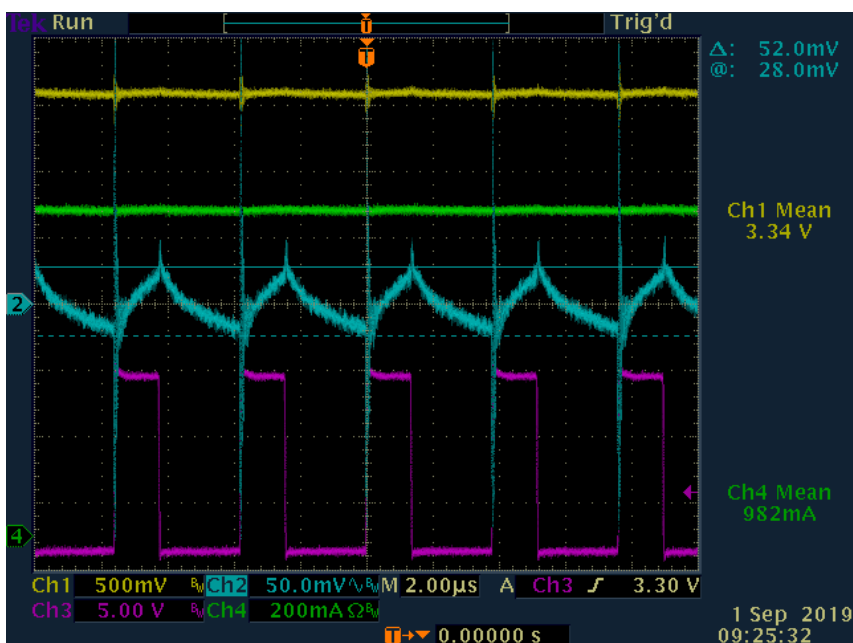
O transistor usado no circuito suporta até 800 V e na Figura 45 é observado uma tensão de pico de 455,7 V. Dessa maneira, é constatado que o transistor não terá problemas em seu funcionamento por causa de sobretensões. Outro elemento que pode ser observado nessa figura é a frequência de operação do circuito *flyback* que opera aproximadamente em 166 kHz.

Prosseguindo com os testes elétricos, foram feitos alguns ensaios sobre o carregador de bateria. Contudo, em virtude do tempo necessário para efetuar uma carga total da bateria, a aquisição das figuras desse teste foi postergada. Com a sucessão da situação pandêmica no mundo, foi impossibilitado o acesso dos alunos ao IFSC, dessa maneira, impossibilitando a aquisição de novos dados de testes. Todavia, apesar de não serem apresentados os testes neste documento, o funcionamento do circuito carregador de baterias foi validado e as medições a seguir foram feitas com o carregador em operação.

Retomando a apresentação dos resultados, as Figuras 46, 47 e 48 abordam os sinais referentes aos conversores *buck* baixadores com saída de 3,3 V, 5 V e 6 V, respectivamente. Para esses ensaios, foram conectados cargas nas saídas do conversores para drenar uma corrente de aproximadamente 1 A.

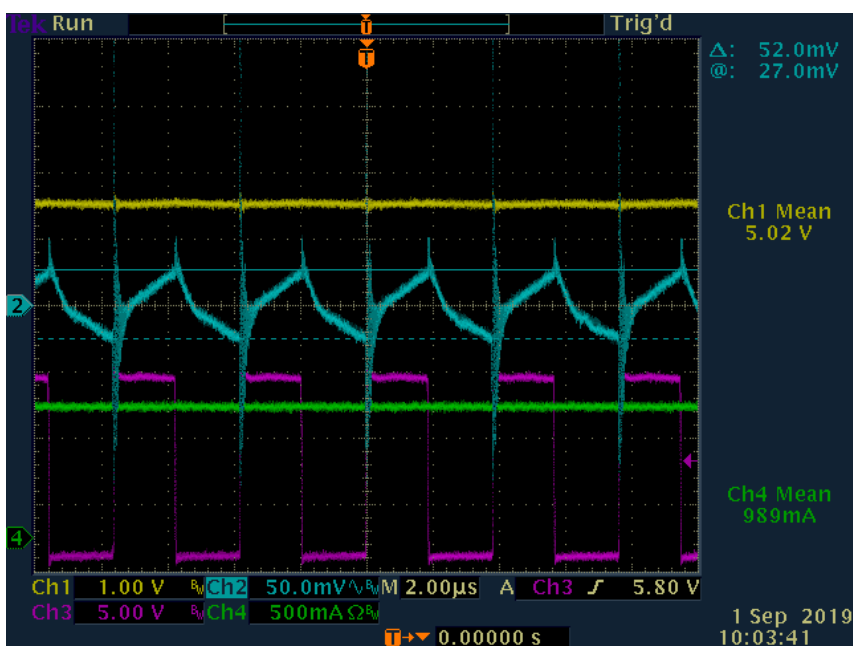
Essas medidas foram realizadas com o osciloscópio TDS3054B. O canal 1 (amarelo) mostra o sinal da tensão de saída do conversor, o canal 2 (azul) exibe a ondulação de corrente de saída (modo CA de medição do osciloscópio, apresenta apenas a parte CA do sinal), o canal 3 (roxo) retrata a tensão de comutação e o canal 4 (verde) mostra o sinal de corrente da saída. Para a medição do canal 2, foi usado a ponteira de corrente que permite medir sinais de alta frequência TCP202A, enquanto para o canal 4 foi usado a ponteira de corrente A622.

Figura 46 – Teste elétrico do conversor *buck* de 3,3V

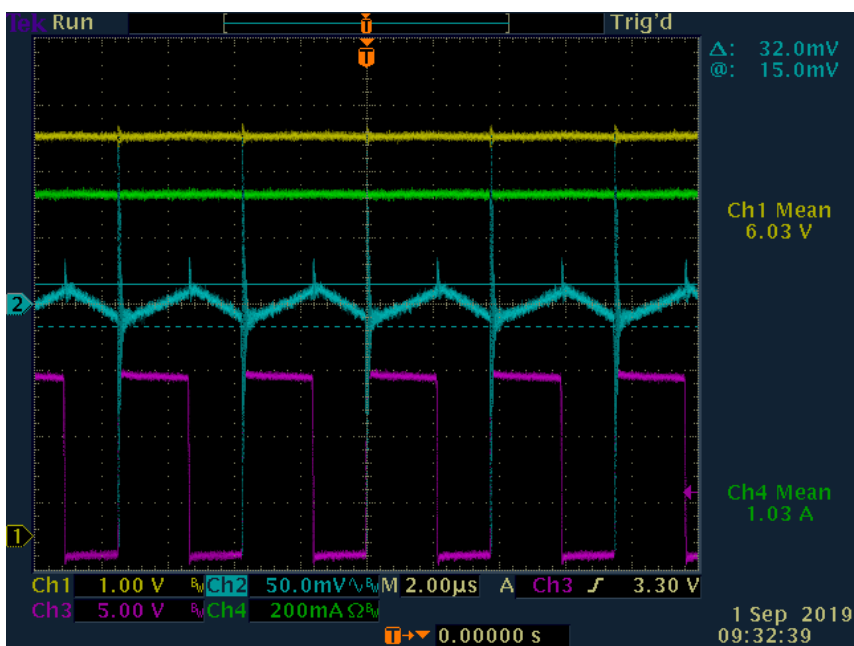


Fonte: Elaboração própria (2020).

Figura 47 – Teste elétrico do conversor *buck* de 5 V



Fonte: Elaboração própria (2020).

Figura 48 – Teste elétrico do conversor *buck* de 6 V

Fonte: Elaboração própria (2020).

Os testes elétricos exibidos pelas Figuras 46, 47 e 48 mostram o funcionamento correto das estruturas, no qual todos os conversores estão fornecendo a tensão e corrente próximas ao nominal proposto.

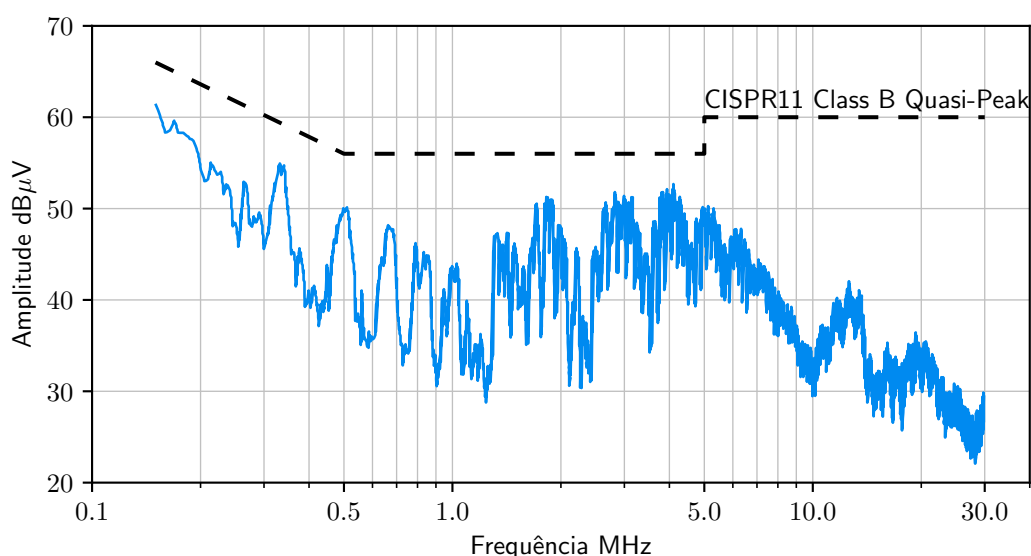
4.4 Soluções para EMI conduzidas

Concluída a validação do funcionamento do conversor estático com testes elétricos, foi dado início aos testes de EMI. Começou-se, por opção, pela adequação do projeto aos limites da norma conduzida. A CISPR 11 estabelece que o produto deve atender limites relacionados a medidas de valores médio e valores de quase-pico. Para isso, é necessário fazer uma medida para cada tipo de detector usado.

Todos os ensaios executados nesse capítulo foram realizados com os equipamentos: LISN ENV216 e analisador de espectro HMS-X. Para os ensaios, o circuito estava com cargas conectadas, drenando uma corrente de 1 A nas saídas de 3,3 V, 5 V e 6 V e o carregador de bateria possuía uma bateria conectada a ele, drenando apenas a corrente de manutenção da bateria.

A Figura 49 apresenta o primeiro ensaio realizado no projeto, o qual foi usado o detector de quase-pico.

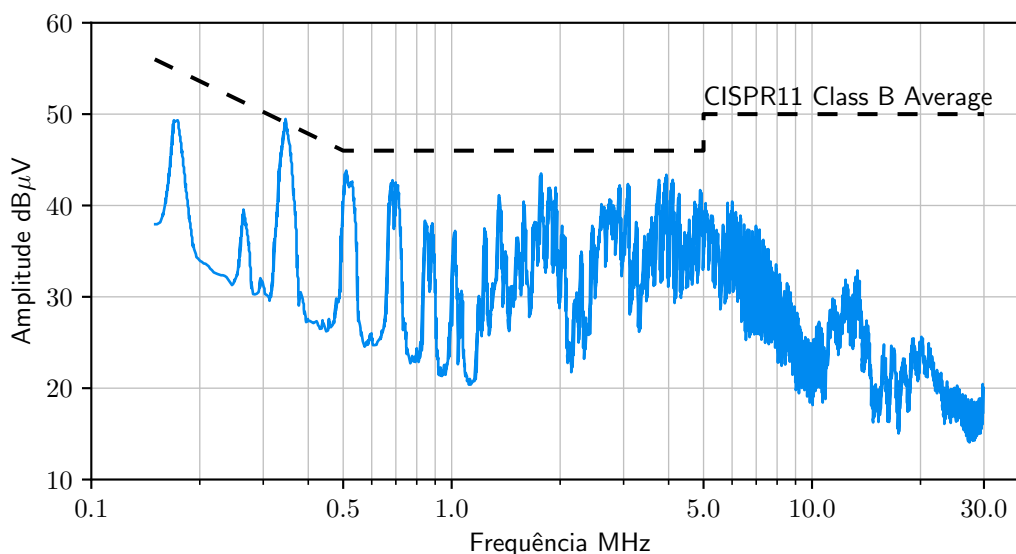
Figura 49 – Primeiro ensaio de EMI conduzida (Detector de Quase-Pico)



Fonte: Elaboração própria (2020).

Conforme exposto na seção 4.1, o circuito já dispõe de um filtro de entrada e, a Figura 49 mostra que o filtro pareceu ser efetivo, ao menos para a medida de quase-pico. Porém, ao fazer o teste com o detector de valor médio, constatou-se um ponto da curva fora da norma, mostrado pela Figura 50.

Figura 50 – Primeiro ensaio de EMI conduzida (Detector de valor médio)

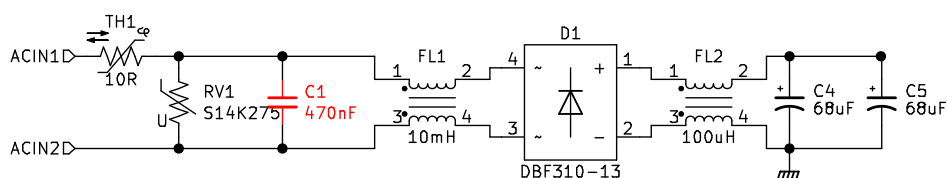


Fonte: Elaboração própria (2020).

O ponto situado acima do limite tem frequência de 343 kHz com 0,5 dB μ V acima do permitido. Essa frequência foi considerada um múltiplo da frequência de chaveamento do conversor *flyback*, que é aproximadamente 166 kHz, verificada na Figura 45. Apesar de 343 kHz não ser um múltiplo inteiro de 166 kHz, levantou-se tal hipótese porque esse circuito pode apresentar variações da frequência de comutação, em razão da técnica de espalhamento espectral.

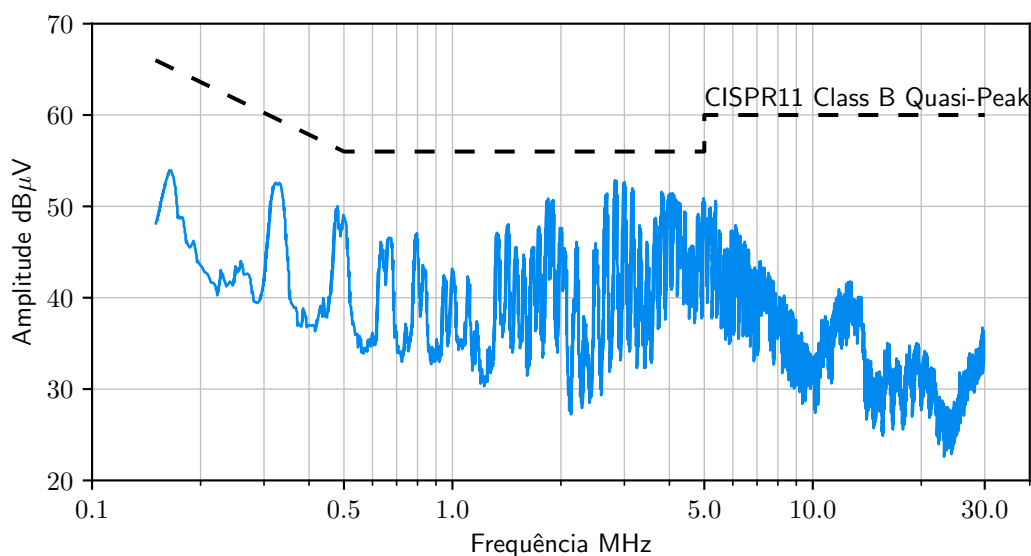
O filtro implementado na placa não atendeu a norma, porém já se obteve um resultado satisfatório. Como método para tentar adequar o projeto à norma, foi feita uma alteração do capacitor de entrada do filtro já presente na placa. Assim sendo, o capacitor C1 que tinha o valor de 100 nF foi substituído por um capacitor de 470 nF, como pode ser visto na Figura 51.

Figura 51 – Filtro de entrada após a alteração do capacitor



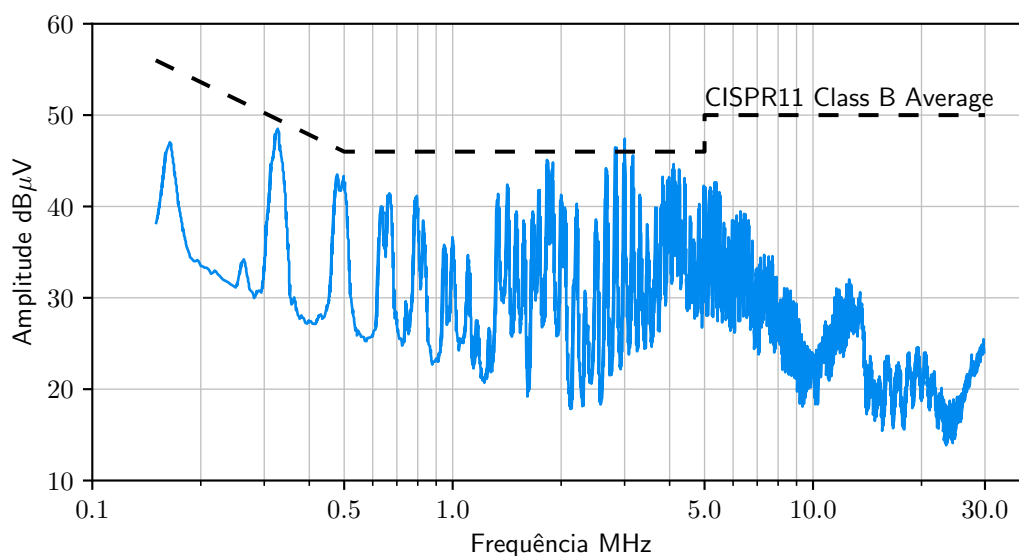
Fonte: Elaboração própria (2020).

Após a alteração foram reexecutados os ensaios, a Figura 52 aborda o ensaio de emissão conduzida de quase-pico, observa-se que neste ensaio os valores medidos continuam abaixo dos valores estabelecidos por norma.

Figura 52 – Ensaio de EMI conduzida após alteração do capacitor do filtro (Detector de quase-pico)

Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 53 exibe o resultado do ensaio de emissão conduzida com detector de valor médio do circuito com o novo valor de capacitância. Nesse teste, pode-se aferir que o ponto que estava fora da curva agora atende à norma, porém na região próxima de 3 MHz, alguns pontos deixaram de atender a norma.

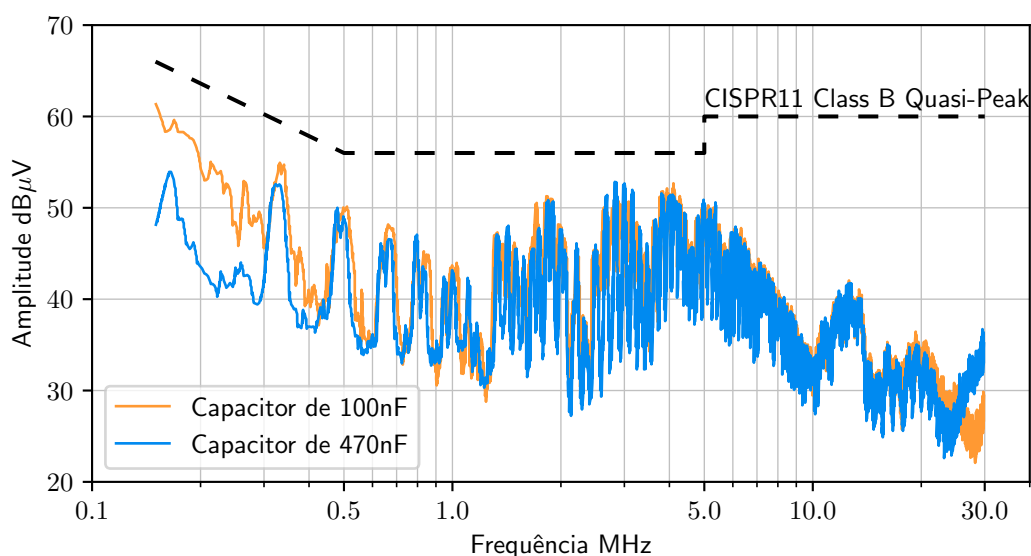
Figura 53 – Ensaio de EMI conduzida após alteração do capacitor do filtro (Detector de valor médio)

Fonte: Elaboração própria (2020).

Para uma melhor comparação entre resultados, foram sobrepostos os gráfi-

cos anteriores. A Figura 54 retrata a comparação dos ensaios com detector de quase-pico entre o circuito com capacitor de 100 nF (laranja) e o circuito com capacitor 470 nF (azul). Nessa figura, constata-se que a alteração do capacitor trouxe uma diferença significativa na região da curva com frequência abaixo de 500 kHz.

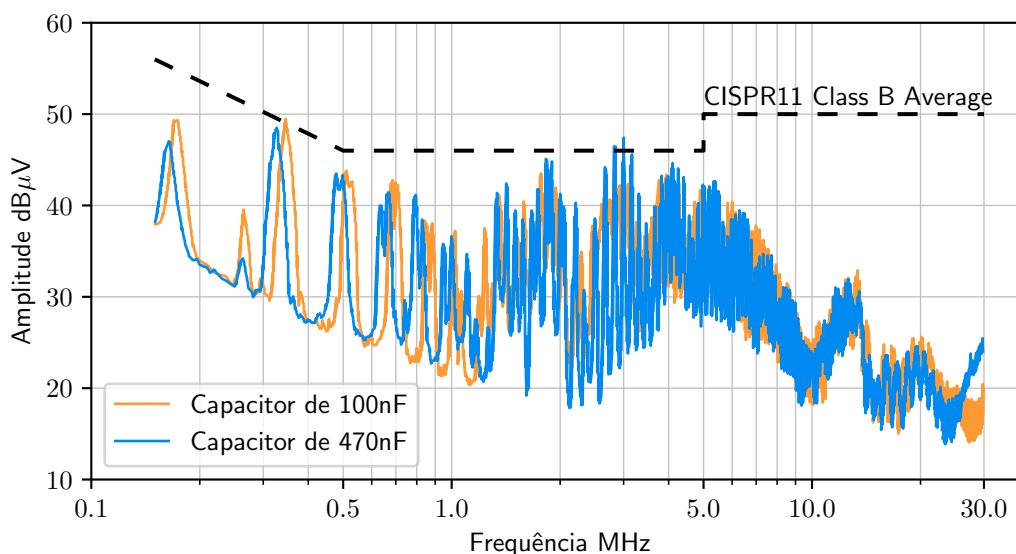
Figura 54 – Comparação dos ensaios com capacitâncias diferentes (Detector de quase-pico)



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 55 ilustra a mesma comparação, porém dos ensaios com detector de valor médio. Nessa comparação, observa-se que a alteração do capacitor reduziu a amplitude das frequências abaixo de 1 MHz, mas como mencionado anteriormente, fez a faixa de frequência próxima a 3 MHz ficar com valores superiores ao limite da norma.

Figura 55 – Comparação dos ensaios com capacitâncias diferentes (Detector de valor médio)

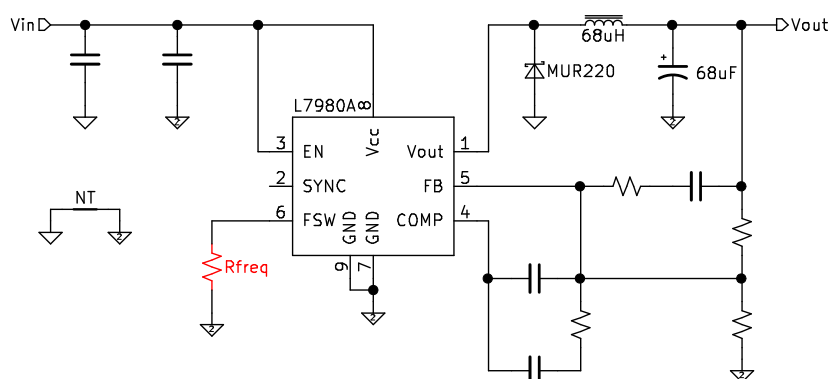


Fonte: Elaboração própria (2020).

Devido aos três conversores *buck* baixadores operarem na mesma frequência (250 kHz), levantou-se a hipótese de que a comutação desses três conversores na mesma frequência pudessem ser os causadores dessa amplitude acima do limite. De forma análoga a técnica de espalhamento espectral, cogitou-se a possibilidade da redução desse ruído alterando a frequência de chaveamento desses conversores.

Portanto, buscando adequar o projeto à CISPR 11, manteve-se a mudança do capacitor do filtro de entrada e alterou-se a frequência de dois dos três conversores *buck*, assim todos teriam frequência de comutação diferentes um do outro. Essa alteração pode ser feita, pois o circuito integrado de controle desses circuitos (L7980A) permite essa alteração. Para essa modificação, basta adicionar um resistor entre o pino 6 do CI e a referência, representado por Rfreq, na Figura 56.

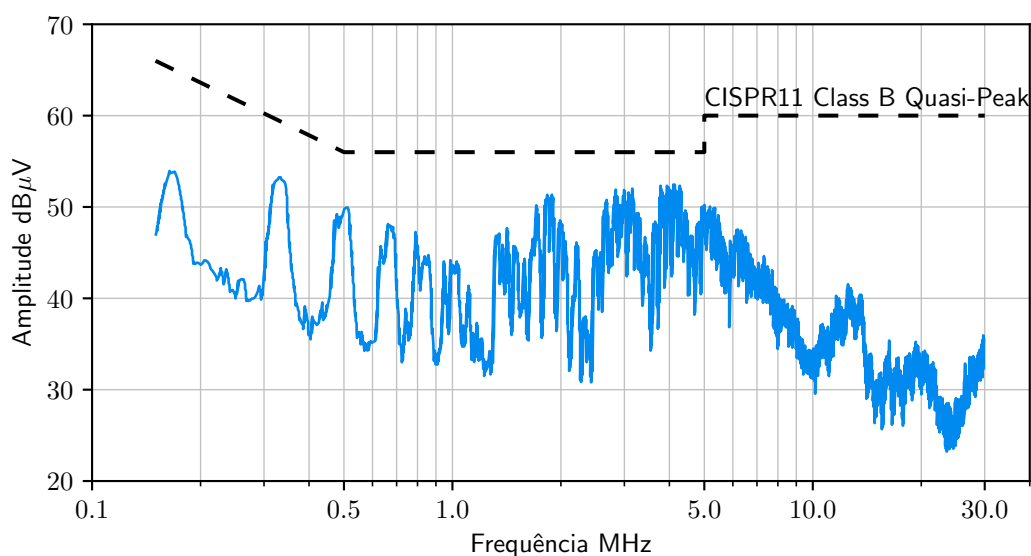
Figura 56 – Esquemático do conversor *buck* baixador com alteração na frequência de comutação



Fonte: Elaboração própria (2020).

Foi alterado a frequência de chaveamento do conversor *buck* de tensão de saída de 5 V para 300 kHz e do conversor *buck* de tensão de saída de 6 V para 350 kHz. Para fazer essas mudanças, utilizou-se resistores de 560 k Ω e 260 k Ω , respectivamente. A Figura 57 esboça o resultado do teste com detector de quase-pico após a mudança das frequências de comutação. Nessa figura, pode-se observar que o resultado se mantém adequado a norma, assim como os testes anteriores deste tipo de detector.

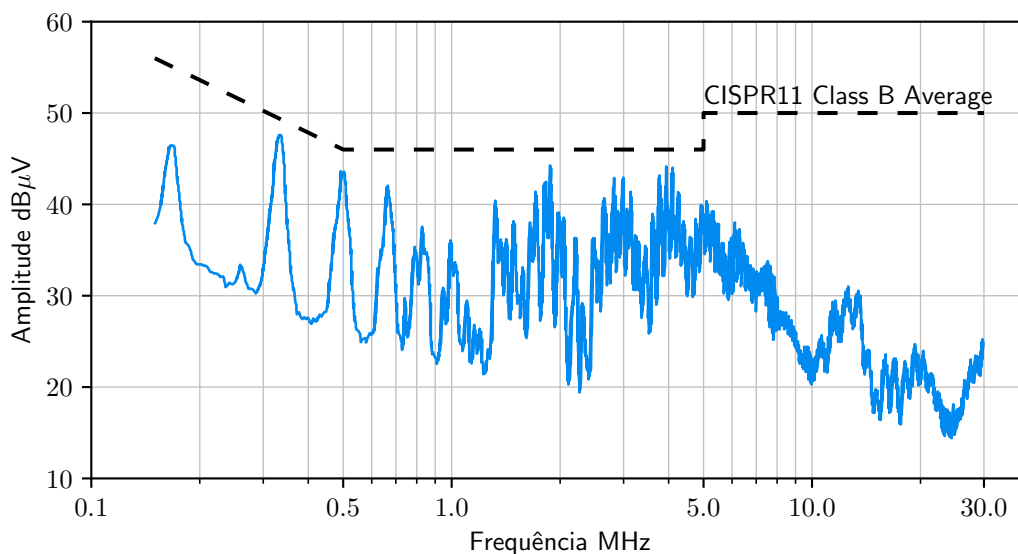
Figura 57 – Ensaio de EMI conduzida após alteração da frequência de comutação dos conversores *buck* (Detector de quase-pico)



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 58 ilustra o resultado com detector de valor médio. Agora, o conversor se apresenta dentro dos limites estabelecidos na norma.

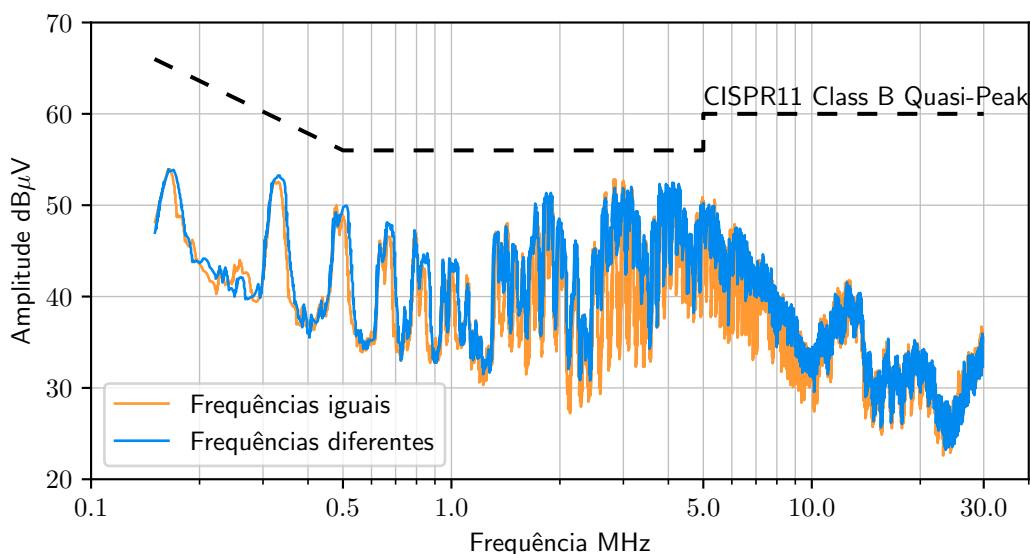
Figura 58 – Ensaio de EMI conduzida após alteração da frequência de comutação dos conversores *buck* (Detector de valor médio)



Fonte: Elaboração própria (2020).

Para efeito de comparação, foram sobrepostos os gráficos novamente. A Figura 59 exibe a comparação dos ensaios no qual se tinha o circuito com os conversores *buck* operando na mesma frequência (laranja) e com os conversores *buck* operando em frequências diferentes (azul). Lembrando que, em ambos os ensaios estão fazendo uso do novo valor de capacitor aplicado anteriormente, 470 nF. Na Figura 59 é constatado que houve pouca diferença no formato da curva, permanecendo dentro do limite.

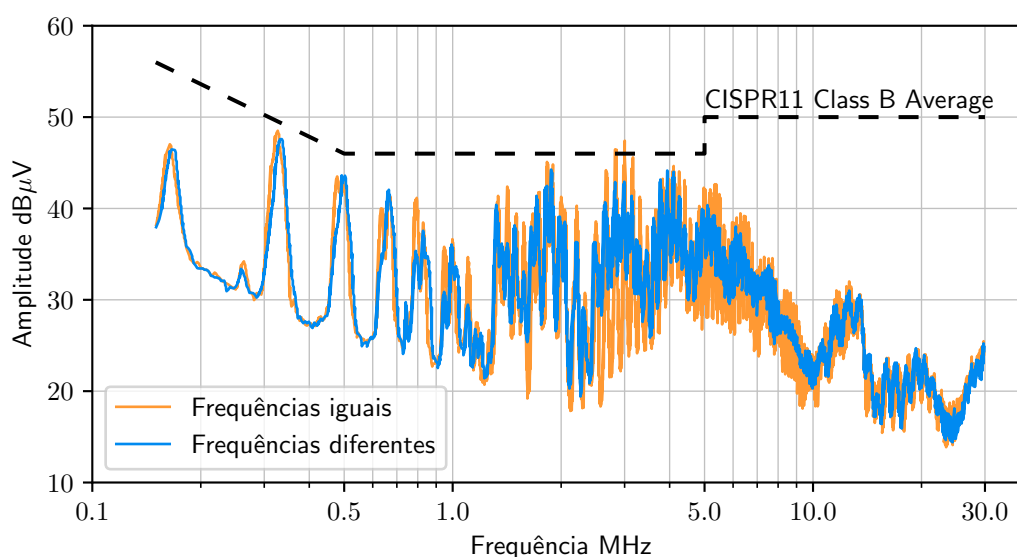
Figura 59 – Comparação dos ensaios relacionadas a variação da frequência de comutação (Detector de quase-pico)



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 60 mostra um gráfico semelhante ao anterior, porém, comparando os ensaios com o emprego de detector de valor médio. Em laranja, é apresentada a curva do ensaio do circuito com os conversores *buck* operando com mesma frequência de comutação e em azul, com frequência de comutação diferente. Nessa comparação nota-se uma redução da emissão de ruídos no espectro de frequência acima de 1 MHz, conseqüentemente, confirmando a hipótese de que a alteração da frequência dos conversores trariam um melhor resultado.

Figura 60 – Comparação dos ensaios relacionadas a variação da frequência de comutação (Detector de valor médio)



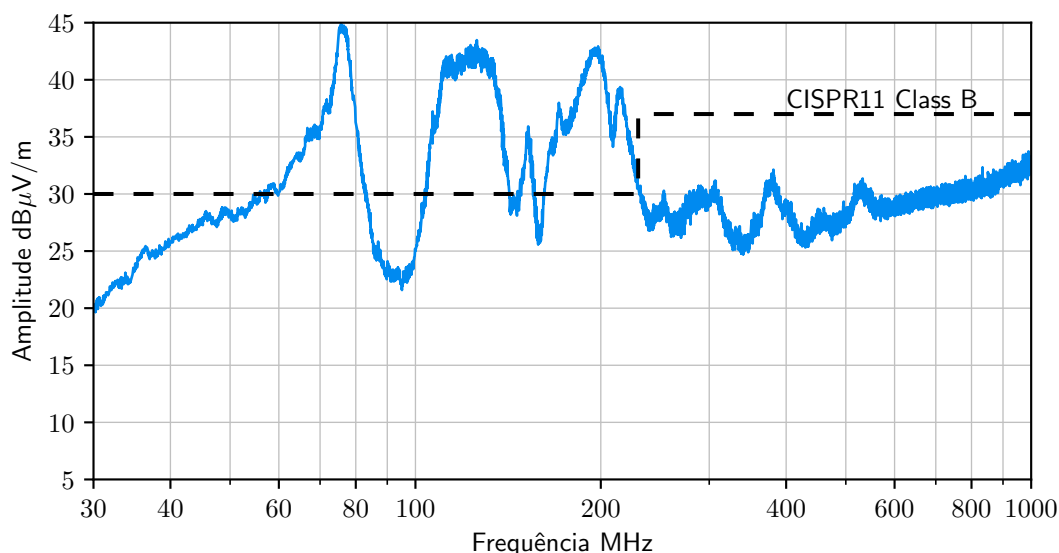
Fonte: Elaboração própria (2020).

Posteriormente aos ensaios, foi recordado que o circuito carregador de baterias opera com frequência de comutação de 300 kHz, logo, dois conversores se mantiveram com frequência de operação igual. Em razão do projeto já estar adequado aos limites estabelecidos por norma, não foi alterado essa frequência novamente. Todavia, supõe-se que essa modificação possa reduzir a EMI conduzida.

4.5 Soluções para EMI irradiadas

Após adequado o projeto aos limites da norma referentes a EMI conduzida, deu-se início aos ensaios de emissões irradiadas e aplicação de técnicas de redução dessas emissões. A Figura 61 esboça o resultado do primeiro ensaio realizado.

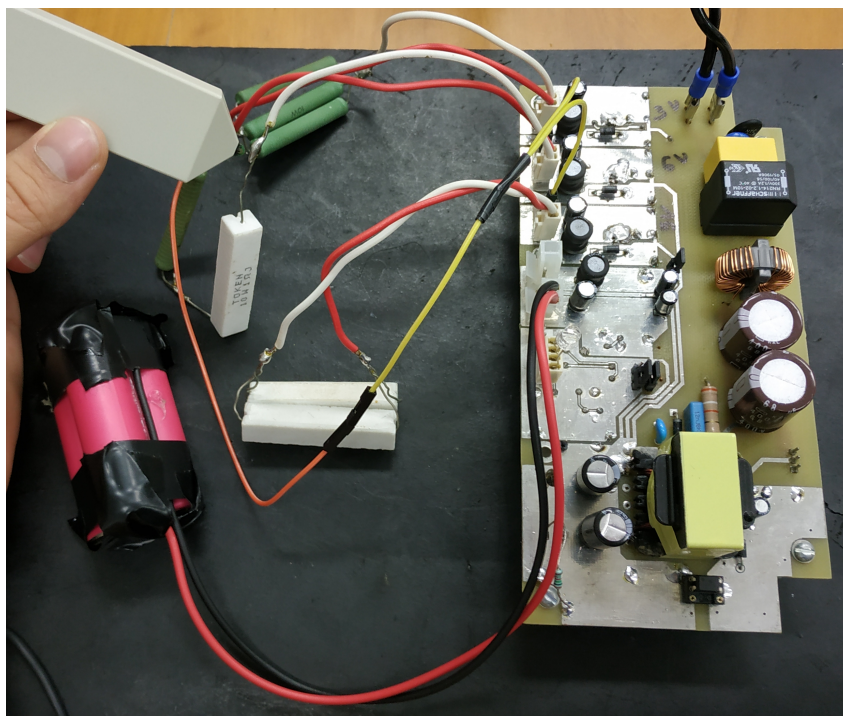
Figura 61 – Primeiro ensaio de EMI irradiada



Fonte: Elaboração própria (2020).

Ao observar a Figura 61, é notável que vários pontos da curva estão acima do limite estabelecido pela norma. À vista disso, inicializou-se um rastreamento da EMI irradiada com uma ponteira de alta impedância que mede campo elétrico próximo em conjunto com o analisador de espectro HMS-X. Esse rastreio permitiu identificar que os cabos que conectam a placa às cargas apresentavam uma amplitude maior de emissão que as outras regiões da placa de circuito impresso. A Figura 62 ilustra a forma que o teste foi feito.

Figura 62 – Rastreamento da emissão de ruídos irradiados



Fonte: Elaboração própria (2020).

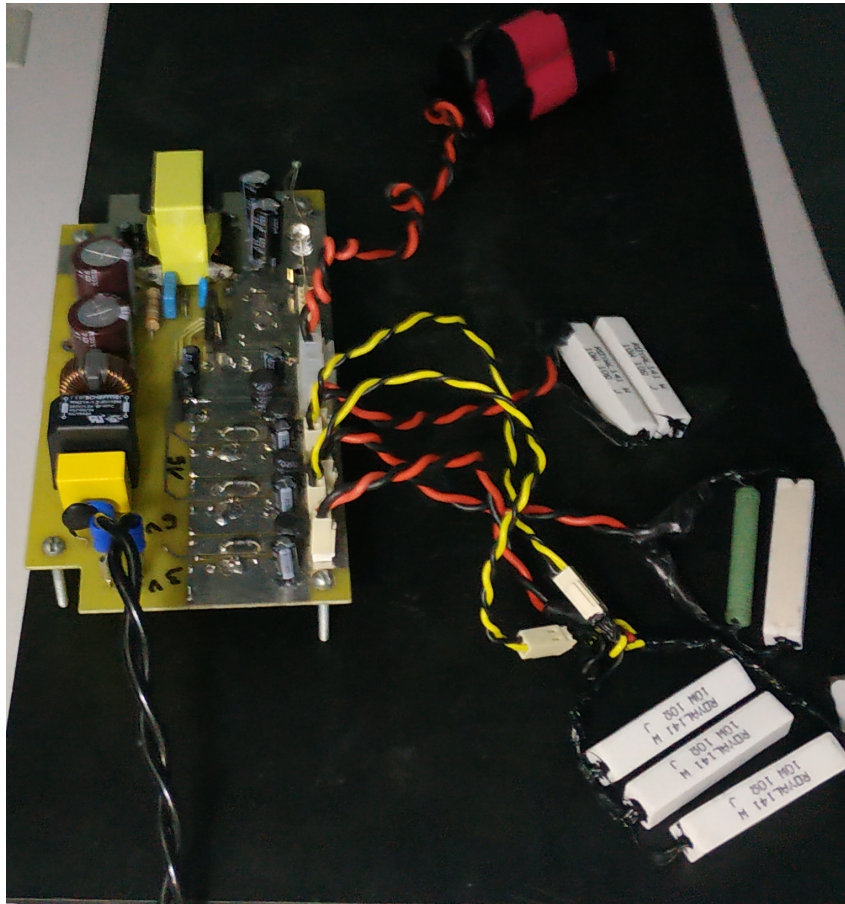
Dessa forma, começou-se a aplicar alguns métodos ao cabo em busca da redução dessa emissão desses ruídos, sendo eles:

- a) usar ferrites nos cabos;
- b) trançar os cabos;
- c) adicionar um capacitor cerâmico de 1 μF de desacoplamento em todas as saídas que tem cabos conectados.

O emprego de ferrites eleva a impedância do cabo, evitando que o ruído se propague pelo cabo. Trançar os cabos, diminui a indutância dos fios, reduzindo o acoplamento indutivo com o meio de propagação. E adicionar o capacitor de desacoplamento reduz o ruído que circula pelos cabos.

Foi realizado um ensaio para cada solução apresentada anteriormente, além do mais realizado ensaios com a combinação entre os métodos de redução de EMI. Todas as técnicas apresentaram redução da emissão irradiada, entretanto, como a utilização de ferrite eleva significativamente os custos ao projeto, esse artifício não permaneceu aplicado no mesmo. A Figura 63 exhibe a forma que os cabos ficaram organizados para os próximos ensaios.

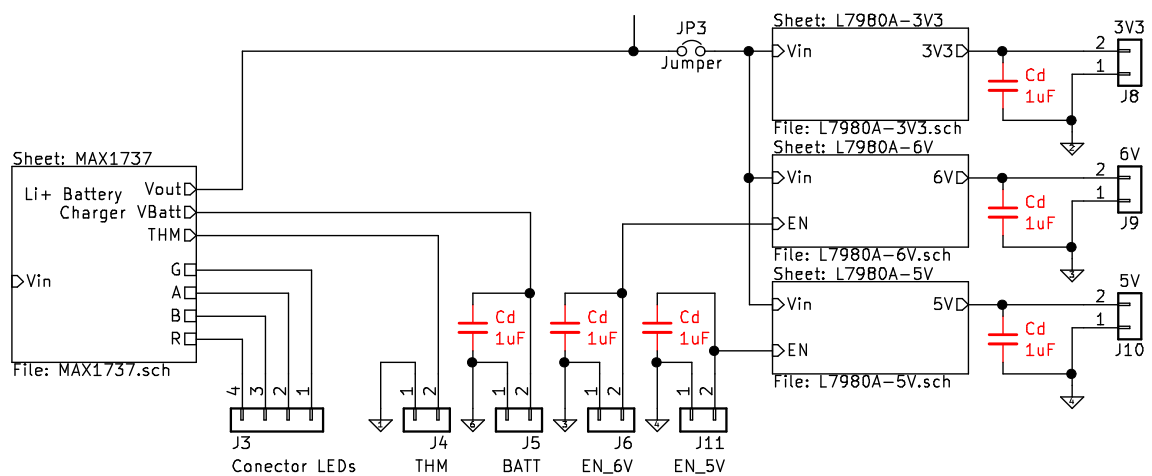
Figura 63 – Placa com cabos trançados



Fonte: Elaboração própria (2020).

Já a Figura 64 apresenta no esquemático do projeto, os pontos aos quais foram adicionados os capacitores de desacoplamento, indicados por Cd.

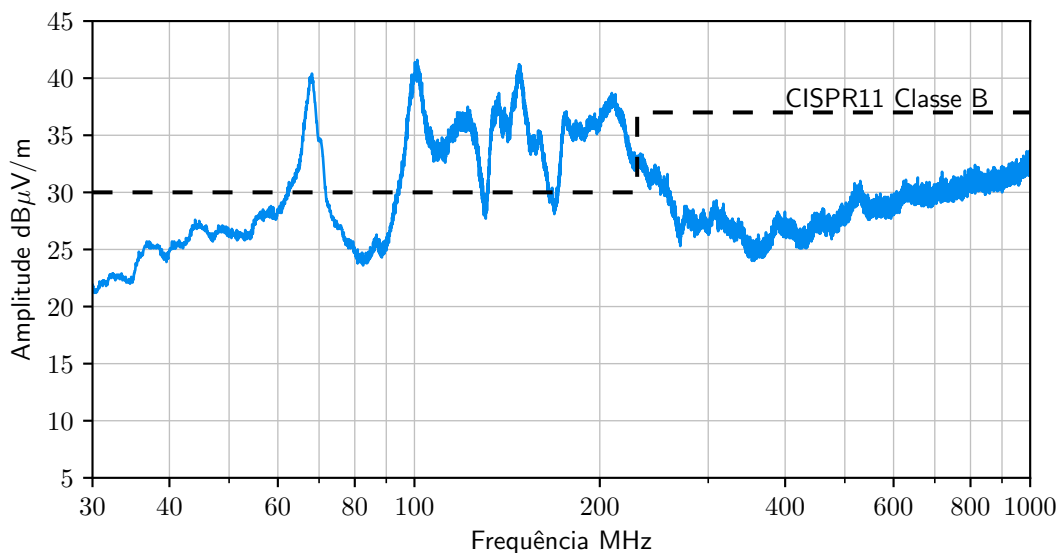
Figura 64 – Parte do esquemático com a adição dos capacitores de desacoplamento



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 65 esboça o resultado do teste com os cabos trançados e a inserção de capacitores de $1\ \mu\text{F}$ na saída dos conversores *buck*.

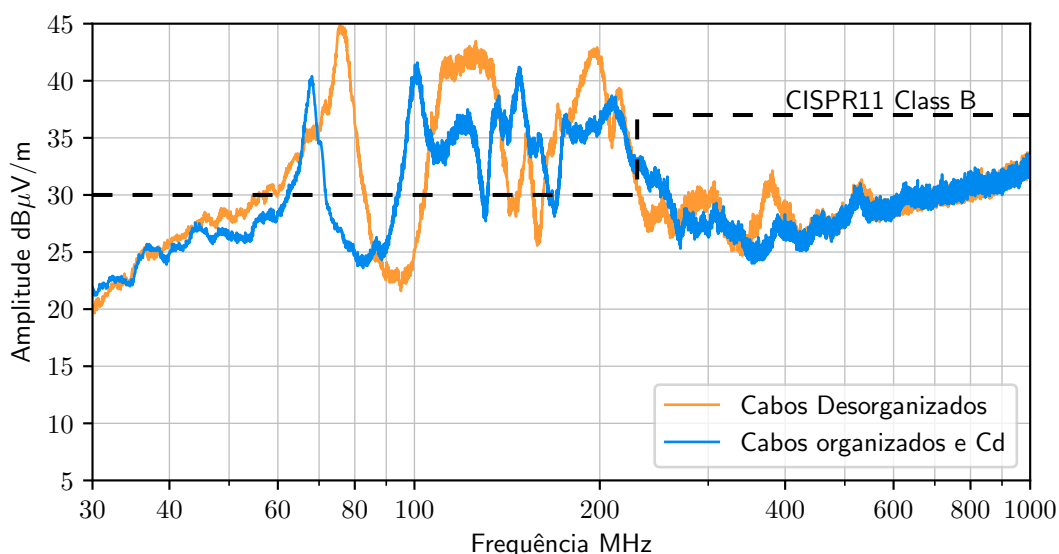
Figura 65 – Teste com cabo trançado e capacitor de $1\ \mu\text{F}$ nas saídas



Fonte: Elaboração própria (2020).

Com finalidade de comparar os resultados, a Figura 66 ilustra a sobreposição da curva do primeiro ensaio (laranja) com a curva do ensaio realizado com cabos trançados e capacitores de desacoplamento (azul). É notável na Figura 65 uma redução da amplitude em grande parte do espectro de frequência, mas também ocorreu uma alteração do formato da curva.

Figura 66 – Comparação do ensaio com cabos desorganizados com o ensaio com cabos organizados e capacitores de desacoplamento

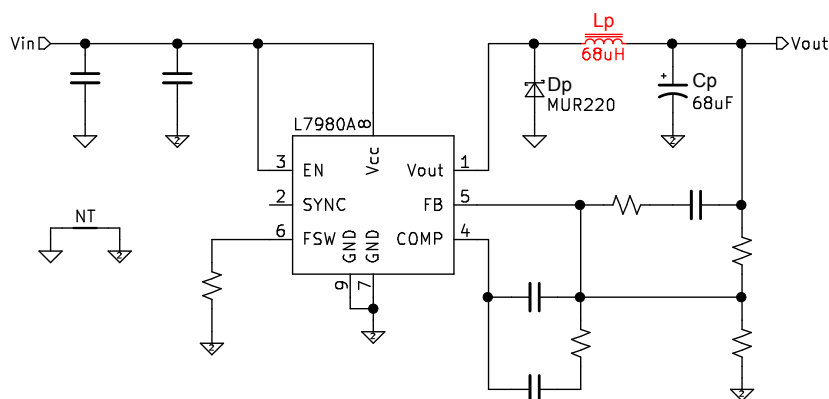


Fonte: Elaboração própria (2020).

Visando uma melhoria de custos e processo de produção do conversor, foram feitas alterações de alguns componentes do projeto de PTH para SMD. Logo, com a pretensão de obter resultados condizentes com o produto final, iniciou-se as alterações desses componentes para averiguar se essas alterações provocam mudanças no comportamento do circuito no ponto de vista de EMI.

Dada a estrutura dos conversores *buck* abaixadores serem iguais, as alterações relacionadas a eles, são aplicadas a todos ao mesmo tempo. Posto isto, o primeiro componente a ser substituído foi o indutor presente em cada circuito abaixador, indicado na Figura 67 por L_p .

Figura 67 – Esquemático do conversor *buck* abaixador com indicação do indutor alterado



Fonte: Elaboração própria (2020).

Nesse caso, além de ser alterado o componente de PTH para SMD, o novo

indutor possui blindagem eletromagnética. Enquanto isso, o restante das especificações se mantiveram semelhantes. De acordo com o que foi apresentado na subseção 2.6.4.4, essa característica tende a reduzir a emissão de ruídos eletromagnéticos. A Figura 68a ilustra o modelo de indutor usado na placa e a Figura 68b ilustra o novo indutor usado.

Figura 68 – Diferença de encapsulamento dos Indutores

(a) Indutor PTH



Fonte: Mouser Electronics (2020b).

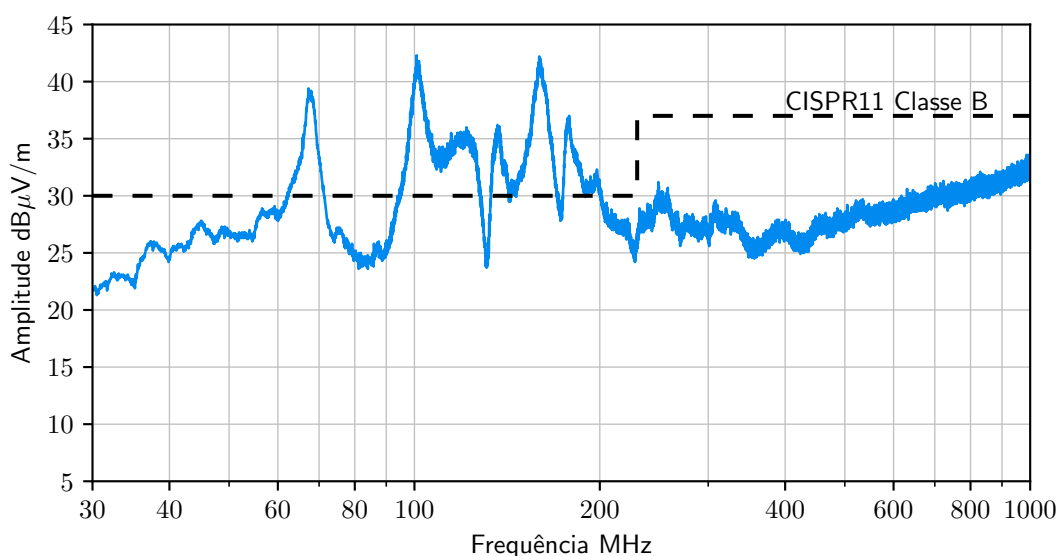
(b) Indutor SMD



Fonte: Mouser Electronics (2020c).

Feita essa alteração, foi efetuado um novo ensaio, exposto pela Figura 69.

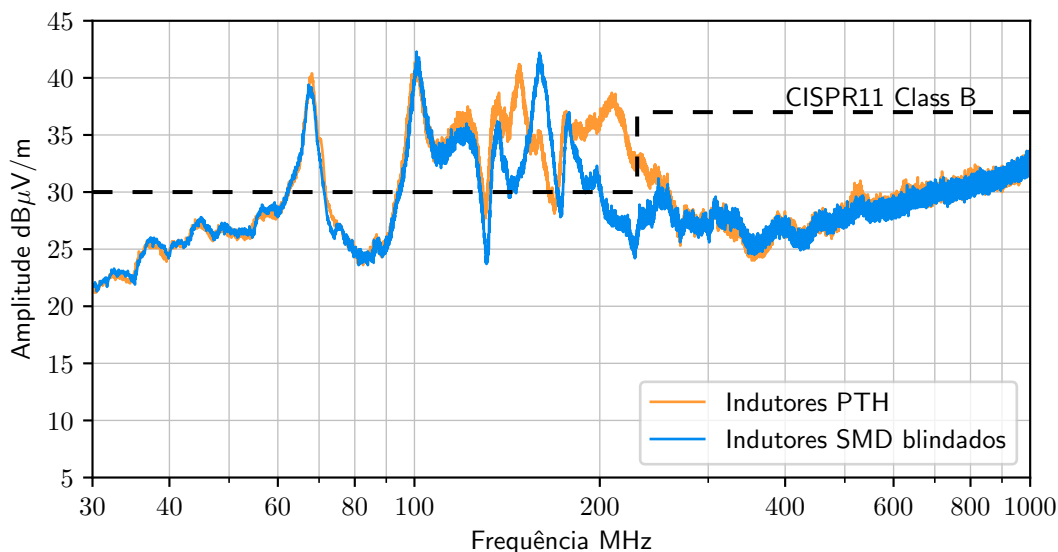
Figura 69 – Ensaio com indutores SMD blindados



Fonte: Elaboração própria (2020).

Ao analisar a Figura 69, nota-se uma diferença de amplitude na região de 200 MHz. Prosseguindo, na Figura 70 foi sobreposta a curva do ensaio do circuito com os indutores PTH (laranja) e a curva do ensaio do circuito com os indutores SMD blindados (azul).

Figura 70 – Comparação de indutores

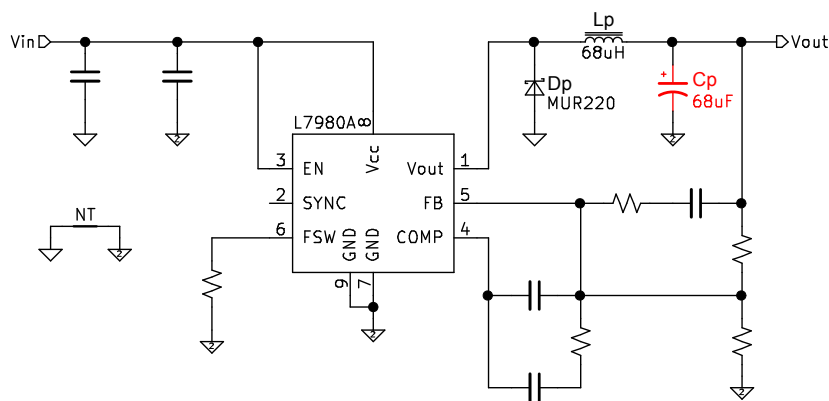


Fonte: Elaboração própria (2020).

É notável na Figura 70 a redução da amplitude dos ruídos na faixa de frequência próxima a 200 MHz, apresentando-se assim, como uma boa alteração para o projeto.

A próxima alteração feita foi a troca dos capacitores presentes nos conversores *buck* abaixadores. Tais componentes são representados por C_p na Figura 71.

Figura 71 – Esquemático do conversor *buck* abaixador com indicação do capacitor alterado



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 72a mostra o encapsulamento capacitor PTH removido e a Figura 72b exhibe o encapsulamento do capacitor SMD inserido no circuito.

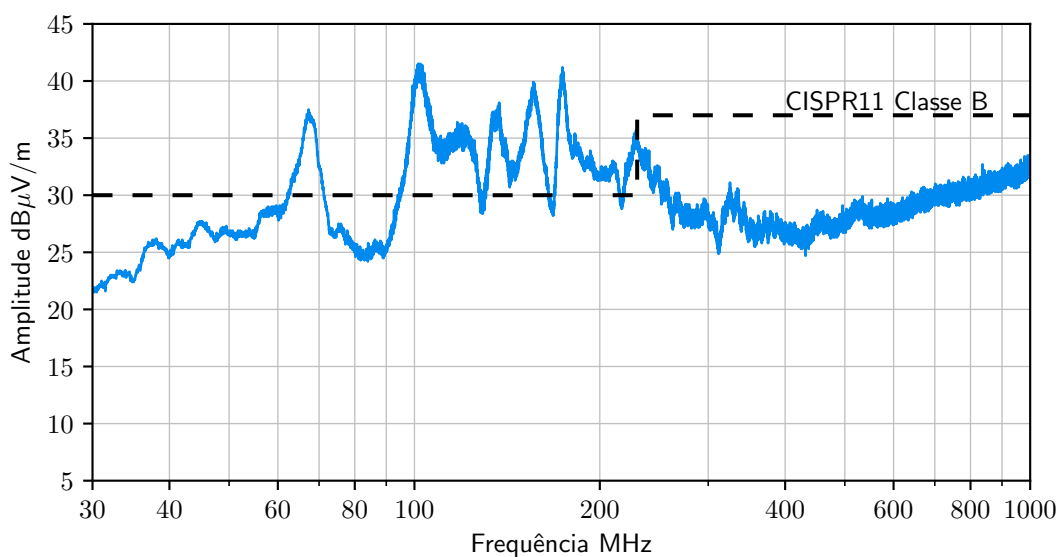
Figura 72 – Diferença de encapsulamento dos capacitores**(a) Capacitor PTH**

Fonte: Panasonic (2016).

(b) Capacitor SMD

Fonte: Mouser Electronics (2020a).

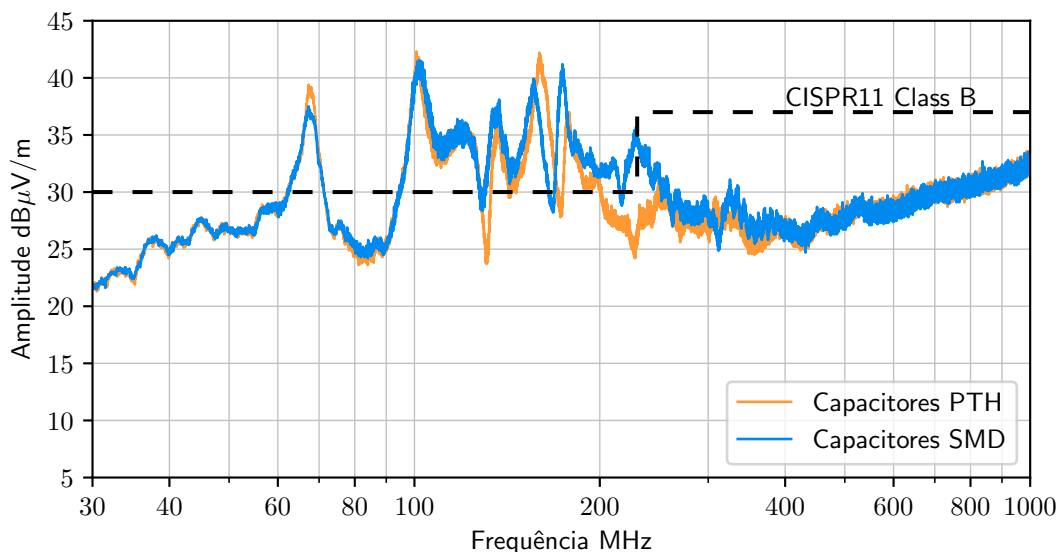
Além do encapsulamento dos novos capacitores, eles também tem características elétricas diferentes. O novo capacitor tem capacitância e ESR um pouco maior. Dada as diferenças nos parâmetros, não é possível atribuir o resultado a seguir apenas ao encapsulamento do novo capacitor. A Figura 73 retrata o resultado obtido após essa alteração.

Figura 73 – Ensaio com capacitor SMD

Fonte: Elaboração própria (2020).

Na Figura 74 é exibido a sobreposição dos resultados do ensaio do circuito com o capacitor PTH (laranja) e o resultado do ensaio com o capacitor SMD (azul).

Figura 74 – Comparação de capacitores

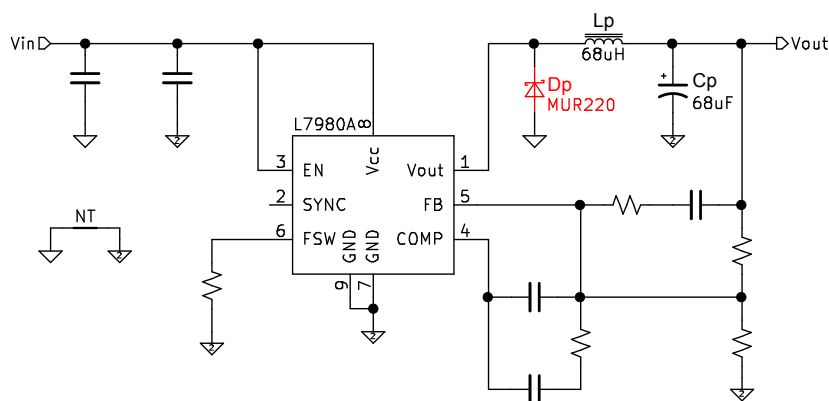


Fonte: Elaboração própria (2020).

Observando a Figura 74, nota-se um resultado pior na faixa de frequência de 200 MHz em que havia se obtido uma melhora com os indutores blindados. Como essa alteração não foi feita apenas pensando nas normas de EMI, optou-se por manter esse componente mesmo com resultados piores, porém, pode ser usado como uma possível alteração, caso necessário para o conversor se adequar a norma.

Prosseguindo com as alterações, foi efetuado a troca do diodo dos conversores *buck* indicado por Dp na Figura 75.

Figura 75 – Esquemático do conversor *buck* abaixador com indicação do diodo alterado

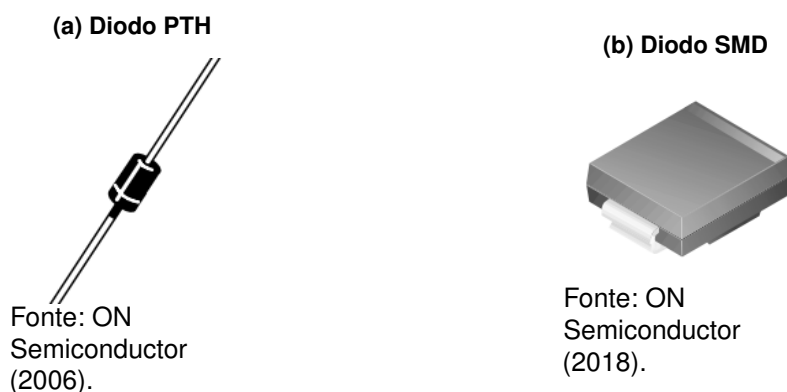


Fonte: Elaboração própria (2020).

O diodo que vem sendo usado no circuito até o presente momento tem encapsulamento PTH mostrado na Figura 76a. Este foi substituído por um diodo SMD com encapsulamento exibido na Figura 76b. Além da mudança de encapsulamento,

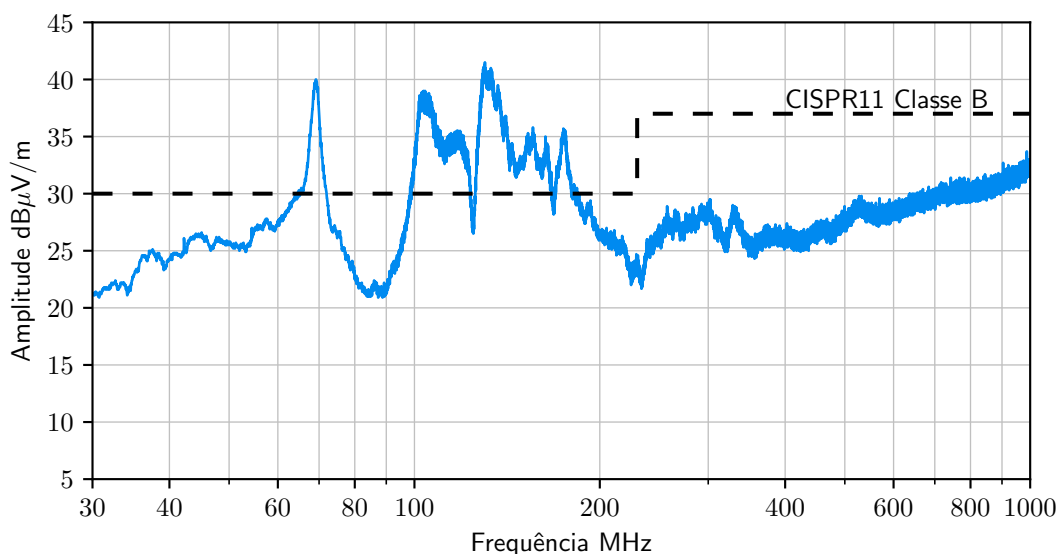
há diferença nas características elétricas. O novo diodo é do tipo *schottky* enquanto o anterior é do tipo *ultra rápido*, sendo assim o novo diodo tem tempo de resposta mais rápido que o anterior diminuindo perdas por comutação.

Figura 76 – Diferença de encapsulamento dos diodos



A Figura 77 apresenta o resultado do ensaio após essa alteração.

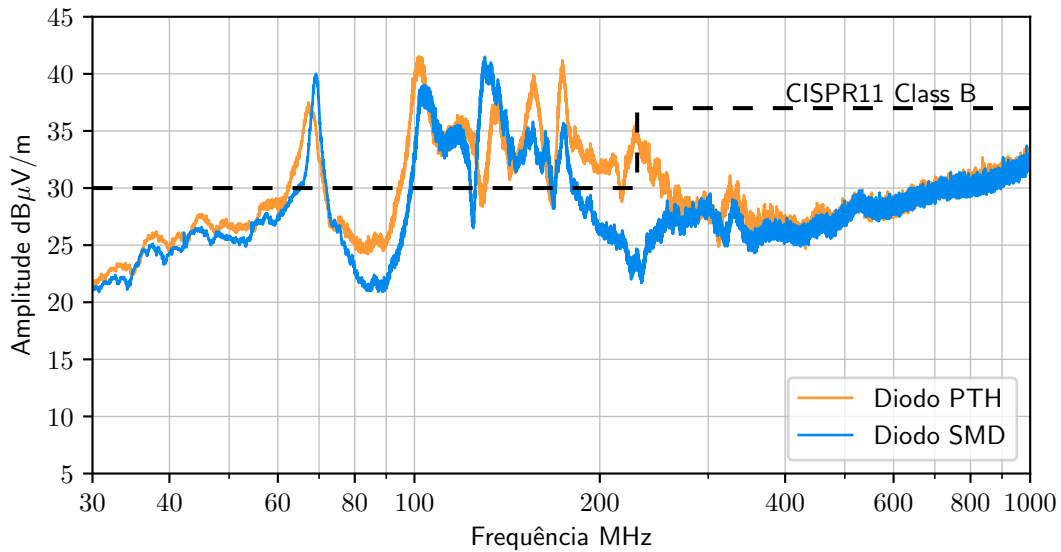
Figura 77 – Ensaio com diodo SMD



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 78 exibe as duas curvas sobrepostas, dos circuitos *buck* com diodo PTH (laranja) e a curva dos circuitos *buck* com diodos SMD (azul). Ao observar a figura, nota-se uma redução do ruído irradiado na faixa de frequência em torno de 200 MHz, fazendo-se desnecessário retornar o uso de capacitores PTH, no qual elevaram as emissões nessa faixa de frequência.

Figura 78 – Comparação de diodos



Fonte: Elaboração própria (2020).

Com propósito de mostrar como foram feitas essas alterações, as figuras 79 e 80 mostram a foto da placa antes e depois das alterações, respectivamente. A Figura 79a indica, circulado em vermelho, os componentes alterados na parte superior e, a Figura 79b, exibe a vista inferior da placa antes das alterações.

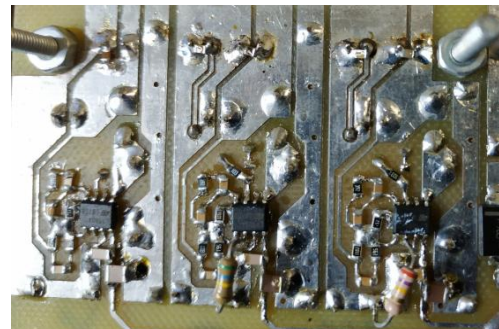
Figura 79 – Foto da placa antes das alterações dos componentes dos circuitos *buck*

(a) Visão superior



Fonte: Elaboração própria (2020).

(b) Visão inferior

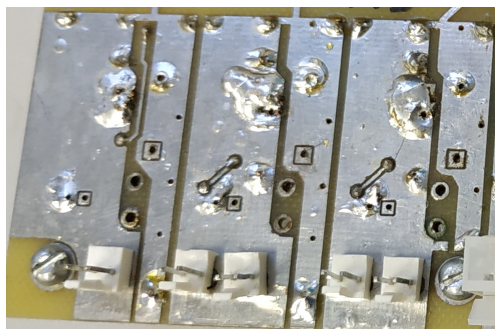


Fonte: Elaboração própria (2020).

Depois das alterações, a Figura 80a ilustra a visão superior da região da placa onde os componentes estavam inseridos e, a Figura 80b apresenta a visão inferior da placa e indica circulado em vermelho, os componentes SMD inseridos.

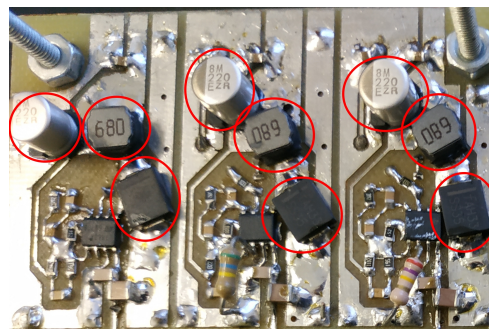
Figura 80 – Foto da placa após as alterações

(a) Visão superior



Fonte: Elaboração própria (2020).

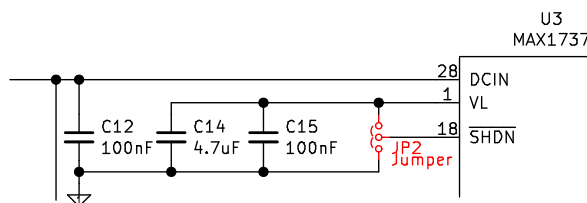
(b) Visão inferior



Fonte: Elaboração própria (2020).

Com objetivo de investigar onde está sendo gerado os ruídos de EMI, foi efetuado um ensaio com o carregador de baterias desligado. Para desligar o carregador de baterias, foi necessário apenas alterar a posição de um *jumper* já presente no circuito (JP2). A Figura 81 ilustra a região do esquemático que contém esse *jumper*.

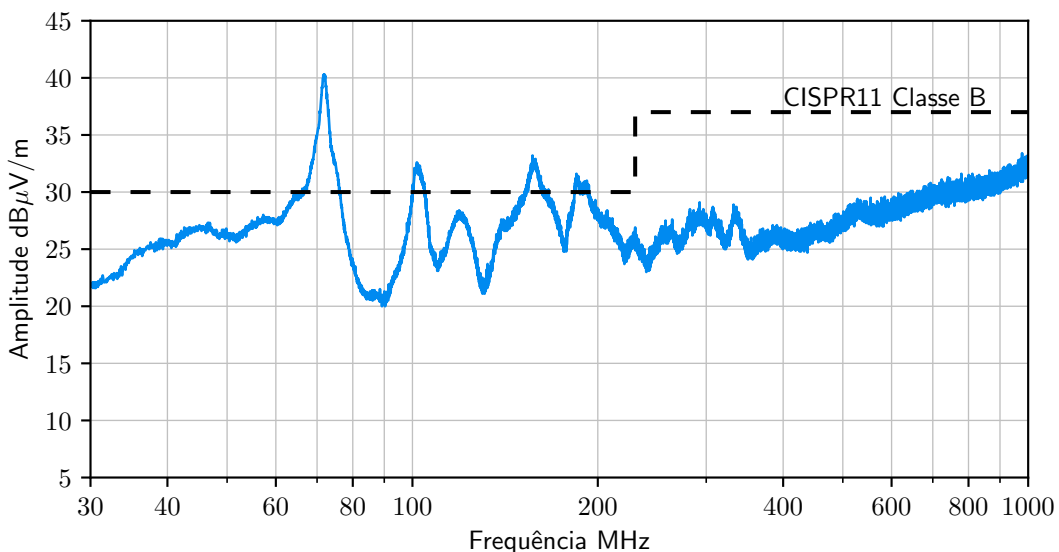
Figura 81 – Posição do *jumper* para desligamento do carregador de bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 82 esboça a curva do ensaio obtido com o carregador de bateria desligado.

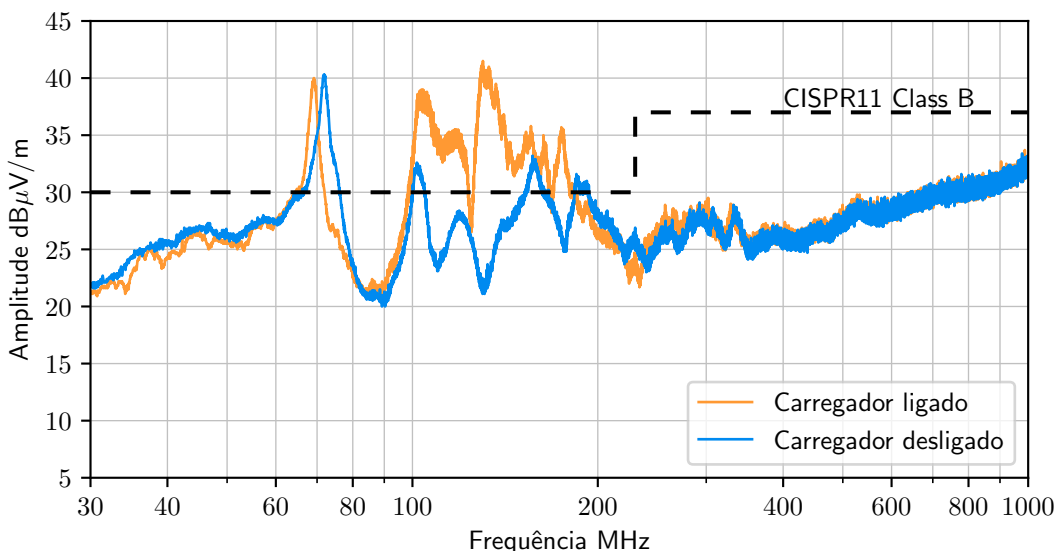
Figura 82 – Ensaio do projeto com o carregador de bateria desligado



Fonte: Elaboração própria (2020).

Na Figura 83 foi traçado a curva do último ensaio com o carregador de bateria ligado e a curva do carregador de bateria desligado no mesmo gráfico para ser realizado uma análise da diferença ocasionada.

Figura 83 – Comparação entre carregador de bateria ligado e desligado



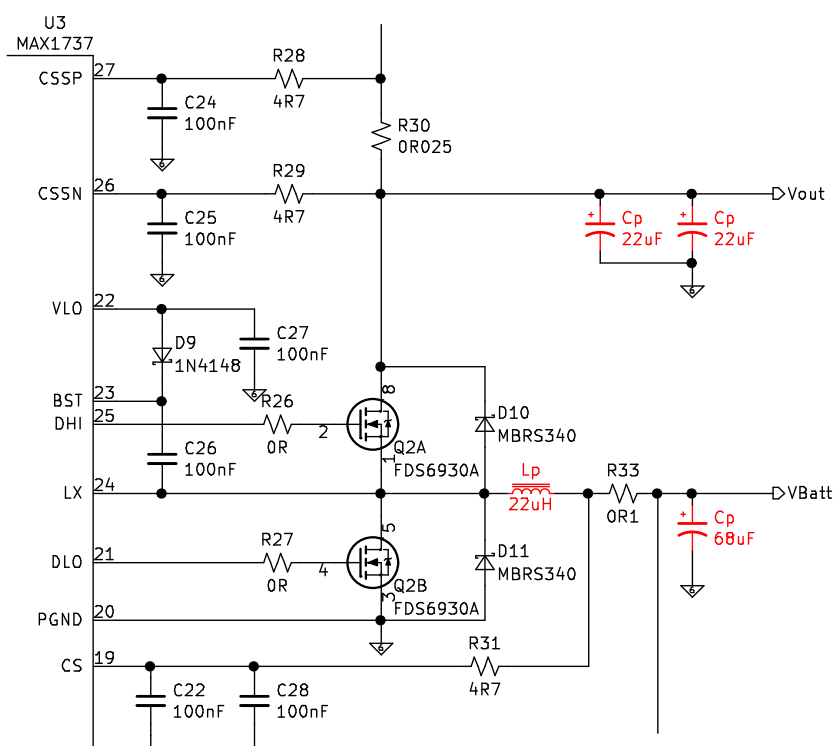
Fonte: Elaboração própria (2020).

É notável uma diferença de amplitude de EMI significativa na região de frequência compreendida entre 100 MHz e 200 MHz. Sendo assim, sinalizando que o carregador de bateria também é responsável por fazer o conversor estático deste trabalho não atender a CISPR 11.

Retomando a alteração dos componentes para o circuito do carregador de baterias, foi alterado o indutor e o capacitor. O indutor e capacitor utilizados eram os mesmos que estavam presentes no conversor *buck* e vão ser substituídos por componentes iguais aos que foram inseridos no conversor *buck* apresentados nas modificações anteriores.

A Figura 84 ilustra uma região do esquemático do carregador de bateria que contém os componentes alterados. O indutor e os capacitores alterados no circuito, estão identificados como L_p e C_p .

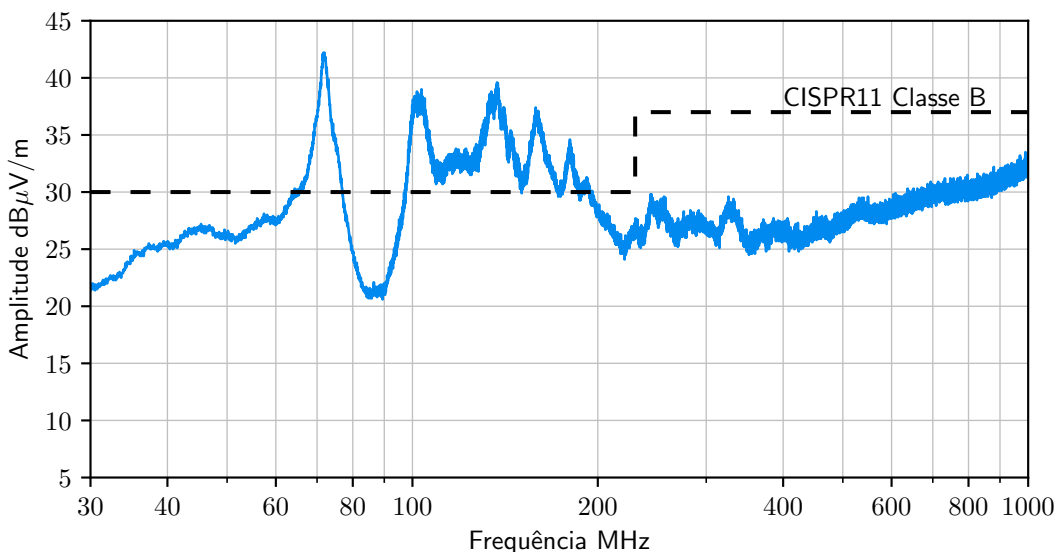
Figura 84 – Região do esquemático do carregador de bateria com indicação dos componentes a serem alterados



Fonte: Elaboração própria (2020).

Primeiro foi realizado a substituição do indutor, a Figura 85 esboça o resultado do ensaio após a modificação.

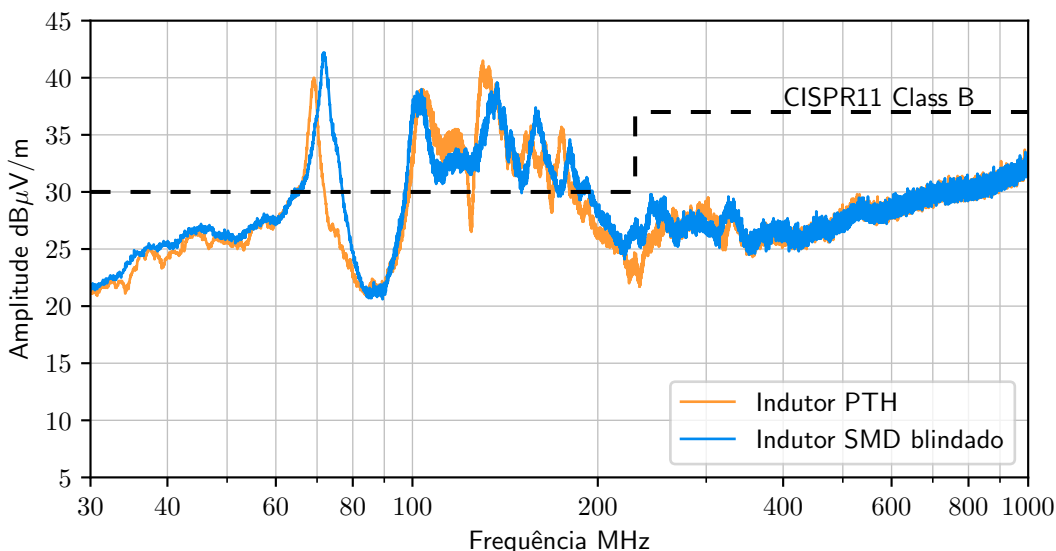
Figura 85 – Ensaio com indutor blindado no carregador de bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

Seguindo com o método de comparação feito com todos os testes, foi feito a sobreposição das curvas obtidas. Dessa vez, em laranja, foi esboçado a curva do ensaio após todas alterações do conversor *buck* (Figura 77) que era a última alteração feita no circuito. E em azul, está traçada a curva do ensaio após a alteração do indutor do carregador de bateria.

Figura 86 – Comparação de indutores no carregador de bateria



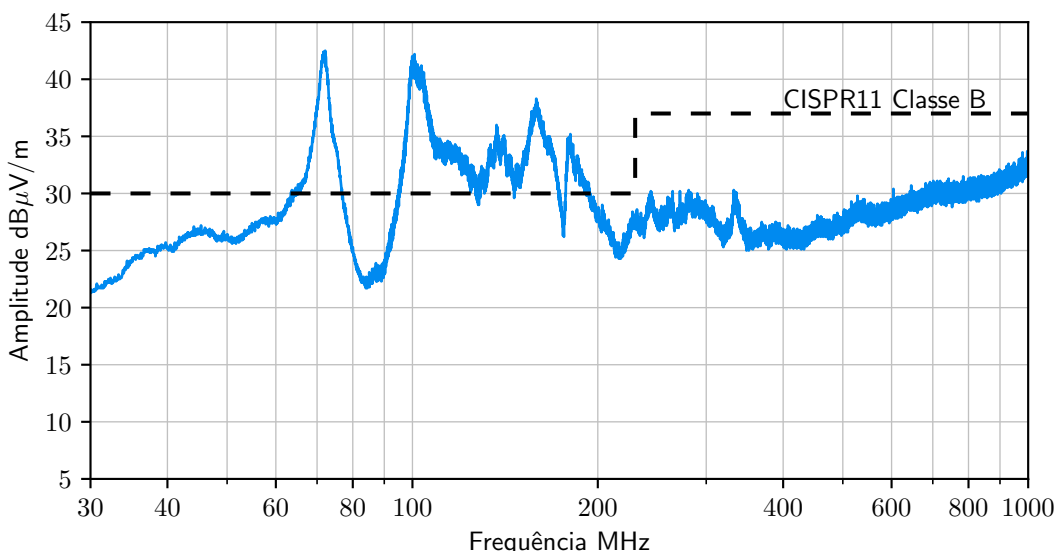
Fonte: Elaboração própria (2020).

É notável na Figura 86 uma pequena alteração da amplitude em grande parte do espectro de frequência, em que, alguns pontos houve redução da amplitude

e outros pontos a amplitude aumentou. Ainda assim, essa substituição do indutor foi mantida.

Posteriormente, foi executado a troca dos capacitores apontados na Figura 84 por Cp. A Figura 87 mostra o resultado alcançado após essa alteração.

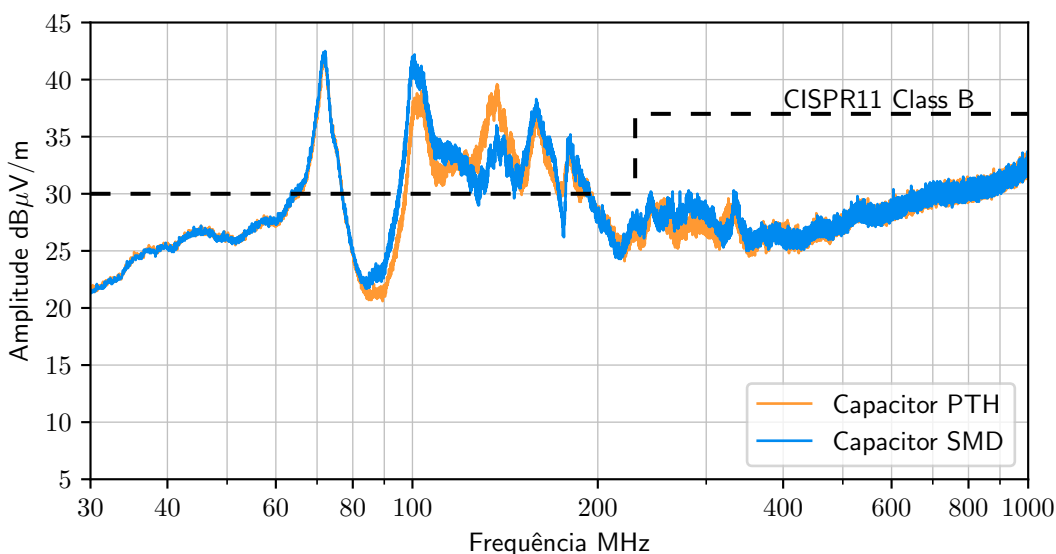
Figura 87 – Ensaio com capacitores SMD no carregador de bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

Na Figura 88 é apresentada a sobreposição do resultado obtido com carregador de bateria ainda com os capacitores PTH (laranja) e o resultado do ensaio com o carregador de bateria com os capacitores SMD (azul).

Figura 88 – Comparação de capacitores no carregador de bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

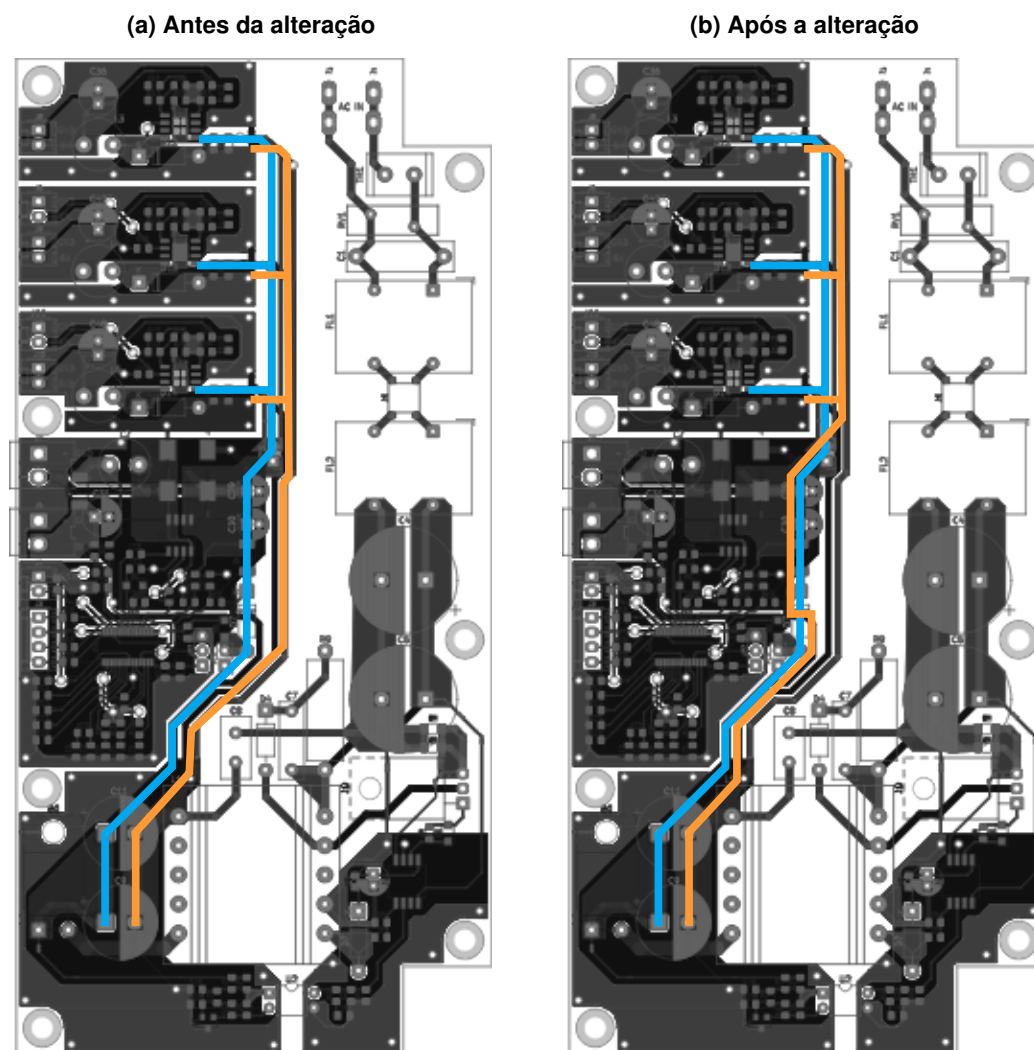
Observa-se na Figura 88 um aumento da amplitude na faixa de frequência de 100 MHz e uma redução na região de 150 MHz. Assim como nos casos anteriores, essa substituição de componente se manteve nos próximos ensaios.

Analisando o esquemático e o leiaute da placa de circuito impresso, observou-se que poderia-se fazer uma alteração nas trilhas de alimentação dos conversores *buck*. O objetivo dessa alteração é diminuir a área de *loop* dos condutores de alimentação para tentar obter uma redução da emissão de EMI.

A Figura 89a exibe o caminho de circulação das correntes de alimentação até os conversores *buck* antes da alteração desse caminho. O traço em azul representa o caminho da corrente de alimentação e em laranja a corrente de retorno.

A Figura 89b mostra o novo caminho de circulação da corrente, a simbologia das cores se mantém de forma igualitária da figura Figura 89a. Pode ser observadas duas alterações com isso, a área de *loop* está menor e, agora a corrente de retorno dos conversores *buck* passam pela malha de referência do circuito carregador de baterias.

Figura 89 – Alteração da trilha de alimentação dos conversores buck

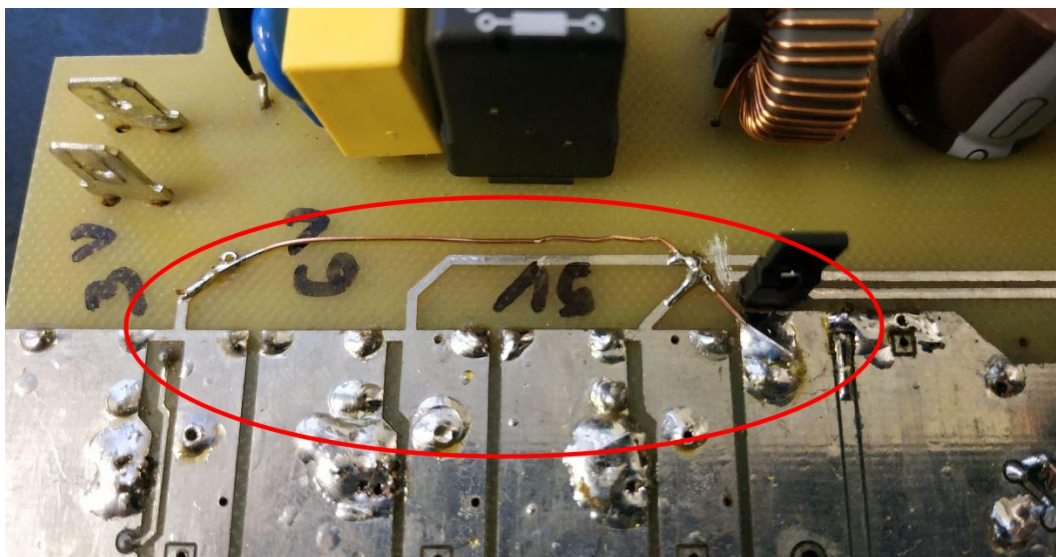


Fonte: Elaboração própria (2020).

Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 90 exibe a forma com que foi feita essa alteração. Foram rompidas as trilhas de retorno e soldado um fio de cobre para refazer a conexão pelo caminho desejado. Nessa figura, a trilha corrente de alimentação não está visível, pois ela encontra-se na outra face da placa de circuito impresso.

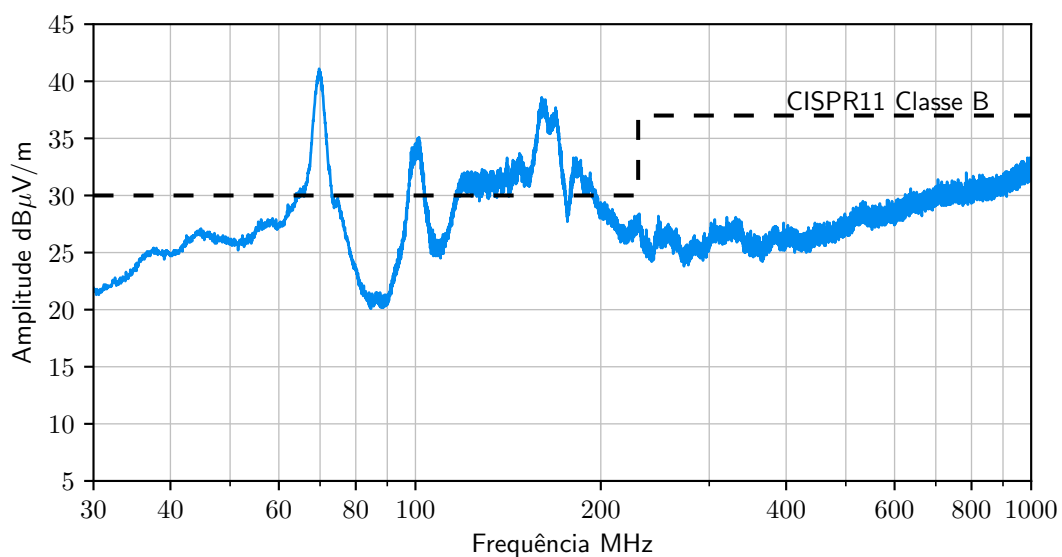
Figura 90 – Foto do novo caminho da corrente de retorno soldado



Fonte: Elaboração própria (2020).

Após a realização dessa alteração, foi feito um novo ensaio de emissão irradiada. A Figura 91 ilustra o resultado obtido.

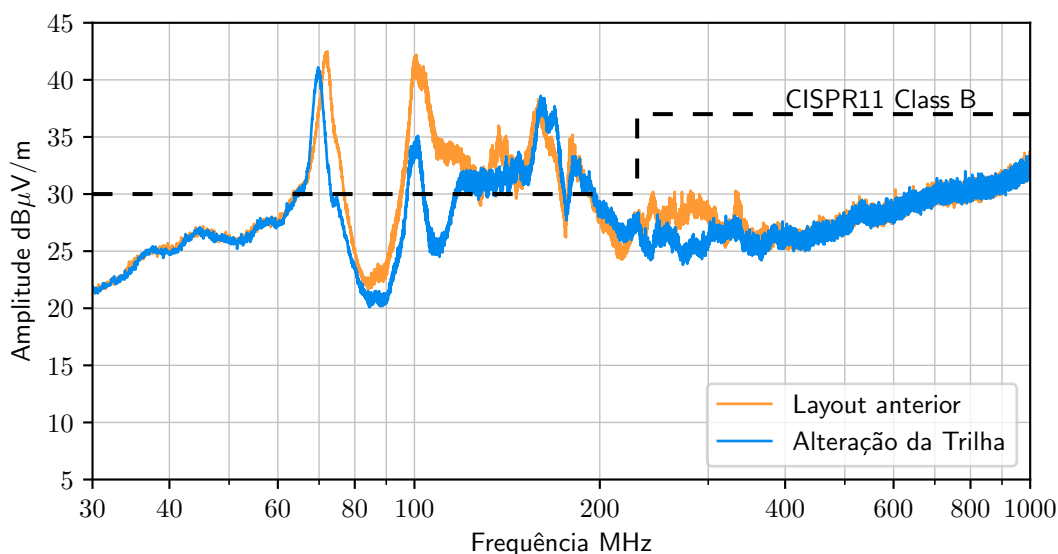
Figura 91 – Ensaio com alteração da trilha de alimentação dos conversores baixadores de tensão



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 92 esboça a comparação dos resultados obtidos antes da alteração da trilha (laranja) e após a alteração da trilha (azul).

Figura 92 – Comparação de leiaute

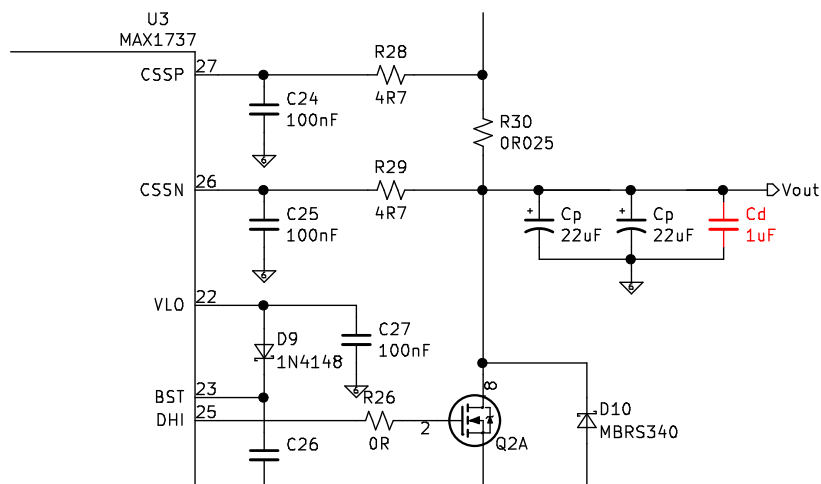


Fonte: Elaboração própria (2020).

Na Figura 92 se torna evidente uma redução da amplitude em grande parte do espectro de frequência, mas obteve-se uma redução mais significativa na faixa de frequência próxima a 100 MHz.

Da mesma forma que foram adicionados capacitores nas conexões de saída dos conversores *buck* para realizar o desacoplamento com as cargas, foi adicionado o mesmo capacitor na saída do circuito carregador de bateria, antes de alimentar os conversores *buck*. A Figura 93 mostra a posição na qual o capacitor foi inserido, indicado em vermelho. Dessa forma, tenta-se fazer um desacoplamento entre o carregador de bateria e os conversores *buck*.

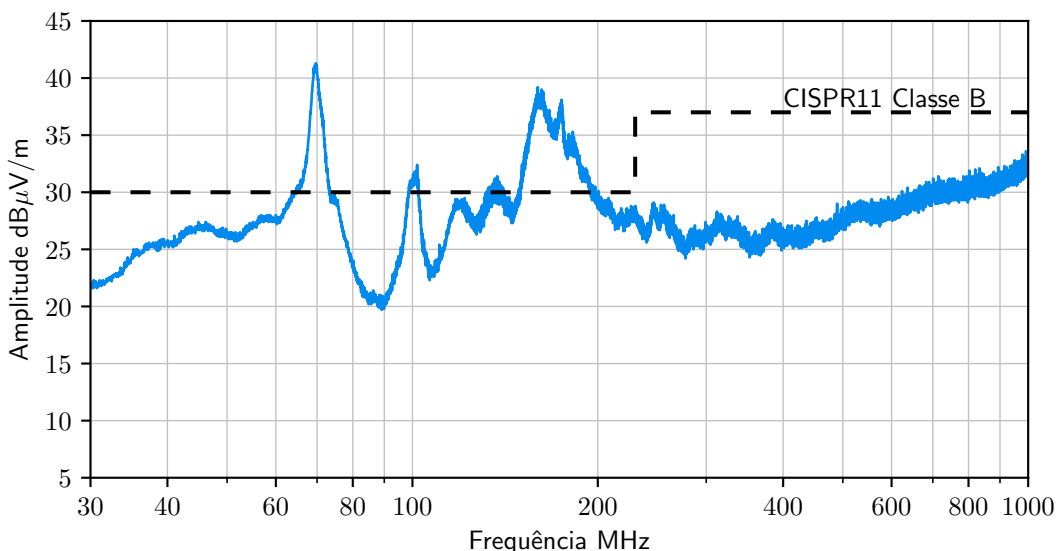
Figura 93 – Região do esquemático do carregador de bateria com indicação do capacitor de desacoplamento adicionado



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 94 exibe o resultado do ensaio após a inserção do capacitor de desacoplamento.

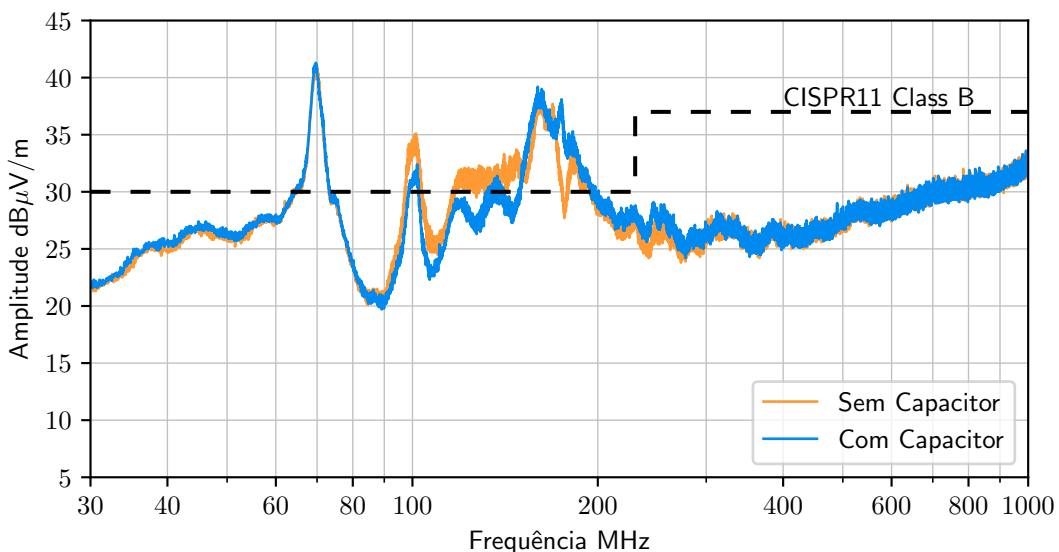
Figura 94 – Ensaio após a adição do capacitor de desacoplamento na saída do carregador de bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

Sobrepondo a curva do ensaio sem o capacitor de desacoplamento (laranja) com a curva do ensaio com o capacitor de desacoplamento (azul), é gerada a Figura 95.

Figura 95 – Comparação com e sem capacitor na saída do carregador de bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

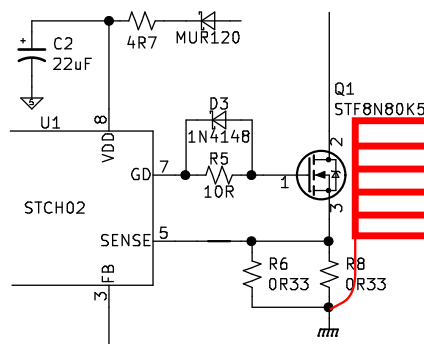
Na Figura 95 é observada uma redução dos ruídos eletromagnéticos na

faixa de frequência de 90 MHz até 160 MHz. Dessa forma, foi mantido o capacitor de desacoplamento.

Há a presença de dois dissipadores de calor no projeto, um conectado ao MOSFET Q1 e um dissipador conectado ao diodo D5, ambos componentes do circuito *flyback*. Conforme apresentado na literatura, uma das formas para reduzir a emissão de ruídos irradiados é fazendo a conexão do dissipador a um ponto de referência (0 V) do circuito.

Começou-se fazendo a conexão do dissipador do MOSFET à referência próxima a ele. A Figura 96 ilustra o ponto ao qual o dissipador de calor do MOSFET foi conectado, na referência do enrolamento primário. Para realizar essa conexão, foi soldado um fio entre o dissipador e trilha de referência mais próxima do dissipador.

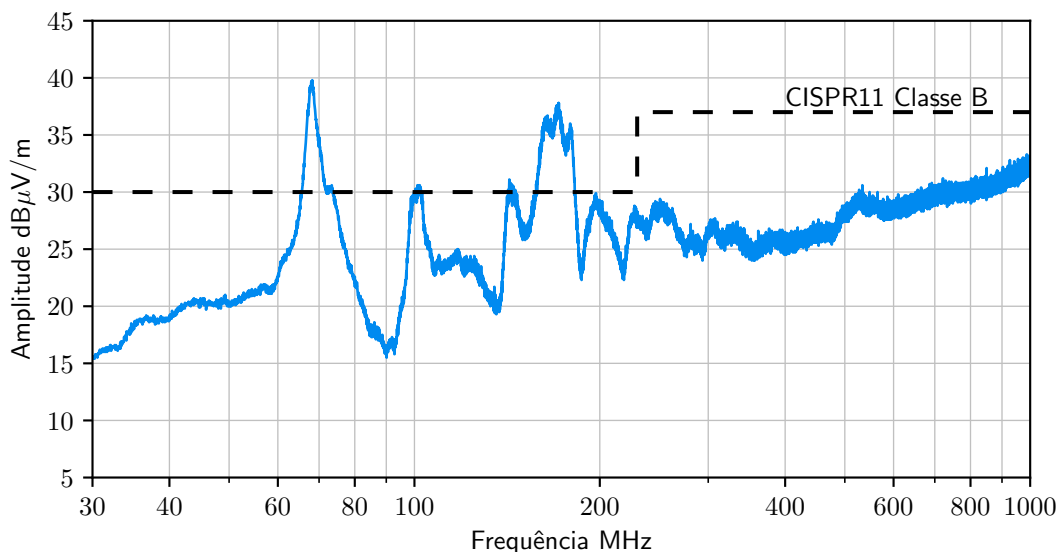
Figura 96 – Região do esquemático do circuito *flyback* com indicação da conexão do dissipador do MOSFET à referência



Fonte: Elaboração própria (2020).

Após efetuado a conexão do dissipador à referência, foi executado um novo ensaio de EMI irradiada, o resultado pode ser visto na Figura 97.

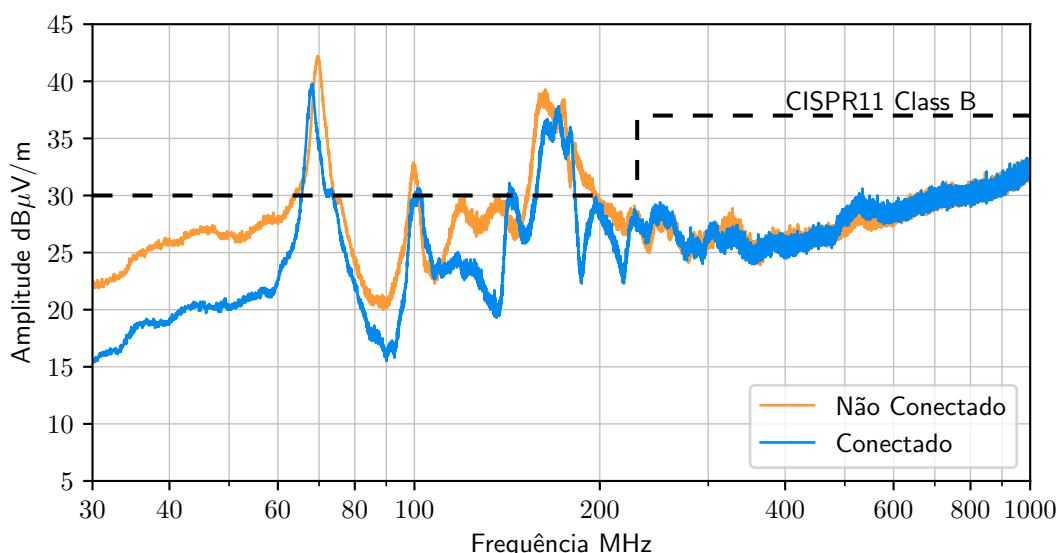
Figura 97 – Ensaio conectando o dissipador do transistor do conversor *flyback* a referência



Fonte: Elaboração própria (2020).

Para visualizar a diferença obtida com a técnica, a Figura 98 ilustra a sobreposição da curva do último ensaio no qual o dissipador não estava conectado a referência (laranja) com a curva do ensaio com o dissipador conectado a referência (azul).

Figura 98 – Comparação dos ensaios do dissipador de calor do transistor do conversor *flyback* conectado e desconectado da referência

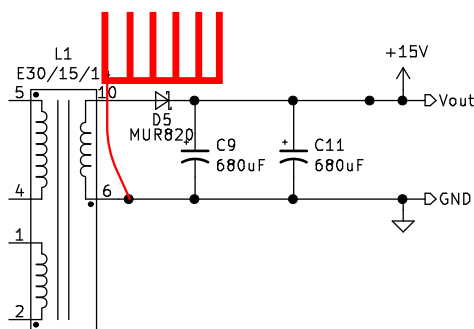


Fonte: Elaboração própria (2020).

É perceptível na Figura 98 uma redução expressiva da amplitude em todo o espectro de frequência. Por conseguinte, foi aplicado a mesma técnica ao dissipador

do diodo. Entretanto, como o diodo está conectado ao enrolamento secundário do transformador, a referência em que o diodo foi conectado é diferente da qual o MOSFET está conectado. A Figura 99 indica que ponto do circuito o dissipador do diodo foi conectado, na referência do enrolamento secundário.

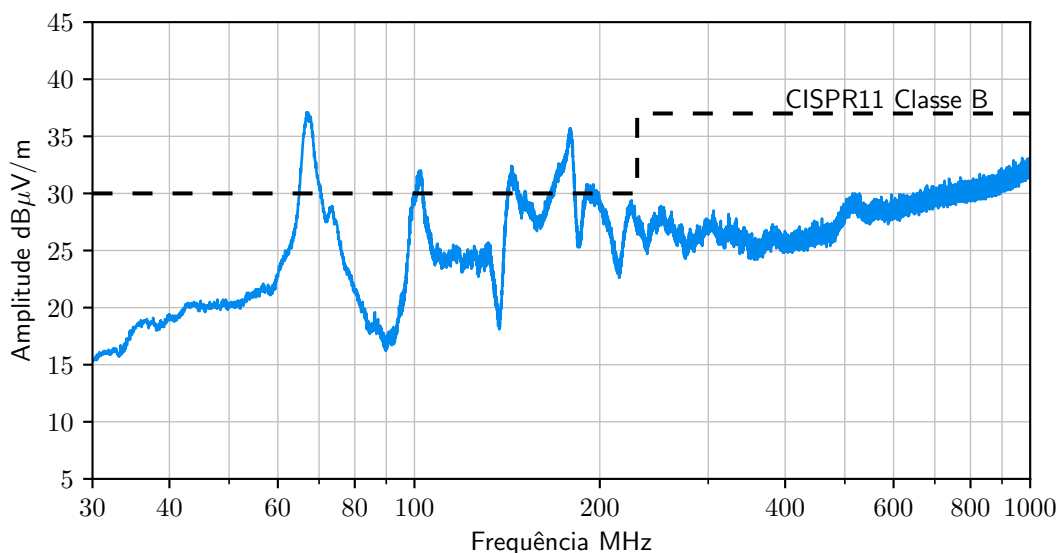
Figura 99 – Esquemático do circuito *flyback* com indicação da conexão do dissipador do diodo à referência



Fonte: Elaboração própria (2020).

Depois de feito essa alteração, foi realizado um novo ensaio. A Figura 100 exibe o resultado.

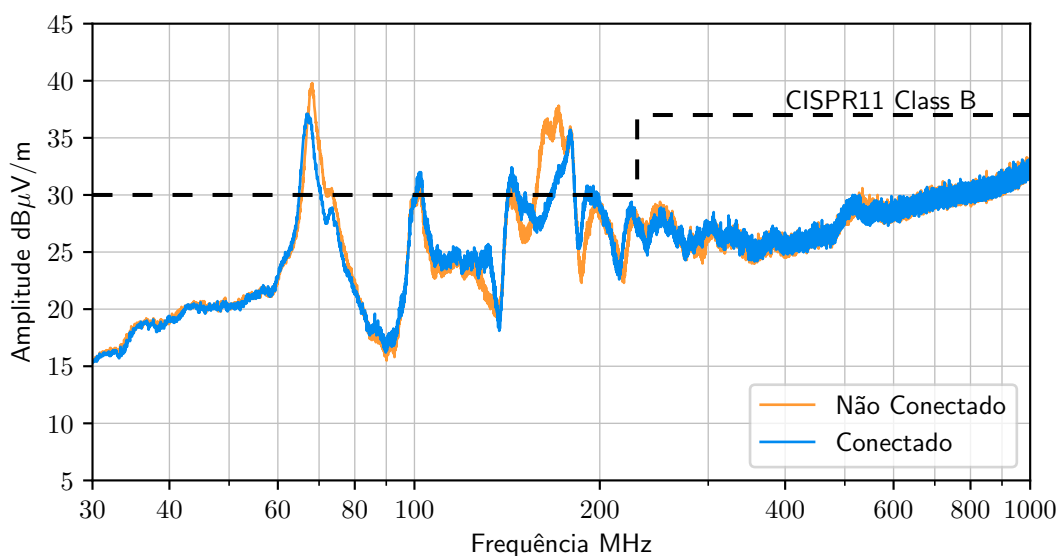
Figura 100 – Ensaio conectando o dissipador do diodo do conversor *flyback* a referência



Fonte: Elaboração própria (2020).

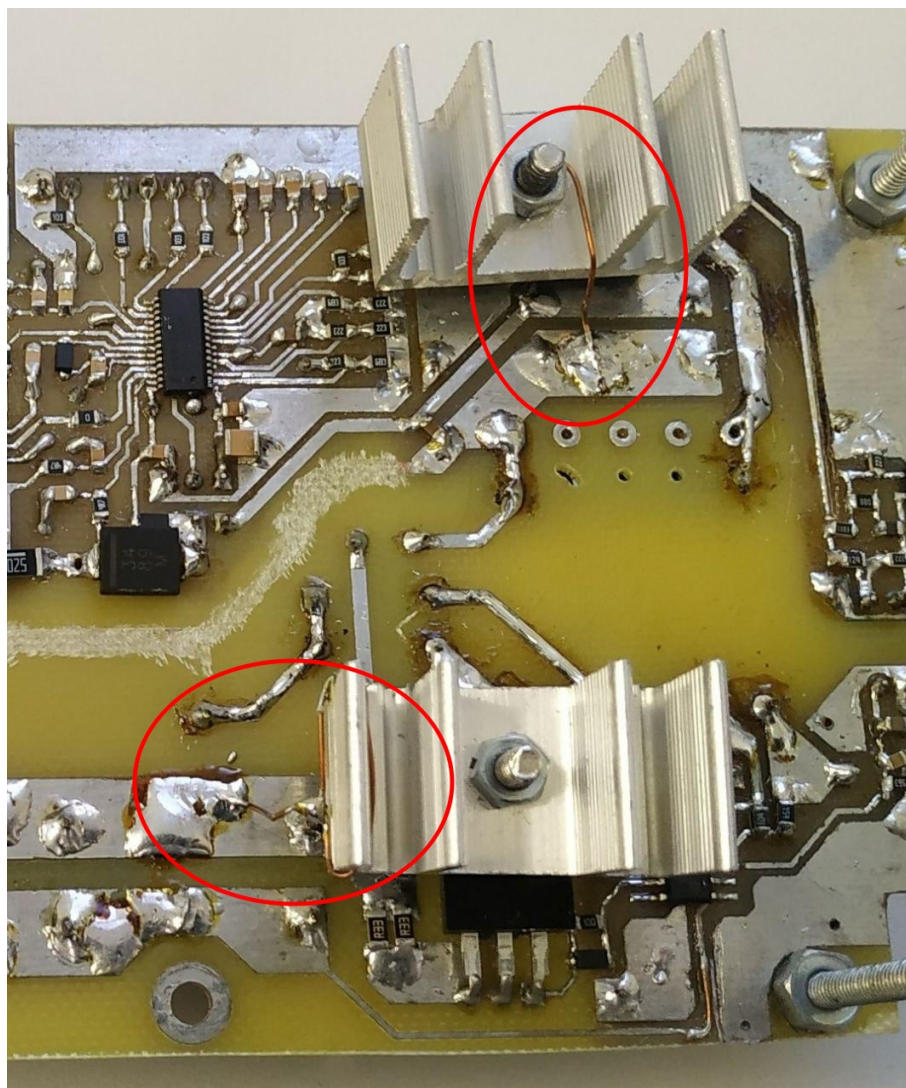
Na Figura 101 é representada a sobreposição do ensaio do dissipador do diodo desconectado da referência (laranja) e o resultado obtido com a conexão do dissipador do diodo a referência.

Figura 101 – Comparação do o dissipador do diodo do conversor *flyback* conectado e desconectado da referência



Fonte: Elaboração própria (2020).

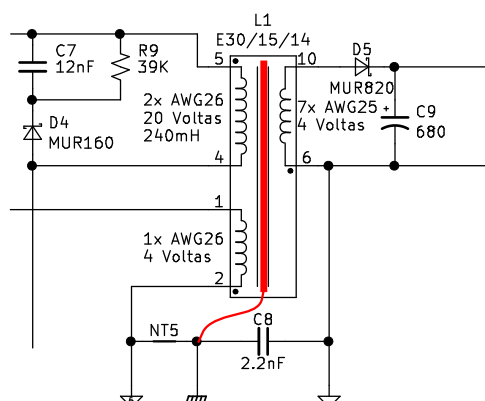
Desta vez, a conexão do dissipador a referência não acarretou em uma redução de EMI tão expressiva quanto o resultado obtido anteriormente com a mesma técnica. Todavia, apresentou um resultado satisfatório. Na fundamentação teórica, é relatado que a impedância da conexão do dissipador à referência deve ser a menor possível para que se tenha uma redução efetiva da EMI. Sendo assim, essa conexão foi feita com o menor comprimento possível aos pontos destacados pelas figuras 96 e 99. A Figura 102 mostra, circulado em vermelho, a conexão feita em cada dissipador de calor.

Figura 102 – Foto da placa com indicação da conexão dos dissipadores de calor a referência

Fonte: Elaboração própria (2020).

A penúltima alteração feita ao projeto, foi confeccionar um transformador novo para o circuito *flyback*, mas desta vez, aplicando a técnica de blindagem de Faraday. A blindagem foi conectada à referência do enrolamento primário conforme descrito na fundamentação teórica. A Figura 103 ilustra essa conexão.

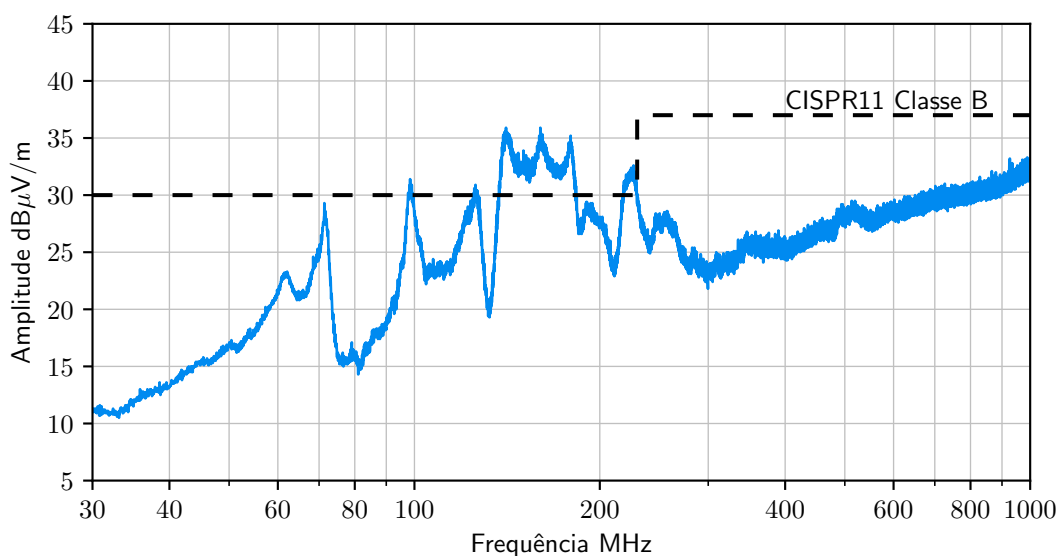
Figura 103 – Região do esquemático do circuito *flyback* com indicação da conexão da blindagem de Faraday à referência



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 104 traça o resultado obtido com essa modificação.

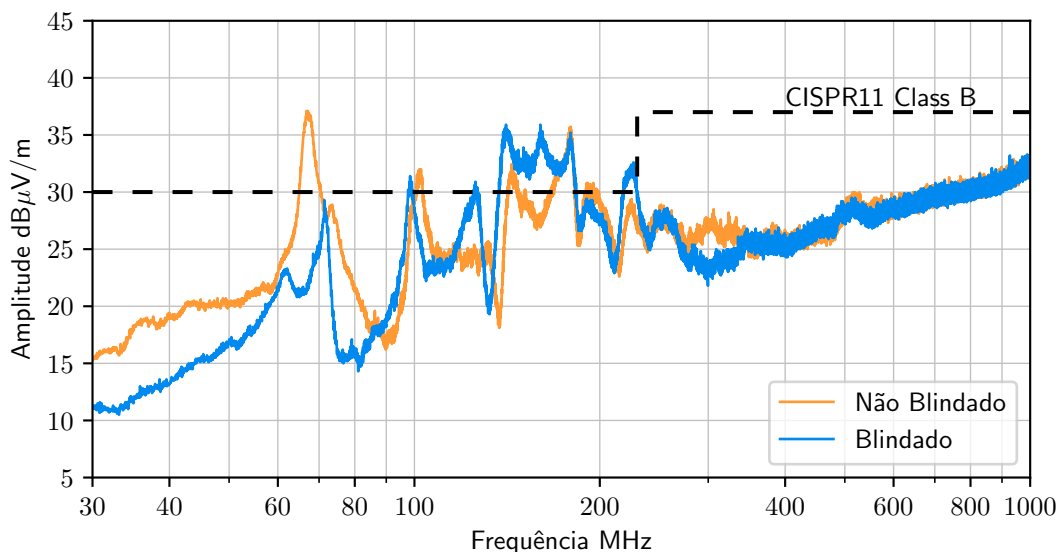
Figura 104 – Ensaio com transformador blindado conectado a referência



Fonte: Elaboração própria (2020).

Assim como nos resultados anteriores, foi executado a sobreposição das curvas dos ensaios para efeito de comparação. Em laranja, a curva do ensaio com transformador comum e em azul, a curva do ensaio com o transformador blindado conectado à referência.

Figura 105 – Comparação do transformador blindado e não blindado

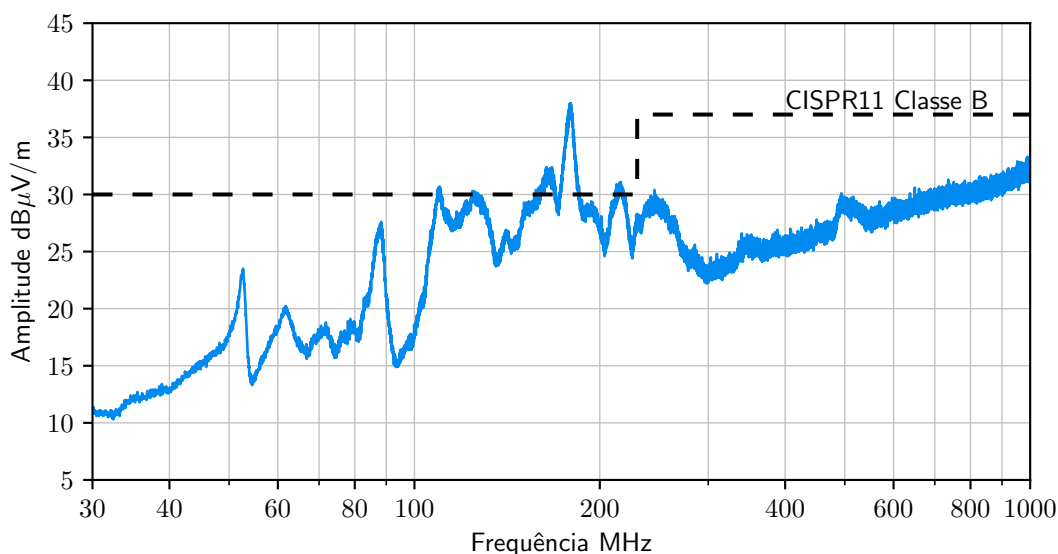


Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 105 deixa evidente uma grande redução da amplitude na faixa de frequência abaixo de 90 MHz, deixando essa região abaixo do limite imposto pela norma.

Por fim, a última alteração feita. Foi colocado um ferrite no cabo da bateria para verificar novamente o quanto dessas emissões são provenientes dessa conexão. A Figura 106 exibe o resultado do ensaio com a adição do ferrite ao cabo.

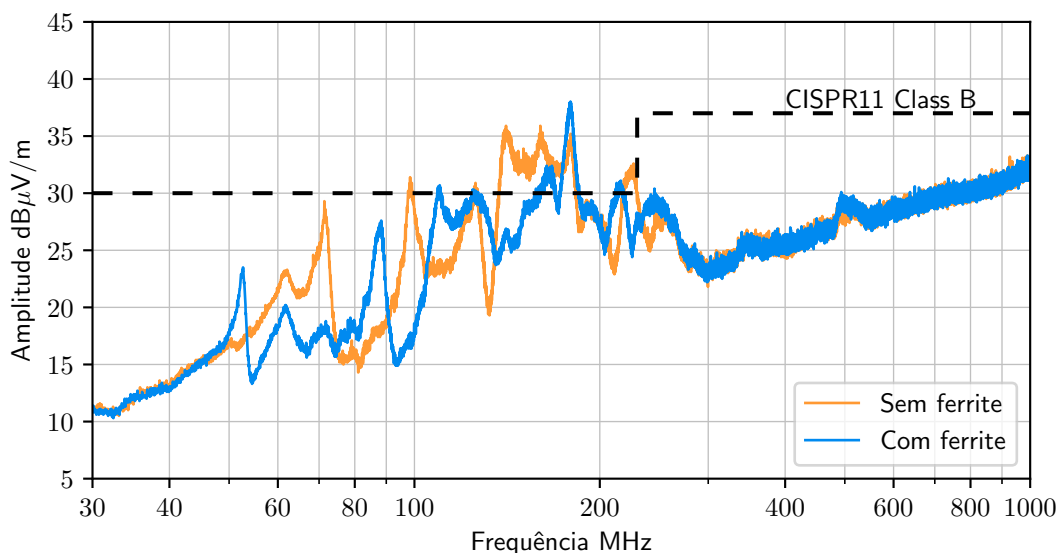
Figura 106 – Ensaio adicionado ferrite ao cabo da bateria



Fonte: Elaboração própria (2020).

A Figura 107 apresenta a comparação entre a curva do ensaio sem o uso de ferrite no cabo da bateria (laranja) e a curva do ensaio com ferrite no cabo da bateria (azul).

Figura 107 – Comparação do cabo da bateria com e sem ferrite

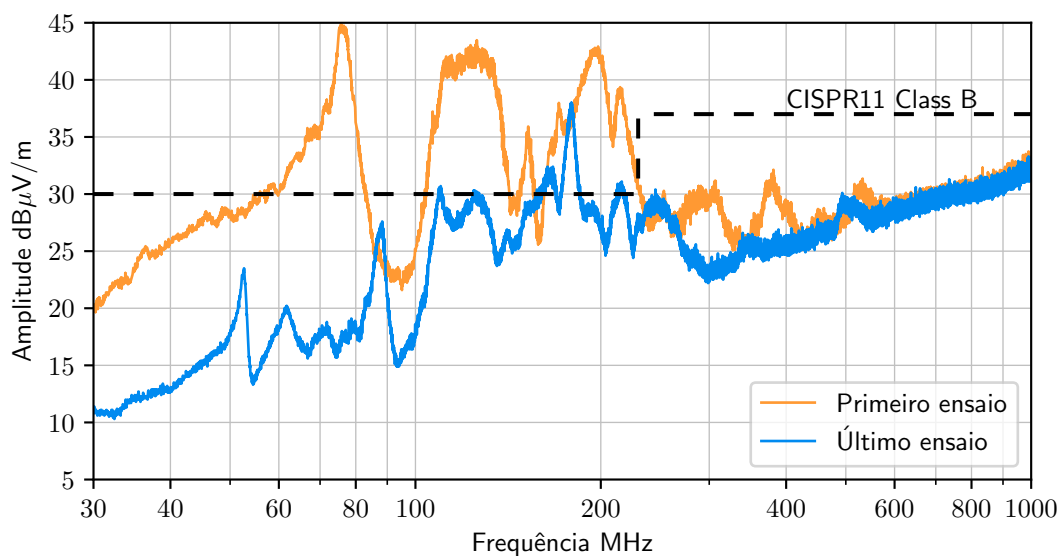


Fonte: Elaboração própria (2020).

A inserção desse ferrite apresenta uma grande redução da emissão dos ruídos eletromagnéticos, sendo assim, um indício de que o carregador de bateria é o provável responsável pelo conversor estático de múltiplas saídas não estar adequado a CISPR 11. Outro ensaio que leva a essa constatação, é aquele no qual foi desligado o carregador de bateria (Figura 83). Antes de aplicar diversas técnicas, aquele ensaio já apresentou valores de emissão quase adequados ao limite da norma.

Por último, foi feita uma comparação entre o primeiro ensaio de emissões irradiadas e o último. Essa comparação é mostrada na Figura 108.

Figura 108 – Comparação entre o primeiro ensaio e o último



Fonte: Elaboração própria (2020).

A última alteração do projeto não fez com que o conversor se adequasse a norma, todavia, é observado na Figura 108 uma redução expressiva da amplitude de EMI em grande parte do espectro de frequência.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Devido aos problemas que as interferências eletromagnéticas trazem ao funcionamento dos equipamentos eletrônicos, criou-se diversas normas para estabelecer os limites dessas interferências. Essas normas, na maioria das vezes, são itens obrigatórios na homologação de produtos para receber permissão de comercialização. Dessa forma, cada vez mais se estudam novas soluções para reduzir as emissões de ruídos eletromagnéticos. Com base nesse contexto, esse trabalho teve por objetivo geral, adequar um conversor estático de múltiplas saídas à norma vigente de emissão de ruídos eletromagnéticos. Desse modo, contribuindo com a compreensão da EMC.

Visando alcançar o objetivo geral, foram cumpridos os objetivos específicos, sendo apresentados ao longo deste documento todos os itens listados da seção 1.4.

A seguir, de forma resumida, estão listadas todas as alterações feitas no projeto em que foram exibidos os ensaios evidenciando a sua efetividade.

- a) alteração no filtro de entrada;
- b) mudança da frequência de comutação dos conversores;
- c) os cabos foram trançados;
- d) adição de capacitores de desacoplamento;
- e) substituição de alguns componentes;
- f) alteração de leiaute (de forma adaptada);
- g) conexão de dissipadores à referência;
- h) blindagem do transformador;
- i) empregar ferrite no cabo.

Foram aplicadas mais modificações além das apresentadas nesse documento, porém as técnicas omitidas não surtiram o efeito desejado e não permaneceram no circuito. O conhecimento gerado com as tentativas sem efetividade também são importantes, mas devido ao volume do trabalho, ficou inviável mostrar todos os ensaios executados.

Apesar dos diversos artifícios aplicados ao projeto, o objetivo geral não foi alcançado. No entanto, mais importante do que o próprio resultado, é evidenciar que todas as técnicas já devem ser previstas desde o início do desenvolvimento do conversor.

Foram apresentadas inúmeras técnicas, mas tais técnicas não foram esgotadas, abrindo margem para que se consiga alcançar o objetivo geral de cumprir os limites estabelecidos por norma. A seguir são descritas algumas alterações sugeridas para tentar adequar o projeto à norma.

Primeiramente, fazer um novo leiaute de placa. O principal motivo disso, é aplicar todas as alterações improvisadas de forma definitiva. Nesse novo leiaute pode ser previsto a adição de ferrite em placa, próximo a conexão da bateria, tentando fazer um confinamento de ruído mais eficiente.

Ao escrever esse trabalho, foi notado que os resistores de *gate* dos MOS-FETs do carregador de baterias tem valor de 0Ω . Aumentar esse valor de resistência aumentaria os tempos de subida e descida do sinal de comutação e, conforme apresentado na fundamentação teórica, aumentar esses tempos de comutação, propicia a redução de EMI.

Outra possibilidade recordada ao final deste trabalho, seria a alteração da frequência do conversor *buck* que permaneceu igual ao do carregador de bateria. Assim, espalhando o ruído no espectro de frequência.

Exceto pela confecção de uma nova placa de circuito impresso, as modificações sugeridas são de rápida execução. Porém, tais técnicas não foram executadas por conta da pandemia. A Covid-19 impossibilitou o acesso dos alunos ao IFSC, dessa forma, não foi possível efetuar mais nenhum ensaio do projeto.

Outra sugestão, seria efetuar novos ensaios de emissões conduzidas para aferir se o projeto continua atendendo os limites estabelecidos na CISPR11 para emissões conduzidas.

É importante ressaltar que, ao realizar ensaios de emissões irradiadas, a disposição dos cabos influenciava significativamente nas medidas, portanto, todas as medidas foram feitas tentando manter ao máximo um padrão na disposição dos cabos. Logo, para trabalhos futuros, se recomenda fortemente estabelecer um padrão da forma de executar os ensaios.

Finalizando, este trabalho contribuiu de forma significativa para a compreensão dos efeitos das técnicas de mitigação de EMI. Mostrou-se resultados reais da aplicação das técnicas descritas na literatura.

REFERÊNCIAS

- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *ABNT NBR IEC 60601-1-11*: Requisitos gerais para a segurança básica e o desempenho essencial. Rio de Janeiro, 2010. 129 p. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *ABNT NBR IEC 60601-1-11*: Requisitos gerais para a segurança básica e o desempenho essencial - norma colateral: Requisitos para equipamentos eletromédicos e sistemas eletromédicos utilizados em ambientes domésticos de cuidado à saúde. Rio de Janeiro, 2012. 61 p. Citado na página 30.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *ABNT NBR IEC 60050-161*: Vocabulário eletrotécnico internacional. capítulo 161: Compatibilidade eletromagnética. Rio de Janeiro, 2019. 34 p. Citado na página 20.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *ABNT NBR IEC/CISPR 11*: Equipamentos industriais, científicos e médios - características das perturbações de radiofrequência - limites e métodos de medição. Rio de Janeiro, 2019. 86 p. Citado 4 vezes nas páginas 29, 30, 33 e 34.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *Como Elaborar Normas*. 2020. Disponível em: <<http://www.abnt.org.br/normalizacao/elaboracao-e-participacao/como-se-elaboram>>. Acesso em: 21 mai 2020. Citado na página 28.
- BALANIS, C. *Antenna theory : analysis and design*. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005. ISBN 0-471-66782-X. Citado na página 24.
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas*. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina: Edição do Autor, 2006. 332 p. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 42.
- BOYLESTAD, L. N. R. L. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. 11th. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2013. ISBN 9788564574212. Citado na página 37.
- COMITÊ BRASILEIRO DE ELETRICIDADE, ELETRÔNICA, ILUMINAÇÃO E TELECOMUNICAÇÕES. *ABNT/CB-003 – ELETRICIDADE*. 2020. Disponível em: <<http://cobei.org.br/abnt-cb-003-eletricidade/>>. Acesso em: 21 mai 2020. Citado na página 28.
- COMITÊ BRASILEIRO DE ELETRICIDADE, ELETRÔNICA, ILUMINAÇÃO E TELECOMUNICAÇÕES. *Comitê Nacional Brasileiro da IEC*. 2020. Disponível em: <<http://cobei.org.br/comite-nacional-da-iec/>>. Acesso em: 21 mai 2020. Citado na página 27.
- COMITÊ BRASILEIRO DE ELETRICIDADE, ELETRÔNICA, ILUMINAÇÃO E TELECOMUNICAÇÕES. *QUEM SOMOS*. 2020. Disponível em: <<http://cobei.org.br/quem-somos/>>. Acesso em: 21 mai 2020. Citado na página 29.
- DAWSON, J. et al. The effect of grounding on radiated emissions from heatsinks. IEEE, 2001. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/isemc.2001.950617>>. Citado na página 56.

EMCTEST. *EMI Test Receiver R&S@ESL3 R&S@ESL6*: Datasheet. 2013. Disponível em: <https://www.gtemcell.com/wp-content/uploads/2013/01/Manual-GTEM-750_2018.pdf>. Acesso em: 28 set 2020. Citado na página 59.

GIL, A. C. *Como elaborar projetos de pesquisa*. 4. ed. [S.l.]: Editora Atlas S.A., 2002. ISBN 9788522478408,8522478406. Citado na página 58.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *About the IEC*. 2020. Disponível em: <<https://www.iec.ch/about/>>. Acesso em: 21 mai 2020. Citado na página 26.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *The principal IEC players*. 2020. Disponível em: <https://www.iec.ch/emc/iec_emc/iec_emc_players_intro.htm>. Acesso em: 21 mai 2020. Citado na página 26.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *Structure of CISPR 16*. 2020. Disponível em: <https://www.iec.ch/emc/basic_emc/basic_cispr16.htm>. Acesso em: 13 set 2020. Citado na página 32.

JHA, M. M.; NAIK, K. B.; DAS, S. P. Estimation of optimum value of y-capacitor for reducing emi in switch mode power supplies. *Electrical Power Quality and Utilization Journal*, v. 15, n. 2, p. 47–50, 2015. Disponível em: <[http://www.epqu.agh.edu.pl/archives/journal/v15i2/Jha\[2\].pdf](http://www.epqu.agh.edu.pl/archives/journal/v15i2/Jha[2].pdf)>. Acesso em: 25 set 2020. Citado na página 56.

LIZ, M. B. de. *Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes chaveadas*. Tese (Doutorado) — Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, 2003. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/85025>>. Acesso em: 4 abr 2020. Citado 10 vezes nas páginas 17, 25, 33, 44, 45, 46, 47, 50, 52 e 53.

MALHOTRA, N. *Pesquisa de marketing: uma orientação aplicada*. 6. ed. [S.l.]: Bookman, 2010. ISBN 978-85-407-0062-8. Citado na página 58.

MAXIM INTEGRATED. *MAX1737 Evaluation Kit*. [S.l.], 2000. Disponível em: <<https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX1737EVKIT.pdf>>. Acesso em: 26 set 2019. Citado na página 69.

MONTROSE, M. *Printed circuit board design techniques for EMC compliance : a handbook for designers*. New York: IEEE Press, 2000. ISBN 0-7803-5376-5. Citado 9 vezes nas páginas 20, 21, 23, 24, 37, 47, 50, 56 e 57.

MOUSER ELETRONICS. *EMZR250ADA221MF80G*. 2020. Disponível em: <<https://br.mouser.com/ProductDetail/United-Chemi-Con/EMZR250ADA221MF80G?qs=%2Fha2pyFaduiEVPJJ31ohqOYK0820vhYHh7pOifh5spmAwNtoTimpGD4ysc35DMU>>. Acesso em: 19 mar 2020. Citado na página 91.

MOUSER ELETRONICS. *RLB0914-680KL*. 2020. Disponível em: <<https://br.mouser.com/ProductDetail/Bourns/RLB0914-680KL?qs=sGAepiMZZMv126LJFLh8y6H2uD5aoX3J6D2VM52q5gg%3D>>. Acesso em: 18 mar 2020. Citado na página 89.

MOUSER ELETRONICS. *SRN6045TA-680M*. 2020. Disponível em: <<https://br.mouser.com/ProductDetail/Bourns/SRN6045TA-680M?qs=Vt59ZOdfuWZwwb5da9XIfA%3D%3D>>. Acesso em: 18 mar 2020. Citado na página 89.

ON SEMICONDUCTOR. *MUR220: Switchmode power rectifier*. [S.l.], 2006. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MUR220-D.PDF>>. Acesso em: 19 mar 2020. Citado na página 93.

ON SEMICONDUCTOR. *SS32 - S310: Schottky rectifier*. [S.l.], 2018. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SS39-D.PDF>>. Acesso em: 19 mar 2020. Citado na página 93.

PANASONIC. *Aluminum Electrolytic Capacitors (Radial Lead Type)*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://br.mouser.com/datasheet/2/315/ABA0000C1022-1144690.pdf>>. Acesso em: 19 mar 2020. Citado na página 91.

PAUL, C. *Introduction to electromagnetic compatibility*. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2006. ISBN 978-0-471-75500-5. Citado 13 vezes nas páginas 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 34, 39, 50, 51, 52 e 55.

PETRY, C. A. *Introdução à Eletrônica de Potência*. 2013. Disponível em: <https://www.professorpetry.com.br/Ensino/Curso_Eletronica_Potencia/Capitulo_1.pdf>. Acesso em: 16 ago 2020. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.

RASHID, M. *Power Electronics Handbook*. Saint Louis: Elsevier Science, 2017. ISBN 978-0-12-811407-0. Citado na página 41.

ROHDE & SCHWARZ. *EMI Test Receiver R&S@ESL3 R&S@ESL6: User manual*. 2009. Disponível em: <https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuais/gb_1/e/esl_1/ESL_OperatingManual_en_03.pdf>. Acesso em: 28 set 2020. Citado na página 59.

ROHDE & SCHWARZ. *R&S@ENV216 Two Line V-Network: User manual*. 2020. Disponível em: <https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuais/gb_1/e/env216_1/ENV216_UserManual_en_04.pdf>. Acesso em: 27 set 2020. Citado na página 58.

ROHDE & SCHWARZ. *R&S@HMS-X Spectrum Analyzer: User manual*. 2020. Disponível em: <https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_manuais/gb_1/h/hms_x_1/HMS-X_UserManual_de_en_06.pdf>. Acesso em: 27 set 2020. Citado na página 59.

ROHDE & SCHWARZ. *R&S@RTH1002 R&S@RTH1004 HANDHELD OSCILLOSCOPE: User manual*. 2020. Disponível em: <https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/pdm/cl_manuais/user_manual/1326_1578_01/RTH_UserManual_en_15.pdf>. Acesso em: 27 set 2020. Citado na página 58.

SCHLICHTING, L. C. M. *Contribuição ao estudo da compatibilidade eletromagnética aplicada aos conversores estáticos*. Tese (Doutorado) — Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, 2003. Disponível em: <<http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/85109>>. Acesso em: 4 abr 2020. Citado 21 vezes nas páginas 17, 20, 22, 23, 25, 31, 32, 34, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 48, 49, 50, 53 e 54.

SOARES, L. L. Estudo de técnicas aplicadas em transformadores para mitigação de interferência eletromagnética a partir de um conversor estático. 2019. Disponível em: <<https://repositorio.ifsc.edu.br/handle/123456789/1304>>. Acesso em: 20 set 2020. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 56.

STMICROELECTRONICS. *L7980 - 2 A step-down switching regulator*. [S.l.], 2014. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/l7980.pdf>>. Acesso em: 09 set 2019. Citado na página 69.

STMICROELECTRONICS. *AN4850 - STM32 MCUs spread-spectrum clock generation principles, properties and implementation*. 2016. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00281138-stm32-mcus-spreadspectrum-clock-generation-principles-properties-and-implementation-stmicroelectronics.pdf>. Acesso em: 26 set 2020. Citado na página 57.

STMICROELECTRONICS. *UM2309 - Getting started with the 45 W wall adapter solution for USB Type-C Power Delivery*. [S.l.], 2017. Disponível em: <https://www.st.com/content/st_com/en/products/evaluation-tools/solution-evaluation-tools/psu-and-converter-solution-eval-boards/steval-usbpd45h.html#overview>. Acesso em: 09 set 2019. Citado na página 62.

STMICROELECTRONICS. *eDesignSuite: The smart desing tool*. 2020. Disponível em: <<https://eds.st.com/console/#/home>>. Acesso em: 26 set 2020. Citado na página 58.

TEKTRONIX. *TDS3000B Series Digital Phosphor Oscilloscopes: User manual*. 2006. Disponível em: <<https://download.tek.com/manual/071095704.pdf>>. Acesso em: 27 set 2020. Citado na página 58.

TEKTRONIX. *P5200A Series High Voltage Differential Probes: Instruction manual*. 2012. Disponível em: <<https://download.tek.com/manual/P5200A-High-Voltage-Differential-Probe-Instruction-Manual-077053602.pdf>>. Acesso em: 28 set 2020. Citado na página 58.

TEKTRONIX. *TCP202A 50 MHz, 15 A AC/DC Current Probe: Instruction manual*. 2012. Disponível em: <https://download.tek.com/manual/071300300_web_RevA.pdf>. Acesso em: 01 out 2020. Citado na página 58.

TEKTRONIX. *A622 100 Amp AC/DC Current Probe: Instructions*. 2017. Disponível em: <<https://download.tek.com/manual/A622-Current-Probe-Instructions-070888305.pdf>>. Acesso em: 28 set 2020. Citado na página 58.

WEINZIERL, D. *Estudo de câmaras de teste de compatibilidade eletromagnética (CEM) através do método de modelagem por linhas de transmissão (TLM)*. Tese (Doutorado) — Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, 2004. Disponível em: <<http://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/87108>>. Acesso em: 15 mai 2020. Citado na página 35.

WÜRTH ELEKTRONIK. *Shielded vs. Unshielded Inductors for SMPS*. 2017. Disponível em: <https://www.we-online.com/web/en/electronic_components/news_pbs/blog_pbcm/blog_detail-worldofelectronics_107485.php>. Acesso em: 19 set 2020. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

WÜRTH ELEKTRONIK. *ANP047 - The Behavior of Electro-Magnetic Radiation of Power Inductors in Power Management*. 2018. Disponível em: <https://www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/application_notes/anp047a_abstrahlungsverhalten_von_speicherinduktivitaeten.php>. Acesso em: 19 set 2020. Citado na página 47.