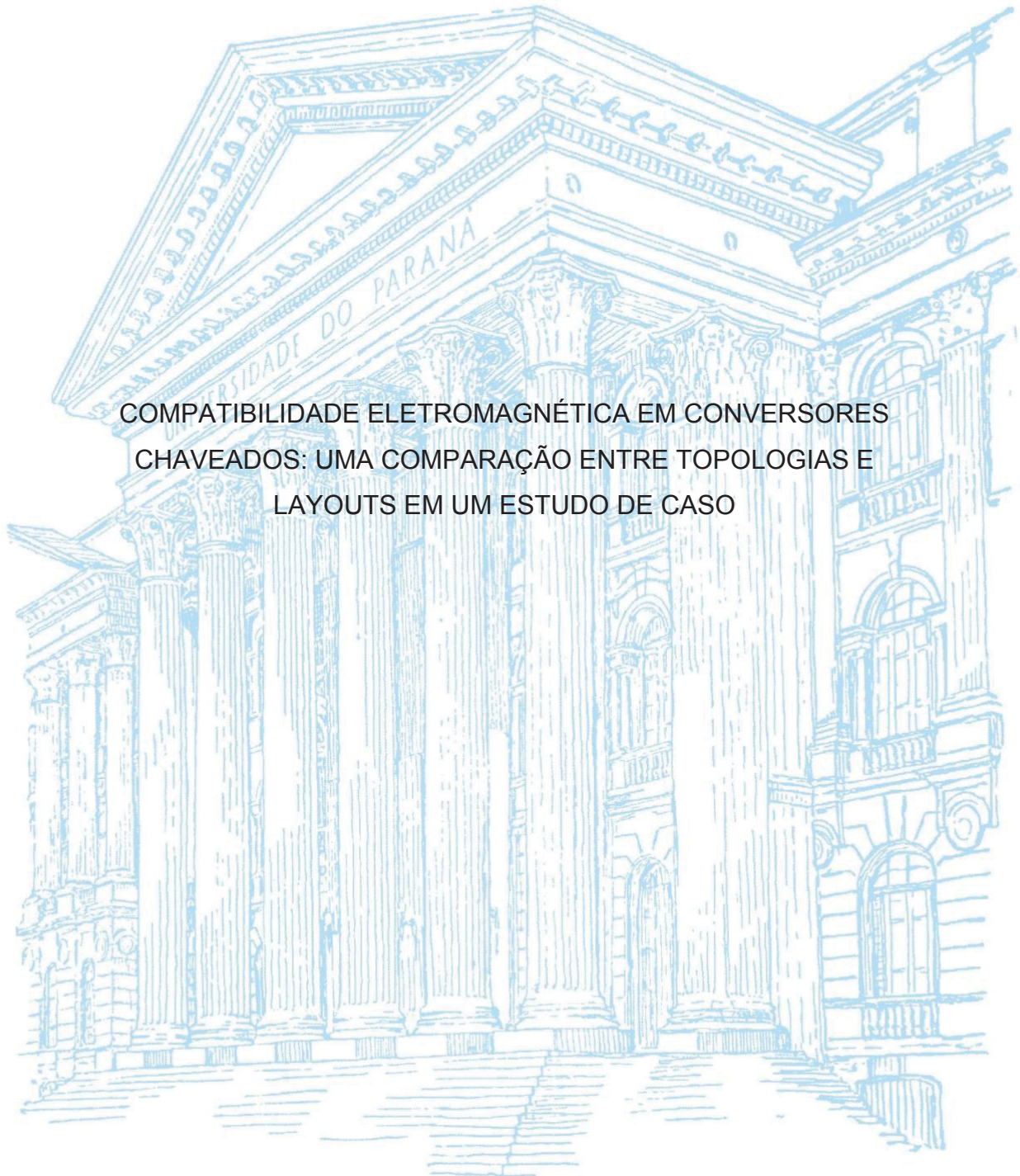


UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

BRUNO POHLOT RICOBOM



COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM CONVERSORES
CHAVEADOS: UMA COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS E
LAYOUTS EM UM ESTUDO DE CASO

CURITIBA

2019

BRUNO POHLOT RICOBOM

COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM CONVERSORES
CHAVEADOS: UMA COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS E LAYOUTS
EM UM ESTUDO DE CASO

Tese apresentada como requisito à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, no curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Márlcio José do Couto Bonfim

Coorientador: Prof. Dr. João Américo Vilela Junior

CURITIBA

2019

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

R541c

Ricobom, Bruno Pohlot

Compatibilidade eletromagnética em conversores chaveados: uma comparação entre topologias e layouts em um estudo de caso [recurso eletrônico] / Bruno Pohlot Ricobom. – Curitiba, 2019.

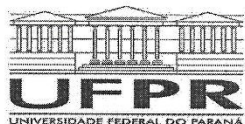
Tese - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica , 2019.

Orientador: Márlío José do Couto Bonfim. Coorientador: João Américo Vilela junior

1. Compatibilidade eletromagnética. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Impedância (Eletricidade) . I. Universidade Federal do Paraná. II. Bonfim, Márlío José do Couto. III. Vilela Junior, João Américo. IV. Título.

CDD: 621.381532

Bibliotecária: Vanusa Maciel CRB- 9/1928



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR DE TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA - 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da tese de Doutorado de **BRUNO POHLOT RICOBOM** intitulada: **COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM CONVERSORES CHAVEADOS: UMA COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS E LAYOUTS EM UM ESTUDO DE CASO**, sob orientação do Prof. Dr. MARLIO JOSE DO COUTO BONFIM, que após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua **APROVAÇÃO** no rito de defesa. A outorga do título de doutor está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

CURITIBA, 21 de Agosto de 2019.

MARLIO JOSE DO COUTO BONFIM

Presidente da Banca Examinadora (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

FERNANDO CARDOSO CASTALDO

Avaliador Externo (UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ)

SERGIO FRANCISCO PICHORIM

Avaliador Externo (UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ)

ANDRÉ AUGUSTO MARIANO

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Dedico esse trabalho aos meus pais Lídia e Arnaldo que sempre me apoiaram nos momentos difíceis e souberam me auxiliar sempre que necessário.

AGRADECIMENTOS

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

Ao professor Dr. Márlio José do Couto Bonfim pela orientação, conselhos, apoio, pelas horas dedicadas à orientação dessa pesquisa e por ter aceito montar desafio de montar um laboratório de compatibilidade eletromagnética para que essa pesquisa fosse possível.

Ao professor Dr. João Américo Vilela Junior pelo acompanhamento, orientação e conversas.

À Unify Curitiba, nas pessoas de Milton Antônio Parolin Junior e Adison Idesalde de Aguiar que fizeram os tramites para que o laboratório de compatibilidade eletromagnética da então Siemens Enterprise Communications da Alemanha fosse doado a UFPR.

Aos que ajudaram no processo de importação da doação do laboratório de compatibilidade eletromagnética por parte da UFPR: Prof. Dr. André Augusto Mariano, Prof. Dr. Horácio Tertuliano dos Santos Filho, Sra. Alba de Araujo e Sr. Ronaldo Alves Feitosa.

Ao técnico de laboratório Lécio Vicente Montanheiro que ajudou nos tramites logísticos e na montagem do laboratório de compatibilidade eletromagnética.

Aos discentes: Wesley Thiago Egea Tiem, Daniel Sprenger e Romulo Augusto Hernandez, Jean Alves da Costa e João Victor Predebon pelo auxílio no transporte e montagem do laboratório de compatibilidade eletromagnética.

Aos discentes Jean Dalcin pelas simulações eletromagnéticas e ao discente Leonardo Bein pela montagem e reparos efetuados no gerador de pulso.

À CAPES pelo apoio financeiro recebido no início do doutorado.

RESUMO

As emissões eletromagnéticas de conversores chaveados geralmente possuem valores elevados e são de difícil diagnóstico. Estas emissões são causadas pelos altos níveis de tensão e corrente, associados às transições rápidas de amplitudes em chaves eletrônicas. Um dos casos onde existem valores elevados de emissões eletromagnéticas são em conversores chaveados voltados para geração de campos magnéticos pulsados de alta intensidade. O gerador de campos magnético pulsado estudado nesse trabalho é um aparelho capaz de gerar pulsos de corrente de até 2500 A em dezenas de microssegundos. Essa corrente quando aplicada a uma bobina adequada, possibilita a geração de campos magnéticos pulsados de até 10 T, sendo utilizado para estudos em materiais magnéticos. Para auxiliar no diagnóstico desse conversor, foi utilizada uma câmara anecoica associada a equipamentos de medição de campos eletromagnéticos, tendo como base as orientações contidas nas normas de compatibilidade eletromagnética CISPR 11 e 16. Além disso, foram desenvolvidas duas técnicas complementares de diagnóstico de emissões, que possibilitaram a análise de sinais transitórios e a avaliação de emissões em campo próximo. Para análise de transitórios, os sinais foram adquiridos no domínio do tempo e convertidos para o domínio da frequência através da FFT, fornecendo um resultado equivalente a um analisador de campos com detector de quase-pico. Foram implementadas diversas correções na FFT, de modo a possibilitar medidas mais exatas e comparáveis às obtidas em instrumentos que operam no domínio da frequência. Como vantagens da técnica de FFT, obteve-se uma redução significativa nos tempos de aquisição, além da facilidade na análise de sinais transitórios. Para a avaliação das emissões em campo próximo, foi desenvolvido um *scanner* 3D com sondas de campo próximo elétrico e magnético, capaz de varrer placas de circuito impresso levando em conta a altura dos componentes. Como resultado, obtém-se mapas bidimensionais do campo elétrico ou magnético nas frequências de interesse, para uma dada altura em relação ao circuito. Com o auxílio dessas ferramentas foi realizado um estudo detalhado do conversor chaveado utilizado no aparelho estudado neste trabalho. Com o resultado desses diagnósticos, foram desenvolvidas novas placa de circuito impresso e topologias de circuito que possibilitaram a redução dos problemas de interferência eletromagnética inicialmente encontradas no equipamento estudado. Isso também permitiu realizar um estudo aprofundado e avaliar o impacto de diversas técnicas de *layout*, blindagens, planos de referência, além de aspectos de componentes e circuitos, visando à adequação dos conversores chaveados às normas de EMC.

Palavras-chave: *Layout* de placa de circuito impresso. Conversores chaveados. *Scanner* de campo próximo. Medidas de emissões durante transitórios. Diagnóstico de EMI.

ABSTRACT

The electromagnetic emissions of switched converters have generally high values and are difficult to diagnose. These emissions are caused by high voltage and current levels associated with fast transitions of amplitudes in electronic switches. One of the cases where there are high values of electromagnetic emissions are in switched converters used to generate high intensity pulsed magnetic fields. The pulsed magnetic field generator studied in this work is an equipment capable of generating current pulses up to 2500 A in tens of microseconds. This current, when applied to a suitable coil, allows the generation of pulsed magnetic fields up to 10 T and is used for studies on magnetic materials. In order to help in the diagnosis of this converter, an anechoic chamber associated with electromagnetic field measurement equipment was used, based on the guidelines contained in electromagnetic compatibility standards CISPR 11 and 16. In addition, two complementary techniques of emission diagnosis were developed, which made possible the analysis of transient signals and the evaluation of emissions in the near field. For transient analysis, the signals were acquired in the time domain and converted to the frequency domain through the FFT, providing an equivalent result of a field analyzer with quasi-peak detector. Several corrections have been implemented in the FFT, in order to get more accurate and comparable measurements to those obtained in frequency domain instruments. As advantages of the FFT technique, a significant reduction in the acquisition times was obtained, besides the facility in the analysis of transient signals. For the evaluation of emissions in the near field, a 3D scanner with near electric and magnetic field probes was developed, able to scan printed circuit boards taking into account the height of the components. As a result, two-dimensional maps of the electric or magnetic field are obtained at the frequencies of interest for a given height relative to the circuit. With the aid of these tools a detailed study of the switched converter used in the equipment studied in this work was carried out. With the result of these diagnoses, new printed circuit board and circuit topologies were developed that allow the reduction of the problems of electromagnetic interference initially found in the studied equipment. This also allowed to carry out an in-depth study and to evaluate the impact of various layout techniques, shields, reference planes, as well as aspects of components and circuits, in order for the switched converter to comply with EMC standards.

Key-Word: Printed circuit board layout. Switching Converters. Near Field Scanner. Measurement of emissions during transients. Diagnosis of EMI.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	11
1.1 OBJETIVOS	15
1.2 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	16
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO	16
2 REFERENCIAL TEÓRICO	18
2.1 GERADOR DE PULSO MAGNÉTICO BIPOLAR	18
2.2 TOPOLOGIAS ELEVADORAS DE TENSÃO	21
2.2.1 <i>Flyback</i> auto-oscilante.....	21
2.2.2 <i>Boost</i> com multiplicador de tensão.....	23
2.2.3 Multiplicador de tensão com capacitor chaveado.....	26
2.3 ORIGENS DAS EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS NOS CONVERSORES CHAVEADOS	30
2.3 TÉCNICAS DE INVESTIGAÇÃO DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS	38
2.4 NORMAS PARA EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS	49
2.5 DIRECTIVAS DE <i>LAYOUT</i> PARA CONVERSORES CHAVEADOS ..	52
2.5.1 <i>Layout</i> da placa	53
2.5.2 Aterramento.....	58
2.5.3 Linhas de alimentação.....	64
2.5.4 Blindagens.....	67
3 MEDIDAS DE EMISSÕES NO GERADOR DE PULSO E CONCEPÇÃO DO ATUAL <i>LAYOUT</i> DA PLACA	70
3.1 PRIMEIRA VERSÃO DA PLACA DO GERADOR DE PULSOS	70
3.2 SEGUNDA VERSÃO DA PLACA DO GERADOR DE PULSOS	74
4 FERRAMENTAS DESENVOLVIDAS PARA O DIAGNÓSTICO DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS	83
4.1 TÉCNICA DE MEDIDA ESPECTRAL DURANTE O TRANSITÓRIO ..	83
4.2 <i>SCANNER</i> DE CAMPO PRÓXIMO	87
5 MEDIDAS DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS DO GERADOR DE PULSO REVISITADAS	99
5.1 MEDIDA DO PULSO MEGNÉTICO GERADO	99
5.2 CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS PRÓXIMOS GERADOS PELA FONTE FLYBACK	102

6 ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS E LAYOUTS DESENVOLVIDOS	112
6.1 DESENVOLVIMENTO DAS NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CHAVEADOS	112
6.1.1 Conversor chaveado baseado em multiplicador de tensão	112
6.1.2 Conversor chaveado baseado no <i>boost</i> com multiplicador de tensão	116
6.2 TESTES DE EMISSÃO RADIADA DAS NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CHAVEADOS	119
6.2.1 Comparativo de emissões radiadas entre os <i>layouts</i> de placa.....	119
6.2.2 Comparativo de emissões radiadas entre as topologias dos conversores	121
6.2.3 Comparativo de emissões radiadas na placa de face simples com e sem blindagem no indutor.....	123
6.3 ENSAIOS DE CAMPO PRÓXIMO DAS NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CHAVEADOS	125
6.3.1 Varredura de campos elétrico e magnético na topologia multiplicadora de tensão	125
6.3.2 Varredura de campos elétrico e magnético na topologia <i>boost</i> com multiplicador de tensão	135
6.3.3 Varredura de campos elétrico e magnético na região da blindagem do indutor	144
6.4 CARACTERÍSTICAS DE DESEMPENHO DOS CONVERSORES ...	148
7 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS	150
7.1 PERSPECTIVAS E TRABALHOS FUTUROS.....	154
REFERÊNCIAS.....	155
APÊNDICE.....	160
ANEXO	174

1 INTRODUÇÃO

Os conversores de energia chaveados foram um grande avanço da eletrônica de potência, tendo permitido a miniaturização e aumento de eficiência energética de circuitos que controlam a corrente e tensão (RASHID, 1999; MOHAN, 2003). Esses conversores baseiam-se na utilização de chaves eletrônicas capazes de comutar em frequências da ordem de algumas dezenas a centenas de quilohertz. Essa comutação rápida da corrente ou tensão gera muitas emissões eletromagnéticas radiadas e conduzidas (OTT, 2009). Dessa forma, se por um lado os conversores chaveados melhoraram o desempenho dos sistemas de alimentação modernos, também são causas de grandes emissões eletromagnéticas, que podem muitas vezes causar interferências em outros equipamentos eletroeletrônicos (PAUL, 2006).

Dentre as topologias de conversores chaveados mais popularmente utilizada destacam-se os conversores do tipo *flyback*. Esses conversores derivam da topologia *buck-boost*, sendo uma versão do mesmo galvanicamente isolada (MOHAN, 2003). Um dos principais motivos para o uso em grande escala dessa topologia é sua simplicidade no projeto do indutor acoplado, quantidade de componentes reduzida e baixo custo (VIEIRA, 2009). O mesmo autor destaca que o uso mais comum dessa topologia é no regime descontínuo, onde o tamanho do indutor acoplado utilizado pode ser menor, em comparação ao regime contínuo e o controle do conversor fica mais simples. Porém isso ocasiona picos de corrente no transistor chaveador (YORK, 2003), o que também faz surgir pontos do circuito com picos instantâneos de tensão, os quais segundo Paul (2006), Ott (2009) e Liz (2003) ocasionam emissões eletromagnéticas de grande amplitude. Dessa forma esses conversores costumam ter emissões eletromagnéticas significativas.

A identificação das fontes de geração de emissões eletromagnéticas é de vital importância para melhorar o perfil de emissões desses conversores, bem como uma das primeiras etapas para mitigar eventuais problemas de compatibilidade eletromagnética (PAUL, 2006). A identificação desses pontos em um circuito nem sempre é uma tarefa trivial, pois exige um completo entendimento do funcionamento do dispositivo em questão, tempo e paciência

para efetuar varreduras manuais com sondas de campo próximo, a fim de identificar quais componentes e nós do circuito que mais emanam energia eletromagnética (OTT, 2009). Com base nesses testes é possível aplicar a metodologia apresentada por Paul (2006), onde para suprimir emissões eletromagnéticas de maneira eficiente, deve-se tentar mitigá-las em sua fonte, caso não seja possível isso, tentar dificultar o caminho dessas emissões para fora do produto e por fim proteger o receptor (alvo) dessas emissões.

No caso de conversores chaveados, proteger o alvo dessas emissões nem sempre é uma opção viável, pois além de algo financeiramente caro, esse receptor da interferência pode ser qualquer aparelho, não sendo portanto um sistema padrão, uma vez que um conversor chaveado muitas vezes se trata da fonte de alimentação do próprio alvo de suas emissões. Dessa forma, as opções mais viáveis são: Suprimir as emissões em sua fonte; dificultar que essas emissões saiam do conversor para o ambiente.

No sentido de facilitar essa análise, pode-se destacar algumas ferramentas que facilitam esse diagnóstico, como por exemplo: Sondas de campo próximo e o uso da FFT (Fast Fourier Transform) para acelerar as medidas de emissões eletromagnéticas. O uso de sondas de campo próximo proporciona localizar os pontos de maior emissão de campo em uma placa de circuito impresso. Apesar de ser um método eficaz de localização dos pontos de emissão (OTT, 2009), esse método demanda que uma pessoa faça a varredura manualmente da placa, o que leva tempo e exige experiência do operador. Um *scanner* de campo próximo possibilita a tomada do campo elétrico ou magnético em uma placa em diversas frequências de forma automatizada, acelerando muito o processo de diagnóstico (HE, 2015). A utilização de um equipamento como esse traz uma série de vantagens, dentre elas: A redução de erros devido ao fator humano e a descoberta de áreas de emissões escondidas na placa, onde normalmente um operador com uma sonda manual não daria atenção, pois não acreditaria ser um ponto de emissões eletromagnéticas (EMScan, 2018).

Outra importante ferramenta que auxilia nesse diagnóstico é a FFT (Fast Fourier Transform), que proporciona resultados rápidos em análises espectrais a partir de sinais capturados no domínio do tempo. Essa técnica mostra-se eficaz nesse levantamento preliminar, pois é mais rápida do que a análise espectral por

varredura, feita por analisadores de espectro (MEDLER, 2014). A ferramenta da FFT também tem sido amplamente utilizada por equipamentos de medição em substituição ou complemento aos tradicionais receptores de campos e analisadores de espectro, por sua elevada resolução espectral e pela velocidade (BRAUN *et al.*, 2006). As normas CISPR16-2-3 e CISPR16-2-1 que versam sobre o aparato de medidas para realizar testes de emissões conduzidas e radiadas, respectivamente, já fazem previsão do uso de receptores equipados com algoritmos de FFT para acelerar as medidas.

O uso da FFT permite também, analisar as emissões de um aparelho durante os transitórios de energização e desligamento, o que até então era inviável fazer com um receptor espectral por varredura. Além disso, é possível analisar o transitório produzido intencionalmente por determinados aparelhos, como por exemplo o gerador de pulsos magnéticos que será estudado neste trabalho. Utilizando alguns artifícios matemáticos é possível usar a técnica da FFT para realizar essas medidas de emissões eletromagnéticas como descritas por Medler (2014) e Braun *et al.* (2006) com um osciloscópio convencional utilizando um conversor analógico digital (AD) de 8 bits e uma quantidade menor de memória do que um receptor comercial pensado para esse fim. Isso também permite uma redução importante no custo destes ensaios.

As técnicas de investigação de pontos de emissão eletromagnética em uma placa de circuito impresso e de medidas de emissões durante o transitório, desenvolvida no presente trabalho, foram aplicadas para aprimorar o gerador de pulsos magnéticos proposto por Bonfim *et al.* (2017) e Costa (2017). Esse aparelho é capaz de gerar pulsos de corrente bipolares de alta intensidade (~2500 A) com duração da ordem de microssegundos. Estes pulsos de corrente, quando aplicados a bobinas corretamente dimensionadas, possibilitam a geração de campos magnéticos da ordem de dezenas de Teslas. Pulsos magnéticos rápidos e de elevada amplitude são utilizados para o estudo de materiais magnéticos de alta coercitividade (WOLF *et al.*, 2010). Este projeto vem sendo desenvolvido em parceria com o laboratório de magnetismo do Institut Néel, Grenoble – França. Este circuito já se encontra na 4^o geração, sendo que um dos principais diferenciais dessa geração foi a adoção de um conversor do tipo *flyback* auto-oscilante para atingir tensões da ordem de 1000

V a partir da tensão da rede elétrica (127 V). Anteriormente a essa geração, era utilizado um transformador elevador de tensão em 60 Hz e uma série de capacitores e diodos, o que fazia o aparelho ter um volume elevado (comprimento de 40 cm e largura de 30 cm). A alta tensão gerada pela fonte *flyback* é armazenada em um capacitor, que posteriormente é descarregado em uma bobina, de forma a gerar o pulso de alto campo magnético pretendido.

Como descrito por Costa (2017), a primeira versão da 4ª geração de geradores de pulso magnético sofria com diversos problemas de compatibilidade eletromagnética, entre eles: Travamento do microcontrolador, acionamento involuntário dos pulsos e casos de interferências relatados por usuários do sistema em outros equipamentos ao redor deste (principalmente osciloscópios). Assim uma das primeiras medidas foram o reprojeto da placa proposta por Costa (2017), seguindo boas práticas no projeto de *layout* de placas de circuito impresso e posteriormente a proposição de uma nova topologia de circuito elevador de tensão que possibilitasse diminuir as emissões eletromagnéticas geradas por este aparelho. Para que isso fosse possível foi necessário identificar as fontes de emissão em um sistema que, por natureza própria, possui um regime de funcionamento intermitente, necessitando de ferramentas e técnicas de EMC mais elaboradas.

Além do reprojeto da placa proposta por Costa (2017), foram propostas duas novas topologias baseadas em conversores não isolados. A primeira topologia é um conversor *boost* com multiplicador de tensão e a segunda um multiplicador de tensão a capacitor chaveado de alta frequência. Além dessas duas novas topologias, foram feitas comparações entre os *layouts* propostos para essas novas topologias, a fim de identificar pontos de melhoria no circuito e o impacto que as mudanças no *layout* trazem nas emissões eletromagnéticas radiadas de conversores chaveados.

Assim, o presente trabalho possibilita a análise e desenvolvimento de ferramentas e técnicas que podem ser utilizadas no auxílio à investigação das emissões eletromagnéticas em conversores chaveados. Além disso, justifica-se a pesquisa por apresentar evidências do impacto do *layout* do circuito para conversores chaveados e uma metodologia de medidas de emissões para o diagnóstico de placas.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivos gerais

O objetivo deste trabalho será contribuir na proposição de topologias e *layouts* de conversores chaveados, tendo como foco conversores elevadores de tensão, visando à redução das emissões eletromagnéticas.

1.1.2 Objetivos específicos

Dentro dos objetivos gerais destacam-se os seguintes objetivos específicos:

- ✓ Realizar testes de emissões radiadas no gerador de pulso magnético em uma câmara anecóica;
- ✓ Desenvolver um *scanner* de campo próximo;
- ✓ Utilizar a FFT para realizar medidas de emissões radiadas durante transitórios e realizar um diagnóstico rápido com o *scanner* de campos;
- ✓ Propor novas topologias de circuitos para o gerador de pulso magnético de forma a minimizar as emissões eletromagnéticas;
- ✓ Comparar os layouts e as topologias desenvolvidos do ponto de vista da compatibilidade eletromagnética, visando à adequação às normas aplicáveis;

1.2 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Os procedimentos metodológicos a serem aplicados no presente trabalho são:

1º - Levantamento e estudo dos conceitos aplicáveis aos ensaios de emissões radiadas, compreensão do fenômeno e levantamento bibliográfico sobre técnicas preventivas e corretivas de emissões eletromagnéticas em conversores chaveados;

2º - Proposição do novo *layout* de placa para o gerador de pulsos magnéticos, observado as boas práticas de EMC pesquisadas durante o levantamento bibliográfico;

3º - Desenvolvimento de metodologias e técnicas de investigação de emissões para encontrar os pontos de maior emissão no gerador de pulso magnético;

4º - Proposição de novas topologias e comparação entre os *layouts* propostos para diminuir as emissões do circuito de carga do capacitor no gerador de pulso magnético.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Considerando os objetivos a serem alcançados o presente trabalho será dividido em:

1 – Introdução: Apresentação do tema e características gerais do trabalho bem como, os resultados que se pretende alcançar;

2 – Referencial teórico: Apresentação de alguns subsídios necessários para o entendimento dos assuntos. Será apresentado um panorama sobre o funcionamento do gerador de pulso magnético e alguns aspectos sobre as topologias elevadoras de tensão (*boost* com multiplicador de

tensão e multiplicador de tensão a capacitor chaveado de alta frequência). Também são demonstradas as origens das emissões eletromagnéticas em conversores chaveados e as metodologias de investigação das mesmas. Serão abordadas as normas aplicáveis aos ensaios de emissões radiadas e por fim algumas diretivas de *layout* de placas para conversores chaveados

3 – Medidas de emissões no gerador de pulso e concepção do atual *layout* da placa: Apresentará as medidas de emissões radiadas na primeira e segunda versão da placa do gerador, bem como as mudanças que foram propostas para a versão atual da placa do gerador de pulsos.

4 – Ferramentas desenvolvidas para o diagnóstico de emissões eletromagnéticas: Apresentará a técnica da FFT para medida de emissões eletromagnéticas radiadas durante transitórios e o desenvolvimento do *scanner* de campos próximos.

5 – Medidas de emissões eletromagnéticas do gerador de pulso revisitadas: Aplicação das técnicas desenvolvidas do capítulo 4 no diagnóstico do gerador de pulsos magnéticos da 4ª geração.

6 – Análise das topologias e *layouts* desenvolvidos: Apresentará as novas topologias e uma comparação entre elas e seus *layouts* variantes para o circuito de carga do capacitor do gerador de pulso magnético.

7 – Conclusões e perspectivas: Apresentará as considerações mais importantes do trabalho e as conclusões.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 GERADOR DE PULSO MAGNÉTICO BIPOLAR

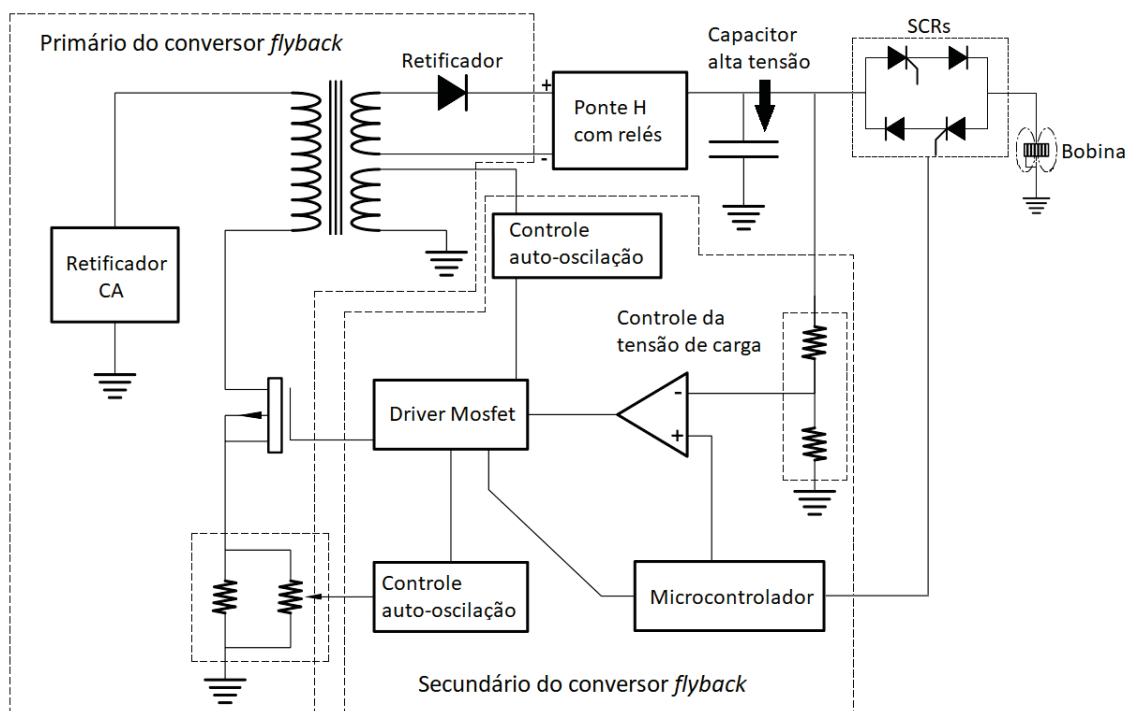
Geradores de pulso magnéticos são basicamente compostos por geradores de pulsos de corrente, acoplados a bobinas. Os campos magnéticos produzidos são proporcionais à corrente e às características geométricas da bobina. Quando corretamente dimensionados, geradores de campos pulsados podem atingir densidades de fluxo magnético de dezenas de Teslas, superando as principais fontes de campo magnético como os ímãs permanentes e eletroímãs clássicos. Tais campos magnéticos de alta intensidade podem ser utilizados na caracterização de materiais magnéticos de alta coercitividade, bem como no estudo de fenômenos físicos tais como efeito Hall quântico e ressonância magnética (WOLF *et al.*, 2010).

O funcionamento básico do gerador de pulsos bipolares proposto por Bonfim *et al.* (2017) e Costa (2017) é descrito como uma fonte elevadora de tensão chaveada, que carrega um capacitor com até 1000 V, através de um indutor acoplado elevador a partir da tensão da rede elétrica (127 V). Esse capacitor é descarregado por um conjunto de SCRs em um indutor (bobina), de forma a gerar o campo magnético de alta intensidade. A inversão de polaridade na carga do capacitor é feita por intermédio de uma ponte H com relés. Este circuito consiste basicamente em quatro partes: Controle do sistema e monitoramento da tensão de carga do capacitor, Circuitos de gerenciamento de polaridade do capacitor, Circuito de disparo do pulso e Circuito de carga do capacitor. A FIGURA 1 traz um diagrama de blocos básico do circuito gerador de pulsos bipolares. O esquemático completo pode ser encontrado no anexo I.

O circuito de controle e monitoramento da tensão de carga do capacitor é composto basicamente pelos blocos “microcontrolador” e “controle da tensão de carga” na FIGURA 1. Nessa seção o microcontrolador MSP430G2553 aguarda um sinal (pressionar de um botão, ou comando via interface de comunicação serial) para atracar os relés de maneira que o capacitor seja carregado com a polaridade correta. Quando o valor de tensão desejado é atingido os comparadores desabilitam a fonte (bloco “Driver Mosfet”) que

carregou o capacitor e o microcontrolador gera o pulso que dispara o SCR (bloco “SCRs”) fazendo com que o capacitor seja descarregado na bobina geradora de campo magnético. Após esse pulso uma tensão residual de polaridade oposta sobrar no capacitor (bloco “capacitor alta tensão”), devido ao comportamento de um circuito RLC sub-amortecido, assim os relés são atracados de maneira que a polaridade seja invertida em relação a primeira carga e a fonte é novamente habilitada, para que termine a carga do capacitor. Após isso o microcontrolador efetua um novo disparo, mas dessa vez acionando o outro conjunto de SCRs para que a tensão com a polaridade inversa ao primeiro disparo seja aplicada a bobina, gerando um campo magnético de sentido contrário ao primeiro disparo. Ao final o circuito aguarda um novo estímulo para reiniciar o processo.

FIGURA 1 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO GERADOR DE PULSO BIPOLAR
(O esquemático completo desse circuito está no ANEXO I)



FONTE: O AUTOR (2019).

O circuito de gerenciamento de polaridade do capacitor é basicamente composto pelo bloco “Ponte H com relés” no diagrama da FIGURA 1. Esse bloco possui também os transistores de acionamento desses relés, que são conectados ao microcontrolador. Os relés formam uma ponte H, que é capaz de inverter a polaridade de carga do capacitor. A comutação dos relés só é feita

com a fonte de alta tensão desligada, de maneira a não danificar os componentes.

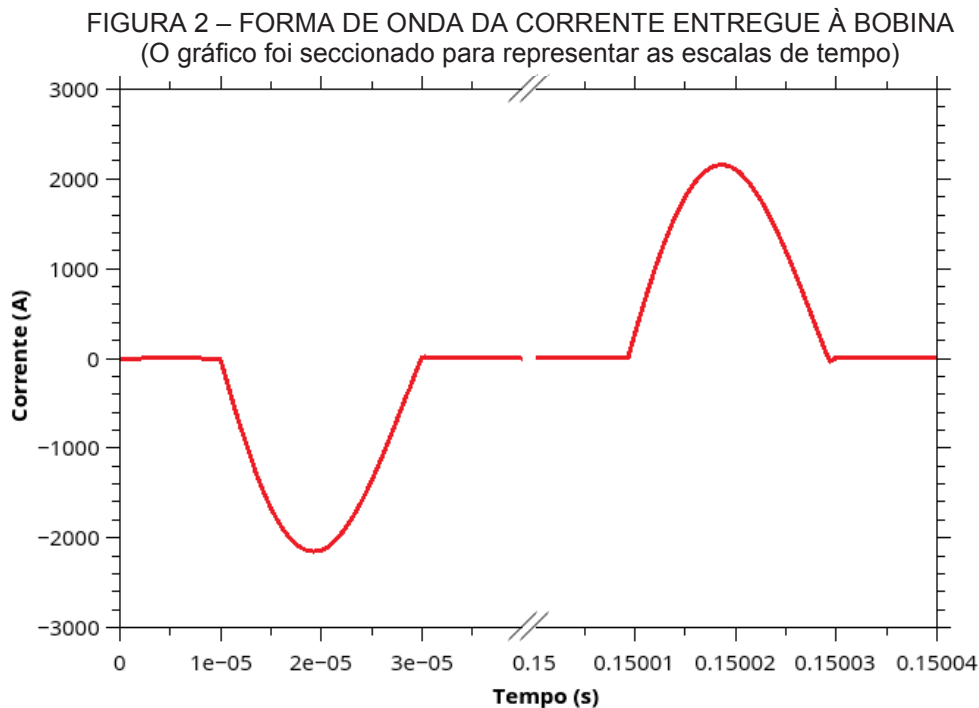
O circuito de disparo do pulso consiste em um capacitor de 10 μF 1000 V de baixa resistência série e o conjunto de SCRs e drivers (Blocos “Capacitor alta tensão” e “SCRs” na FIGURA 1) necessários ao seu acionamento. (COSTA, 2017) Nessa etapa também se encontra o conector de saída, onde a bobina geradora de campo é ligada.

O Circuito de carga do capacitor é composto por uma fonte chaveada auto oscilante em topologia *flyback* (Blocos “Primário do conversor flyback”, “Controle auto-oscilação”, “Retificador” e “Driver Mosfet” na FIGURA 1). Essa fonte utiliza um indutor acoplado com 30 espiras no primário e 75 no secundário, perfazendo uma relação de transformação de 2,5X (COSTA, 2017). Destaca-se que de acordo com Bonfim *et al.* (2017) o indutor acoplado para esse caso específico deve ser fabricado com uma boa isolamento entre as espiras e entre o enrolamento primário e secundário, pois as tensões de pico induzidas no secundário podem ultrapassar 2 kV, o que torna a construção desse dispositivo uma parte crítica do projeto. Além disso, esse fato indica que elevados transitórios de tensão são gerados, o que pode influenciar no resultado dos testes de emissões radiadas (LIZ, 2003).

Essa fonte não tem malha de realimentação para estabilização da tensão e é auto oscilante, sendo que a tensão no resistor *shunt* do primário é quem controla a oscilação. Como essa fonte opera em malha aberta, o único controle implementado é o da tensão no capacitor do secundário da fonte, onde quando a tensão desejada é alcançada o *driver* do transistor MOSFET é desabilitado parando a oscilação. A topologia escolhida e a forma de controle do conversor chaveado visam somente a carga do capacitor de uma maneira rápida e com baixo custo e baixa quantidade de componentes (BONFIM *et al.*, 2017; COSTA, 2017).

A FIGURA 2 demonstra a forma de onda da corrente de saída entregue a bobina geradora de campo magnético, para a condição de tensão de carga de 700 V. Nessa condição o valor de corrente de pico pode chegar a até 2,5 kA, sendo que os pulsos negativo e positivo são separados por cerca de 150 ms. O campo gerado pela bobina dependerá da sua geometria, número de espiras,

entre outros fatores, porém a forma de onda do campo magnético será proporcional ao mostrado na FIGURA 2. Utilizando bobinas adequadas é possível gerar campos de até 8 T nessa condição.



FONTE: Adaptado de COSTA (2017).

2.2 TOPOLOGIAS ELEVADORAS DE TENSÃO

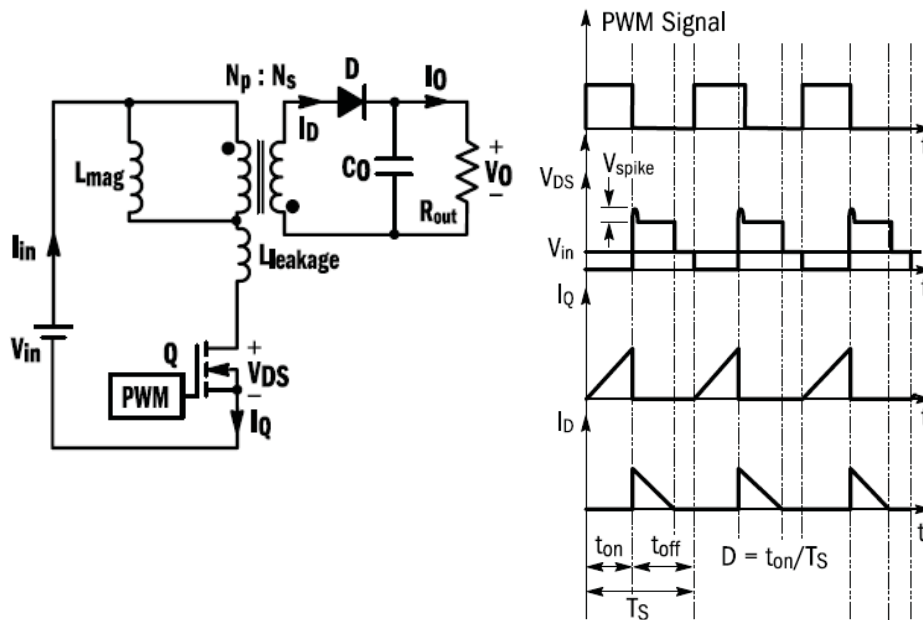
2.2.1 *Flyback* auto-oscilante

O conversor *flyback* é um conversor *buck-boost*, com o indutor substituído por um indutor acoplado, de modo a possibilitar isolamento galvânica e a tensão de saída desejada, que será proporcional à relação de espiras entre os indutores acoplados. O nome indutor acoplado se deve ao fato de não existir circulação de corrente, no mesmo instante, nos enrolamentos primário e secundário desse indutor (YORK, 2003). O circuito é considerado simples e de baixo custo, o que o torna uma das topologias mais utilizadas em aplicações de baixas e médias potências (BILLINGS; MOREY, 2011).

A FIGURA 3 apresenta um diagrama esquemático e as formas de onda de um conversor *flyback* típico operando em regime descontínuo.

O funcionamento básico da topologia *flyback* consiste em carregar a indutância do primário do indutor acoplado (L_{mag}) quando a chave Q está ligada.

FIGURA 3 – DIAGRAMA DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR *FLYBACK*
(L_{mag} – Indutância do primário, $L_{leakage}$ – Indutância de dispersão)



FONTE: Adaptado de ON SEMICONDUCTOR (2014).

Durante esse período não há circulação de corrente no secundário, pois o diodo D está bloqueado. Quando a chave Q abre, um pico de tensão surge nos terminais da chave, caracterizado pela soma da tensão V_{in} e da tensão induzida no primário do indutor acoplado. Como a chave Q está bloqueada, não há corrente circulando pelo primário (I_Q), então surge uma tensão no secundário do indutor acoplado, que originará a corrente I_D que circula pelo diodo D, carregando o capacitor e alimentando a carga. Nota-se que nessa topologia a chave eletrônica está submetida a transitórios abruptos de tensão e corrente (YORK, 2003). Existe ainda um compromisso entre a tensão sobre a chave e a indutância de dispersão do indutor acoplado ($L_{leakage}$), sendo que quanto maior for a dispersão do fluxo magnético de um enrolamento para o outro, maior será o pico de tensão na hora do desligamento da chave (V_{spike}) (BILLINGS; MOREY, 2011).

A tensão de saída desse conversor no modo descontínuo, é dada por (1) (ON SEMICONDUCTOR, 2014).

$$V_o = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) D \sqrt{\frac{R_{out} T_s}{2L_{mag}}} \quad (1)$$

Onde N_p/N_s é a relação de espiras do indutor acoplado, D é o ciclo de trabalho do conversor, T_s é o período de chaveamento e L_{mag} é a indutância do primário do indutor acoplado. A tensão sobre a chave nesse caso é dada por (2).

$$V_{DS} = V_{in} + V_{out} \left(\frac{N_p}{N_s}\right) + V_{spike} \quad (2)$$

Onde V_{spike} é a sobretensão causada pela indutância de dispersão do indutor acoplado. A corrente de pico que a chave e por consequência o indutor estará submetido é dada por (3).

$$I_Q = \frac{V_{in} t_{on}}{L_{mag}} \quad (3)$$

Nesse caso a corrente de pico depende da indutância do primário do indutor acoplado L_{mag} e do tempo de acionamento da chave, T_{on} . O conversor com essa topologia possui a tensão de saída controlada tanto pela relação de transformação, como também pelo tempo que a chave fica fechada (BILLINGS; MOREY, 2011; MOHAN, 2003).

Uma das características de uma topologia auto oscilante é não ter uma frequência de operação fixa. A frequência de trabalho dependerá da carga alimentada pelo conversor. (BILLINGS; MOREY, 2011). A principal modificação dessa topologia em relação a topologia controlada por PWM (FIGURA 3) é que a auto-oscilação é produzida por um circuito adicional, controlado pela tensão em uma espira adicionada ao indutor acoplado. Outra variante é a utilização da tensão em um resistor *shunt* colocado entre a chave e o terra do circuito, para produzir tal sinal (BILLINGS; MOREY, 2011).

2.2.2 Boost com multiplicador de tensão

O conversor *boost* com multiplicador de tensão é basicamente composto por dois blocos: Um conversor *boost* tradicional e um bloco multiplicador de

tensão feito com capacitores chaveados (SPIAZZI *et al*, 2011). Um de seus principais benefícios é a capacidade de atingir tensões elevadas na saída a partir de tensões relativamente baixas na entrada do conversor. O fator de conversão pode ser aproximado no caso da aplicação de um único estágio multiplicador de tensão por $M \approx \frac{2}{1-D}$, onde D é o ciclo de trabalho do conversor (SPIAZZI *et al*, 2011; GUO *et al*, 2012). Além disso, o autor destaca que as tensões e correntes de chaveamento na chave são menores, devido à etapa multiplicadora de tensão, quando comparado a topologia *boost* simples. No entanto, este conversor não é isolado como no caso do conversor flyback.

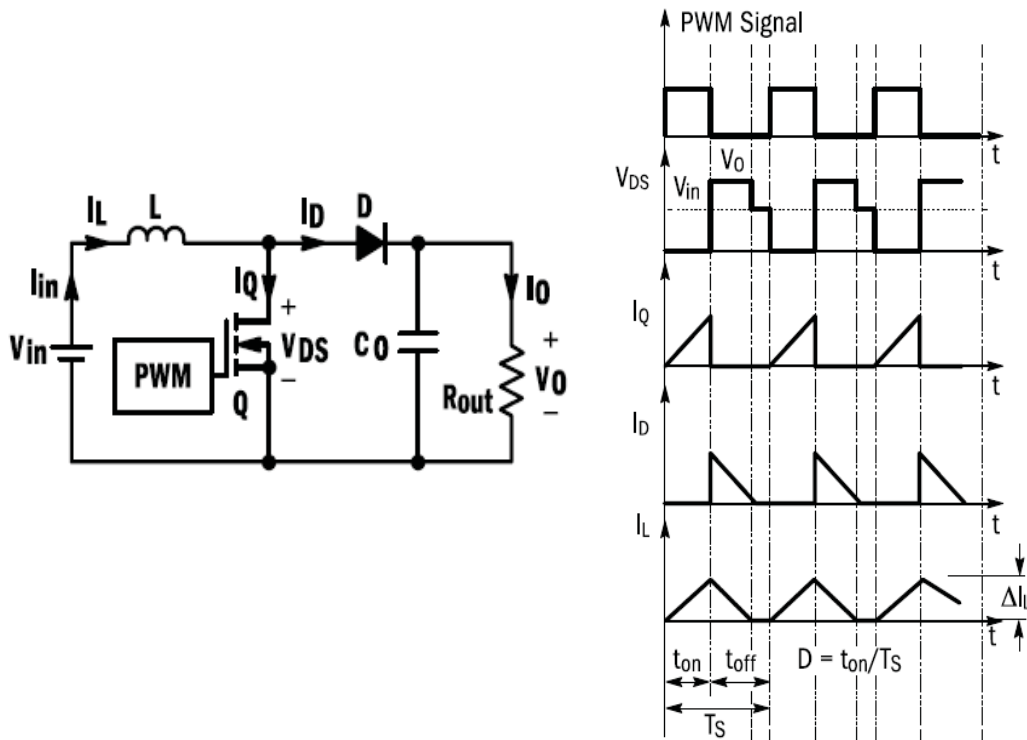
O conversor *boost* típico tem seu funcionamento demonstrado na FIGURA 4. Ele opera basicamente carregando o indutor L com uma corrente que cresce desde o momento que a chave Q é fechada (estado ON). No momento em que a chave abre a corrente para de circular abruptamente pela chave Q, causando o aparecimento de uma tensão reversa nos terminais do indutor L. Essa tensão se soma à tensão da fonte V_{in} e a corrente I_d circula pelo diodo D carregando o capacitor C e alimentando a carga R_{out} (BILLINGS; MOREY, 2011; MOHAN, 2003). No modo de operação mostrado na FIGURA 4 a corrente no indutor cai para zero entre os intervalos de chaveamento, isso significa que o conversor operará em modo descontínuo (ON SEMICONDUCTOR, 2014). Uma das vantagens de se operar nesse modo é que o valor do indutor pode ser pequeno, porém para cargas de valores baixos a tensão de saída do conversor poderá atingir valores muito altos, devido a transferência de energia armazenada no indutor (MOHAN, 2003).

A tensão de saída desse conversor no modo descontínuo, é dada por (4) (ON SEMICONDUCTOR, 2014).

$$V_o = \frac{V_{in}}{2} \left[1 + \sqrt{\frac{2R_{out}D^2}{L F_{sw}}} \right] \quad (4)$$

Onde D é o ciclo de trabalho do conversor e F_{sw} é a frequência de chaveamento. A máxima tensão sobre a chave é a tensão de saída V_o . A corrente de pico que a chave e por consequência o indutor estará submetido é dada por (5).

FIGURA 4 – DIAGRAMA DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR *BOOST* BÁSICO
(I_L – Corrente no indutor, I_Q – Corrente na chave, I_D – corrente no diodo)



FONTE: ON Semiconductor (2014).

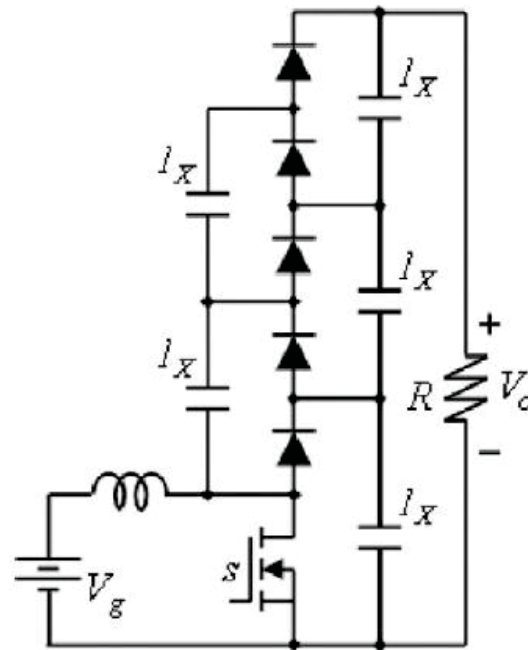
$$I_Q = \frac{V_{in} t_{on}}{L} \quad (5)$$

Existem diversas formas de implementar o multiplicador de tensão após a etapa do conversor *boost*, a forma proposta por Caro *et al* (2014) está especificada na FIGURA 5.

O conversor *boost* com multiplicador de tensão proposto por Caro *et al*. (2014) é do tipo série, e tem seu funcionamento baseado na carga dos capacitores pelo multiplicador de tensão, alimentado com uma tensão elevada pelo conversor *boost* associado. Spiazzi *et al* (2011) propõem outra topologia de célula multiplicadora de tensão basicamente trocando o arranjo série da FIGURA 5 pela configuração de multiplicadores de tensão em paralelo. Park *et al* (2011) destaca que é possível atingir tensões e potências elevadas a partir dessa topologia. Spiazzi *et al* (2011) aponta que a tensão que a chave terá de suportar

será aproximadamente a metade da tensão de saída do conversor, caso somente um estágio do dobrador for aplicado.

FIGURA 5 – FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR BOOST COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO

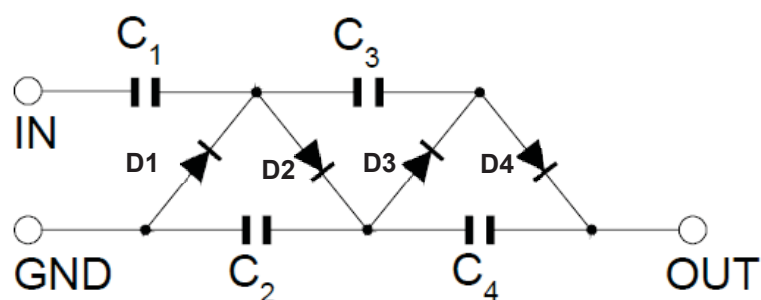


FONTE: Adaptado de CARO *et al* (2014).

2.2.3 Multiplicador de tensão com capacitor chaveado

O multiplicador de tensão com capacitor chaveado é implementado baseado no multiplicador de Cockcroft-Walton, onde uma série de diodos e capacitores são associados de forma a elevar a tensão de entrada alternada do circuito (QIAN, 2017). Existem diversas topologias de capacitor chaveado, porém a mais comum é a proposta por Cockcroft e Walton (1932), que atualmente é conhecida como a topologia série, mostrada na FIGURA 6.

FIGURA 6 – TOPOLOGIA SÉRIE DO MULTIPLICADOR DE TENSÃO A CAPACITOR CHAVEADO



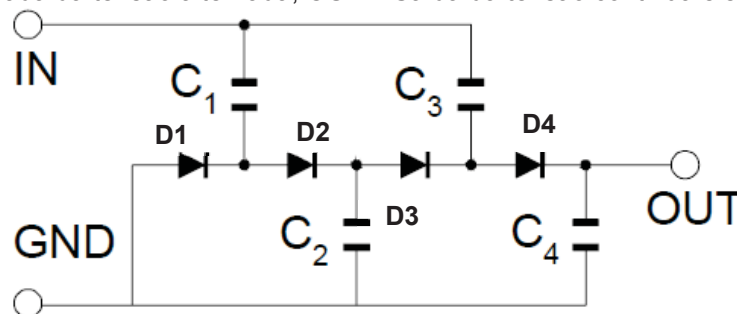
FONTE: Adaptado de VMI (2017).

O princípio de funcionamento da topologia série se dá pela carga do capacitor C1 no semi-ciclo negativo do sinal alternado de entrada, quando D1 está conduzindo. Esse capacitor é carregado com a tensão de vale da entrada. Quando o semi-ciclo positivo da entrada é aplicado, a tensão de pico é somada a tensão associada no capacitor C1, fazendo com que a corrente flua através de D2 e carregue o capacitor C2, com uma tensão ligeiramente menor que o dobro da tensão de pico da entrada. O processo continua até que todos os capacitores recebam suas cargas e o sistema entre em equilíbrio. O circuito da FIGURA 6 possui dois estágios de dobradores de tensão em cascata, o que caracteriza um quadruplicador de tensão (VMI, 2017 ; KOBOUGIAS, TATAKIS, 2010). Pode-se associar quantos estágios se deseje, porém destaca-se que a potência total do sistema será mantida a mesma, de forma que quanto mais estágios forem colocados menor será a corrente disponível na saída (QIAN, 2017).

Outra topologia de multiplicadores de tensão a capacitor chaveado é a topologia paralelo, onde os capacitores estarão associados em paralelo ao invés de serie entre o terra do circuito e a saída. A FIGURA 7 traz o esquemático dessa topologia.

FIGURA 7 – TOPOLOGIA PARALELO DO MULTIPLICADOR DE TENSÃO A CAPACITOR CHAVEADO

(IN – Entrada da tensão alternada, OUT – Saída da tensão contínua elevada)



FONTE: Adaptado de VMI (2017).

O funcionamento da topologia paralelo de capacitores chaveados se inicia com o semi ciclo negativo do sinal alternado de entrada, que faz circular uma corrente através dos capacitores C1 e C3, habilitando os diodos D1, D2 e D3. Dessa forma nesse semi ciclo os capacitores C1 e C3 são carregados com a tensão de pico da entrada. No semi ciclo positivo seguinte a tensão de pico da entrada é somada a tensão do capacitor C1, o que faz surgir uma corrente que

fará D2 conduzir e carregar C2 com aproximadamente o dobro da tensão de pico da entrada. O mesmo processo ocorre no ramo constituído pelo capacitor C3, diodo D4 e capacitor C4. Após isso os capacitores C2 e C4 estarão carregados com aproximadamente o dobro da tensão de pico da entrada. Quando um novo semi-ciclo negativo surge, os diodos D1 e D3 irão conduzir e carregar o capacitor C1 com a tensão de pico da entrada e o capacitor C3 com o triplo da tensão de entrada (tensão de C2 com a tensão de pico da entrada). Dessa forma no próximo semi-ciclo positivo o capacitor C4 será carregado com o quádruplo da tensão de pico de entrada, através do diodo D4 (tensão do capacitor C3 com a tensão de pico da entrada), enquanto isso o capacitor C2 se carregara nesse ciclo novamente com o dobro da tensão de pico da entrada.

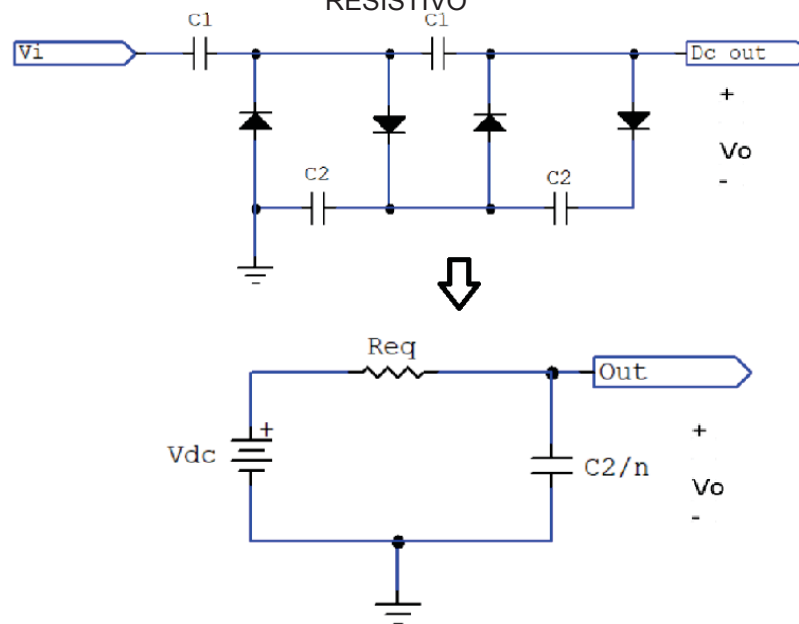
Da mesma forma que na topologia série esse circuito possui dois estágios de multiplicadores de tensão, obtendo 4X a tensão de pico da entrada na saída do circuito (VMI, 2017). Uma desvantagem da associação em paralelo é que a tensão sobre os capacitores de saída tende a crescer a medida que estágios são adicionados, sendo que no último estágio o capacitor que estiver entre o terra e a saída deverá suportar toda a tensão da saída, porém os diodos estarão com uma tensão reversa uniforme em todos os estágios. Já na topologia série os capacitores estarão sujeitos a uma tensão uniforme, mesmo que nos estágios finais do multiplicador (KOBBOUGIAS, TATAKIS, 2010). Outra característica é que a regulação da tensão de saída na topologia paralelo sofre menor variação do que na topologia série, ou seja, a topologia paralela tem capacidade de entregar um nível maior de corrente na saída (VMI, 2017). Por outro lado, os transitórios de corrente da topologia paralela são maiores que da topologia série, uma vez que a cada etapa adicionada no multiplicador teremos associações de capacitores em paralelos para a fonte de tensão de entrada carregar (QIAN, 2017).

De forma a diminuir o valor dos capacitores necessários e aumentar a velocidade de obtenção da tensão desejada, o circuito multiplicador pode operar em uma frequência muito acima da frequência da rede AC, na ordem de algumas dezenas ou centenas de quilohertz (KESTER *et al*, 2019).

Bonfim (2008) traz que o multiplicador de tensão pode ser analisado como uma fonte de tensão DC (V_{dc}) com uma resistência série associada (R_{eq}),

ligado a um capacitor. A FIGURA 8 traz o modelo equivalente para o comportamento da tensão de saída proposto pelo autor. O capacitor desse modelo é o equivalente a associação série entre os capacitores (C2) da FIGURA 8, assim para n estágios tem-se que essa capacitância vale $C2/n$.

FIGURA 8 – EQUIVALÊNCIA ENTRE O DOBRADOR DE TENSÃO E O CIRCUITO RESISTIVO



FONTE: Adaptado de Bonfim (2008).

Desprezando-se a queda de tensão nos diodos, a tensão V_{dc} é função da tensão V_i que pode ser obtida por (6).

$$V_{dc} = 2V_{ip} = V_{ipp} \quad (6)$$

Onde V_{ip} é a tensão de pico e V_{ipp} é a tensão pico-a-pico. Segundo Bonfim (2008) é preferível utilizar a tensão pico-a-pico que a tensão de pico, uma vez que a tensão alternada na entrada do circuito pode ser assimétrica, ou seja, com valores de pico e vale diferentes.

Pode-se generalizar para um multiplicador com n estágios, dessa forma tem-se a seguinte relação. A tensão da fonte V_{dc} será dada por (7), a resistência equivalente será dada por (8).

$$V_{dc} = 2nV_{ip} = nV_{ipp} \quad (7)$$

$$R_{eq} = \frac{n^{1,6}T}{C_2 \ln\left(\frac{C_1+C_2}{C_2}\right)} \quad (8)$$

Onde T é o período da tensão alternada aplicada na entrada. Quando comparado as topologias Flyback e *boost* com multiplicador de tensão, a topologia de multiplicador de tensão com capacitor chaveado de alta frequência, possui menores transitórios de tensão, o que poderá trazer benefícios no quesito da diminuição das emissões radiadas (KESTER *et al*, 2019 ; KOBOUGIAS, TATAKIS, 2010).

2.3 ORIGENS DAS EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS NOS CONVERSORES CHAVEADOS

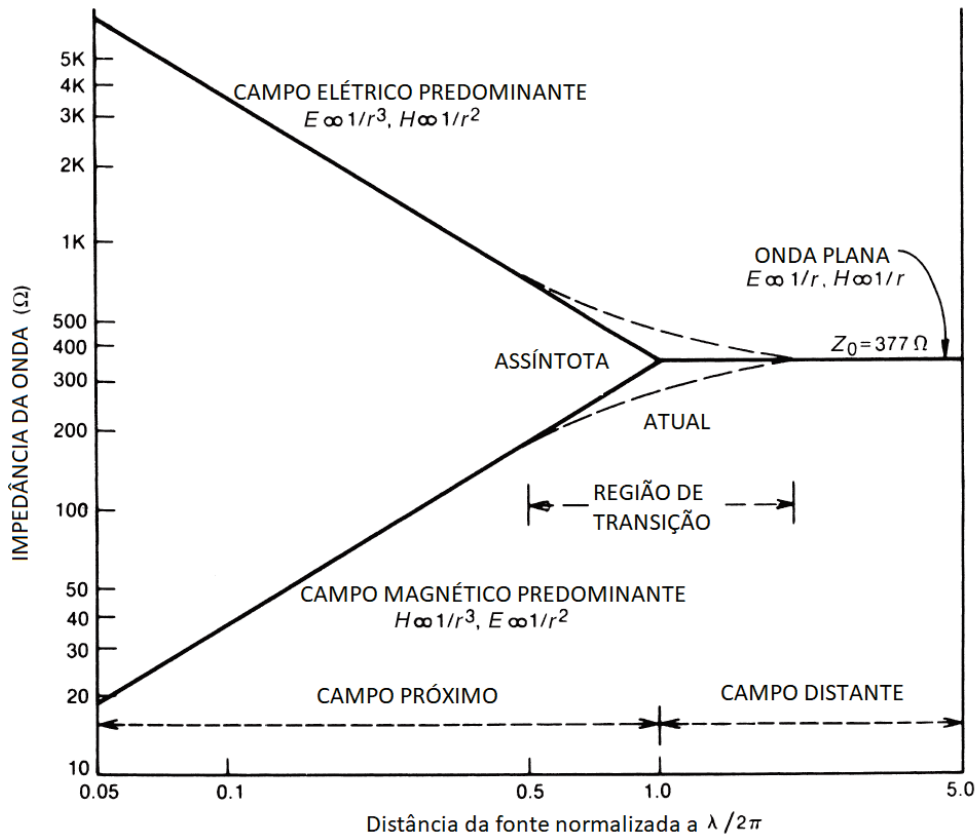
As emissões eletromagnéticas ocorrem em qualquer dispositivo que conte com eletricidade para funcionar. Essas emissões são frutos de campos elétricos, magnéticos ou ambos que sejam gerados durante o funcionamento do aparelho ou dispositivo.

Os campos elétricos são gerados por cargas elétricas de sinais opostos em regiões distintas de um espaço. Dessa forma uma bateria ou uma fonte de alimentação ou qualquer condutor que apresente uma diferença de potencial em suas extremidades apresentará um campo elétrico entre essas. Caso esse potencial varie com o passar do tempo, este dará origem a uma onda eletromagnética (HAYT; BUCK, 2008). A intensidade desse campo elétrico ou da onda eletromagnética emitida é diretamente proporcional à tensão da fonte.

Os campos magnéticos por sua vez são gerados quando há circulação de corrente elétrica. As linhas do campo magnético se formam em círculos concêntricos em torno do condutor e são perpendiculares à direção da corrente. Caso o fluxo de corrente varie em relação ao tempo, este dará origem a uma onda eletromagnética (HAYT; BUCK, 2008). A intensidade desse campo magnético ou da onda eletromagnética emitida também é diretamente proporcional à magnitude da corrente circulante.

A correlação entre a emissão de uma onda eletromagnética (onda plana) e os campos elétricos e magnéticos próximos é mostrada na FIGURA 9.

FIGURA 9 – CORRELAÇÃO ENTRE CAMPOS PRÓXIMOS E ONDA PLANA



FONTE: Adaptado de OTT (2009).

Segundo Ott (2009), a definição de predominância dos campos elétricos e magnéticos próximos está relacionada a impedância da onda (relação entre os campos elétrico e magnético) e a distância da fonte de emissão. Assim conforme a FIGURA 9, na região de campo próximo, compreendida abaixo da curva crescente de impedância, existe a predominância do campo magnético (tipicamente regiões onde a tensão é menor que a corrente). Já na região de campo próximo acima da curva decrescente de impedância existe a predominância do campo elétrico (tipicamente regiões onde a corrente é menor que a tensão). A região de campo próximo compreendida entre as duas curvas não há uma definição clara sobre qual dos campos é predominante. Deve-se observar que nas regiões de predominância, o campo dominante decai proporcionalmente com $1/r^3$, onde r é a distância da fonte. Já o campo que não é dominante decai na proporção de $1/r^2$. Quando se atinge a região de transição entre campo próximo e campo distante (cerca de $\lambda/2\pi$) a impedância da onda

passa a ser 377Ω e os campos decaem com o inverso da distância, assim se está no campo distante, ou seja, a propagação da onda não depende mais de suas fontes emissoras (ORFANIDIS, 2013).

O fator determinante para que esses campos causem alguma perturbação no funcionamento dos dispositivos e sistemas são as suas intensidades e o quão isolado é o dispositivo que o recebe (LIZ, 2003). Segundo Bogatin (2010), campos elétricos mesmo de baixa intensidade que variam abruptamente podem afetar condutores adjacentes, causando distorções no sinal conduzido nesses. Esse efeito é conhecido como acoplamento capacitivo entre condutores. Por sua vez, um campo magnético variante no tempo pode causar vários efeitos, além de emitir uma onda eletromagnética (HAYT, BUCK, 2008). Se um condutor, que transporta determinada corrente, estiver próximo a este campo ele pode ter uma corrente elétrica induzida. Isso pode deteriorar o sinal transportado por esse condutor causando o fenômeno de acoplamento indutivo (BOGATIN, 2010).

Por outro lado, uma onda eletromagnética incidindo em um condutor é parcialmente refletida e parcialmente absorvida por ele, causando a geração de uma corrente elétrica que poderá afetar o sinal que trafega no condutor. Dessa forma esse condutor servirá como uma antena para as ondas eletromagnéticas. Paul (2006) afirma que quanto maior o condutor mais pronunciado será esse efeito e quanto maior a frequência da onda eletromagnética mais efetiva será a captação por trechos de condutores menores. Se o condutor em questão transportar uma corrente elétrica variante no tempo, este também atua como uma antena passando a emitir um campo eletromagnético. Uma das técnicas para proteger circuitos suscetíveis das ondas eletromagnéticas é através da utilização de blindagens metálicas, onde parte da onda é refletida e a parcela que é absorvida normalmente é conduzida ao aterramento do circuito (PAUL, 2006).

Dessa maneira pode-se considerar que o limite entre o efeito do acoplamento entre condutores (capacitivo ou indutivo) e o efeito da emissão de uma onda eletromagnética, está relacionado com a distância dessa antena (condutor). O campo próximo pode ser relacionado aos efeitos de acoplamento

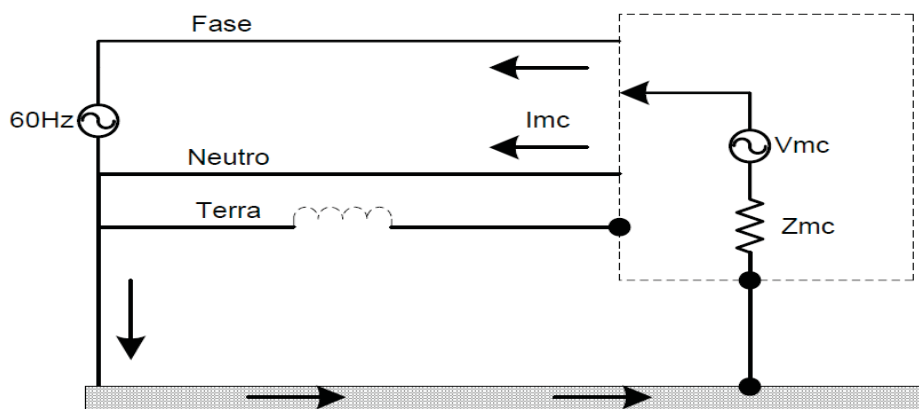
(indutivo e capacitivo), já o campo distante é relacionado às emissões eletromagnéticas radiadas.

Os acoplamentos, magnéticos e elétricos, bem como as variações abruptas de tensão e corrente dão origem as emissões eletromagnéticas (MURATA *et al*, 2017). Pode se classificar essas emissões em radiadas e conduzidas. As emissões conduzidas são correntes de ruído que saem do circuito por quaisquer fios, cabos ou conexões elétricas do mesmo. Já as emissões radiadas são aquelas que são emitidas pelo circuito para o ambiente através de uma onda eletromagnética plana.

Paul (2006) destaca que as emissões conduzidas podem ser convertidas em emissões radiadas e vice-versa, uma vez que um condutor pode captar as emissões radiadas, transformando-as em conduzidas, assim como uma emissão conduzida pode se transformar em uma emissão radiada. Em sistemas reais pode-se afirmar que as duas emissões coexistem (LIZ, 2003).

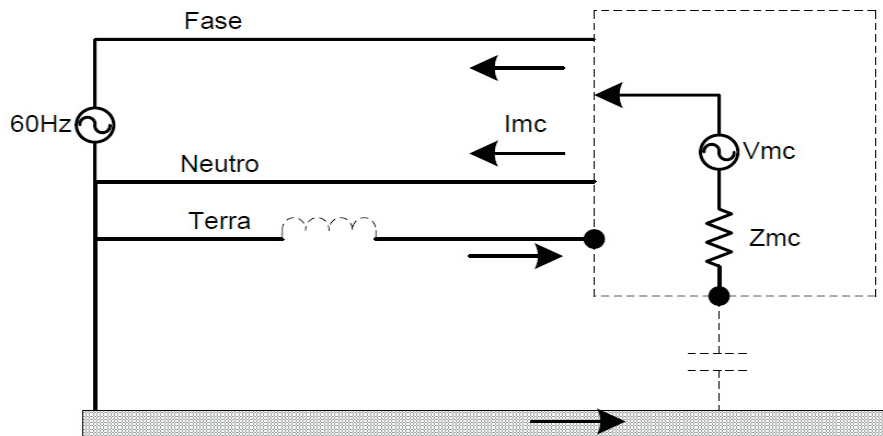
As emissões conduzidas podem ser divididas em modo comum e modo diferencial. As emissões conduzidas de modo comum, em conversores chaveados, são caracterizadas por correntes circulando através dos terminais de alimentação do conversor. Essas correntes possuem a mesma fase em ambos os terminais de alimentação. Segundo Liz (2003), as emissões de modo comum podem ser subdivididas dependendo da forma como a corrente retorna a fonte do ruído (aparelho). A corrente pode retornar através da carcaça do equipamento conforme a FIGURA 9, ou pelo condutor de aterramento como mostra a FIGURA 10.

FIGURA 9 – FONTE DE RUÍDO MODO COMUM TIPO I.
(Corrente de modo comum retorna pela carcaça)



FONTE: LIZ (2003).

FIGURA 10 – FONTE DE RÚIDO MODO COMUM TIPO II.
(Corrente de modo comum retorna principalmente pelo condutor de aterramento)

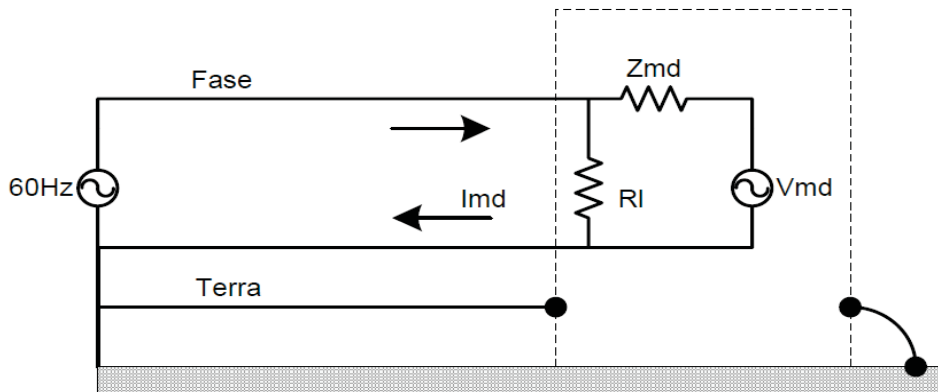


FONTE: LIZ (2003).

Segundo Liz (2003), o principal fator que determina o caminho de retorno das emissões conduzidas de modo comum é a impedância do aterramento e a existência de um condutor de aterramento para a circulação dessa corrente. Caso não exista condutor de aterramento essa corrente tenderá a retornar através da carcaça do aparelho (FIGURA 9). Nesse caso, o *loop* de corrente formado será maior, o que poderá resultar em um maior nível de campos eletromagnéticos radiados (emissões radiadas). Caso o condutor de aterramento esteja presente e seja eficiente, a corrente de retorno de modo comum tenderá a retornar à fonte pelo condutor de aterramento reduzindo o *loop* de corrente e minimizando as possíveis emissões radiadas que poderiam ser geradas.

Já as correntes de modo diferencial circulam entre os condutores de alimentação de um aparelho, tendo uma defasagem de 180° uma da outra, nos terminais de alimentação do aparelho, conforme a FIGURA 11. Segundo Paul (2006), vale ressaltar que a corrente de modo diferencial não é a corrente de alimentação do aparelho, mas sim uma corrente de ruído em uma frequência muito mais alta, sendo que a sua fonte geradora (V_{md}) está dentro do aparelho, conforme FIGURA 11.

FIGURA 11 – FONTE DE RUÍDO MODO DIFERENCIAL.
(Corrente de modo diferencial circula entre os terminais de alimentação)

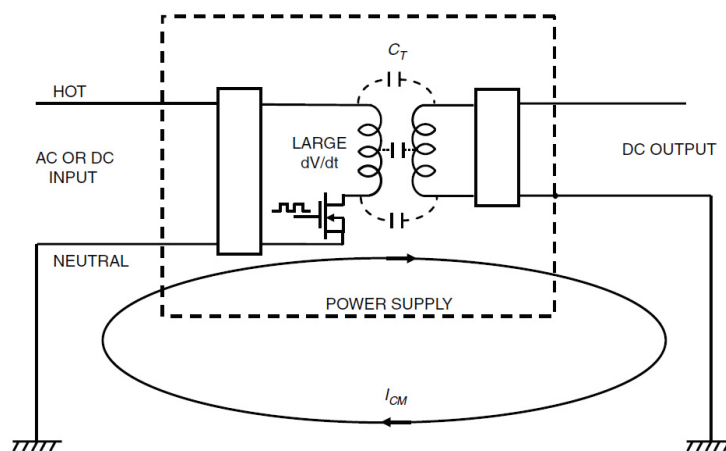


FONTE: LIZ (2003).

Segundo Ott (2009), conversores chaveados são fontes de emissões conduzidas e radiadas de banda larga. Segundo Beltrame *et al* (2012) e Ott (2009), o acoplamento capacitivo existente em pontos de grande derivada de tensão (transições abruptas de tensão) em relação ao terra, como por exemplo na ponte H de um inversor de frequência ou no dreno de um transistor de um conversor chaveado é uma das principais causas de emissões de modo comum.

Liz (2003) apontou em seus resultados, que há uma relação forte entre o nó que possui a maior variação de tensão (no caso o dreno dos transistores de potência das fontes de alimentação) e o quão bem este está acoplado para o terra. A FIGURA 12 demonstra o caminho da corrente de modo comum em uma fonte chaveada. A grande variação de tensão no nó do dreno do transistor (elevado dV/dt), faz com que essa variação abrupta seja refletida no secundário da fonte pela capacitância de acoplamento entre as espiras de um transformador. Assim o circuito se completará através dos terras de cada um dos lados da fonte, fazendo surgir a corrente de modo comum. Paul (2006) aponta que geralmente nós que tenham elevadas derivadas de tensão são responsáveis pela geração desse tipo de corrente. Vale reforçar que uma vez que essa corrente saia do produto por seus cabos, ela poderá causar elevadas emissões radiadas.

FIGURA 12 – CAMINHO DA CORRENTE DE MODO COMUM EM UMA FONTE CHAVEADA.
(A grande derivada de tensão no dreno do transistor causa a circulação dessa corrente)

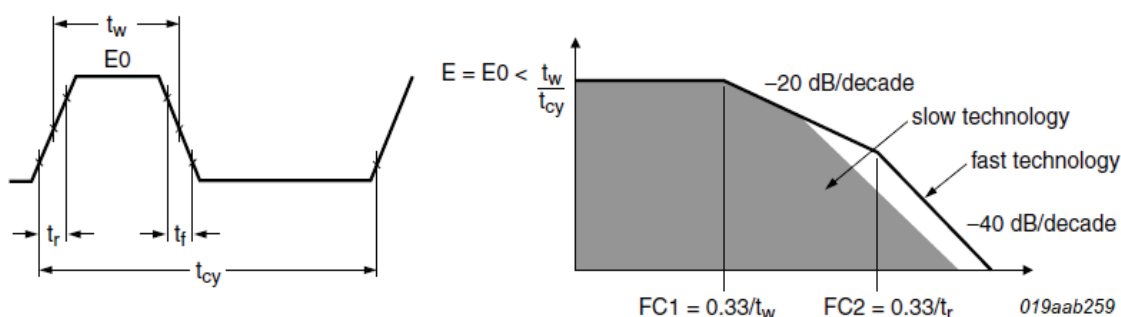


FONTE: OTT (2009).

Existe uma relação entre a forma da onda da tensão na chave ou a forma de onda da corrente na indutância e o seu conteúdo harmônico. Ott (2009) traz de uma forma simplificada essa relação através da FIGURA 13.

FIGURA 13 – RELAÇÃO ENTRE AS COPONENTES DE FREQUÊNCIA DE UMA ONDA TRAPEZOIDAL.

(t_w – largura do pulso, t_r – tempo de subida, t_f – tempo de descida, t_{cy} - período)



t_w = pulse width, t_r = rise time, t_f = fall time, t_{cy} = cycle time

FONTE: OTT (2009).

Na FIGURA 13 percebe-se que o envelope do conteúdo harmônico de uma onda trapezoidal está relacionado a largura do pulso (t_w) e ao tempo de subida (t_r) do mesmo. Assim, segundo Ott (2009), a primeira frequência de corte do conteúdo espectral será determinada pela equação (9), já a segunda frequência de corte será determinada pela equação (10).

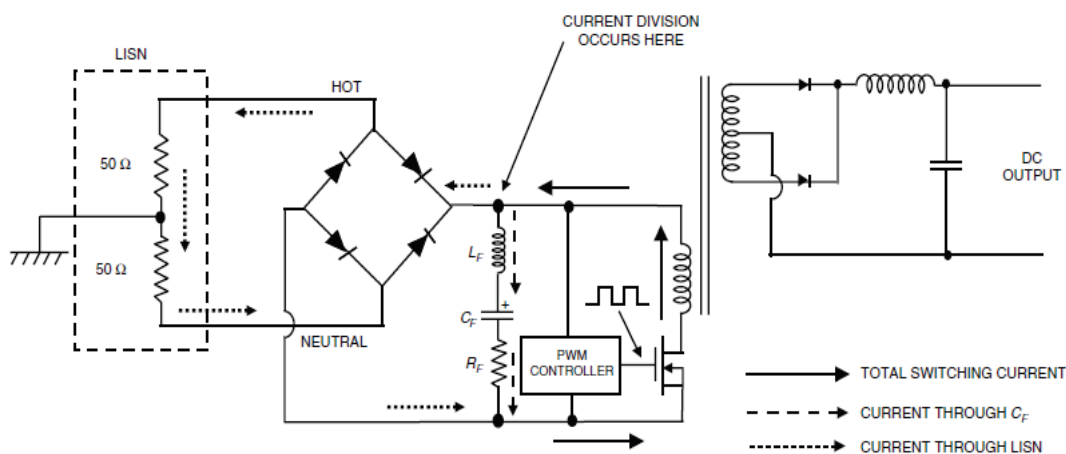
$$FC_1 = \frac{0,33}{t_w} \quad (9)$$

$$F_{c_2} = \frac{0,33}{tr} \quad (10)$$

Isso indica que tempos de subida mais abruptos dessas ondas de corrente ou tensão, possuem um espectro de frequência maior do que ondas mais suaves. Além disso, o ciclo de trabalho dessa onda também impactará sobre as emissões, visto que a primeira frequência de corte do envelope da FIGURA 13 é determinada por essa quantidade. Isso indica que ciclos de trabalho muito pequenos tendem a produzir emissões mais elevadas, visto que terão maior conteúdo espectral.

De acordo com Beltrame *et al* (2012), correntes de modo diferencial possuem grande dependência da forma de onda da corrente de alimentação do conversor chaveado. Para Liz (2003), a corrente de modo diferencial está ligada aos tempos de condução reversa da ponte de diodos usada na conversão do sinal CA da rede elétrica em um sinal contínuo (barramento CC do inversor). Outra causa das correntes de modo diferencial é devido ao capacitor de filtragem do barramento de fontes chaveadas ou inversores de frequência (OTT, 2009). Segundo Ott (2009), essa capacitância possui altos valores de resistência e indutância parasitas, isso faz com que esse capacitor tenha uma resposta lenta durante o chaveamento da carga pelo transistor. Devido a isso, a corrente acaba se dividindo e parte dela acaba circulando pela ponte de diodos e para fora do circuito (OTT, 2009). A FIGURA 14 traz um esquemático de uma fonte chaveada onde é possível visualizar a circulação da corrente de modo comum.

FIGURA 14 – FONTE DE RUÍDO DE MODO DIFERENCIAL EM FONTES CHAVEADAS (Corrente de modo diferencial é causada pela resposta lenta do capacitor C_f , LISN – rede de estabilização de impedâncias para medida das emissões conduzidas)

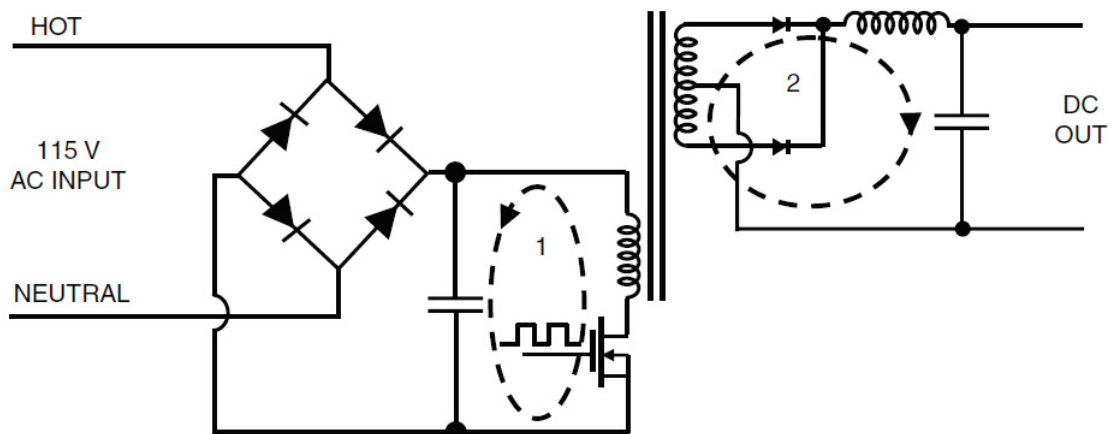


FONTE: OTT (2009).

Apesar do *loop* de circulação das correntes de modo diferencial ser menor que o causado pelas correntes de modo comum, elas também podem ser fontes de emissões radiadas (OTT, 2009).

Ott (2009) destaca que transitórios de correntes em conversores chaveados também são capazes de causar emissões radiadas. Entre os *loops* que possuem grande derivada de correntes estão: O *loop* formado pela chave (transistor), capacitor do barramento e primário do transformador (ou indutor, no caso de conversores não isolados) e o *loop* formado pelos diodos retificadores e o secundário do transformador. A FIGURA 15 traz esses dois *loops*.

FIGURA 15 – *LOOPS* COM MAIOR DERIVADA DE CORRENTE EM FONTES CHAVEADAS (O *loop* 1 é formado pelo transistor chaveador, transformador e capacitor do barramento. O *loop* 2 é formado pelo secundário do transformador e pelos diodos retificadores)



FONTE: OTT (2009).

Segundo o Ott (2009) o *loop* de maior derivada de corrente em uma fonte será o *loop* relacionado ao secundário da fonte, onde estão os diodos retificadores, visto que em uma fonte abaixadora de tensão as maiores correntes estarão circulando nessa região.

2.3 TÉCNICAS DE INVESTIGAÇÃO DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS

A compatibilidade eletromagnética (EMC) é uma filosofia que visa fazer com que os equipamentos possam funcionar de maneira adequada em seu meio. Para isso existem três postulados que devem ser seguidos para declarar um sistema eletromagneticamente compatível: (PAUL, 2006)

- Não causar interferência em outros sistemas;
- Não ser susceptível a emissões de outros sistemas;
- Não causar interferência no próprio sistema.

Esses postulados são de extrema importância para a qualidade de qualquer aparelho elétrico que seja desenvolvido, pois essas condições garantem que o equipamento seja de possível operação em um ambiente real.

A EMC diz respeito à geração, transmissão e recepção de energia eletromagnética. Tratando assim de todos os aspectos relacionados ao problema das emissões eletromagnéticas. A EMC atua tentando dificultar que as emissões que cheguem ao receptor (aparelho ou circuito que sofrerá com as emissões) não causem distúrbios de funcionamento (OTT, 2009).

De forma geral, Paul (2006) classifica a transferência de energia eletromagnética de quatro formas diferentes: Emissões radiadas, Susceptibilidade irradiada, Emissões conduzidas e Susceptibilidade conduzida. Essas formas dizem respeito às transferências de energia, sendo as emissões as energias que saem do dispositivo ou componente que as gera e a susceptibilidade, o componente ou as partes que são susceptíveis a esta forma de emissão.

Segundo Paul (2006), o primeiro foco a ser atacado é a fonte das emissões. Essa fonte deve ter suas emissões reduzidas ao mínimo possível sem que isso afete o propósito inicial daquela parte do aparelho ou circuito. Após isso se deve minimizar a capacidade de transmissão dessas emissões ao receptor. Isso pode ser conseguido isolando com blindagens os circuitos susceptíveis a emissões radiadas ou desacoplando os sinais entre as fontes de ruídos e os receptores. A última questão a ser atacado é aumentar a imunidade do receptor. Esse último processo além de mais custoso, é mais complicado, pois dependendo do dispositivo ou circuito isso só será atingido com grandes modificações.

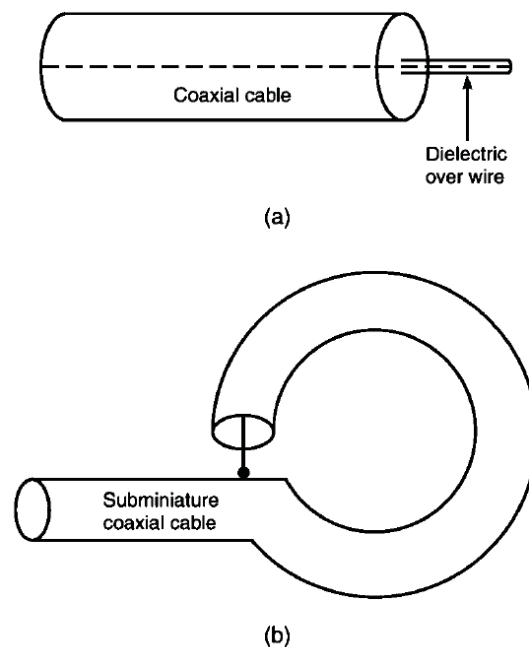
No caso de conversores chaveados a minimização das fontes emissoras e o confinamento das correntes de ruído são mais usuais e baratas (NXP, 2011). Os dissipadores de calor de transistores e diodos podem ser utilizados como blindagens, desde que corretamente aterrados e dimensionados para tal (NXP,

2011). Caso um dissipador de calor tenha o intuito de ser uma blindagem, mas for mal aterrado, este pode causar emissões radiadas maiores (LIZ, 2003).

Outro tipo de blindagem comumente usada em conversores chaveados são planos terra ou trilhas de terra que atuam como uma blindagem ao campo elétrico na própria placa (NXP, 2011). O aumento da imunidade do receptor das emissões geradas pelo conversor chaveado só é uma opção viável caso o alvo dessas emissões seja o próprio circuito de controle da fonte. Uma vez que a principal função de um conversor chaveado é alimentar uma determinada carga ou aparelho, que nem sempre é conhecida com detalhes, é inviável fazer alterações no produto que o conversor alimentará ou que esteja próximo a ele no ambiente (CUI, 2019).

Uma das ferramentas destacadas por Paul (2006) e Ott (2009), como sendo essenciais para a descoberta dos pontos de emissão de energia eletromagnética são as sondas de campo próximo. Basicamente existem dois tipos de sondas, as sondas de campo elétrico e de campo magnético. A FIGURA 16 mostra duas formas de construir as sondas.

FIGURA 16 – FORMAS DE CONTRUIR SONDAS DE CAMPO PRÓXIMO
(a) Construção da sonda de campo elétrico. b) Construção da sonda de campo magnético)



FONTE: PAUL (2006).

A sonda de campo elétrico pode ser construída a partir de um cabo coaxial, expondo o condutor central e colocando um dielétrico fino sobre esse condutor, de forma que ele não tenha contato elétrico com o circuito. Basicamente a sonda de campo elétrico é uma antena monopolo (PAUL, 2006). A sonda de campo magnético é construída por uma espira, que pode confeccionada através da soldagem do condutor interno de um cabo coaxial em sua malha de blindagem (PAUL, 2006). O mesmo autor aconselha não retirar toda a blindagem da espira (FIGURA 16-b), para que a mesma fique menos sensível ao campo elétrico e mais sensível ao campo magnético.

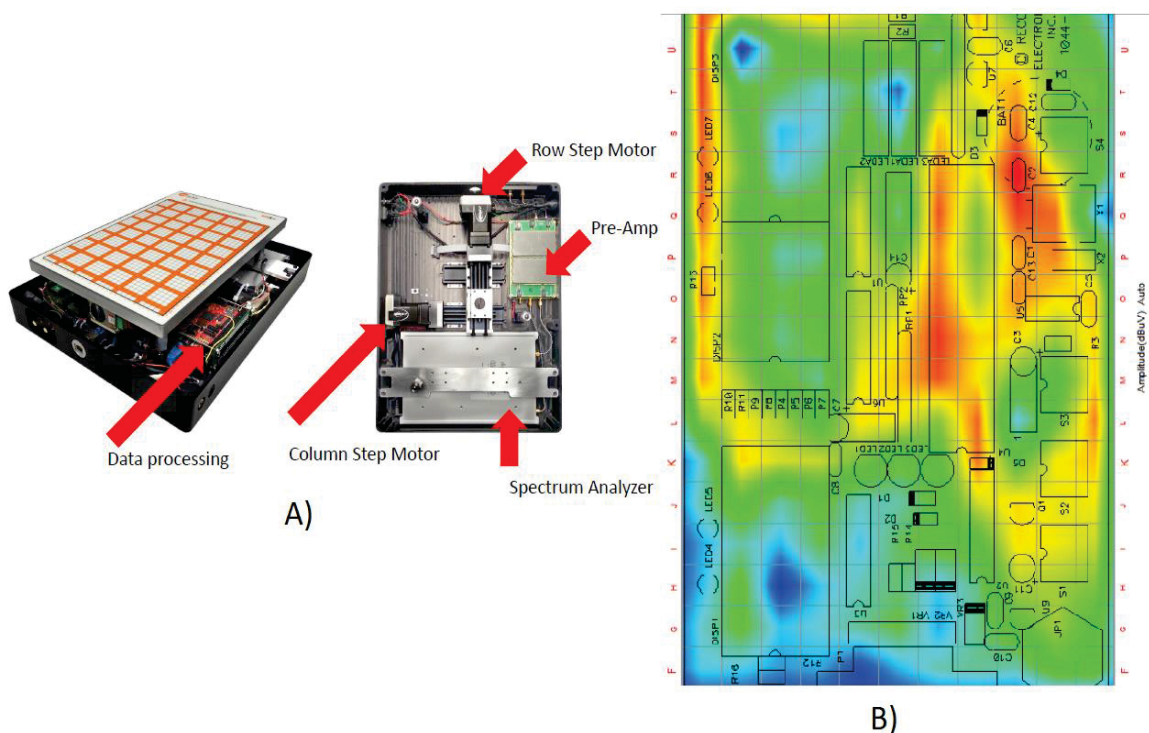
Estes tipos de sondas podem ser acoplados em um analisador de espectro ou osciloscópio, tomando-se o cuidado com o correto casamento de impedâncias, para evitar reflexões. Paul (2006) destaca que nessa etapa, não se está à procura de valores absolutos para esses campos, uma vez que o importante é quantificar em que região da placa estão as maiores emissões de campos elétricos ou magnéticos. Existem maneiras de a partir dos campos próximos, prever os campos distantes (emissão de ondas eletromagnéticas), porém, estes envolvem cálculos complexos e o uso do método de elementos finitos, o que pode fazer com que a modelagem do circuito possa ficar bastante complexa. O trabalho de GAO *et al.* (2013) e CAO *et al.* (2017) demonstram esses procedimentos para uma pequena placa de circuito impresso sem componentes soldados.

O trabalho de “detetive”, como descrito por Paul (2006), deve se iniciar com uma varredura total da placa, sintonizando o analisador de espectros com varreduras rápidas e em uma grande faixa de frequências. Nessa primeira varredura, o interesse é determinar quais são as maiores frequências, para depois com mais calma procura o ponto de maior emissão dessa frequência na placa. Segundo Ott (2009) esse trabalho pode demorar dias, até que se chegue a um resultado factível. Dessa forma existem equipamentos denominados de *Scanners* de campo próximo que auxiliam nesse trabalho.

O *Scanner* de campo próximo nada mais é que um mecanismo automático de varredura, que mede diversos pontos do circuito, sempre em passos discretos e mantendo as distancias uniformes. Dessa forma um software de computador é capaz de mesclar a figura do esquemático ou uma foto da placa

com os níveis de campo elétrico ou magnético dependendo da sonda utilizada. Existem *scanners* de EMI de diversas empresas, porém esses dispositivos possuem preços elevados (PAUL, 2006). A empresa EMScan fabricante desse tipo de dispositivo comercializa um de seus modelos de *scanner* por cerca de USD\$ 60.000,00 (preço de referência do 1º semestre de 2018). A Figura 17 traz um panorama geral desse aparelho.

FIGURA 17 – SCANNER DE CAMPO PROXIMO - EMSCAN
(A) Hardware do *scanner*. b) Resultado da varredura de campo elétrico de uma placa)



FONTE: EMSCAN (2018).

Basicamente esse *scanner* é constituído de pequenas antenas do tipo dipolo elétrico montadas em um sistema de eixos coordenados XY. Essas antenas são ligadas a um analisador de espectro que o aparelho possui internamente e os dados recolhidos são enviados ao computador que processa os valores de campos e forma o resultado mostrado na FIGURA 16 – B. A resolução desse *scanner* segundo o fabricante é de 120 μm . Outro tipo de *scanner* de EMI comercial disponível atualmente é da empresa API (Amber Precision Instruments) que é constituído de um braço robótico capaz de varrer objetos em 3D de dimensões grandes, a FIGURA 18 mostra esse equipamento.

FIGURA 18 – SCANNER RÓBOTICO DE CAMPO PRÓXIMO - API
(Scanner robótico para grandes dimensões)



FONTE: API (2019).

He (2015) construiu um *scanner* de campo próximo baseado em rastreamento óptico da sonda. Basicamente He (2015) equipou um alvo de rastreamento espacial com uma sonda de campo próximo e em uma mesa posicionou 13 câmeras digitais que passavam informações a um computador. Uma foto do sistema montado por He (2015) está na FIGURA 19.

FIGURA 19 – SCANNER MANUAL BASEADO EM POSICIONAMENTO ESPACIAL
(Arranjo utilizando 13 câmeras)



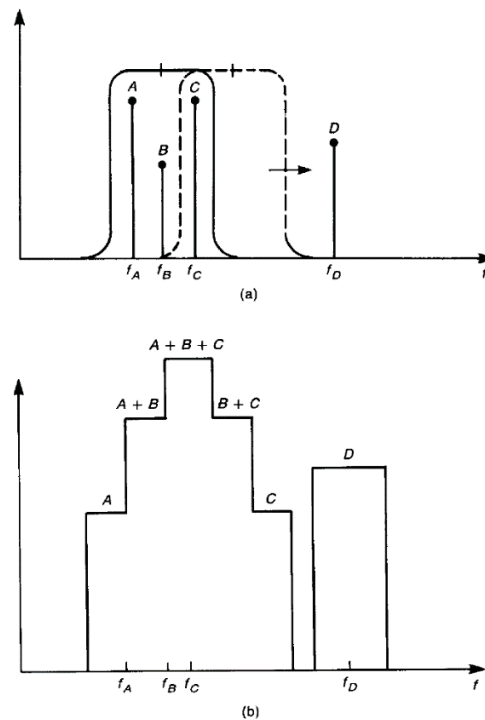
FONTE: HE (2015).

No *scanner* construído por He (2015), um operador humano tem que usar a sonda com o alvo de rastreamento espacial acoplado para varrer o produto. Nesse caso um computador analisa as imagens coletadas pela câmera e passa a localização da sonda, bem como grava as medidas feitas pelo analisador de espectro. Segundo o autor (2015), esse método permite a varredura precisa de grandes objetos, sem que se tenha o perigo de um braço robótico destruir a sonda ou o equipamento em teste, devido ao não reconhecimento correto do objeto.

As sondas de campo próximo manuais e os *scanners* acima apresentados funcionam em conjunto com um analisador de espectros por varredura. Esse equipamento de medida basicamente traça a amplitude do sinal por sua frequência. Ele utiliza a estrutura de um receptor de rádio superheteródino para ao final implementar três tipos de detectores distintos: detector de pico, detector de média e detector de quase-pico (PAUL, 2006). Após a passagem por estes detectores, o sinal é amostrado por um conversor analógico digital, processado e mostrado na tela. A varredura das frequências de interesse nesse tipo de equipamento é realizada através da mudança de frequência do oscilador local do aparelho, que em conjunto com o *mixer* altera a faixa de frequência lida pelo aparelho. Para se obter o sinal de interesse em uma amplitude correta, cada vez que o passo de frequência é incrementado, deve-se aguardar um tempo mínimo para que os detectores possam atuar adequadamente e fornecer o nível do sinal, assim o tempo de varredura muda conforme o detector a ser utilizado (PAUL, 2006). Dessa forma, medidas em algumas condições de funcionamento podem demorar de alguns segundos a horas de varredura.

Um dos parâmetros importantes de um analisador de espectro é a largura do filtro de frequência intermediária, também conhecido como RBW. Esse filtro define a largura espectral dos sinais exibidos e também o tempo de varredura. Um RBW muito estreito faz a medida demorar muito, porém tem a capacidade de mostrar emissões de banda estreita. Já um filtro de IF com frequência mais alta (largura maior) pode mascarar emissões de banda estreita, porém faz a medida ser executada mais rapidamente. A FIGURA 20 traz uma ilustração do efeito da largura desse filtro no espectro exibido pelo aparelho.

FIGURA 20 – RELAÇÃO ENTRE O RBW E O RESULTADO DA MEDIDA
(a – Espectros reais (A,B,C e D) e o filtro de IF, b – Resultado mostrado pelo aparelho, notar que o sinal B é mascarado pelos outros sinais, devido a largura do filtro))

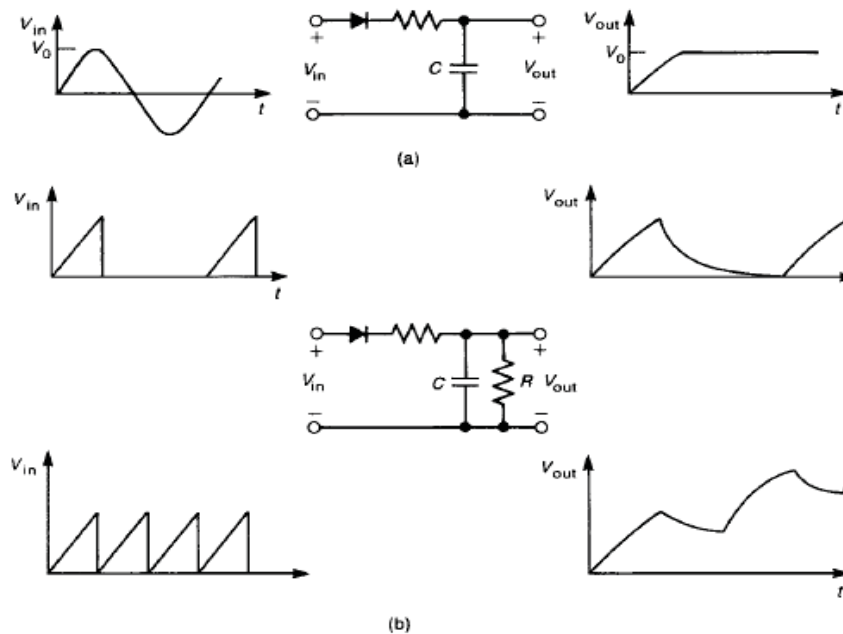


FONTE: PAUL (2006).

A FIGURA 20-a traz 4 espectros (A, B, C e D) e a representação do filtro de IF varrendo as frequências. Já na FIGURA 20-b é representado o que o aparelho contabiliza e mostra na tela, assim é possível verificar que com o filtro de IF escolhido o espectro B foi mascarado pelos demais sinais. Segundo Paul (2006), a largura de IF mínima para emissões radiadas na frequência de 30 MHz – 1GHz é de 120 kHz, já para frequências maiores que 1 GHz o filtro deve ser de 1MHz.

A FIGURA 21 traz os tipos de detectores implementados no analisador de espectro por varredura. O detector de pico da FIGURA 21-a, mede a maior magnitude do sinal e é o método mais fácil e rápido para executar a medida (PAUL, 2009). O detector de quase pico da FIGURA 21-b, visa registrar a taxa de repetição do sinal, descartando eventuais picos momentâneos de tensão, que seriam detectados pelo detector de pico. Por outro lado, caso um sinal tenha uma frequência alta de repetição (período menor que a constante de tempo RC do resistor e capacitor em paralelo o valor da tensão de saída desse detector aumentará (LIZ, 2003).

FIGURA 21 – DETECTORES DE PICO E QUASE-PICO.
(a - detector de pico. b - detector de quase-pico)



(b)
FONTE: PAUL (2006).

Segundo Paul (2006), o detector de média é um filtro passa baixa de 1Hz, colocado após o detector de envoltória (envelope) do equipamento de medida. Esse filtro faz com que os sinais com amplitudes persistentes por mais de 1 s tenham seus valores contabilizados. Com isso é possível separar uma emissão de banda estreita de uma emissão de banda larga de baixíssima amplitude.

De forma a acelerar as medidas de emissões e facilitar o diagnóstico a FFT (Fast Fourier Transform) é outra ferramenta importante para a área de EMC. Ela possibilita que dados de emissões ou das sondas de campos sejam adquiridos no domínio do tempo e após um processamento, obter os espectros de frequências desses sinais. No passado um dos entraves para o aprimoramento dessa técnica aplicada a área de EMC eram as baixas taxas de amostragens dos conversores AD aliados com a baixa resolução (8 bits). Além disso, a capacidade de processamento e memória dos DSP (Digital Signal Processor) também eram um fator limitante.

Medler (2014) cita que com o avanço dos DSPs e a melhoria na qualidade dos conversores AD já é possível realizar ensaios de emissões conduzidas (com faixa de frequência de até 30 MHz) de acordo com a norma aplicável (CISPR16-2-3), utilizando a FFT. Nesse caso é utilizado um receptor

específico, que segundo o autor (2014), adquire os sinais através de um conversor AD de alta resolução (16 bits) o qual passa os dados ao DSP que executa a FFT e entrega o espectro de frequências do sinal. Segundo Medler (2014) também é possível executar medições de emissões radiadas utilizando um método similar, porém fazendo o uso de um *mixer* e vários conversores AD para reduzir o custo. Os procedimentos de testes de emissões radiadas como os descritos pelas normas CISPR16-2-3 e CISPR16-2-1 já trazem essa possibilidade para a diminuição de tempo da medida de emissões radiadas. Braun *et al.* (2006), também propõem um outro método, utilizando FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) no lugar de DSPs para acelerar as medidas com FFT.

A FFT também é de grande valia em osciloscópios, onde é possível utilizar as sondas de campo próximos para efetuar o diagnóstico de uma placa ou sistema de maneira rápida e a um custo menor se comparado a analisadores de espectro (R&S, 2017).

Caso o objetivo seja o de obter valores de medidas exatas utilizando a FFT, Scholl (2016) traz algumas considerações importantes. A primeira delas é que a taxa de amostragem do conversor AD deve ser no mínimo o dobro da maior frequência presente no sinal, de forma a obedecer ao critério de Nyquist. A largura espectral de cada raia (equivalente ao RBW de um analisador de espectro) e dada por (11). Onde f_s é a frequência de amostragem, N é o número de pontos adquiridos e Δf é a largura da raia.

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (11)$$

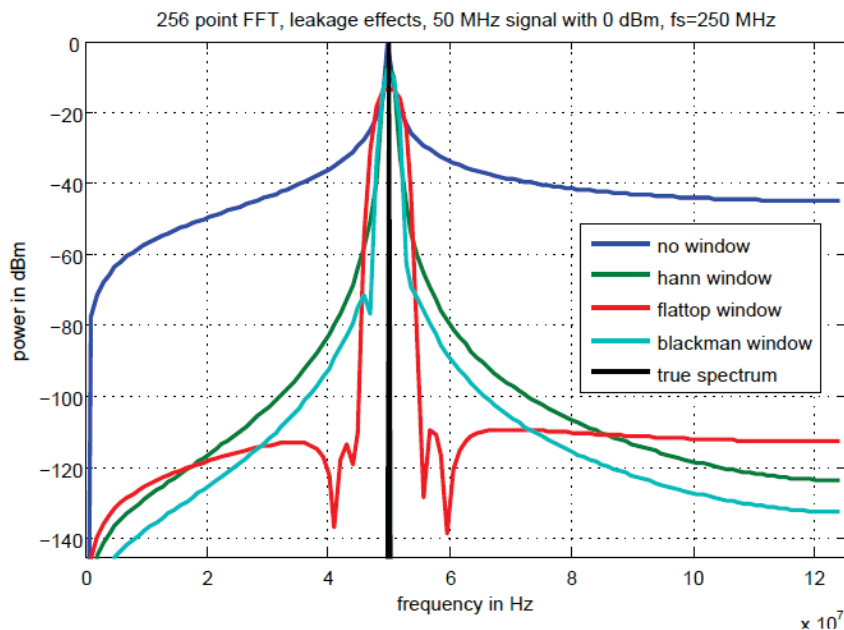
A faixa de frequências que a FFT abrangerá nessas condições é dada por (12).

$$\frac{f_s}{N} \leq \Delta f \leq \frac{f_s}{2} \quad (12)$$

Scholl (2016), aponta que para se evitar o vazamento espectral deve-se utilizar a técnica do janelamento do sinal ainda no domínio do tempo. O vazamento espectral decorre do fato da transformada de Fourier ser adequada para processar sinais contínuos no tempo, ou seja, existentes de $-\infty$ a $+\infty$. Assim para poder usar essa técnica sem que haja distorção no espectro é necessário recortar o sinal em um determinado formato e repeti-lo indefinidamente, de forma

a constituir um sinal contínuo. O formato em que esse sinal será recortado é chamado de janela. Existem diversos tipos de janelamento, cada qual com suas características e adaptados a determinados tipos de sinais. A FIGURA 22 traz o efeito das várias janelas aplicadas em um sinal senoidal de 50 MHz.

FIGURA 22 – DIFERENÇAS ENTRE JANELAS NA FFT.
(A curva azul também é conhecida por ser a janela retangular. A curva preta é o espectro real)



FONTE: SCHOLL (2016).

A aplicação do janelamento faz com que as amplitudes representadas no espectro não sejam iguais ao sinal original, dessa forma deve-se aplicar a correção da amplitude já no espectro de frequências para se obter os valores corretos (SCHOLL, 2016). A TABELA 1 traz as correções que devem ser aplicadas.

TABELA 1 – CORREÇÕES DE AMPLITUDE APÓS O JANELAMENTO NA FFT

Tipo de Janela	Perdas (dB)
Retangular	0
Hanning	-6
Blackmann	-7,5
Flat-top	-13,3

FONTE: SCHOLL (2016)

A perda de recorte é descrita por Scholl (2016) como o fato de frequência de interesse cair entre dois pontos vizinhos, uma vez que o espectro da FFT é constituído por pontos discretos, fazendo com que ele não seja contabilizado de maneira correta na medida. Segundo Scholl (2016), uma das maneiras de se

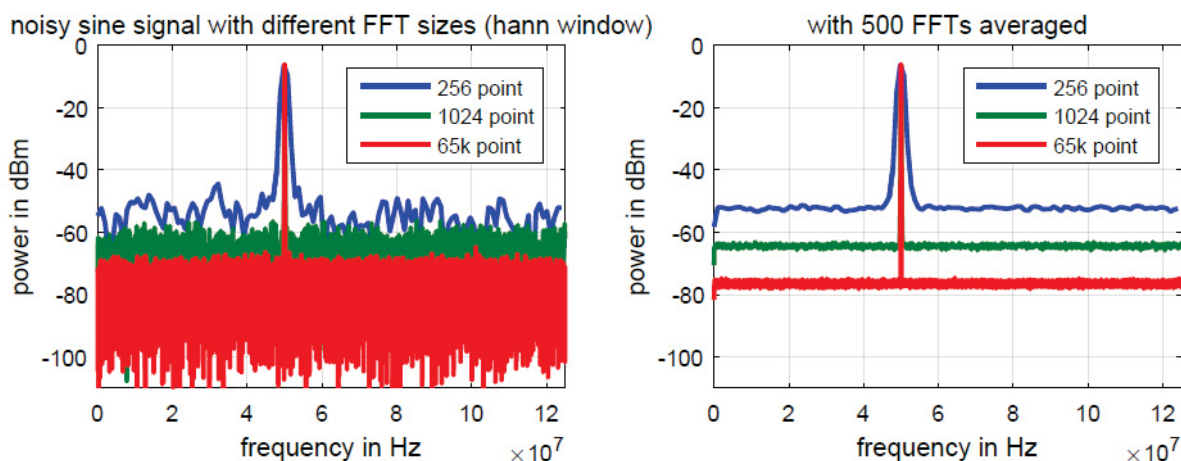
evitar isso é utilizar a janela Flat-top, que possui uma perda de recorte máxima de 0,02 dB.

Scholl (2016) descreve que fazendo a FFT com um número elevado de pontos tem-se o efeito chamado ganho de processo. Esse efeito é responsável por causar a diminuição do nível de ruído da FFT, não alterando o nível dos sinais de interesse. Isso é equivalente a diminuição da largura do filtro de IF de um analisador de espectros. A equação (13) traz o ganho de processo, onde N é o número de pontos.

$$PG[\text{dB}] = 10 \log\left(\frac{N}{2}\right) \quad (13)$$

A FIGURA 23 traz o nível de ruído produzido pelo ganho de processo para diferentes números de pontos para um sinal senoidal de 50 MHz. Esse efeito é benéfico quando sinais de banda estreita precisam ser visualizados. Scholl (2016) aponta que é possível fazer médias entre os resultados da FFT para melhorar a visualização dos sinais.

FIGURA 23 – GANHO DE PROCESSO NA FFT.
(Notar que o nível de ruído é diminuído com o aumento no número de pontos)



FONTE: SCHOLL (2016).

2.4 NORMAS PARA EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS

O conjunto de normas de EMC mais conhecido são as normas da IEC (*International Electrotechnical Commission*) que possui um comitê para tratar dessas questões o CISPR (*Comité International Spécial des Perturbations*

Radioélectriques). Esse comitê publica normas de emissão que são adotadas por diversos países e mercados comuns. A União Europeia adota essas normas de EMC e os produtos que são legalmente vendidos na Europa devem seguir essas diretrizes. O Brasil também adota o mesmo conjunto de normas.

As normas publicadas por esse comitê abrangem um grande número de aplicações, dentre as quais se destacam:

- CISPR 11 – Características de distúrbios de rádio frequência para equipamentos industriais, médicos e científicos;
- CISPR 12 – Características de distúrbios de rádio frequência para veículos, barcos e dispositivos movidos a motor de combustão interna;
- CISPR 14 – Compatibilidade eletromagnética para eletrodomésticos, ferramentas elétricas e similares;
- CISPR 15 - Características de distúrbios de rádio frequência para equipamentos de iluminação e similares;
- CISPR 22 - Características de distúrbios de rádio frequência para equipamentos de tecnologia da informação;
- CISPR 24 – Características de imunidade (ou susceptibilidade a interferência) para equipamentos de tecnologia da informação;
- CISPR 16 – Métodos e aparato de medida para emissões eletromagnéticas conduzidas e radiadas.

Por ser um aparelho de laboratório o gerador de pulsos magnéticos bipolares está sujeito a norma CISPR11. Essa norma determina que as medidas de emissões radiadas devem ser feitas em um campo aberto ou em câmara anecóica. O campo aberto é preferido pela norma, porém devido as condições de controle a medida em uma câmara anecóica é mais prática. O gerador de pulso se enquadra como um equipamento do grupo 1, onde a energia de rádio frequência não é intencionalmente produzida, pois não produz pulsos magnéticos contínuos acima de 9 kHz.

No grupo 1 existem duas classes de equipamentos: Classe A e Classe B. Os limites da classe B são mais restritivos que os da classe A. A Classe A é destinada para equipamentos industriais, onde poderá se ter um maior nível de

emissão, já a classe B é destinada a equipamentos domésticos, onde os limites de emissão devem ser menores. Isso se deve ao entendimento que as distâncias de proteção que um equipamento de uso residencial está sujeito é menor de que a de um equipamento para uso industrial (10 m e 30 m respectivamente). Assim seria aceitável que um equipamento industrial emitisse com maior intensidade esses sinais, mesmo porque em uma área industrial os casos de interferências podem ser mais facilmente corrigidos do que em ambientes residenciais (PAUL, 2006). A TABELA 2 traz os limites de emissões radiadas para a classe A e a TABELA 3 traz os limites para a classe B.

TABELA 2 – EMISSÕES RADIADAS PARA AS NORMAS CISPR 11 GRUPO 1 – CLASSE A
Potência menor que 20 kVA

Frequência (MHz)	Campo Elétrico – (dB μ V/m)	
	Quase-pico – 10 m	Quase-pico – 3 m
30 – 230	40	50
230 – 1000	47	57

FONTE: Adaptado de CISPR11 (2009)

TABELA 3 – EMISSÕES RADIADAS PARA AS NORMAS CISPR 11 GRUPO 1 – CLASSE B

Frequência (MHz)	Campo Elétrico – (dB μ V/m)	
	Quase-pico – 10 m	Quase-pico – 3 m
30 – 230	30	40
230 – 1000	37	47

FONTE: Adaptado de CISPR11 (2009)

Os limites representados nas TABELAS 2 e 3 foram escalados para uma câmara anecóica de 3 m, de acordo com as diretivas de Paul (2006). Os procedimentos de medida para essa norma estão descritos na norma CISPR16-2-3. Essa norma especifica que a largura do filtro de IF do analisador de espectros ou receptor de campos deve ser de 120 kHz e o tempo mínimo de medida para a faixa de frequência de 30 MHz – 1 GHz deve ser de 0,06 ms.

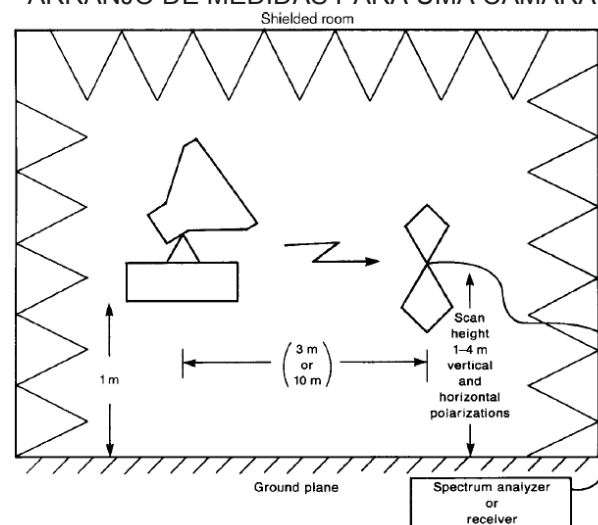
Como a medida com o detector de quase-pico consome um tempo considerável, a norma traz a possibilidade de se realizar a medida com o detector de pico (que costuma registrar valores mais elevados). Caso a medida com o detector de pico esteja dentro dos limites da norma, este ensaio é considerado válido e o equipamento em teste foi aprovado.

A mesa em que ficará o equipamento em teste deve ser de material não condutivo e deve ter altura mínima de 80 cm. A antena deve estar a uma altura de 1 a 4 m do chão, sendo que a altura em que a maior emissão for registrada

deverá ser anotada e as emissões não deverão exceder a norma. Os limites da norma devem ser respeitados tanto para emissões na polarização vertical e horizontal, dessa forma a antena deve ser girada para que os maiores valores das emissões em cada polarização sejam descobertos. A FIGURA 24 traz o arranjo de medidas para uma câmara semi-anecoica.

A antena que deve ser usada é do tipo dipolo de meia onda. Porém como a faixa de frequências dos testes deve ser de 30 MHz até 1 GHz, uma antena dipolo de meia onda não cobrirá toda a faixa de frequência, assim a antena deve ser trocada várias vezes para que seja possível varrer toda a faixa. Para acelerar o processo normalmente se usa uma antena de banda larga. Usualmente uma antena bicônica é usada na faixa de 30 MHz até 200 MHz e uma log-periódica é usada de 200 MHz – 1 GHz. Existem antenas especiais que conseguem cobrir uma ampla faixa de frequências, sendo possível fazer o ensaio inteiro sem a necessidade de troca da antena (PAUL, 2006). No apêndice III e IV é possível conferir a estrutura do laboratório que foi utilizado para realizar os ensaios desse trabalho.

FIGURA 24 – ARRANJO DE MEDIDAS PARA UMA CÂMARA SEMI-ANECOICA.



FONTE: PAUL (2006).

2.5 DIRECTIVAS DE LAYOUT PARA CONVERSORES CHAVEADOS

Grande parte das formas de emissões ou susceptibilidades eletromagnéticas surgem de projetos de *layout* inadequados. Um projeto de placa de circuito impresso (PCI) bem executado pode diminuir muitas emissões

eletromagnéticas e tornar o sistema mais robusto a interferências. Várias técnicas podem ser empregadas para melhorar as características do sistema quanto aos problemas de EMI. Essas técnicas são aplicadas nas fases iniciais do projeto do equipamento, assim como no seu reprojeto, quando necessário (OTT, 2009; PAUL, 2006).

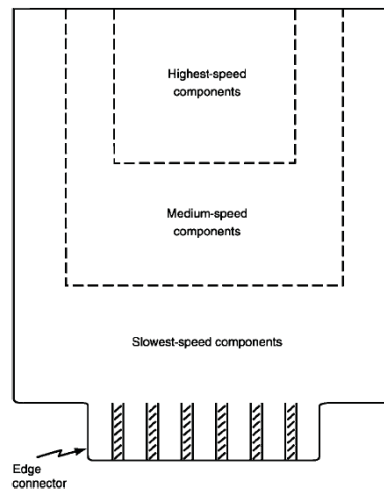
2.5.1 *Layout* da placa

Um dos primeiros passos a serem tomados em um projeto de PCI é a identificação de circuitos ruidosos. Circuitos ruidosos são circuitos que geram muitas emissões eletromagnéticas (PAUL, 2006). Circuitos digitais, osciladores, circuitos de chaveamento, entre outros, são considerados ruidosos. Esses circuitos, normalmente possuem transições rápidas de tensões e correntes, que causam emissões de amplo espectro (NXP, 2011). Essas emissões podem acoplar facilmente em trilhas, cabos e conectores e se espalhar no interior do produto e até mesmo para fora dele. Quando um ruído atingir uma cabo de conexão externo, isso causará grandes emissões radiadas, o que além de poder provocar a reprovação do produto segundo os critérios das normas de emissões, poderá causar o mau funcionamento dos aparelhos no mesmo ambiente (PAUL, 2006).

Em um conversor chaveado a presença de circuitos ruidosos é inevitável (MEE; TEUNE, 2019). Dessa forma recomenda-se afastá-los de conectores, cabos e qualquer interface de saída da placa. Além disso, deve-se evitar que esses circuitos sejam colocados na periferia da placa, pois o efeito de blindagem que um bom plano terra faz fica prejudicado (CUTRI, 2005). Por outro lado, NXP (2011) coloca a questão que os elementos chaveadores de um conversor muitas vezes necessitam do uso de um dissipador de calor, que normalmente é colocado na borda da placa. Para que seja preservado o efeito da blindagem oferecida pelo plano terra NXP (2001) recomenda que o dissipador seja aterrado. Liz (2003) alerta que um dissipador de um elemento chaveador mal aterrado, pode inclusive piorar as emissões eletromagnéticas radiadas, portanto deve-se ter cuidado com o dimensionamento e posicionamento de tais componentes.

Esses circuitos devem estar separados de circuitos com menor potencial de causar interferência e dos circuitos de maior sensibilidade. Idealmente deve-se confinar esses circuitos em partes distintas da placa. Um exemplo desse tipo de *layout* está na FIGURA 25.

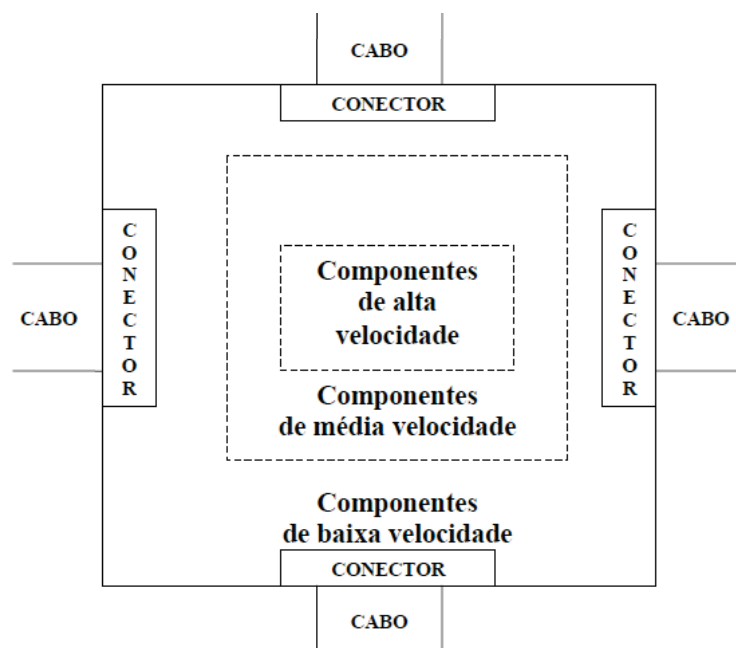
FIGURA 25 – AFASTAMENTO DE CIRCUITOS RUIDOSOS EM UMA PCI.



FONTE: PAUL (2006).

A FIGURA 25 mostra que circuitos mais rápidos (mais ruidosos) devem ser colocados o mais afastado possível das conexões da placa. A figura enfatiza também que circuitos de menor velocidade (mais sensíveis) devem estar longe dos circuitos mais rápidos. Cutri (2005), traz na FIGURA 26 uma visão geral do *layout* de uma placa com suas áreas confinadas.

FIGURA 26 – CONFINAMENTO DE CIRCUITOS RUIDOSOS EM UMA PCI.

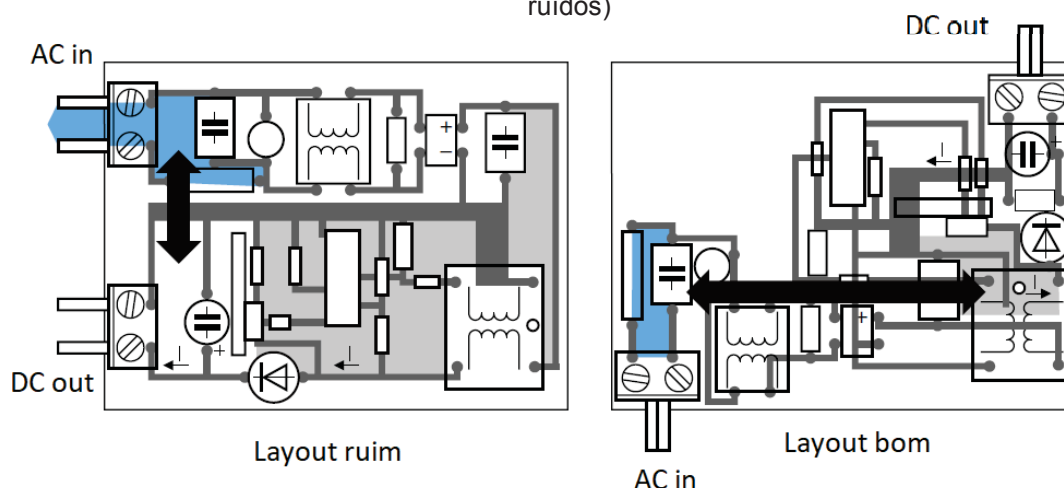


FONTE: CUTRI (2005).

Como colocado nas FIGURAS 25 e 26, conectores e fios de qualquer tipo devem sair das bordas das placas (OTT, 2009). Essas regiões deveram contar com o aparato para a fixação de conectores e colocação de filtros, foto acopladores e demais estruturas para evitar que o ruído do interior da placa se propague para fora e que o ruído eventualmente captado por um condutor adentre a placa. No caso de conversores chaveados, deve-se observar que a entrada de energia estar próxima da saída de tensão da fonte, pode causar acoplamentos indesejados, fazendo com que filtros de EMI não sejam eficazes, conforme FIGURA 27 (NXP, 2011; MURATA *et al*, 2017).

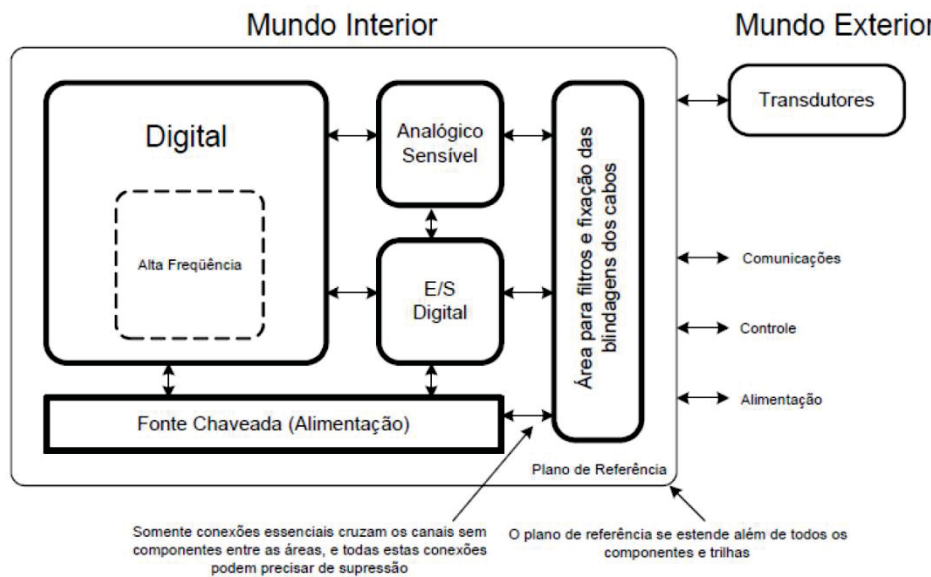
A separação entre os diferentes circuitos da placa faz com que surjam áreas específicas para aqueles tipos de circuito em uma PCI. Essas áreas devem ser delimitadas e a comunicação de uma área com a outra deve ser feita de maneira que componentes não sejam colocados no limite entre essas áreas (LIZ, 2003). Caso as áreas a serem conectadas sejam muito críticas, pode-se avaliar a necessidade de algum tipo de isolamento galvânica (foto acopladores, transformadores) ou mesmo a aplicação de fibras óticas. A FIGURA 28 traz um resumo das recomendações de *layout* para um produto genérico, bem como a questão da separação de circuitos, posicionamento de cabos e comunicação entre essas áreas.

FIGURA 27 – FONTE DE ALIMENTAÇÃO E ACOMPLAMNETOS ENTRE ENTRADA E SAÍDA.
(A proximidade da entrada e saída de energia no *layout* ruim pode causar acoplamento de ruídos)



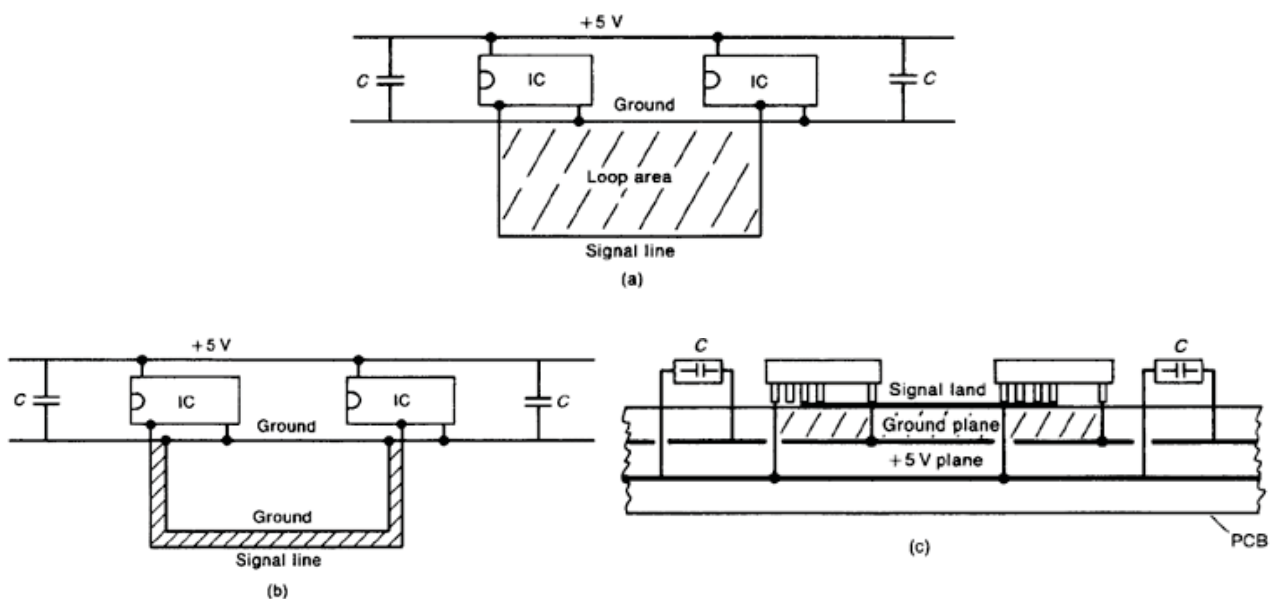
FONTE: NXP (2011).

FIGURA 28 – RECOMENDAÇÕES DE LAYOUT PARA UM CIRCUITO GENÉRICO.



FONTE: LIZ (2003).

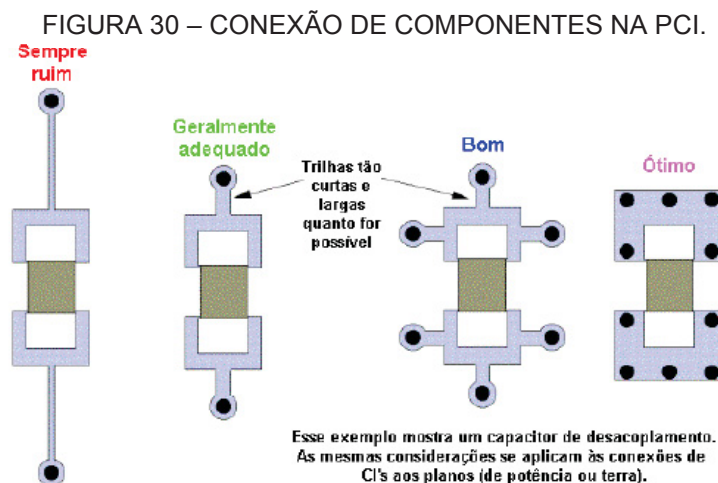
As trilhas de circuito impresso devem sempre ser as mais curtas e largas possíveis. Segundo o CUI (2019), trilhas estreitas em fontes de alimentação chaveada fazem com que a impedância dessa seja maior, o que favoreceria emissões radiadas. Deve-se evitar *loops* que possam aumentar a indutância da trilha. Esses *loops* também favorecem as emissões radiadas, por isso devem ser minimizados o quanto possível. A FIGURA 29 traz três demonstrações de uma linha de sinal sendo roteada entre dois CIs.

FIGURA 29 – ROTEAMENTO DE UMA TRILHA DE SINAL.
(a) Área com grande *loop* b) Área com *loop* menor c) Área com o menor *loop*

FONTE: PAUL (2006).

A FIGURA 29 demonstra que o menor *loop* é formado quando é possível ter uma PCI com multicamadas (FIGURA 29-c) e uma das camadas exclusiva para os sinais. Nesse caso o sinal sai de um dos CIs passa pela camada de sinal atinge o outro CI e retorna pelo plano terra. Dessa forma a área que essa corrente percorrerá será mínima, assim esse caminho oferecerá uma baixa indutância e resistência e terá uma baixa colaboração para as emissões radiadas. O uso de placas multicamadas nem sempre é possível, assim uma boa pratica é levar uma trilha de terra em paralelo com a trilha de sinal (FIGURA 29-b) (CUTRI, 2005). Os resultados não serão tão bons quanto a placa de multicamadas, porém serão muito melhores que os apresentados na FIGURA 29-a, onde não há preocupação com a redução do *loop* de corrente.

As conexões de componentes com planos de referência e trilhas devem fornecer uma baixa impedância para a corrente. A FIGURA 30 mostra várias maneiras de conexão entre trilhas, componentes e planos de referência.



FONTE: LIZ (2003).

As conexões de elementos com terminais devem ser feitas priorizando o menor tamanho dos terminais de um componente. Resistores THT colocados em pé, podem causar problemas de emissões eletromagnéticas e uma indutância mais alta nos terminais do componente (CUTRI, 2015).

Quanto menor a quantidade de placas que o equipamento usar, mais fácil será a adequação eletromagnética do equipamento (OTT, 2009). Idealmente seria interessante ter todos os componentes de um equipamento na mesma placa. Outro cuidado que deve observado no *layout* da placa é não posicionar circuitos sensíveis próximos a estruturas que irão causar ruído. Essas

estruturas podem estar fixadas na carcaça do produto e produzirem ruído que acoplará nesses circuitos, causando problemas.

2.5.2 Aterramento

Toda a corrente que é injetada por um componente ou sistema necessita de um caminho para retornar ao mesmo. A corrente sempre retorna pelo caminho de menor impedância. Para correntes contínuas e alternadas de baixa frequência o caminho com a menor impedância é o caminho que apresenta a menor resistência. Já para correntes de altas frequências o caminho de menor impedância é o que apresenta a menor indutância (RICOBOM; BONFIM, 2015).

Sinais que apresentam uma transição abrupta têm componentes de baixas e altas frequências. Essas componentes acabam se dividindo e retornando cada qual pelo caminho que apresente a menor impedância para a componente (PAUL, 2006). Assim, as componentes de alta frequência retornam pelo caminho de menor indutância e as componentes de baixa frequência desse sinal acabam retornando pelo caminho de menor resistência.

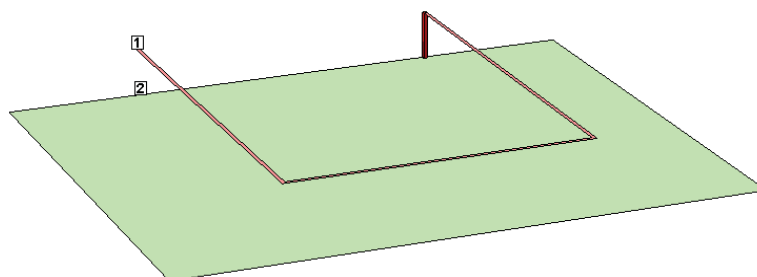
Normalmente o caminho de retorno dessas correntes é uma referência de 0 V, ou um terra. Uma trilha ou um fio não apresenta a baixa indutância necessária para que sejam consideradas planos de terra (OTT, 2009). Assim as correntes de alta frequência encontram um caminho com impedância baixa para retornarem as suas origens. Nesse caso essa corrente pode acabar acoplando em algum “atalho” de menor impedância e causando sérios problemas de emissões eletromagnéticas. Paul (2006), cita uma frase que traduz bem o sentido disso: “Elétron não lê esquemático”.

Para ter uma baixa impedância em um aterramento, várias diretrizes devem ser seguidas, sendo que as mais simples pregam o uso de planos de terra. Esses planos têm a função de serem a referência do circuito e retornarem todas as correntes que foram injetadas pelos componentes. Um plano terra é muito mais efetivo do que uma única trilha (CUTRI, 2005), uma vez que a corrente de retorno poderá usar o caminho que lhe oferecer a menor impedância. Nesse caso para as altas frequências a corrente retornará exatamente abaixo da

trilha por onde veio, já para as baixas frequências poderá retornar pelo caminho de menor resistência.

Em uma simulação eletromagnética, utilizando o software Sonnet, é possível verificar o caminho de retorno de uma corrente em um plano condutor (RICOBOM; BONFIM, 2015). A FIGURA 31 mostra o esquema de um arranjo de uma trilha em forma de U, conectada a um plano condutor. Nesta simulação foi definido uma camada de vidro como material isolante, de modo a melhor representar o modelo experimental que foi construído para validar a teoria.

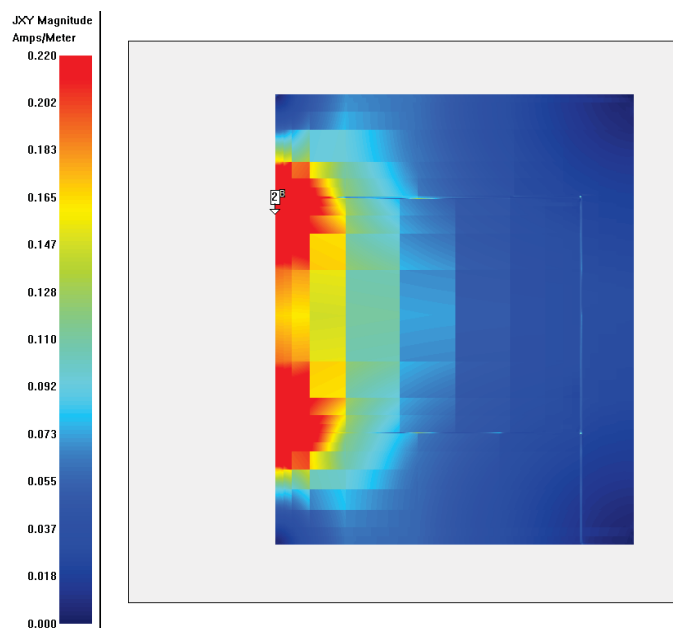
FIGURA 31 – SIMULAÇÃO DE UMA CORRENTE DE RETORNO.



FONTE: RICOBOM; BONFIM (2015).

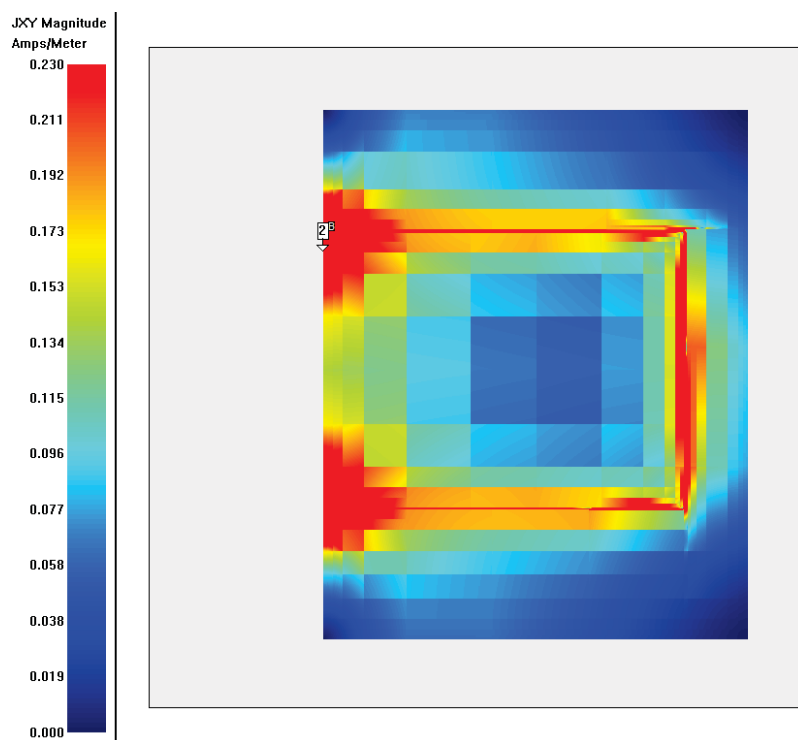
A corrente é injetada na porta 1 e recolhida na porta 2. As FIGURAS 32, 33 e 34 demonstram a distribuição da corrente de retorno no plano terra de acordo com a frequência. As áreas em vermelho mostram maior densidade de corrente e as regiões em azul uma menor densidade, de acordo com a escala de cores apresentada.

FIGURA 32 – CORRENTE DE RETORNO EM UM PLANO TERRA - FREQUÊNCIA 1kHz.



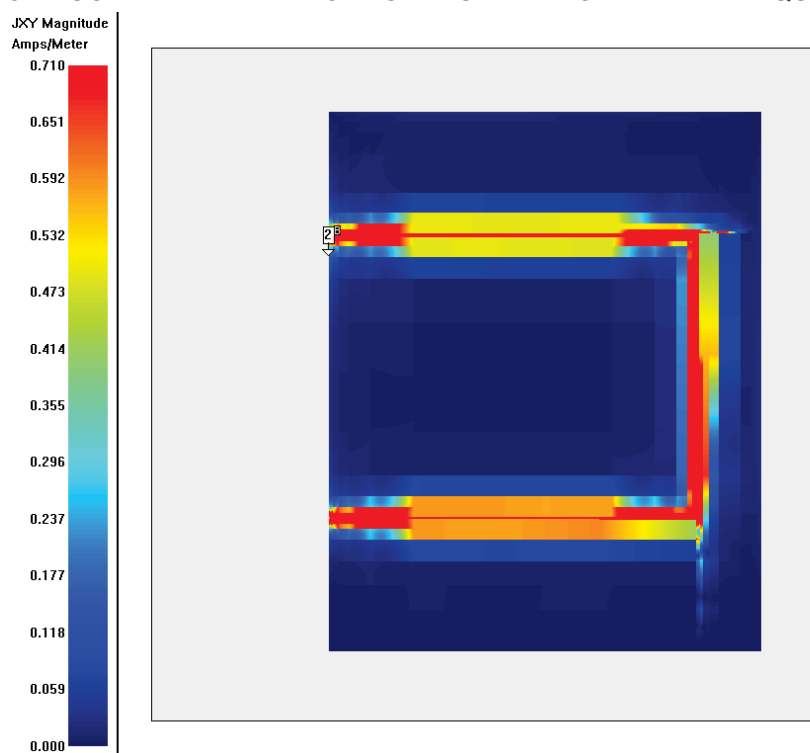
FONTE: RICOBOM; BONFIM (2015).

FIGURA 33 – CORRENTE DE RETORNO EM UM PLANO TERRA - FREQUÊNCIA 200kHz.



FONTE: RICOBOM; BONFIM (2015).

FIGURA 34 – CORRENTE DE RETORNO EM UM PLANO TERRA - FREQUÊNCIA 10MHz.

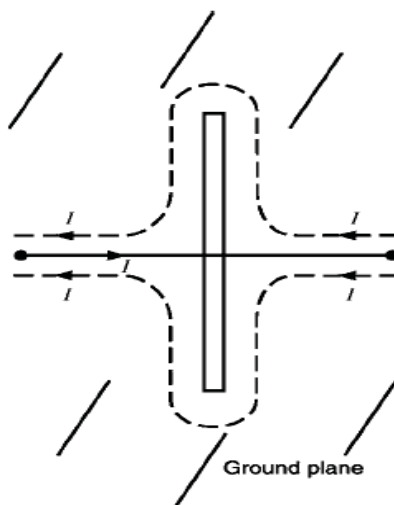


FONTE: RICOBOM; BONFIM (2015).

As FIGURAS 32,33 e 34 demonstram a importância de um plano de terra para uma placa. Uma vez que o caminho de retorno da corrente poderá tomar qualquer “espaço” no plano para retornar à sua origem com a menor impedância possível.

Para que um plano de referência (ou de terra) possa ser efetivo, este deve se estender além dos limites dos componentes (CUTRI, 2005), trilhas e planos de potência por pelo menos 20 vezes o espaçamento entre as camadas da placa (LIZ, 2003). Um plano de referência também oferece uma blindagem para a placa. Para que esse efeito seja efetivo, a altura dos componentes soldados na placa não deve ultrapassar $1/20$ do comprimento de onda para a maior frequência. Perfurações no plano de referência devem ser evitadas, sob pena de comprometer as características elétricas do mesmo (PAUL, 2006). Caso existam furos esses devem ser os menores possível. Uma regra prática é fazer o diâmetro do furo menor que 1% do comprimento de onda da maior frequência em questão. A FIGURA 35 mostra o efeito de uma fenda em um plano de terra.

FIGURA 35 – EFEITOS DE UMA FENDA EM UM PLANO DE TERRA.

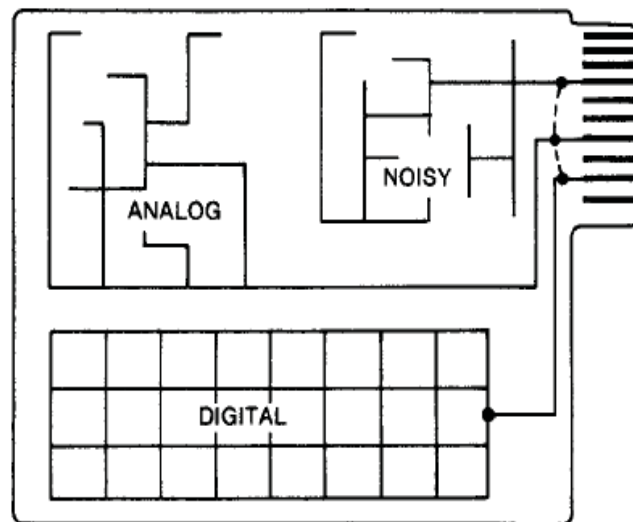


FONTE: PAUL (2006)

A FIGURA 35 mostra uma corrente I saindo de um pondo e chegando a outro. O retorno dessa corrente é feito pelo plano terra. Devido à fenda presente no plano terra, a corrente de retorno acaba circulando em volta da mesma. Além do aumento da impedância no caminho de retorno da corrente, esta fenda pode causar emissões radiadas devido a criação de campos magnéticos na fenda.

Outras técnicas de aterramento podem ser utilizadas, como por exemplo a separação dos aterramentos dos circuitos mais ruidosos e dos circuitos mais sensíveis (PAUL, 2006). Isso pode ser utilizado para prevenir que correntes altas e com alta frequência passem no mesmo lugar onde é aterrado um sistema analógico ou digital. A FIGURA 36 mostra um exemplo desse tipo de construção.

FIGURA 36 – SEPARAÇÃO DOS TERRAS DE UM CIRCUITO.



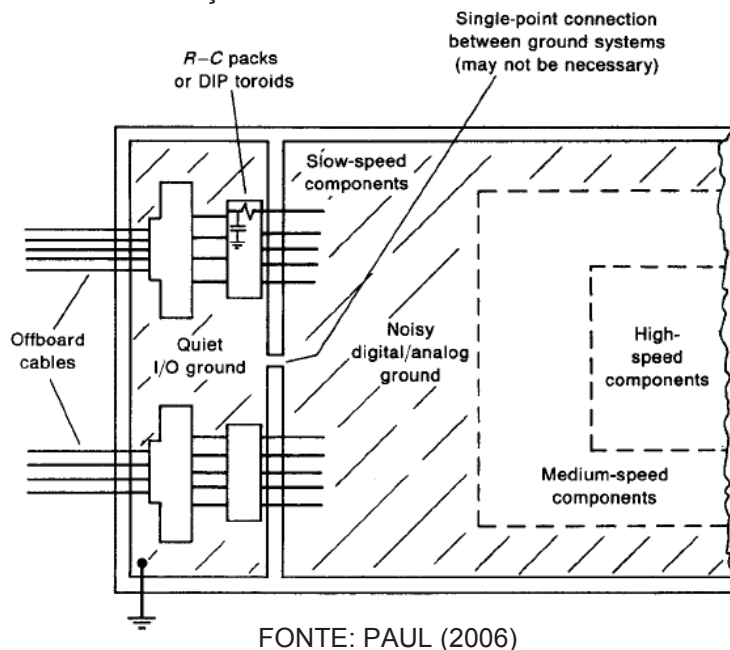
FONTE: PAUL (2006)

A FIGURA 36 mostra três tipos de circuito que tem seus terras separados e ligados diretamente ao conector da placa. Um dos benefícios desse tipo de construção é que as eventuais correntes de alta frequência e alta magnitude de um circuito ruidoso não causam uma queda de tensão entre diferentes pontos da mesma placa (OTT, 2009). Assim circuitos analógicos ou digitais não sofrem problemas de terras com tensões diferentes na mesma área do circuito.

Por outro lado esse tipo de arquitetura pode ser fonte de muitos problemas caso seja utilizada de maneira incorreta (OTT, 2009). Supondo que um circuito digital faça uma conexão com um circuito ruidoso ou analógico, o caminho de retorno que essa corrente irá fazer será muito maior, causando um *loop* de corrente maior o que prejudicará o circuito (PAUL, 2006). Neste caso medidas de isolamento galvânica e balanceamento de linhas devem ser tomados para evitar a circulação dessas correntes. Outro problema dessa topologia é ter terras com potenciais diferentes dentro da mesma placa, o que causa correntes de ruído circulantes dentro do produto (ARMSTRONG, 2012).

Deve-se evitar colocar conectores e filtros para cabos em áreas de terra ruidosas. As áreas que recebem esse tipo de componente e conexão devem ter terras “limpas” e sem ruído, uma vez que os ruídos do terra do equipamento podem acoplar nos conectores e serem radiados para o espaço (OTT, 2009). A FIGURA 37 traz um esquema onde foi criada uma área específica para a fixação dos cabos e filtros.

FIGURA 37 – CRIAÇÃO DE UM TERRA SEM RUÍDO PARA CONECTORES.



A FIGURA 37 mostra que além dos conectores ficarem na extremidade da placa e longe dos componentes de maior ruído (componentes de maior velocidade, ou componentes de chaveamento), esses possuem um terra sem a circulação das correntes de retorno dos componentes de alta velocidade. O estreitamento entre o terra dos conectores e o terra do resto do circuito pode não ser necessária, isso dependerá de cada circuito. Esse estreitamento visa impedir que ruídos de alta frequência atinjam a área das conexões (OTT, 2009).

Todas as técnicas de aterramento possuem alguma não idealidade que pode causar problemas. Dessa forma na hora de projetar uma PCI deve-se ter em mente as vantagens e desvantagens das principais técnicas e saber usá-las adequadamente.

O plano de terra pode ser vinculado ao chassi do equipamento. Esse procedimento deve ser feito especialmente para placas digitais (PAUL, 2006). Tipicamente usa-se uma vinculação a cada 50 a 100 mm. Quando necessita-se

de isolamento galvânico entre chassi e placa, pode-se utilizar capacitores para fazer essa vinculação (OTT, 2009), porém deve ser observado que existem normas de segurança que limitam correntes de fuga para o terra do sistema inteiro (condutor terra oferecido nas tomadas de energia e normalmente vinculados ao chassi do produto para promover a proteção contra choques elétricos).

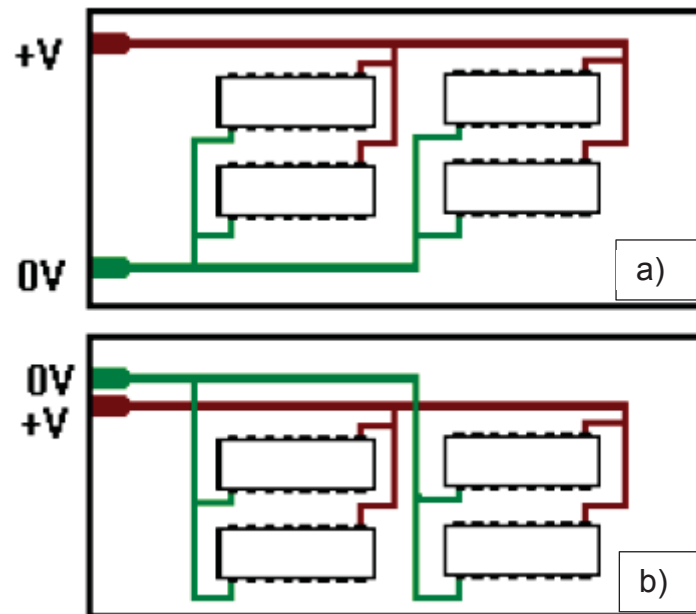
2.5.3 Linhas de alimentação

As linhas de alimentação seguem quase os mesmos postulados colocados para o aterramento. A alimentação do circuito pode ser colocada em um plano de alimentação, constituindo assim um plano de referência (PAUL, 2006). Linhas de alimentação separadas para circuitos digitais e analógicos normalmente são adotadas. Um dos motivos é a diferença na tensão de alimentação entre esses componentes. Mas outro motivo mais forte para essa separação é o ruído que um circuito digital pode provocar na alimentação de um circuito analógico (LIZ, 2003). Essa discussão é a mesma da seção anterior sobre a separação de terras para diferentes circuitos em uma placa. Para conversores chaveados a separação da alimentação do circuito de potência e do circuito de controle é uma das bases para que o circuito possa funcionar adequadamente (MEE; TEUNE, 2019).

Nos casos em que é inviável usar planos de alimentação deve-se optar por malhas de alimentação ou quando isso não for possível, deve-se reduzir o "loop" que a corrente de alimentação percorre no circuito (CUTRI, 2005). A FIGURA 38 demonstra essa situação.

As linhas de alimentação de um circuito devem possuir a impedância mais baixa possível. O chaveamento de circuitos digitais tende a criar picos de corrente muito rápidos e de elevada magnitude (PAUL, 2006). Esse fato também ocorre em circuitos de conversão de tensão chaveados.

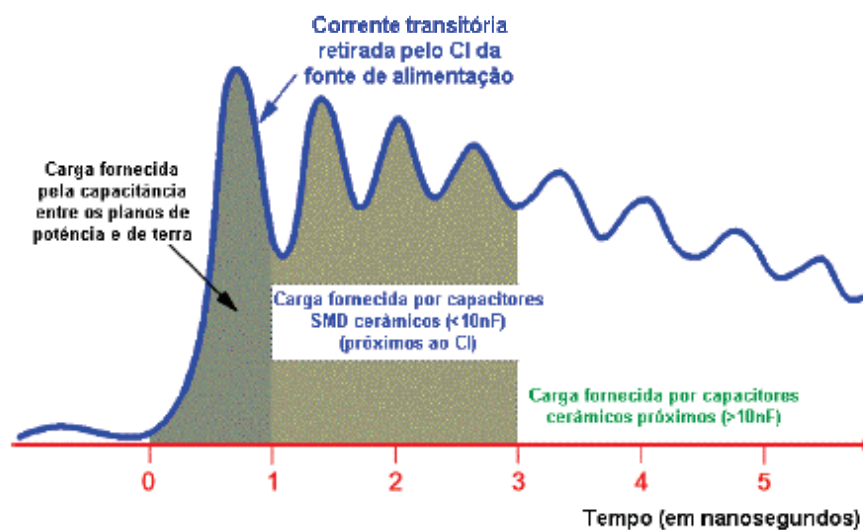
FIGURA 38 – LINHAS DE ALIMENTAÇÃO DE UMA PLACA.

(a) Área com grande *loop* - ruim b) Área com menor *loop* – bom)

FONTE: Adaptado de CUTRI (2005)

Devido a limitações nas fontes de alimentação e a própria indutância das trilhas e planos estes transitórios de corrente não são atendidos diretamente pela fonte de alimentação (NXP, 2011). Assim nesses circuitos, deve-se ter capacitores que forneçam essa corrente no momento do chaveamento do circuito. A FIGURA 39 mostra um gráfico no qual é demonstrado o fornecimento de cargas durante uma corrente transitória demandada por um CI.

FIGURA 39 – FORNECIMENTO DE CARGAS PARA UM CI

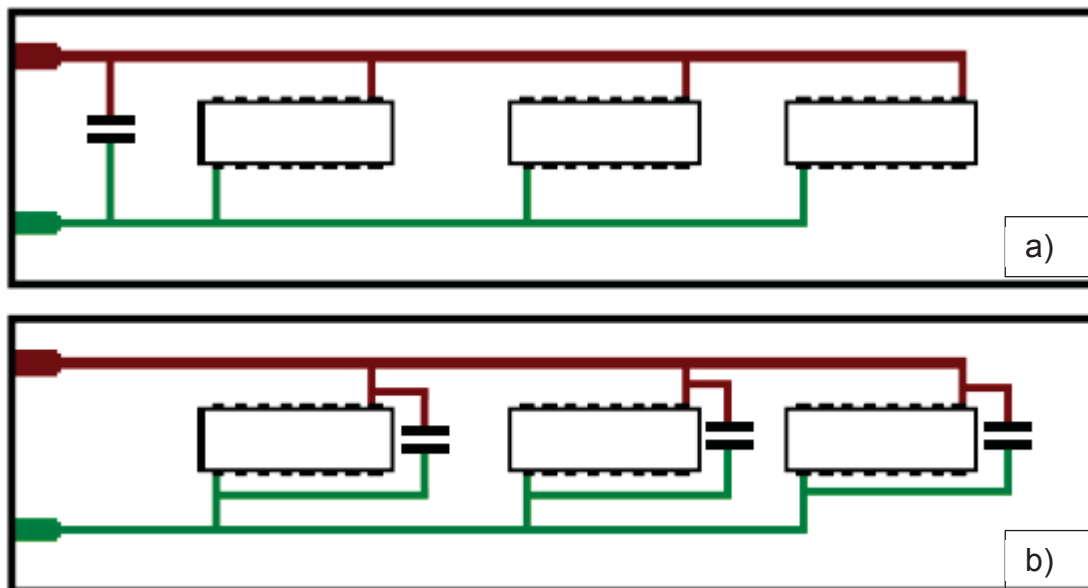


FONTE: LIZ (2003)

Conforme a FIGURA 39, quando um CI demanda um transitório de corrente, a capacitância formada entre os planos de terra e de alimentação serão os primeiros a suprir a demanda por cargas (LIZ, 2003). Após isso essas cargas serão fornecidas por capacitores SMD próximos e somente após por capacitores cerâmicos. Capacitores eletrolíticos só atuarão passados alguns microssegundos após a demanda de corrente. Dessa forma esses capacitores eletrolíticos são considerados lentos. A fonte de alimentação acaba não fornecendo as cargas diretamente ao CI durante o transitório (BOGATIN, 2010).

Dessa forma deve-se colocar capacitores de desacoplamento próximos a esses CIs para que seja possível o fornecimento das cargas demandadas e para que o *loop* de corrente formado durante o transitório seja o menor possível. A FIGURA 40 mostra a localização desses capacitores, sendo que a melhor situação é a em que cada CI tem seu próprio capacitor de desacoplamento.

FIGURA 40 – DESACOPLAMENTO DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO
(a) Desacoplamento ruim b) Desacoplamento adequado)

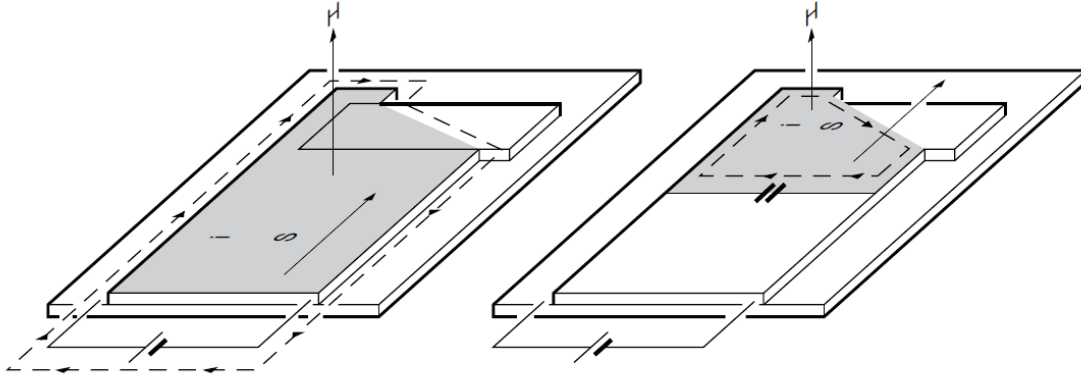


FONTE: Adaptado de CUTRI (2005)

Como somente um capacitor não consegue fornecer uma baixa indutância em toda a faixa de frequência demandada, usa-se vários capacitores de valores diferentes em paralelo (BOGATIN, 2010). O uso de vários capacitores causa uma redução no valor da impedância da linha e permite que CIs drenem correntes maiores instantaneamente com *loops* menores.

A FIGURA 41 demonstra como os *loops* menores de corrente são conseguidos através de capacitores de desacoplamento. A consequência direta da diminuição desses *loops* é a redução das emissões radiadas (NXP, 2011).

FIGURA 40 – LOOP DE CORRENTE COM E SEM CAPACITOR DE DESACOPLAMENTO
(Verificar que na figura da esquerda o *loop* é maior que na figura da direita)



FONTE: NXP (2011)

Os valores dos capacitores de desacoplamento dependem de uma série de fatores, entre eles a impedância de alimentação desejada e a faixa de frequência que se pretende cobrir (NXP, 2011).

2.5.4 Blindagens

As blindagens metálicas oferecem proteção ao circuito e proteção ao ambiente. Uma blindagem bem construída impede que ondas eletromagnéticas saiam do circuito e que ondas do ambiente externo entrem no circuito (PAUL, 2006).

Quando uma onda eletromagnética incide em um condutor três fenômenos ocorrem. O primeiro fenômeno é a reflexão da onda, assim parte da energia da onda volta para o ambiente. Parte da onda incidente é absorvida pelo metal gerando uma corrente elétrica no mesmo. Dependendo da espessura e do material do condutor uma parte da energia da onda será transmitida e passará o metal (HAYT; BUCK, 2008).

Os efeitos que interessam para a blindagem são a reflexão e a absorção. A reflexão é um dos efeitos que se deseja ampliar. A absorção, e por consequência indução de uma corrente elétrica, pode causar problemas caso a

blindagem não esteja bem aterrada (OTT, 2009), pois uma corrente circulante em uma blindagem pode induzir novas emissões radiadas (PAUL, 2006). Blindagens devem ser aterradas para serem efetivas em seu funcionamento, esse aterramento deve ocorrer em vários pontos distintos, para evitar que as correntes circulem na blindagem. O efeito da transmissão pode ser colocado como uma não idealidade da blindagem, pois não é um efeito que é desejado (PAUL, 2006).

As blindagens podem envolver o produto inteiro ou somente alguns circuitos. As blindagens inteiras nem sempre são possíveis e não protegem o produto contra a radiação produzida por um elemento interno específico. Por sua vez a blindagem de partes do circuito é mais eficiente e protege o produto de interferência entre as próprias placas (PAUL, 2006).

Quando uma blindagem não tem descontinuidades, como furos e fendas, ela desempenha uma grande isolação entre os dois ambientes. Os valores de redução dos campos são da ordem de 100000 vezes para blindagens bem construídas (LIZ, 2003). Porém qualquer perfuração não tratada pode reduzir drasticamente essa capacidade. Qualquer descontinuidade na blindagem degrada sua eficiência. Caso sejam necessárias perfurações essas devem ser as menores possíveis e no formato de círculos (PAUL, 2006).

Segundo a Microchip (2009), dependendo do diâmetro do furo, a blindagem pode ser completamente comprometida. Seja d o diâmetro do furo na blindagem, λ o comprimento de onda incidente e r a distância entre a blindagem e a fonte da onda incidente, tem-se:

- Se $d \geq \lambda/2$ - A onda passa livremente pela blindagem;
- Se $d < \lambda/2$ e $r > d$ a atenuação será dada pela equação (14).

$$R = 20 \log \left(\frac{\lambda}{2d} \right) [dB] \quad (14)$$

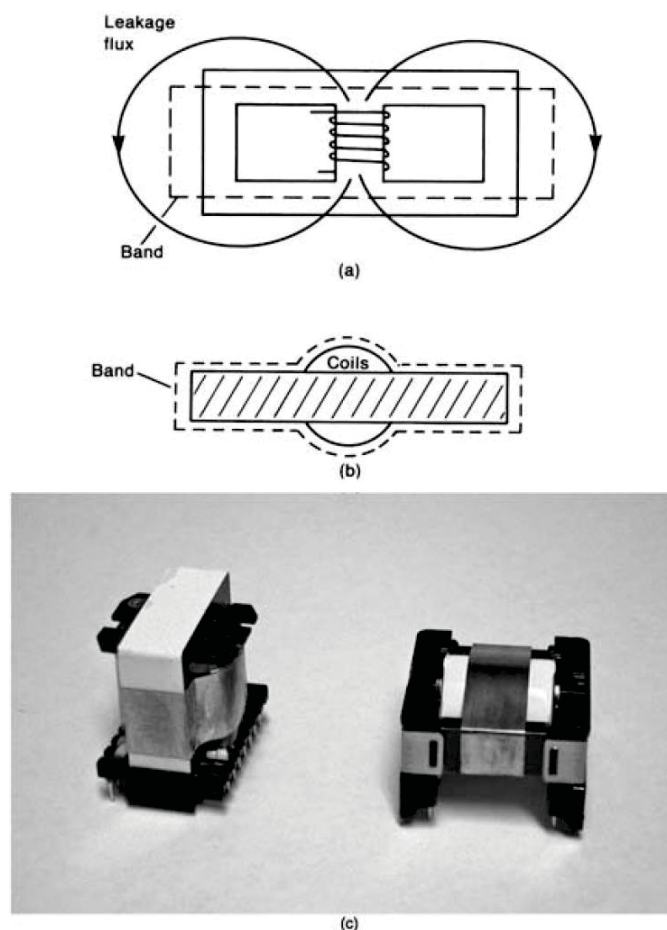
Para múltiplos furos a atenuação da blindagem é prejudicada, podendo ser avaliada pela equação (15), onde n é o número de furos com mesmo diâmetro d .

$$R = 20 \log \left(\frac{\lambda}{2d} \right) - 20 \log \sqrt{n} [dB] \quad (15)$$

Vários tipos de blindagens podem ser aplicados em placas e equipamentos. Porém a aplicação destas, para que funcionem corretamente, se faz necessário um estudo mais aprofundado do local e do tipo de interferência.

Em transformadores de conversores chaveados se pode utilizar uma fita de cobre fechada em volta do mesmo. Isso faz com que o fluxo magnético que é dispersado do núcleo induza correntes nessa fita, o que fará um fluxo magnético oposto ao fluxo magnético que está sendo dispersado do núcleo do transformador e assim reduzirá as emissões magnéticas do mesmo. (PAUL, 2006). A FIGURA 41 traz um exemplo desse uso da fita de cobre em um transformador de fonte chaveada.

FIGURA 41 – BLINDAGEM MAGNÉTICA EM TRANSFORMADORES
(a – Dispersão do fluxo no núcleo, b – Fita de cobre, C – Foto do transformador com a fita de cobre)



FONTE: PAUL (2006)

3 MEDIDAS DE EMISSÕES NO GERADOR DE PULSO E CONCEPÇÃO DO ATUAL *LAYOUT* DA PLACA

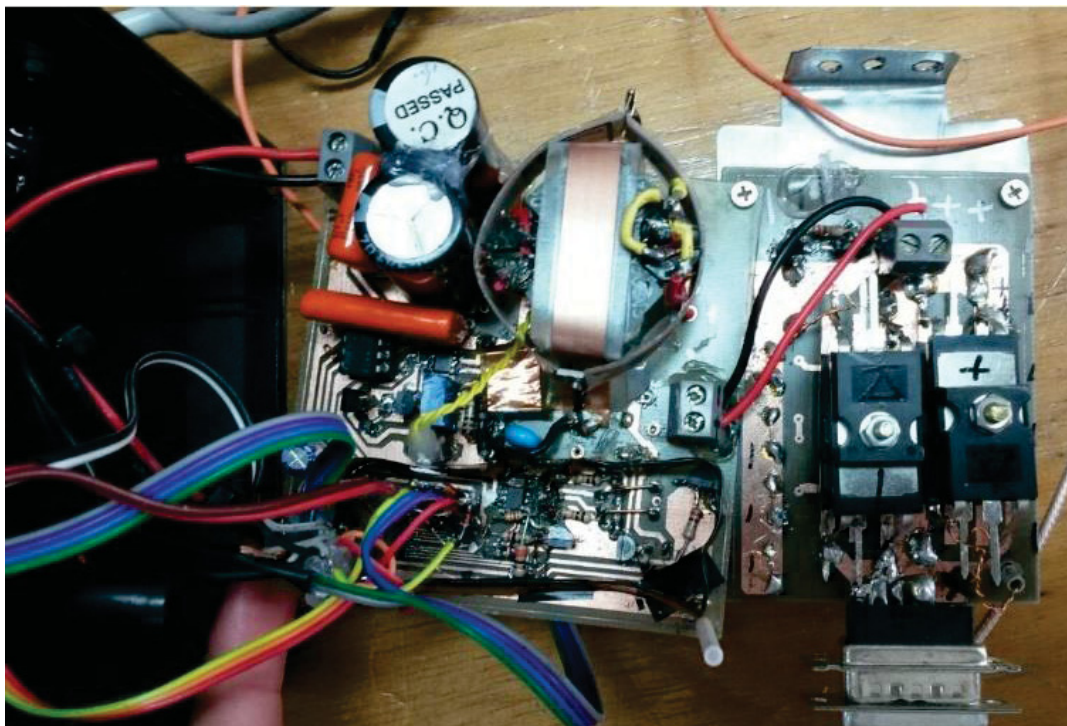
3.1 PRIMEIRA VERSÃO DA PLACA DO GERADOR DE PULSOS

O primeiro protótipo do gerador de pulsos bipolares (Placa 1), teve diversos problemas de interferência eletromagnética (COSTA, 2017), que impediram seu correto funcionamento. Dentre as várias falhas apresentadas, destacam-se:

- Travamento do microcontrolador;
- Acionamento involuntário dos relés que invertem o sentido de carregamento do capacitor (causando a destruição do mesmo);
- Acionamento involuntário do SCR antes da carga total do capacitor;
- Casos de interferências em equipamentos de medida como osciloscópios.

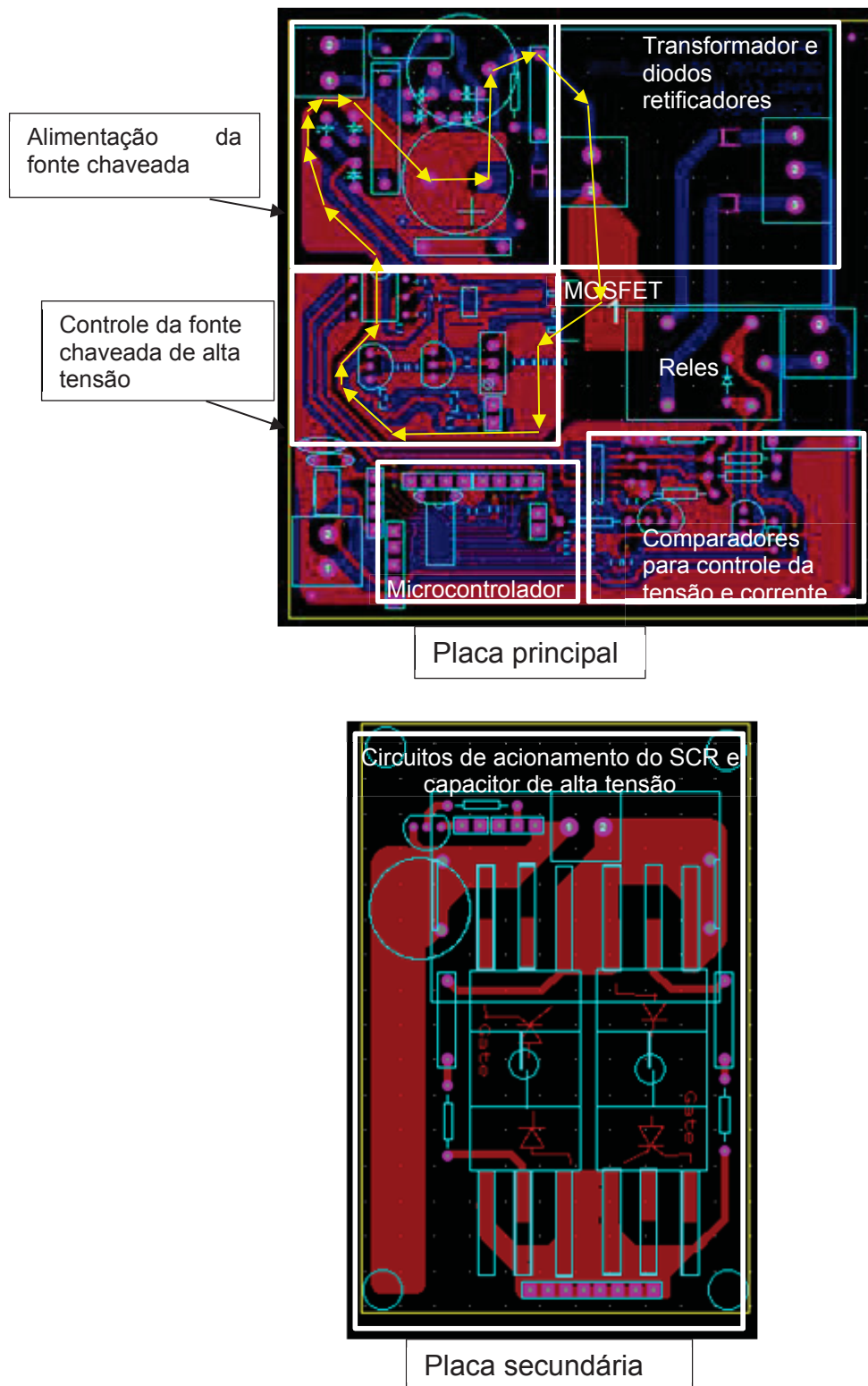
AS FIGURAS 42 e 43 trazem a foto do primeiro protótipo e do *layout* da placa respectivamente.

FIGURA 42 – FOTO DA PLACA DO PRIMEIRO PROTOTIPO DA 4ª GERAÇÃO DO GERADOR DE PULSOS MAGNÉTICOS



FONTE: COSTA (2017)

FIGURA 43 – LAYOUT DO PRIMEIRO PROTÓTIPO DO GERADOR DE PULSOS MAGNÉTICOS
(Trilhas em vermelho – face superior; Trilhas em azul – face inferior)

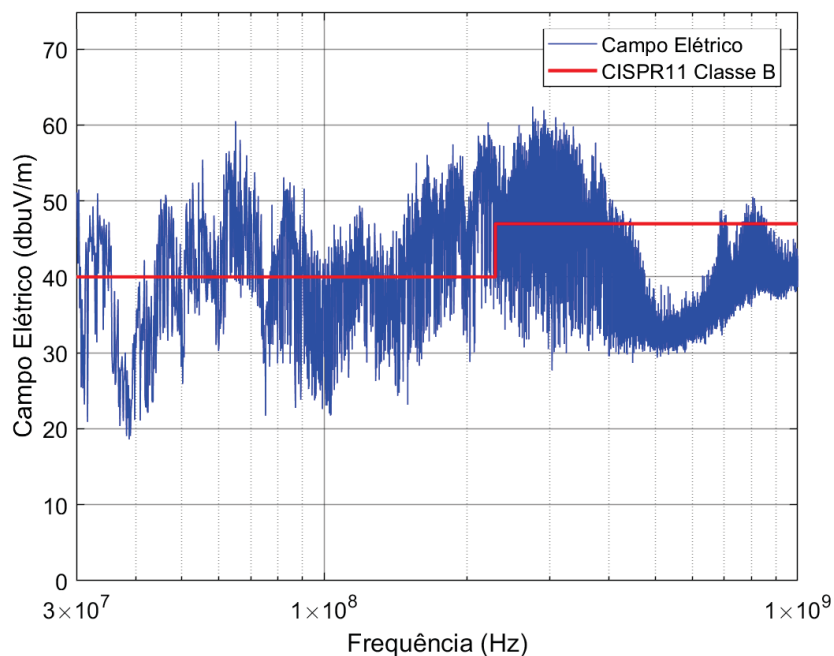


FONTE: Adaptado de COSTA (2017)

Conforme a FIGURA 43 é possível verificar que o projeto do primeiro protótipo foi separado em duas placas. Na primeira placa (placa principal) estavam o microcontrolador, os circuitos de alimentação da fonte chaveada, os circuitos de controle, o transistor MOSFET da fonte, o indutor acoplado, os diodos retificadores e o relé que comuta a polaridade do capacitor de alta tensão. Já na segunda placa estavam alocados os SCRs, o capacitor de alta tensão e os demais circuitos para efetuar o disparo dos SCRs. Na FIGURA 42 é possível verificar o fio preto e vermelho, que leva a alta tensão produzida pela fonte chaveada para o capacitor de alta tensão, para a segunda placa, onde estão os SCRs. Além disso existem cabos de comando do circuito dos SCRs que são conectados na placa principal, que não aparecem na FIGURA 42.

A FIGURA 44 traz o resultado de ensaio de emissões radiadas desse primeiro protótipo. Este ensaio foi feito segundo a norma CISPR11, utilizando um analisador de campos Rohde&Schwarz ESVS30. A Largura do filtro de IF utilizado foi de 120 kHz e o tempo de medida foi de 0,2 ms. Nessas medidas foi utilizado o detector de pico. As medidas foram realizadas com uma antena com banda de 20 MHz a 2,0 GHz, a uma distância de 3 m da placa.

FIGURA 44 – ENSAIO DE EMISSÕES RADIADAS GERADOR DE PULSO 1º PROTÓTIPO



FONTE: O AUTOR (2019)

Devido ao comportamento instável do primeiro protótipo o ensaio foi realizado somente com a fonte *flyback* em funcionamento, alimentando uma

carga de dois resistores de 27 k Ω em série. A tensão de saída nessa condição atingiu 420 V. Dessa forma, o microcontrolador, comparadores e os circuitos de disparos estavam desabilitados.

É possível verificar na FIGURA 44 que os resultados totais das emissões (incluindo os máximos da polarização horizontal e vertical), ficaram acima da norma CISPR11 Classe B desde o início da faixa até cerca de 400 MHz, tendo somente alguns pontos entre 35 MHz e 40 MHz que permaneceram abaixo do valor da norma. É possível verificar também que na faixa de 800 MHz houve pontos que saíram do limite da norma. No pior caso as emissões estão cerca de 20 dB acima do limite estabelecido. Esse ensaio de emissões radiadas confirmou a causa dos problemas relatados pelos usuários e por Costa (2017).

O *layout* da placa apresentada na FIGURA 43 possui algumas questões importantes referentes à compatibilidade eletromagnética, capazes de causar as falhas de funcionamento mencionadas anteriormente e os elevados valores de emissões eletromagnéticas radiadas. A primeira questão é referente à malha da fonte de alimentação chaveada, formada pelo capacitor de filtro, indutor acoplado e transistor MOSFET (setas amarelas na FIGURA 43). Esta malha é conhecida por ter elevadas derivadas de corrente e no nó entre o indutor acoplado e o dreno do MOSFET apresentar elevadas derivadas de tensão. Assim é recomendável que a mesma seja a menor o possível para evitar *loops* de corrente pulsante capazes de emitir uma onda eletromagnética. Conforme as setas amarelas da FIGURA 43, o caminho dessa corrente não está otimizado, fazendo com que ela circule por mais da metade da placa para retornar ao seu ponto de origem. Além de formar uma grande área para a geração de uma emissão radiada, esta corrente de alta frequência e alto valor (pulsos rápidos de algumas dezenas de amperes) passa ao lado do microcontrolador. Assim, a possibilidade desta corrente formar um acoplamento indutivo com alguma trilha que vá até o microcontrolador é muito grande.

Outro ponto importante é que o nó de maior derivada de tensão no circuito (nó do dreno do transistor MOSFET), possui um grande potencial para gerar importantes emissões conduzidas de modo comum, que acabam acoplando pelo indutor acoplado e sendo conduzidas para fora do primeiro circuito pelos fios vermelho e preto que interligam as duas placas. É importante

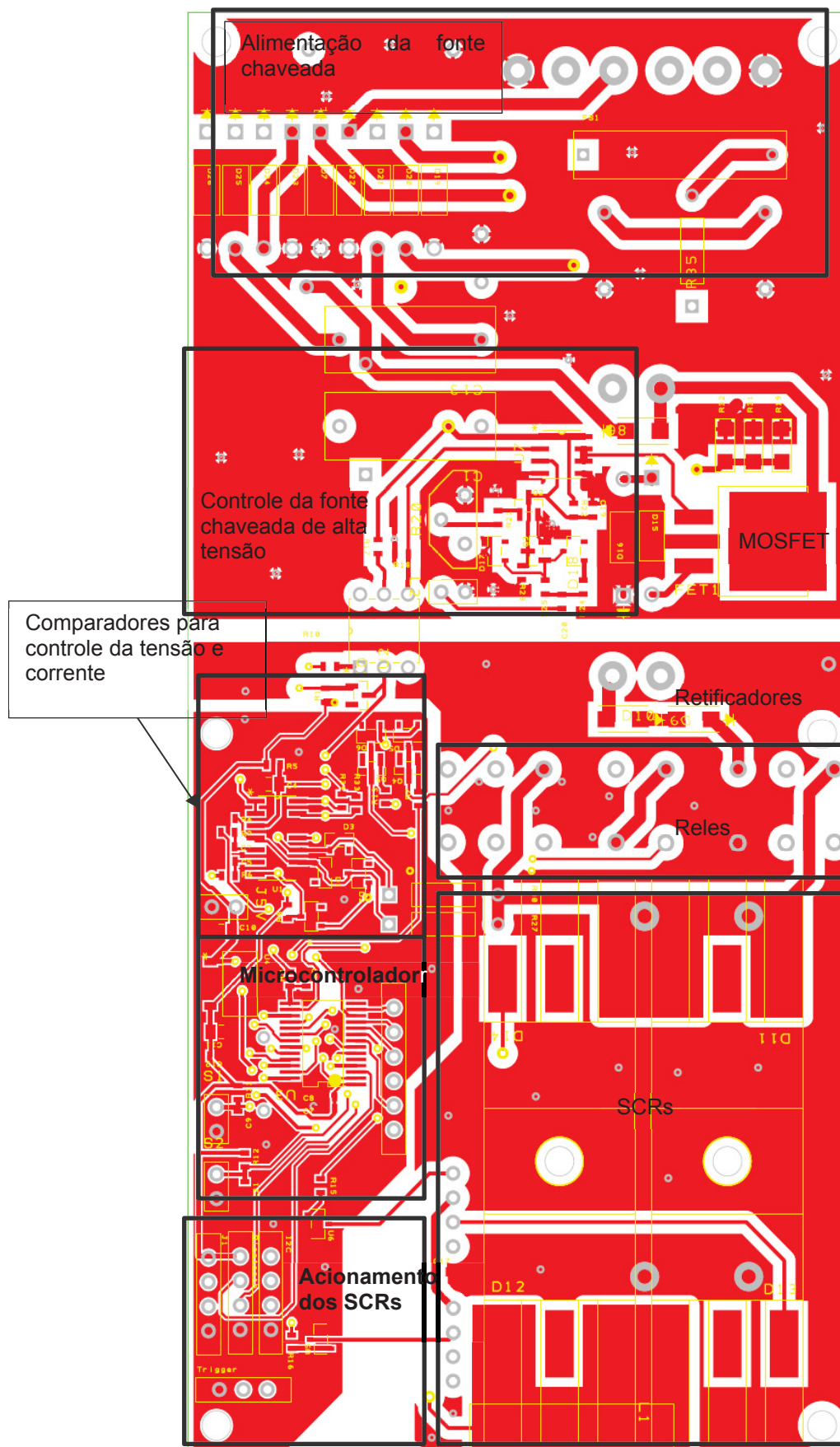
notar que estes condutores operam com tensões mais elevadas que no primário do indutor acoplado e com transições de nível abruptas, uma vez que o capacitor de alta tensão que irá armazenar o valor de pico dessa tensão está na outra placa. Isto acaba causando um grande *loop* para as emissões conduzidas de modo comum, que podem facilmente ser radiadas ao ambiente pelos fios que interligam as duas placas. Além disso, a emissão conduzida de modo comum gerada por esse nó retorna à placa principal através dos fios de controle e comando que não aparecem na foto da FIGURA 43. Esses fios são conectados nos comparadores e no próprio microcontrolador. Isso faz com que o *loop* desta emissão atinja diretamente o controle de todo o circuito, causando resultados imprevisíveis.

Esses três fatores já são suficientes para causar sérias interferências em circuitos sensíveis, como os comparadores (que controlam os níveis de tensão) e no microcontrolador. Além disso, destaca-se que existem dois sistemas de aterramento na placa principal da FIGURA 43, uma para o primário da fonte chaveada e outro para o secundário dessa fonte, onde está situado o aterramento dos comparadores e do microcontrolador. Porém, devido à proximidade com o terra do primário, e pelo *loop* excessivo formado pela malha destacada em amarelo na FIGURA 43, essa separação acaba por piorar a referência de tensão para o microcontrolador e para os comparadores durante o chaveamento do MOSFET da fonte. Como é possível verificar na FIGURA 43 existem várias fitas de cobre em volta do indutor acoplado e do circuito integrado do comparador e do microcontrolador, de forma a tentar minimizar os problemas causados pelas excessivas interferências.

3.2 SEGUNDA VERSÃO DA PLACA DO GERADOR DE PULSOS

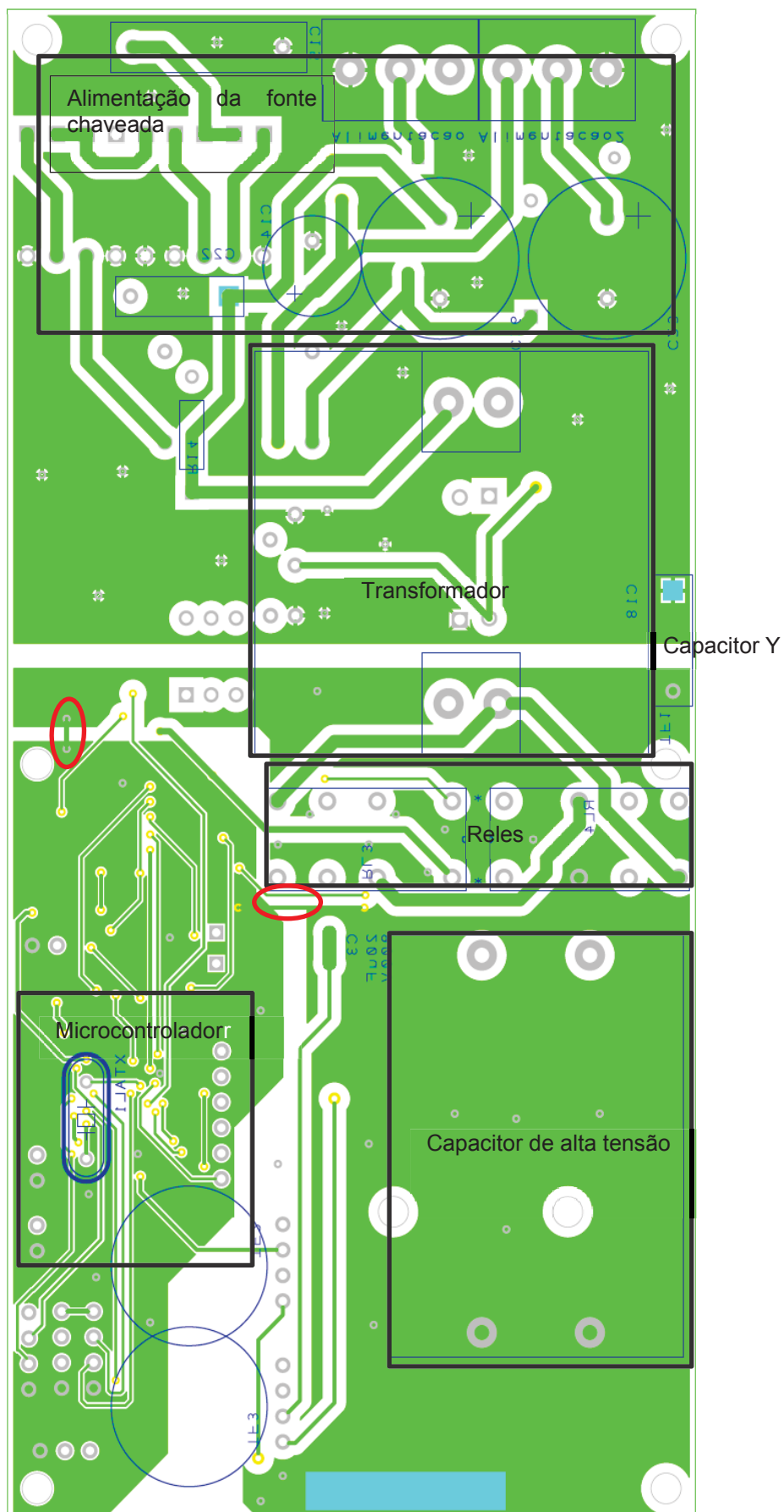
Como o primeiro protótipo (Placa 1) feito por Costa (2017) não obteve êxito total, foi realizado um novo *layout* da placa para esse gerador de pulsos magnéticos bipolares, denominado de placa 2. Neste novo *layout* foi levado em conta várias das diretrizes apresentadas nesse trabalho. A FIGURA 45 traz o novo *layout* da face superior da placa e a FIGURA 46 da face inferior da placa.

FIGURA 45 – LAYOUT DA FACE SUPERIOR DO SEGUNDO PROTÓTIPO



FONTE: O AUTOR (2017)

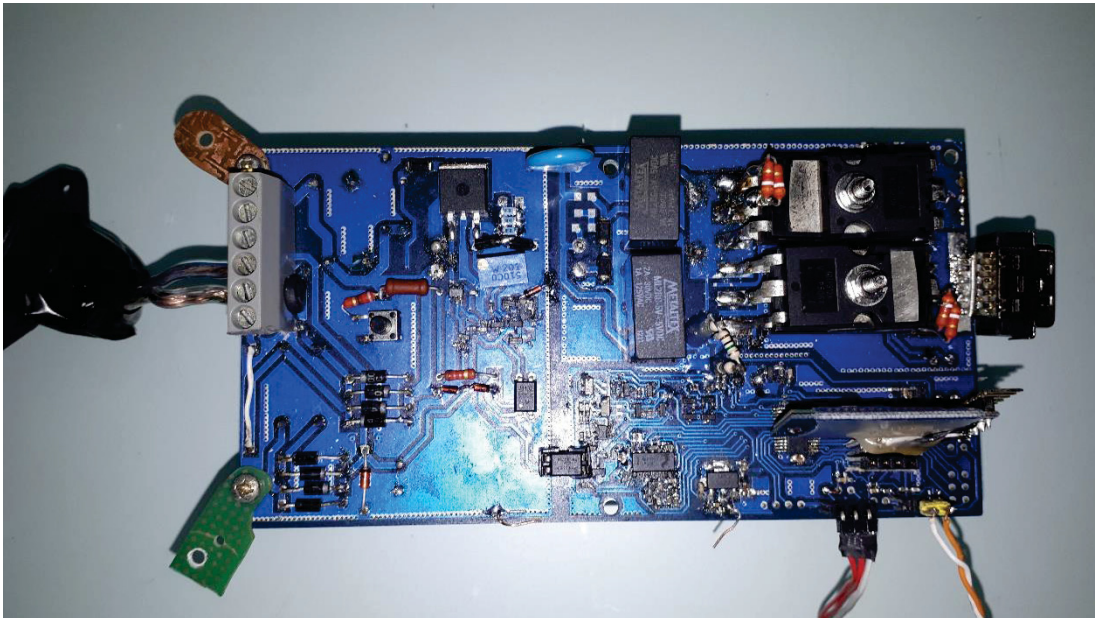
FIGURA 46 – LAYOUT DA FACE INFERIOR DO SEGUNDO PROTÓTIPO



FONTE: O AUTOR (2017)

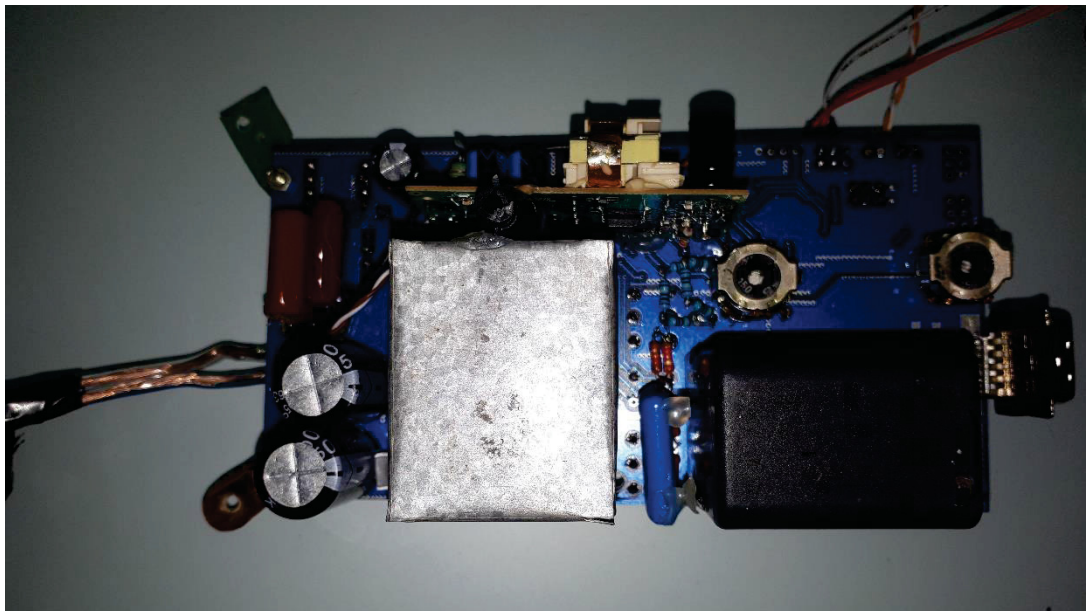
As FIGURAS 47 e 48 trazem as fotos da placa 2 montada. A face superior é mostrada na FIGURA 47 e a face inferior na FIGURA 48. As dimensões da placa são 150 mm X 80 mm.

FIGURA 47 – FOTO DA FACE SUPERIOR DO SEGUNDO PROTÓTIPO



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 48 – FOTO DA FACE INFERIOR DO SEGUNDO PROTÓTIPO



FONTE: O AUTOR (2019)

Como é possível constatar nas FIGURAS 45 e 46 o layout da placa do segundo protótipo foi totalmente redesenhado. Agora existe somente uma placa, seguindo a recomendação de que é mais fácil controlar a emissão e a susceptibilidade de um sistema com uma única placa. A malha de maior variação instantânea de corrente (malha de alimentação do indutor acoplado e do MOSFET) agora foi otimizada, permitindo um menor caminho para a corrente seguir. Além disso, esta malha está distante de circuitos sensíveis, como os comparadores e o microcontrolador, reduzindo as chances de acoplamentos. Seguindo a recomendação de segregação dos circuitos em áreas.

O nó de maior variação instantânea de tensão, nó do dreno do MOSFET, gera a emissão conduzida de modo comum. Porém agora o *loop* dessa corrente de ruído é menor, devido à presença de um capacitor (capacitor Y) que tem a função de proporcionar um caminho de retorno entre os dois terras e próximo ao indutor acoplado e ao transistor. Desta maneira é minimizada a emissão que sai desta área do circuito. Além disso como o circuito foi feito em somente uma placa, não existem mais conexões longas entre os retificadores e o capacitor de alta tensão, diminuindo significativamente o efeito “antena”, causado anteriormente pelos fios de conexão entre as duas placas.

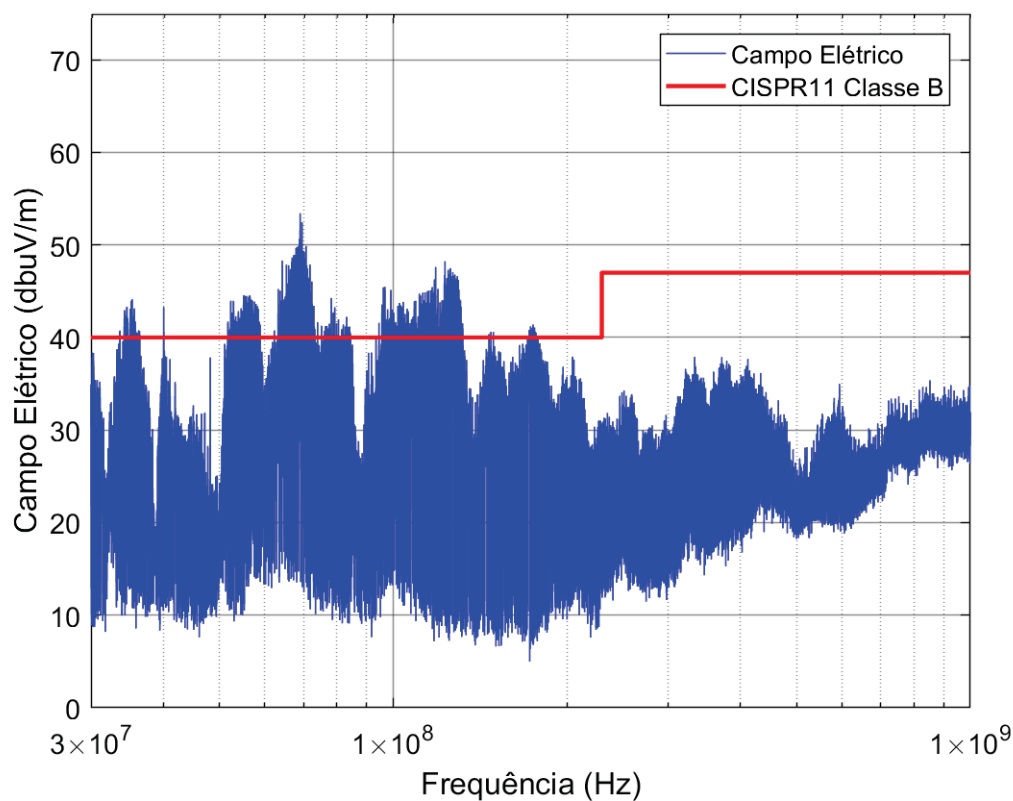
Os aterramentos dos layouts das FIGURAS 45 e 46 estão separados por uma distância significativa, o que diminui o acoplamento entre os terras. Além disso implementou-se uma área de terra menos ruidosa para os circuitos do comparador de tensão, acionamento do SCR e do microcontrolador. Esta técnica permite garantir que as correntes e tensões de valores elevados da fonte chaveada não retornem pela região do microcontrolador, além de criar uma espécie de blindagem eletromagnética contra irradiações de ondas do ambiente.

As duas elipses na FIGURA 46 destacam os dois pontos de vinculação entre o terra do secundário da fonte chaveada e a área de terra menos ruidosa. Os sinais de controle gerados pelo microcontrolador e medidos pelos comparadores são de baixa frequência, dessa forma o *loop* maior desses sinais não é tão prejudicial quanto a completa vinculação do terra secundário com a zona de terra menos ruidosa. Além disso, utilizou-se foto acopladores para fazer a comunicação com os circuitos conectados ao terra primário do sistema.

É possível verificar que nas fotos das FIGURAS 47 e 48 ainda trazem as blindagens porém elas foram incluídas não mais na tentativa de fazer o circuito funcionar, mas sim de evitar que o sistema de medida que trabalha em conjunto com esse gerador de pulsos sofra interferências.

É importante ressaltar que após as modificações acima descritas o protótipo ficou completamente funcional, ressaltando assim a importância do projeto correto do layout de uma placa de circuito impresso. A medida de emissão radiada foi executada nas mesmas condições que na primeira versão da placa. A FIGURA 49 traz o resultado desse ensaio.

FIGURA 49 – ENSAIO DE EMISSÕES RADIADAS GERADOR DE PULSO 2º PROTÓTIPO

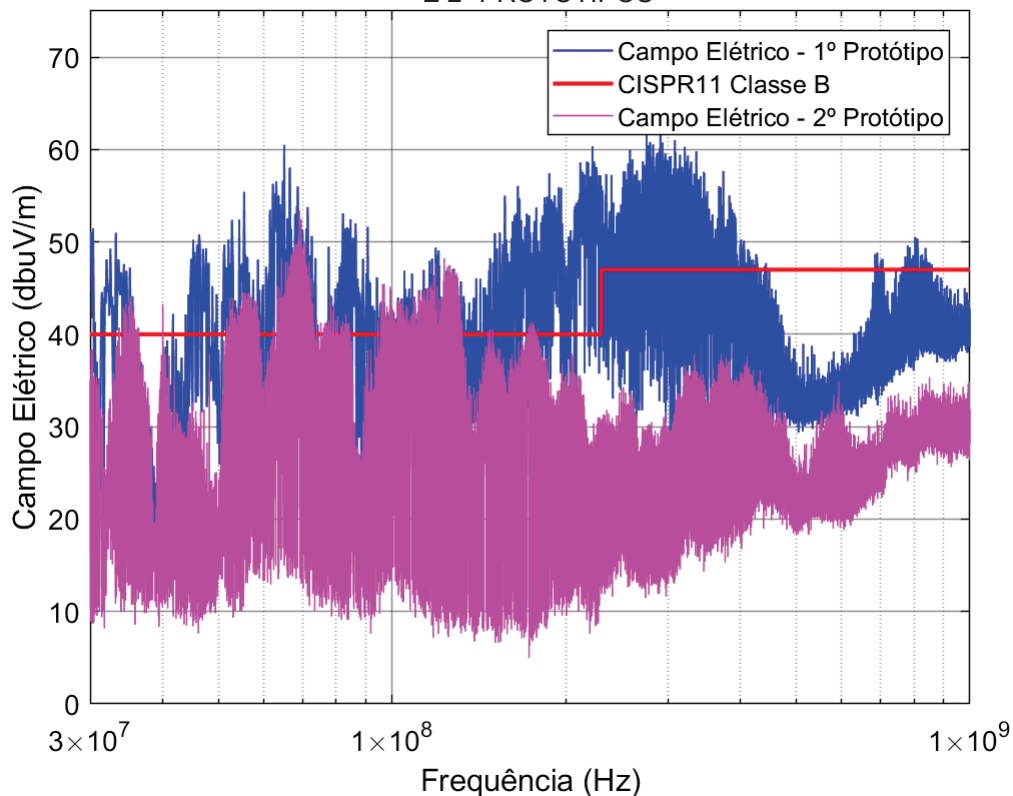


FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 49 mostra que nas mesmas condições de teste da placa da primeira versão, sem disparo dos pulsos, com dois resistores de 27 k Ω em série como carga e tensão de saída de 420 V, as emissões constatadas nesta segunda versão ficaram acima da norma nas faixas de frequências entre 35 MHz a 38 MHz, 50 MHz a 80 MHz e 100 MHz a 150 MHz. As emissões radiadas reduziram significativamente em comparação com a medida feita na placa do primeiro protótipo (Placa 1). A FIGURA 50 traz uma comparação entre as

emissões dessas duas placas. É possível verificar que com a melhoria no layout da segunda placa, houve reduções importantes a partir de 150 MHz, fazendo com que o gerador de pulsos entrasse na norma CISPR 11 a partir dessa faixa de frequência. Houve também uma redução nos níveis de ruído na faixa de 30 MHz até cerca de 150 MHz, porém foram reduções menores se comparado com a faixa acima de 150 MHz.

FIGURA 50 – ENSAIO DE EMISSÕES RADIADAS GERADOR DE PULSO COMPARAÇÃO 1º E 2º PROTÓTIPOS

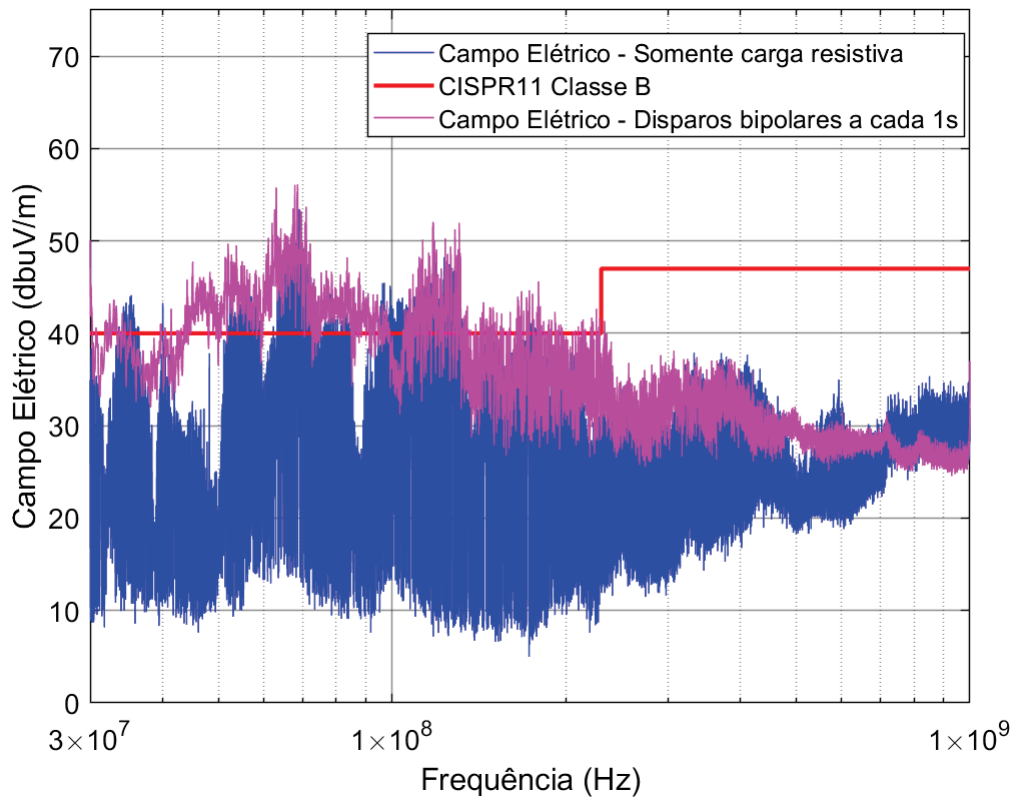


FONTE: O AUTOR (2019)

Apesar das emissões da placa 2 estarem fora das normas, a mesma funcionou corretamente até tensões de carga da ordem de 700 V. Com isso foi possível realizar testes de emissões com o gerador disparando pulsos bipolares. O gerador foi configurado para a cada 1 s gerar um pulso de forma repetida, sendo aplicados 420 V a cada ciclo na bobina geradora de campo. O resultado desse ensaio e sua comparação com o caso onde somente cargas resistivas são utilizadas estão representadas na FIGURA 51. Para realizar essa medida o analisador de campos foi ajustado com um tempo de medida de 1 s, para que a cada medida o gerador efetuasse um ciclo completo (carga do capacitor com

polaridade positiva, disparo na bobina, carga do capacitor com polaridade negativa, disparo na bobina).

FIGURA 51 – ENSAIO DE EMISSÕES RADIADAS GERADOR DE PULSO COMPARAÇÃO CARGA RESISTIVA



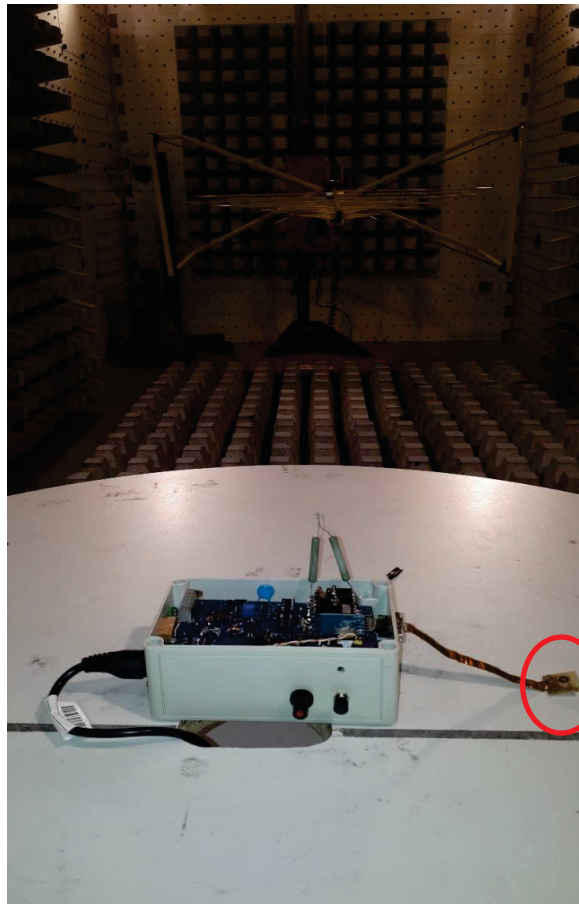
FONTE: O AUTOR (2019)

No ensaio da FIGURA 51 é possível notar que não há grande diferença entre os picos das emissões quando o circuito está gerando o pulso bipolar e quando a fonte *flyback* está somente alimentando uma carga. Isso pode apontar que os picos que fazem o gerador de pulso bipolar ultrapassar o limite da norma não vem do circuito de descarga do capacitor, mas sim da fonte *flyback* que carrega o capacitor. Outro detalhe importante é que o ensaio utilizando o tempo de medida de 1 s demorou cerca de 2 h e 40 min por polarização da antena (vertical e horizontal), perfazendo um total de 5 h e 20 min de testes para se obter essa curva.

A FIGURA 52 traz uma fotografia do gerador de pulsos bipolares durante o ensaio na câmara anecóica, onde é possível identificar o tamanho da bobina geradora de campo. O pulso magnético gerado pela bobina destacada na FIGURA 52, acoplada ao gerador de pulso bipolar o qual pode gerar campos de

até 10 T quando o capacitor está carregado com 900 V. Por medida de segurança todos os testes com essa bobina foram realizados com uma tensão mais baixa, 420 V. Essa bobina é construída por uma fita de cobre isolada por Kapton, contando com 22 espiras. O diâmetro externo dessa bobina é de 10 mm.

FIGURA 52 – GERADOR DE PULSOS DURANTE OS ENSAIOS NA CÂMARA ANECOICA
(O círculo vermelho destaca a bobina geradora de campo magnético)



FONTE: O AUTOR (2019)

Cada pulso de descarga do capacitor na bobina dura aproximadamente 15 μ s e a corrente circulante pode atingir cerca de 1 kA (com uma tensão de 420 V). Emissões nessa faixa de frequência (até cerca de 90 kHz) estão fora dos limites da norma CISPR 11 para emissões radiadas.

Tendo em vista o resultado dos ensaios que mostraram que o segundo protótipo do gerador de pulsos não atende as normas, foram desenvolvidas ao longo deste trabalho ferramentas auxiliares para identificar e mitigar estes problemas. Tais ferramentas serão apresentadas no próximo capítulo.

4 FERRAMENTAS DESENVOLVIDAS PARA O DIAGNÓSTICO DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS

Para possibilitar a investigação da origem do ruído que ainda faz o gerador de pulso sair da norma e para determinar em qual faixa de frequência o pulso magnético terá influência, foram desenvolvidas algumas técnicas de diagnóstico para EMI.

Para a verificação da faixa em que o pulso magnético tem influência foi desenvolvida a técnica de medida espectral durante o transitório. Já para verificar os pontos de maior emissão de energia eletromagnética no gerador de pulsos foi construído o *scanner* de campo próximo.

4.1 TÉCNICA DE MEDIDA ESPECTRAL DURANTE O TRANSITÓRIO

A medida do espectro de frequências do pulso magnético por um analisador de espectro exige um alto tempo de medida (cerca de algumas horas, como no ensaio realizado com o gerador de pulsos gerando um pulso a cada 1 s) e várias repetições desse pulso, de forma a se obter um evento (pulso) a cada medida do aparelho.

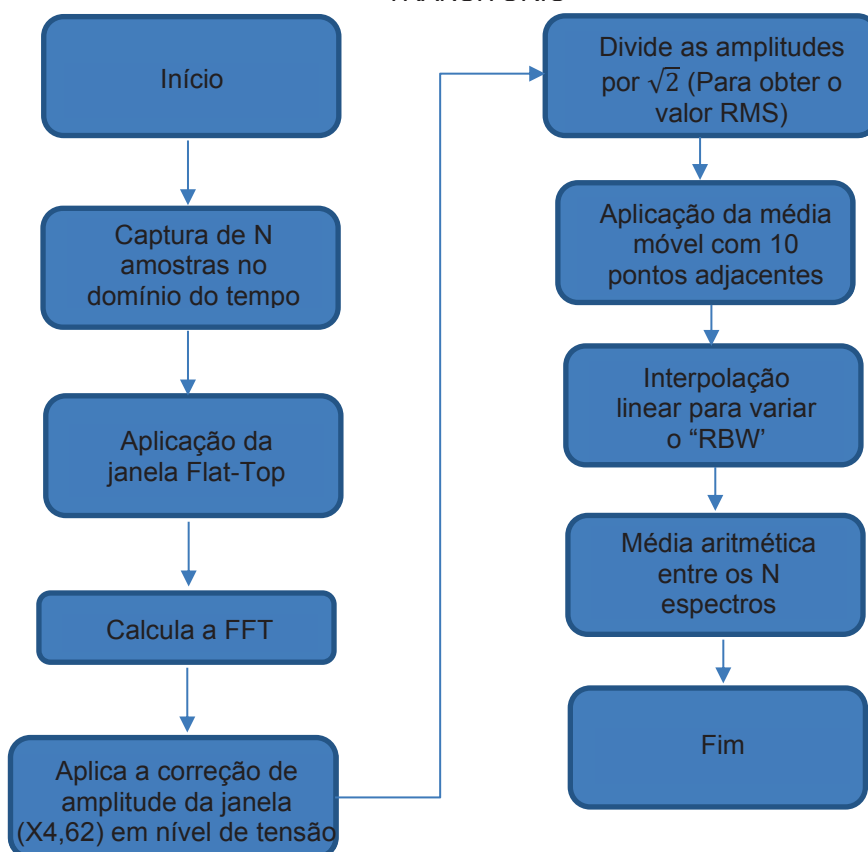
Para possibilitar a medição rápida desse pulso foi utilizada a técnica da FFT com as devidas correções, já apresentadas anteriormente. Ressalta-se que o objetivo é obter um espectro de frequências com desempenho similar ao apresentado pelo analisador de campos utilizado nas medidas tradicionais, de forma a possibilitar a comparação com o mesmo, porém usando um osciloscópio digital com banda passante de 1 GHz, o que possibilita a realização das medidas de modo muito mais rápido.

O procedimento desenvolvido foi o de capturar N sinais do mesmo evento no domínio do tempo através de um osciloscópio, aplicar o janelamento Flat-Top e em seguida executar o algoritmo da FFT. Após isso efetua-se as correções de amplitude, somando 13,3 dB na escala de potência ou multiplicando o sinal por 4,62 na escala de tensão. As amplitudes resultantes da FFT correspondem ao valor de pico dos sinais, porém as normas de emissão eletromagnética consideram que as amplitudes de ruído são tomadas em valores eficazes (RMS). Dessa forma as amplitudes do espectro foram divididas por $\sqrt{2}$

de forma a obter o valor RMS de cada componente espectral. A divisão por $\sqrt{2}$ como forma de transformar as amplitudes para valores eficazes, se baseia no fato de cada componente espectral da FFT representar uma senoide, assim é possível obter o valor eficaz por meio desse artifício.

Após isso, foi aplicado uma média móvel de 10 pontos adjacentes, para que as curvas fossem suavizadas, de forma a diminuir a variância do sinal. Em seguida é realizada uma interpolação linear de modo a obter uma resolução equivalente à especificada pelas normas (120 kHz). Após a realização dessas etapas, para cada um dos sinais adquiridos, é realizada a média aritmética entre os N espectros adquiridos. A FIGURA 53 traz um diagrama de blocos do método desenvolvido.

FIGURA 53 – DIAGRAMA DA TÉCNICA DE MEDIDA ESPECTRAL DURANTE O TRANSITÓRIO



FONTE: O AUTOR (2019)

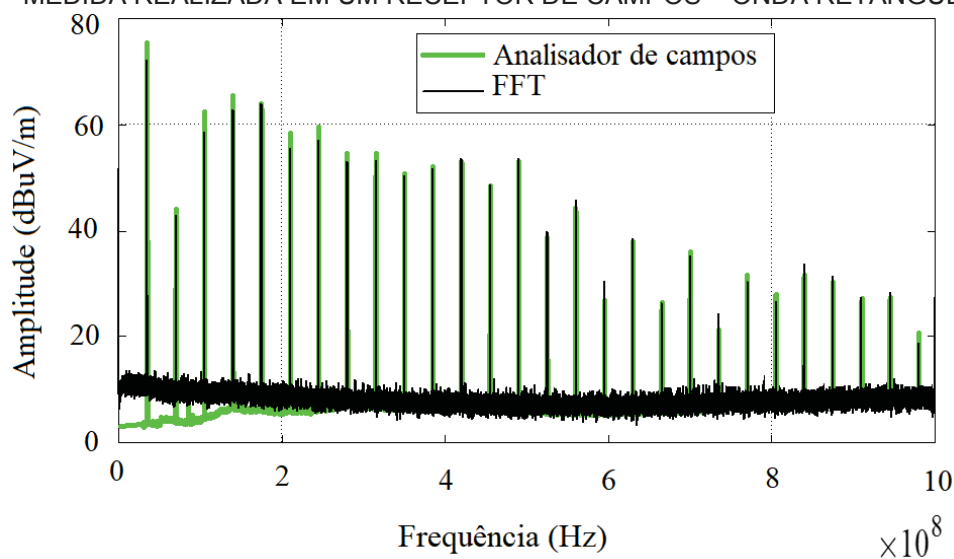
Este método pode ser aplicado para realizar medidas durante o transitório, ou inclusive para se realizar um ensaio de emissões radiadas, porém nesse caso a memória do osciloscópio será um fator limitante, uma vez que o

sinal no domínio do tempo deve ser coletado por pelo menos um período de repetição entre os mesmos padrões de ruído (CISPR16-3-2). A aplicação da média móvel traz dois efeitos: O primeiro é a suavização da curva, de forma a facilitar a visualização do gráfico. O segundo efeito é o de emular o detector de quase-pico, uma vez que como no analisador de espectros tradicionais, um único pico capturado não será registrado com um valor tão elevado. Nesse caso o valor que melhor ajustou para esse detector foi o valor de 25 médias móveis. Esse efeito é corroborado pelas médias executadas entre as N capturas dos sinais no final do processo. O ganho de processo também se faz presente, porém na seleção de número de pontos capturados, fazendo com que o ruído de fundo seja significativamente reduzido. Desta forma, os ruídos presentes no processo de amostragem são distribuídos em toda a banda de frequências, resultando em um nível de ruído final comparável ao do analisador de campos por varredura.

O procedimento criado foi validado através de medidas experimentais comparativas, tomando-se como referência o analisador de campos ESVS30 da R&S. Como sinal de referência, foi gerada uma onda retangular de 20 MHz com ciclo de trabalho de aproximadamente 30 %, possuindo assim harmônicos pares e ímpares, com uma grande banda espectral, cobrindo a faixa de 20 MHz até 1 GHz. Essa onda foi gerada pelo Gerador de sinais vetorial Rohde & Schwarz SMU200A e aplicada a uma antena monopolo elétrico no interior da câmara anecóica. A antena receptora foi conectada ao osciloscópio LeCroy LT584, configurado com largura de banda de 1 GHz, 2 GS/s, conversor AD de 8 bits e impedância de entrada de 50 Ω . O tempo total de aquisição dos dados foi de 200 μ s (20 μ s/div), totalizando 400000 pontos por captura. O sinal foi capturado 10 vezes. O *trigger* do osciloscópio foi configurado em um nível que o sinal fosse detectado corretamente. Dessa forma com base nas equações (11) e (12), obteve-se uma frequência inicial de 5 kHz, frequência final de 1 GHz e um Δf de 5 kHz. O ganho de processo nessa situação foi de 53 dB, ou seja, o ruído de fundo ficou inferior a 10 dB μ V, valor baixo suficiente para possibilitar as medidas de emissões de acordo com as normas. O Δf final foi de 120 kHz (modificado pela interpolação) de maneira a poder comparar diretamente os resultados com o analisador de campos.

A medida de referência foi obtida utilizando-se o mesmo sinal de 20 MHz, capturado pelo analisador de campos Rohde & Schwarz ESVS30 com filtro de IF de 120 kHz, detector de quase-pico e tempo de medida de 20 ms. O software utilizado para realização dos cálculos foi o software MatLab 2017. A FIGURA 54 traz o resultado da comparação e a TABELA 4 traz alguns valores de interesse, bem como o cálculo do erro médio obtido.

FIGURA 54 – COMPARAÇÃO ENTRE A TÉCNICA DE MEDIDA DESENVOLVIDA E A MEDIDA REALIZADA EM UM RECEPTOR DE CAMPOS – ONDA RETANGULAR



FONTE: O AUTOR (2019)

TABELA 4 – ERROS ENTRE O ANALISADOR DE CAMPOS E A FFT

Frequência (MHz)	Valor Analisador de Campos (dBuV/m)	Valor FFT (dBuV/m)	Erro (dBuV/m)
35	75,48	72,27	3,21
105	62,39	58,63	3,44
175	63,92	63,95	-0,03
245	59,54	57,11	2,43
315	54,53	53,37	1,16
385	52,21	51,66	0,55
455	48,54	48,79	-0,25
490	53,18	53,76	-0,58
560	44,37	45,79	-1,42
630	38,12	38,5	-0,38
700	36,05	35,42	0,63
770	31,79	30,25	1,54
840	31,97	33,74	-1,77
910	26,97	27,4	-0,43
980	20,62	18,7	1,92
Erro médio			0,67

FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 54 mostra que as frequências e amplitudes medidas pelas duas técnicas são equivalentes. Os dados foram convertidos para unidades de campo elétrico (dB μ V/m), a partir das características da antena utilizada (Fator de Antena). A partir da TABELA 4 observa-se que o erro máximo é de 3,44 dB μ V/m (frequência de 105 MHz) e o erro médio é de 0,67 dB. Estes valores de erro estão dentro dos limites aceitáveis para a maioria dos equipamentos de medidas (tipicamente 3 dB).

Observa-se também que o nível de ruído de ambas as técnicas ficou em torno de 10 dB μ V, valor também dentro dos limites da norma que para esse caso é de no máximo 23 dB μ V. Com base nesses dados, incluindo o nível de ruído, pode-se constatar que a realização das médias e o ganho de processo tornaram ambos os aparelhos equivalentes. Assim, um osciloscópio com um conversor AD de 8 bits associado às técnicas de processamento digital de sinais utilizadas, foi capaz de reproduzir as medidas realizadas por um receptor de campos com conversor AD de 14 bits, filtro de IF e detector de quase-pico implementados em hardware.

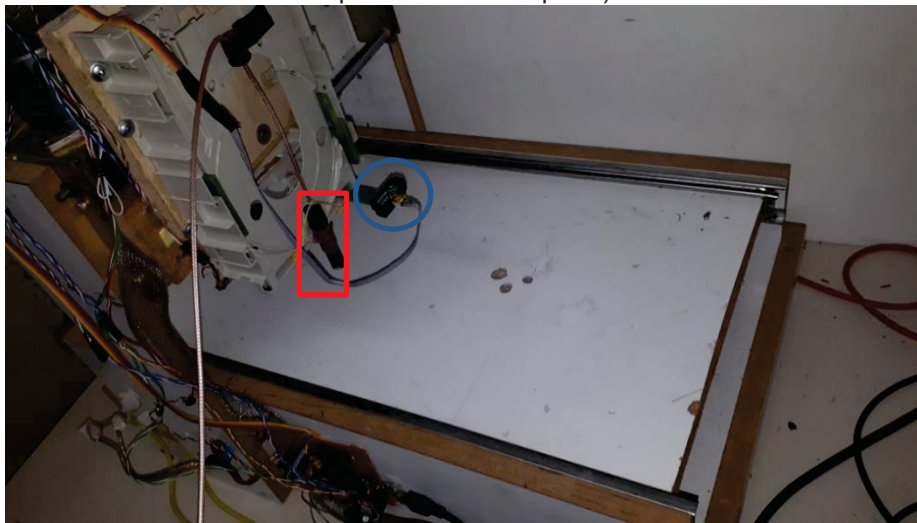
A principal vantagem da técnica de FFT na análise de emissões eletromagnéticas, quando comparada ao tradicional analisador de campos por varredura, reside no menor tempo de aquisição, especialmente na análise de sinais transitórios. Por exemplo, na análise do transitório emitido pelo gerador de campo magnético durante o ciclo completo (1 s), foi necessário um tempo de aproximadamente 2h e 40 min para varrer todo o espectro da norma (30 MHz a 1 GHz), para cada polarização da antena, sendo que utilizando-se o osciloscópio associado à técnica de FFT este tempo foi reduzido para aproximadamente 5 min. Esta redução significativa do tempo de medida torna viável a realização de uma grande quantidade de análises em diferentes configurações do circuito sob teste.

4.2 SCANNER DE CAMPO PRÓXIMO

O *scanner* de campo próximo desenvolvido ao longo deste trabalho permitiu a medição de campos elétricos e magnéticos nas proximidades de uma placa de circuito impresso, levando em consideração a topologia dos

componentes, ou seja, a altura dos mesmos. Para minimizar a interferência da estrutura do *scanner* nos campos gerados pelo circuito, o mesmo foi construído em madeira (MDF), constituído por uma base que através de corrediças faz a mesa de apoio da placa deslizar, fazendo o papel do eixo X. Em uma estrutura elevada anexa à base, foi fixado o conjunto mecânico que executa a translação nos eixos Y (profundidade) e Z (altura). As peças mecânicas deste conjunto foram reaproveitadas de impressoras e de um *driver* de CD. A FIGURA 55 traz uma foto do *scanner*.

FIGURA 55 – FOTO DO SCANNER CONSTRUÍDO
(O círculo azul destaca o sensor de distância e o retângulo vermelho a sonda de campo próximo e seu suporte)



FONTE: O AUTOR (2019)

Os eixos X e Y são controlados por motores de passo que tracionam um carro por um sistema de correias. Já o eixo Z é tracionado por um mini motor de passo que move a bandeja através de um sistema pinhão cremalheira. Os motores são controlados pelo módulo driver constituído do chip A4988. Esses drivers são comandados pelo microcontrolador PIC18F4620, operando com frequência de *clock* de 20 MHz.

A medição da altura dos componentes da placa é realizada pelo sensor SHARP GP2Y0A41SK0F (círculo azul na FIGURA 55), que produz uma saída analógica proporcional à distância medida. Os limites desse sensor são de no mínimo 4 cm e no máximo 30 cm.

A sonda (retângulo vermelho na FIGURA 55) é presa na bandeja através de um cilindro oco, de modo a poderem deslizar no interior deste cilindro, caso haja uma colisão com algum dos elementos da placa de circuito impresso. Esse

tipo de fixação e o algoritmo de varredura, evita a destruição da sonda e da placa em teste em caso de colisão entre as partes.

A dimensão máxima que a placa em teste pode apresentar é o comprimento (X) de 240 mm, largura (Y) de 220 mm e altura (Z) de 100 mm. A resolução em qualquer um dos eixos é de 100 μm .

O microcontrolador se conecta a um computador através da interface serial, operando em 115200 bps. É utilizado um conversor USB-Serial baseado no circuito integrado CH340.

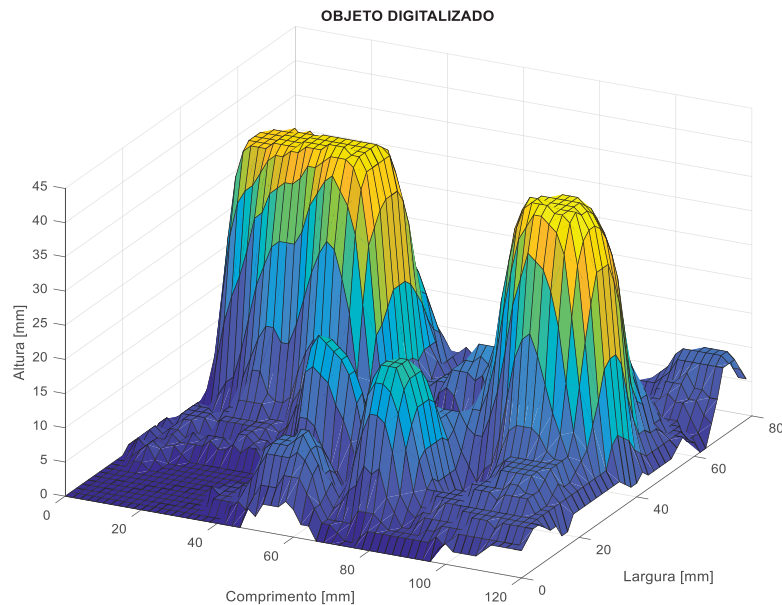
O *firmware* do microcontrolador foi desenvolvido no MikroC PRO for PIC 2019 em linguagem C. Esse *firmware* tem por objetivo receber comandos via interface serial e movimentar os eixos coordenados. Outra função desse programa é executar as medições com o sensor de distância de maneira a possibilitar a medida da altura dos componentes da placa. Foi desenvolvido um protocolo próprio de comunicação entre o *scanner* e o PC, sempre que o PC manda uma mensagem o *scanner* responde.

Existem basicamente dois comandos que o computador envia ao *scanner*. O comando para executar a medida de altura **A\$** que é respondido por um número com três algarismos representando a altura em milímetros. Outro comando suportado pelo *scanner* é o comando de movimento **MX000.OY000.OZ000.0**, nesse comando são passadas as coordenadas para o local onde a sonda deverá ser levada. Após a conclusão do movimento o *scanner* responde ao PC com a palavra **OK**.

O software de gerenciamento do *scanner* no computador foi desenvolvido no Matlab 2017, de maneira a permitir a construção dos gráficos de campos de forma simplificada. O *script* desenvolvido controla o *scanner* e o instrumento de medida do campo próximo, no caso um osciloscópio LeCroy LT584 conectado através da interface National Instruments GP-IB-USB-HS ao computador. O *script* se inicia com a entrada de dados pelo usuário, entre os dados colhidos estão: Tamanho da placa (X e Y); Deslocamento da sonda de medida e do sensor de distância (X e Y); Resolução espacial desejada (passo); Altura do maior componente da placa; Tamanho da sonda; Distância a ser mantida da placa; Faixa de frequências que se deseja medir e finalmente as frequências de interesse. Com base nessas informações o *scanner* inicia a

varredura das alturas da placa, e as armazena em uma matriz. Essa matriz dá origem a um gráfico em 3D das alturas da placa, a FIGURA 56 traz esse gráfico e a FIGURA 57 traz uma foto da mesma placa no momento da varredura.

FIGURA 56 – DIGITALIZAÇÃO DAS ALTURAS DE UMA PLACA
(A placa dessa representação é a da figura 57)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 57 – PLACA SENDO VARRIDA



FONTE: O AUTOR (2019)

Nas FIGURAS 56 e 57 é possível verificar que o sensor ótico não detecta todos os componentes da placa de maneira correta, dessa forma um algoritmo de tratamento dos dados de altura foi utilizado de modo a lidar com esse fato. Uma das adaptações do *script* foi a de dilatar levemente objetos grandes, uma vez que o sensor em questão sempre identificava os objetos um pouco menores do que são na realidade. Esse algoritmo basicamente detecta transições de alturas abruptas e nesse caso, desloca uma unidade de passo

para frente ou para traz o objeto, dependendo da orientação espacial do mesmo. Outra medida implementada foi a colocação de fita adesiva da cor branca em componentes metalizados ou pretos, uma vez que o sensor utilizado, acusava grandes erros de leitura nessas superfícies.

Com a matriz de alturas concluída o *scanner* desloca a sonda de campo próximo para a posição inicial (X 0 ,Y 0), Ao atingir esta posição, a sonda é abaixada até a distância de medida escolhida pelo usuário, respeitando o mapa de alturas previamente adquirido. Inicia-se então o processo de varredura, onde em cada ponto espacial são efetuadas as medições de intensidade de campo nas frequências desejadas.

A medição das frequências é realizada através da FFT do osciloscópio, assim previamente a varredura da placa deve-se ajustar a escala de tempo, *trigger* e o número de pontos utilizados no osciloscópio para capturar a faixa de frequência desejada. Optou-se por não realizar a FFT no próprio Matlab devido ao elevado número de pontos que seriam gerados, o que tornaria a execução do script lento. Além disso, como essa medida se trata de uma ferramenta de diagnóstico, não há necessidade de alta precisão nas amplitudes capturadas, não sendo necessário utilizar o procedimento desenvolvido na seção anterior. É possível também utilizar o *scanner* para que sempre o espectro de maior amplitude mostrado na tela do osciloscópio seja contabilizado, de maneira a obter um mapa dos campos máximos da placa. No entanto nesse modo não há informação sobre em quais frequências estão esses máximos.

Após a medição do campo nas frequências desejadas, o *script* analisa no mapa de alturas se a próxima medida será em uma posição mais alta ou mais baixa (eixo Z) do que a posição atual. Caso a posição seja na mesma, o *script* só movimentara os eixos X e Y, e manterá o eixo Z na mesma posição. Caso seja necessário subir ou descer para medir a próxima posição, o *script* ordenará que a sonda seja levantada até uma altura de segurança (altura do maior componente da placa acrescido de 5 mm) e só depois será realizada a movimentação dos eixos X e Y. Em seguida a sonda descerá a altura programada pelo usuário (levando em consideração a altura do componente no local) e realizará uma nova medida. Esse algoritmo foi construído desta forma

para minimizar colisões da sonda com objetos da placa, uma vez que a medição fornecida pelo sensor de altura não é precisa o suficiente.

Caso ocorra uma colisão essa será somente no sentido vertical, quando a sonda estiver descendo para efetuar a medida. Nesse caso o sistema de fixação da sonda irá permitir que ela levante e posteriormente abaixe (com auxílio de elásticos), sem que sejam causados danos para a placa ou para a sonda.

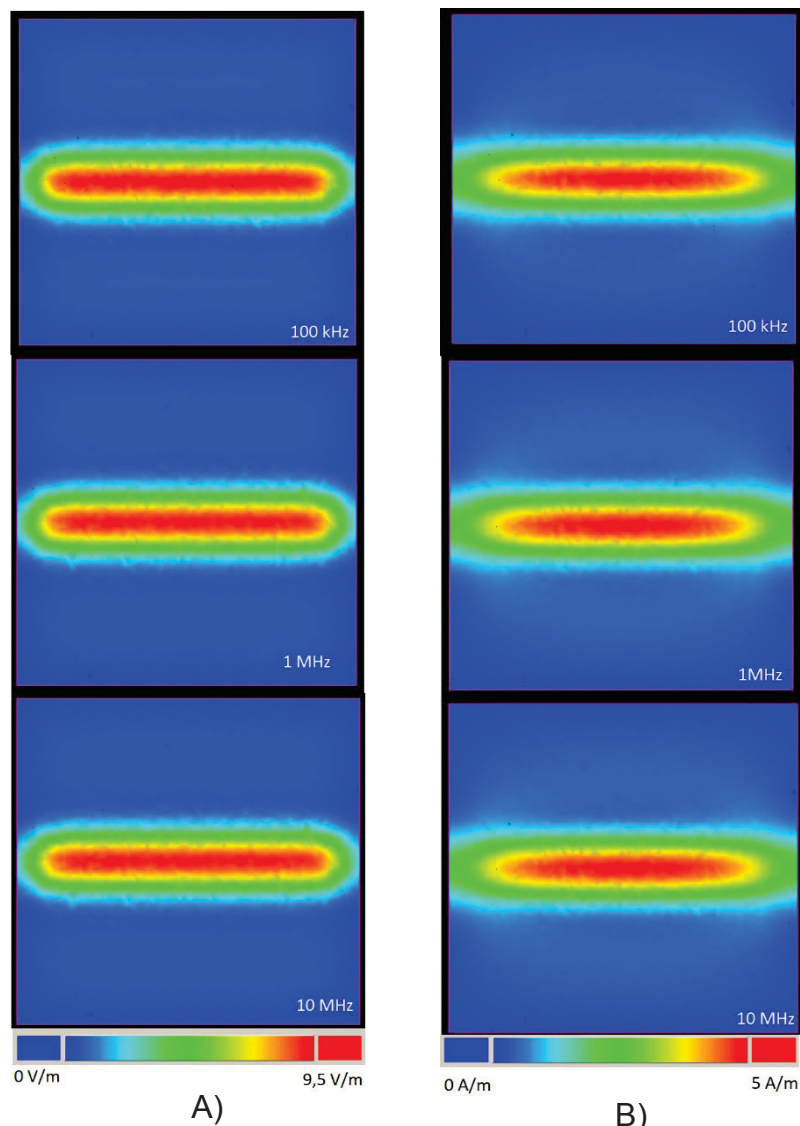
Após o término da varredura da placa, o *script* faz os gráficos do campo próximo, utilizando a função `contourf()` do software MatLab que plota curvas de nível de acordo com os valores da matriz dos valores da FFT lidos pelo osciloscópio. Nessa função é possível configurar para que as linhas da curva de nível não sejam exibidas, ficando somente o preenchimento. Além disso, ela foi configurada para que entre valores vizinhos na matriz existam 100 curvas de nível, o que dá um efeito de interpolação e causa uma melhor representação dos campos na imagem gerada.

Foram confeccionadas duas sondas de campo próximo. Para a sonda de campo elétrico foi utilizado uma ponta de prova de osciloscópio, sem o fio de aterramento. Essa escolha foi feita devido a ponta de prova de um osciloscópio ser rígida e mais resistente do que um cabo coaxial com o condutor interno exposto. Isso possibilita que a sonda resista a possíveis impactos com componentes durante a varredura com o *scanner*. A ponta de prova usada nas medidas foi da Tektronix com atenuação de 10X e banda passante de 500 MHz. O projeto da sonda de campo magnético, teve como base o resultado de DONG *et al* (2004), sendo construída em um núcleo cilíndrico de ferrite com diâmetro de 2 mm e comprimento de 1 mm. Foram enroladas 98 voltas de fio esmaltado 43 AWG. A indutância dessa sonda foi medida em uma ponte LCR, tendo um valor aproximado de 360 μ H. Essa sonda foi montada em um tubo plástico de maneira a obter a resistência mecânica requerida para ser utilizada no *scanner*. A sonda foi encapada com uma fita de cobre não fechada eletricamente, de maneira a obter uma blindagem ao campo elétrico. Essa blindagem foi aterrada.

Foram realizadas calibrações nas sondas de maneira a possibilitar que a medida final fosse obtida em unidades de campo elétrico (dB μ V/m) e campo magnético (dB μ A/m). Como referência para calibração dos campos, foi utilizada

uma linha *microstrip* com impedância característica de 50Ω e dimensões de 40 mm de comprimento, 4 mm de espessura em uma placa de circuito impresso face dupla com dielétrico de FR4 e espessura de 1,6 mm. Esse método também é utilizado por (KUHN *et al*, 2014) A linha *microstrip* se devidamente terminada com sua impedância característica, possui banda larga, com resposta aproximadamente plana até frequências de GHz. Isso pode ser comprovado pela simulação eletromagnética realizada no software ADS – FEM. A FIGURA 58-a traz algumas simulações de campo elétrico para essa linha *microstrip* excitada com uma senoide de amplitude -5 dBm e medida a uma distância de 1 mm da linha. Já a Figura 58-b traz as simulações do campo magnético para essa situação, porém medido a 5 mm da linha.

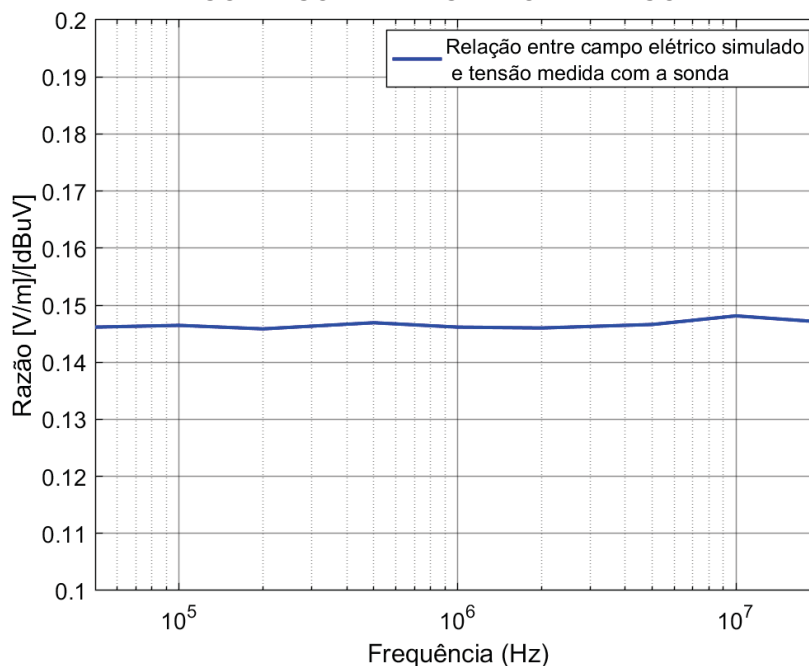
FIGURA 58 – SIMULAÇÃO DO CAMPO ELETRICO E MAGNÉTICO EM UMA LINHA MICROSTRIP
(A – Campo elétrico, B – Campo magnético)



FONTE: O AUTOR (2019)

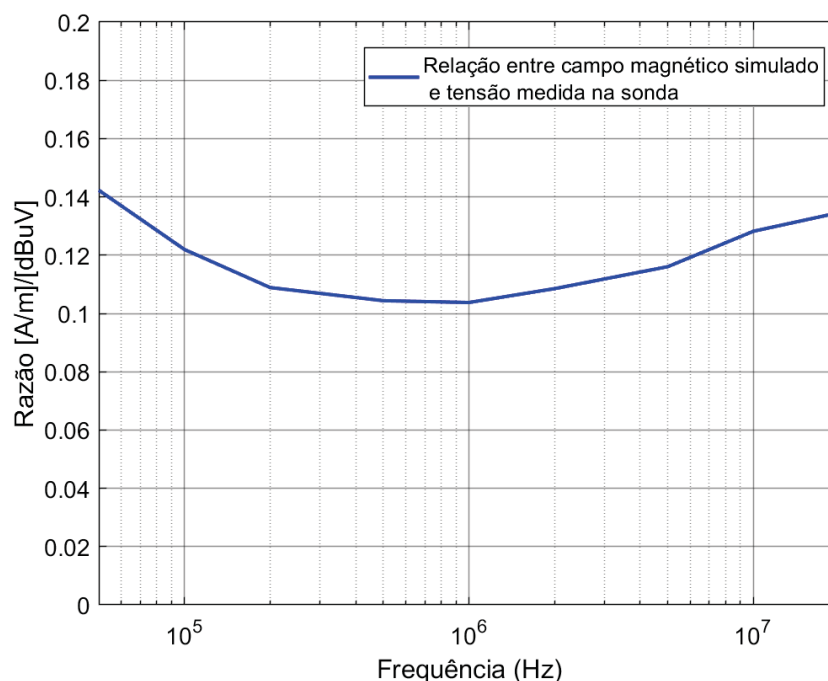
Foram realizadas medidas de campo elétrico e magnético com as sondas utilizadas no *scanner* nas mesmas condições simuladas, assim obteve-se as FIGURA 59 e 60. Essas figuras trazem a correlação entre os campos elétrico e magnético simulados e a tensão lida pela sonda utilizada, em função da frequência do sinal aplicado.

FIGURA 59 – CORRELAÇÃO ENTRE CAMPO ELÉTRICO SIMULADO E TENSÃO MEDIDA COM A SONDA DE CAMPO ELÉTRICO



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 60 – CORRELAÇÃO ENTRE CAMPO MAGNÉTICO SIMULADO E TENSÃO MEDIDA COM A SONDA DE CAMPO MAGNÉTICO

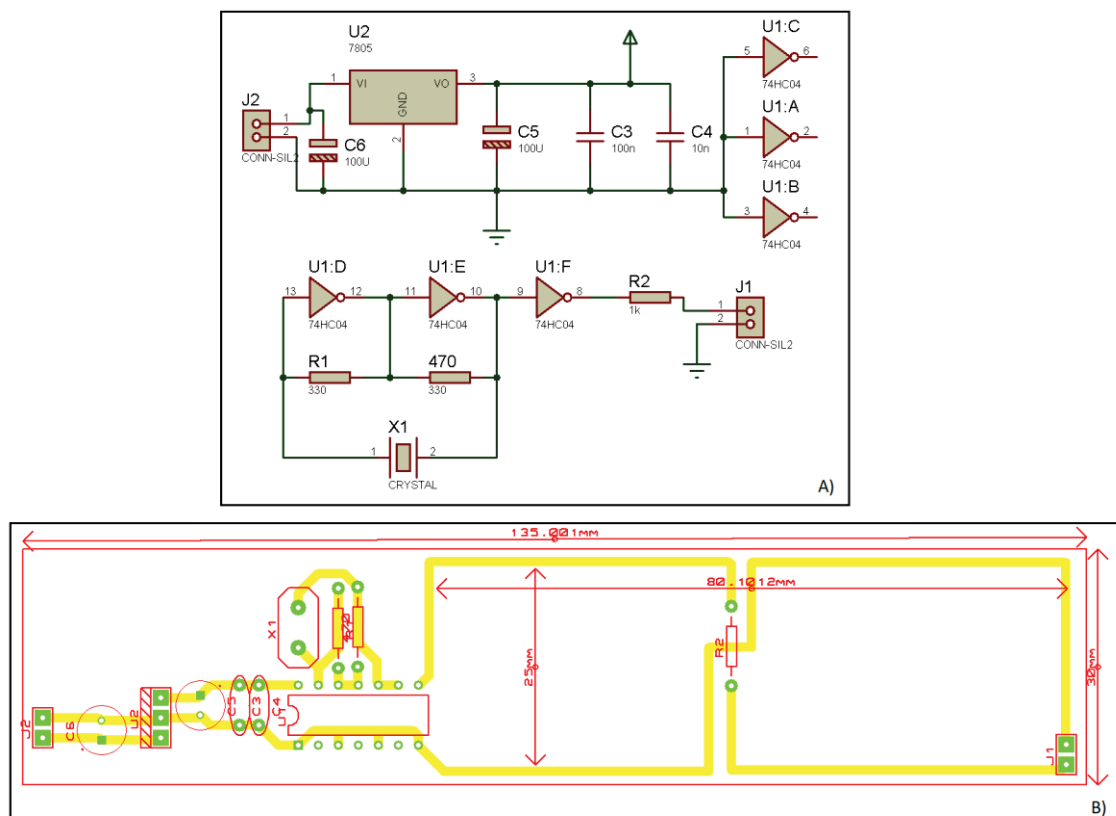


FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 59 demonstra uma resposta em frequência plana da sonda de campo elétrico utilizada, de forma que para se obter o campo elétrico em V/m basta multiplicar a tensão medida na FFT no osciloscópio dB μ V por 0,14, ou por 2,1 para se obter o campo em dB μ V/m. Já a FIGURA 60 mostra que a sonda de campo magnético possui uma resposta em frequência variável na faixa utilizada. Dessa forma essa curva foi utilizada nos cálculos para fazer a relação entre a tensão medida pela sonda dB μ V e o campo magnético em A/m ou mais usualmente em dB μ A/m, para cada valor de frequência. Foi utilizada uma interpolação linear para determinar o fator de calibração em frequências intermediárias.

Para validar o *scanner* foi criada uma placa com um oscilador a cristal de 10 MHz utilizando portas inversoras (74LS04). O esquemático e o *layout* dessa placa estão na FIGURA 61.

FIGURA 61 – ESQUEMÁTICO E LAYOUT DO OSCILADOR A CRISTAL DE 10 MHz
(A – Esquemático, B – Layout)

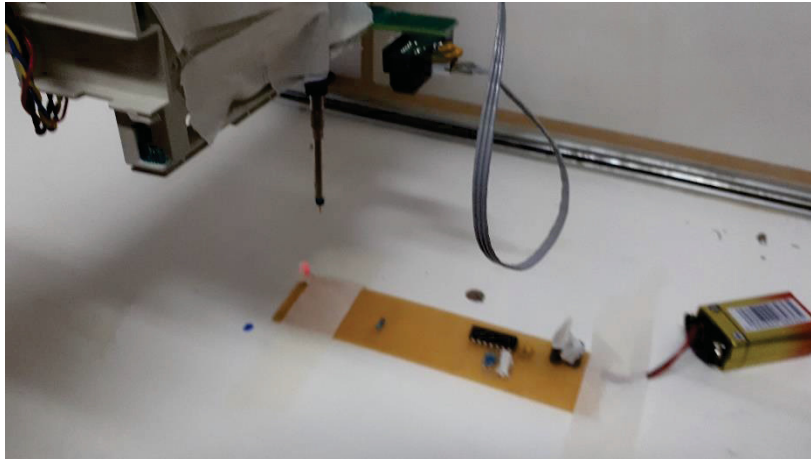


FONTE: O AUTOR (2019)

A placa utilizada para fazer esse circuito foi de fenolite face simples. Destaca-se que a trilha longa na saída do oscilador foi feita propositalmente para

se verificar a precisão do *scanner*. A saída desse oscilador alimenta um LED colocado em J1 (FIGURA 61-b). A FIGURA 62 mostra uma foto da placa construída durante o ensaio de campo elétrico no *scanner*.

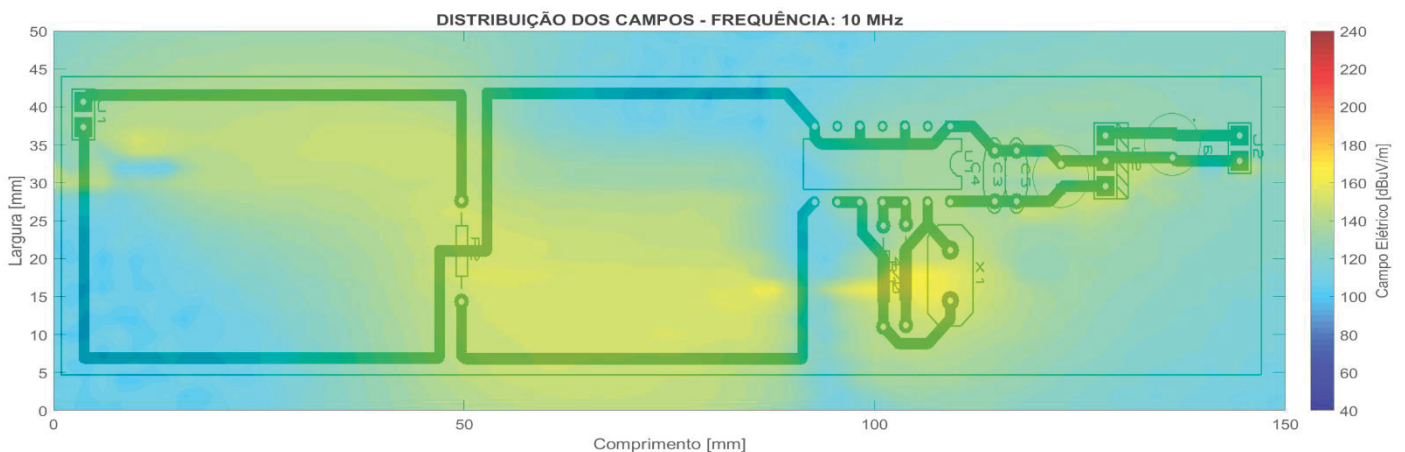
FIGURA 62 – FOTO DO OSCILADOR DE 10 MHz DURANTE O ENSAIO NO *SCANNER*



FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 63 mostra o mapa do campo elétrico da placa do oscilador de 10 MHz feita pelo *scanner*, com passos de 2 mm e a uma distância constante da placa de 8 mm.

FIGURA 63 – VARREDURA DO CAMPO ELÉTRICO OSCILADOR A CRISTAL
(Passo 2 mm – Distância da sonda 8 mm)



FONTE: O AUTOR (2019)

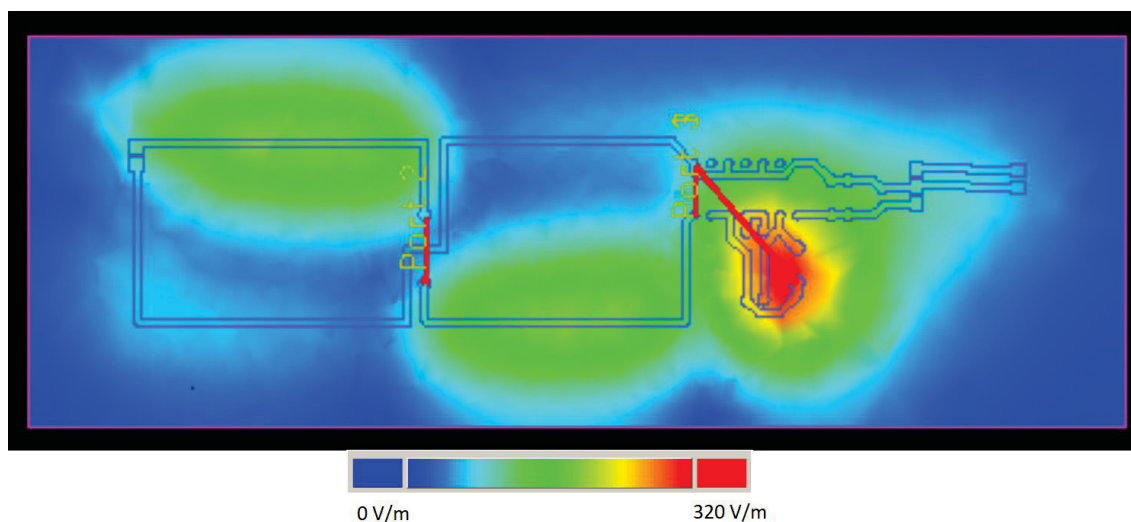
É possível verificar que a trilha de saída do sinal gerado pelo CI (trilha que possui o resistor R2 na FIGURA 61) o campo elétrico captado pela sonda é maior que na trilha oposta onde está ligado o terra do circuito. É perceptível também que após o resistor R2 (trecho entre o resistor e o LED) o campo elétrico

diminuiu em relação ao trecho anterior, entre o C1 e o resistor R2. Isso se deve à diminuição da tensão no nó do LED.

Outra observação, é o fato de haver um mínimo de campo elétrico entre a entrada e a saída da porta inversora, no último estágio do oscilador. Isso se deve ao fato de sinais opostos estarem presentes nessas trilhas, o que leva à criação de uma região de mínimo do campo elétrico.

Para validar os dados obtidos pelo *scanner* foi realizado uma simulação eletromagnética dessa placa no software ADS-FEM. Nesse tipo de simulação, não é possível colocar componentes eletrônicos, somente trilhas e pontos onde o sinal será injetado. A simulação foi feita com dois pontos de sinal defasados 180°, representando o que ocorre entre a saída e entrada do último inversor da placa do oscilador. A FIGURA 64 traz essa simulação.

FIGURA 64 – SIMULAÇÃO DE CAMPO ELÉTRICO DA PLACA DO OSCILADOR A CRISTAL



FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 64 mostra que o resultado da varredura da placa no *scanner* se assemelha aos dados da simulação, indicando as mesmas regiões de maior intensidade de campo elétrico. Essa simulação também apontou a situação de um mínimo no campo elétrico devido à proximidade das trilhas em que circulam sinais opostos (pinos de entrada e saída do sinal no ultimo inversor). A simulação eletromagnética não permite simular componentes eletrônicos em uma placa, assim não se pode observar o efeito da redução do campo elétrico no trecho entre o resistor R2 e o LED, como apontado pelo *scanner*.

Apesar dos valores absolutos de campo elétrico diferirem entre a medida pelo o *scanner* e a simulação, considerou-se válido o resultado da medição, tendo em vista que as regiões de máximos e mínimos estão coerentes. Vale salientar que a simulação eletromagnética aqui realizada não leva em consideração os componentes do circuito, mas tão somente as trilhas e materiais dielétricos.

5 MEDIDAS DE EMISSÕES ELETROMAGNÉTICAS DO GERADOR DE PULSO REVISITADAS

De posse das técnicas de diagnóstico desenvolvidas no capítulo anterior, foi possível efetuar a medida da efetiva colaboração do pulso magnético produzido pelo gerador de campos magnéticos bipolares. Além disso foi possível realizar um ensaio de campo elétrico e campo magnético próximos para diagnosticar os pontos de maiores emissões da placa.

Para essa etapa de diagnóstico só foi analisado o segundo protótipo (Placa 2) do gerador de pulso, visto que já houve melhora comprovada com o novo *layout* da placa.

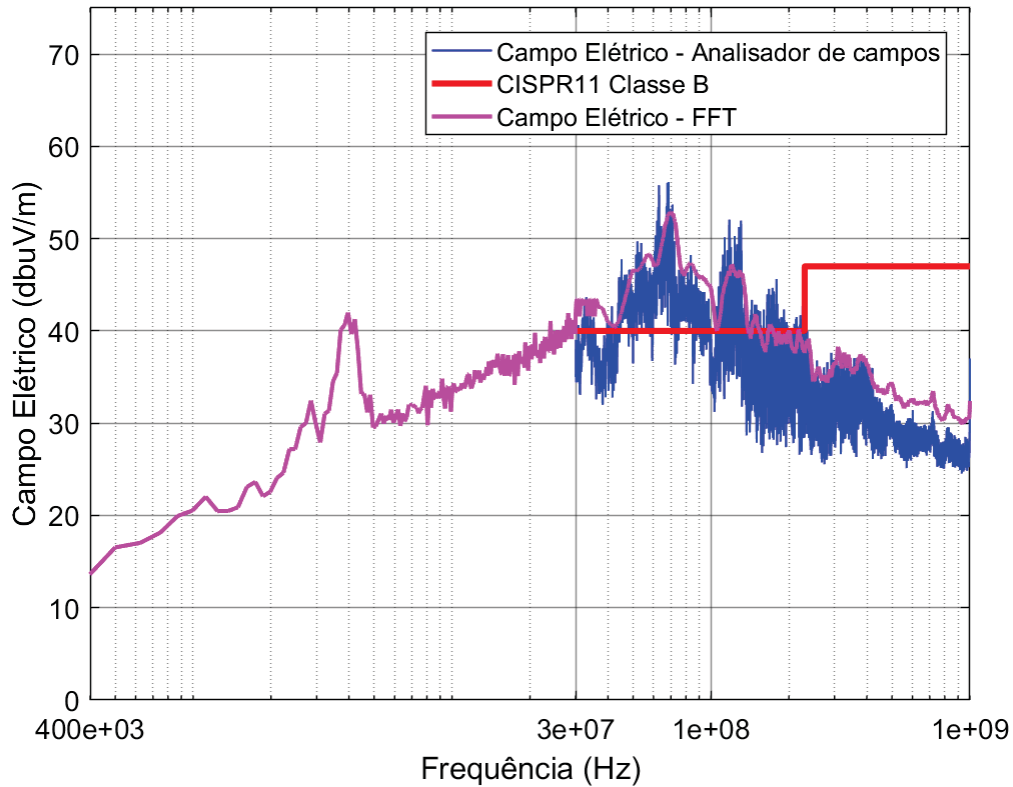
5.1 MEDIDA DO PULSO MEGNÉTICO GERADO

Foram realizadas medidas do pulso magnético produzido pela tensão de 420 V no gerador de pulso magnético bipolar com a técnica da FFT apresentada no capítulo anterior. Inicialmente o osciloscópio LeCroy LT 584 foi conectado na antena receptora da câmara anecóica (com banda de frequência de 20 MHz – 2,0 GHz), após isso foi ajustado o trigger do osciloscópio para capturar a borda de subida do sinal de ruído. A taxa de amostragem foi configurada para 2 GS/s e foram adquiridos 400000 pontos, a escala de tempo foi ajustada para 20 μ s/div (total capturado 200 μ s). Foram feitas 10 aquisições do sinal no domínio do tempo. Após a aplicação dos passos da técnica apresentada no capítulo anterior obteve-se a curva apresentada na FIGURA 65. A faixa de frequência que o método aplicado analisou foi de 400 kHz – 1 GHz.

A curva rosa na FIGURA 65 apresenta grande relação com o sinal capturado pelo analisador de campos durante o ensaio de disparo bipolar realizado no capítulo 3. Esse fato demonstra que a técnica de medida espectral durante o transitório que foi apresentada está funcionando de acordo com o esperado. Além disso, percebe-se que houve uma redução entre os valores da curva azul (obtida com o detector de pico no analisador de campos) e da curva rosa obtida pela FFT com as devidas correções. Como comprovado

anteriormente, a técnica apresentada emula um detector de quase-pico, que naturalmente produzirá valores menores que o detector de pico.

FIGURA 65 – ENSAIO DE EMISSÕES RADIADAS – PULSO MAGNÉTICO – ANTENA 20 MHz-2 GHz
(Curva rosa – resultado da FFT, Curva azul – analisador de campos)



FONTE: O AUTOR (2019)

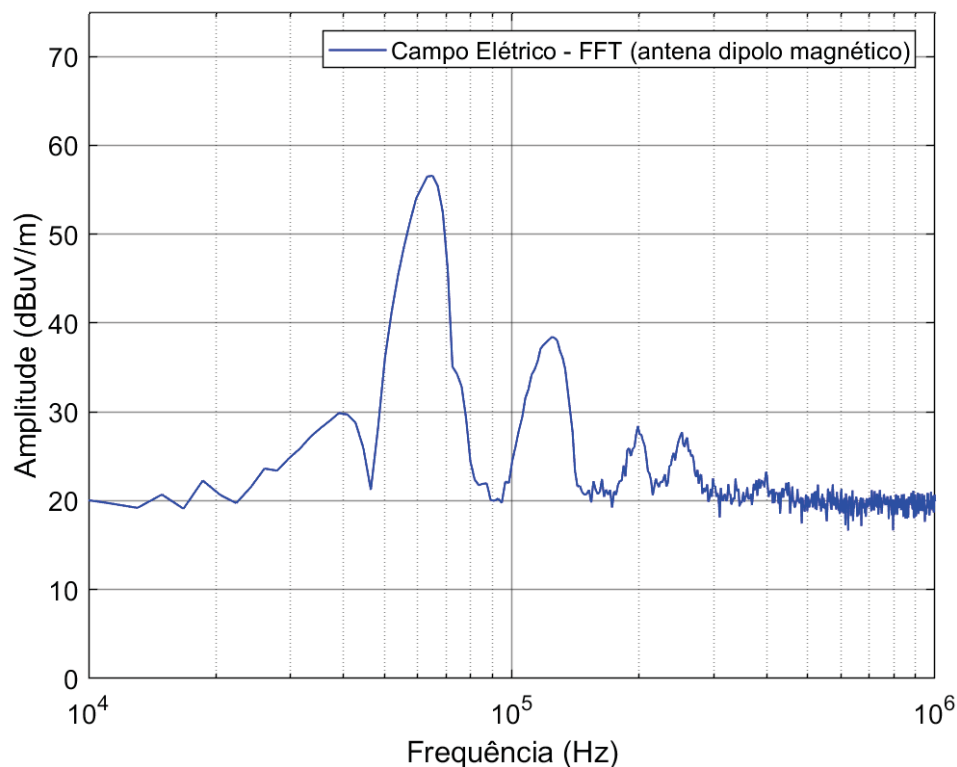
Através desse ensaio foi possível acelerar a aquisição da medida, que demorou cerca de 10 minutos para ser realizada, em comparação com as 5 h e 20 min do método com o analisador de campos.

Verifica-se que a curva rosa da FIGURA 65 possui um pico em 4 MHz, que não foi detectado pelo analisador de campos, uma vez que a menor frequência que esse consegue detectar é 30 MHz. A antena utilizada também já não atua corretamente em frequências inferiores a 20 MHz, dessa forma não foram registradas emissões na frequência de 5 kHz até cerca de 400 kHz.

Estima-se que o pulso magnético emitido esteja na faixa de frequências de até 100 kHz, assim, optou-se por trocar a antena receptora por uma antena dipolo magnético com faixa de frequência de 10 kHz a 1 MHz. Assim o ensaio foi realizado novamente, porém foi considerado fatores de conversão para se obter o campo elétrico equivalente, uma vez que estava-se utilizando uma

antena magnética. A escala de tempo do osciloscópio também foi alterada, uma vez que a antena em questão não possibilitaria a aquisição de sinais em frequências maiores que 1 MHz, sendo utilizado 5 ms/div (total capturado 50 ms). A taxa de amostragem ficou em 10 MS/s e foram capturados de 500000 pontos. A FIGURA 66 mostra o ensaio realizado com a antena dipolo magnético.

FIGURA 66 – ENSAIO DE EMISSÕES RADIADAS – PULSO MAGNÉTICO – ANTENA DIPOLO MAGNÉTICO



FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 66 apresenta pela primeira vez o espectro do pulso magnético mostrando que as emissões desse pulso estão concentradas nas frequências de 65 kHz e 124 kHz. Apesar da norma não exigir testes nessa região para esse produto, observa-se que em 65 kHz as emissões superaram 55 dB μ V/m, que no caso seria considerado como uma emissão elevada se comparado aos limites que a norma impõe nas frequências superiores.

Com base nos ensaios realizados, pode-se afirmar que as emissões radiadas na faixa de 30 MHz – 1GHz não são influenciadas pelo pulso magnético, uma vez que a colaboração deste se dá em frequências muito mais baixas. Deste modo, pode-se concluir que o principal responsável pelo gerador

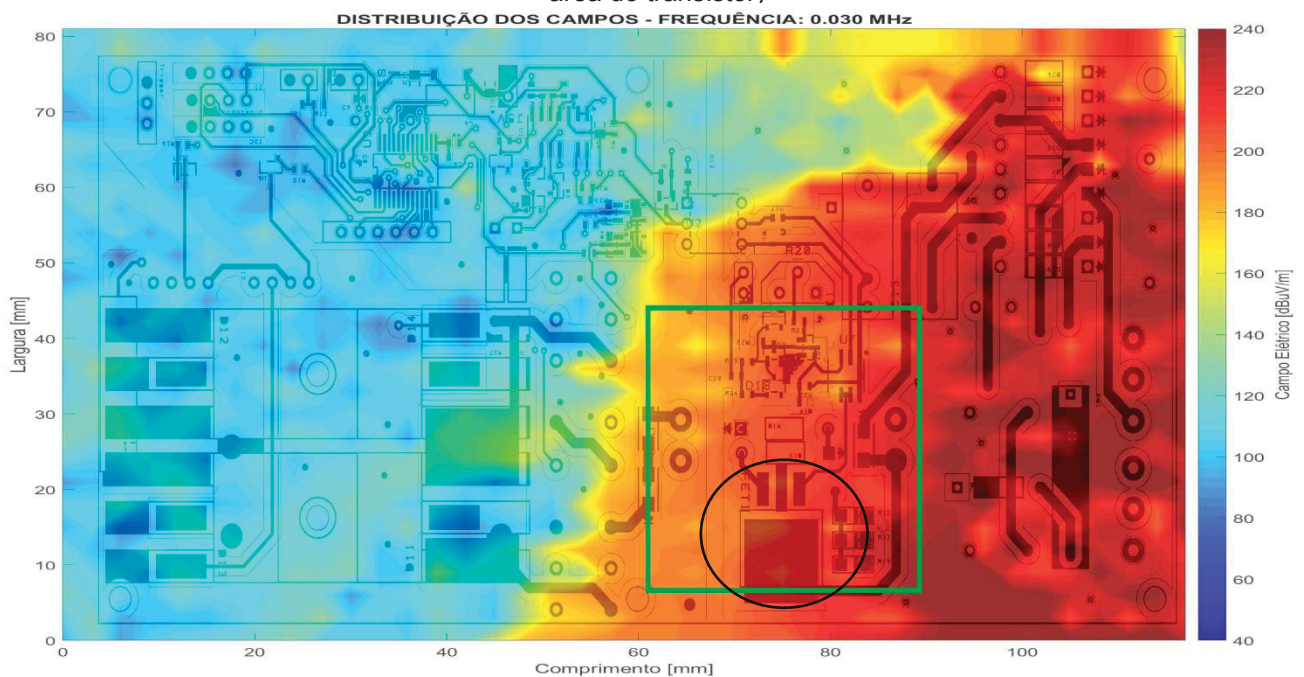
de pulsos bipolar não entrar na norma CISPR11 ainda é a fonte *flyback* que carrega o capacitor.

5.2 CAMPOS ELÉTRICOS E MAGNÉTICOS PRÓXIMOS GERADOS PELA FONTE FLYBACK

A partir do conhecimento de que o pulso magnético emitido não tem colaboração na faixa de frequência da norma CISPR11 (30 MHz – 1GHz), foi realizado o ensaio de campo próximo para determinar o ponto de origem das emissões no conversor *flyback*. Para isso foi utilizado dois resistores 27 k Ω como carga para essa fonte, de forma a mantê-la ligada. A tensão de alimentação desses resistores ficou estável em 420 V. As medidas de campo elétrico e magnético foram realizadas a 8 mm da placa e com um passo de 3 mm, de forma a agilizar a medida. Considerando-se que a placa do gerador de pulso possui componentes altos nas duas faces, optou-se por segurança, ensaiar somente o lado onde encontram-se o MOSFET, diodos retificadores de alta tensão, microcontrolador e demais circuitos de baixa potência (face superior) (FIGURA 47).

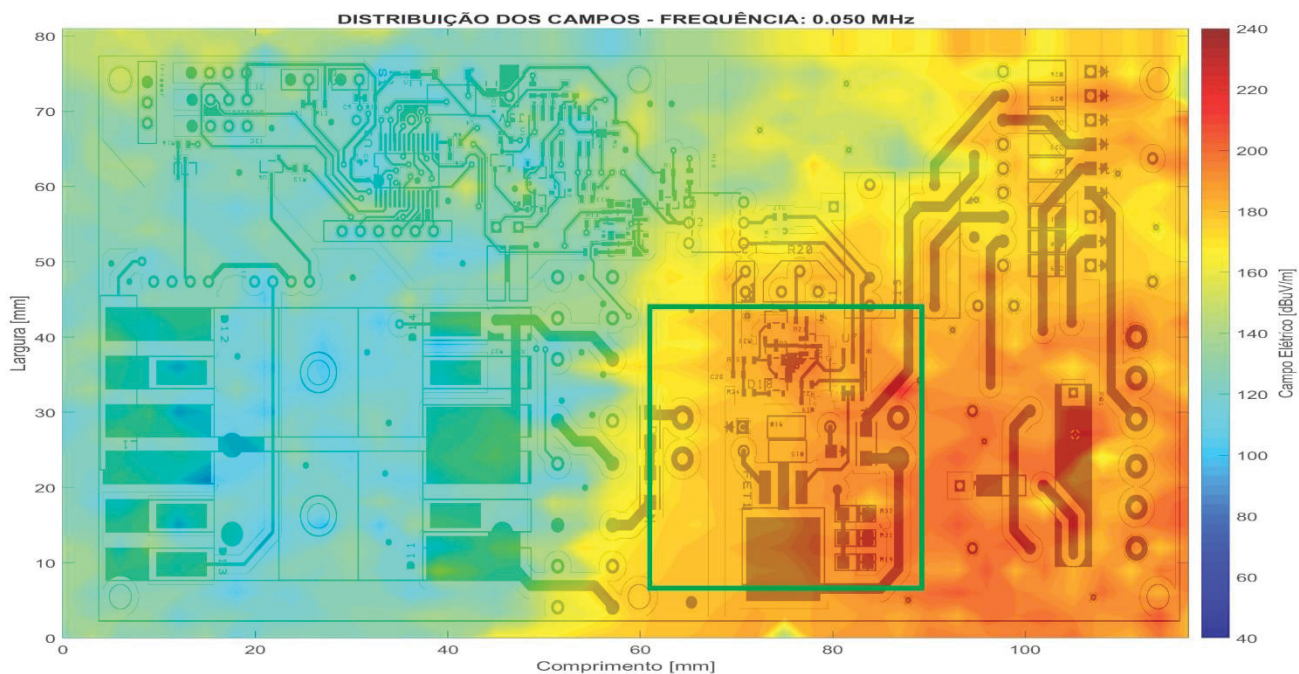
As FIGURAS 67 a 71 trazem as medidas do campo elétrico para as frequências de maior emissão de campo próximo.

FIGURA 67 – CAMPO ELÉTRICO GERADOR DE PULSO – 30 kHz
(Quadrado verde representa a área do transformador que está na face oposta, círculo preto área do transistor)



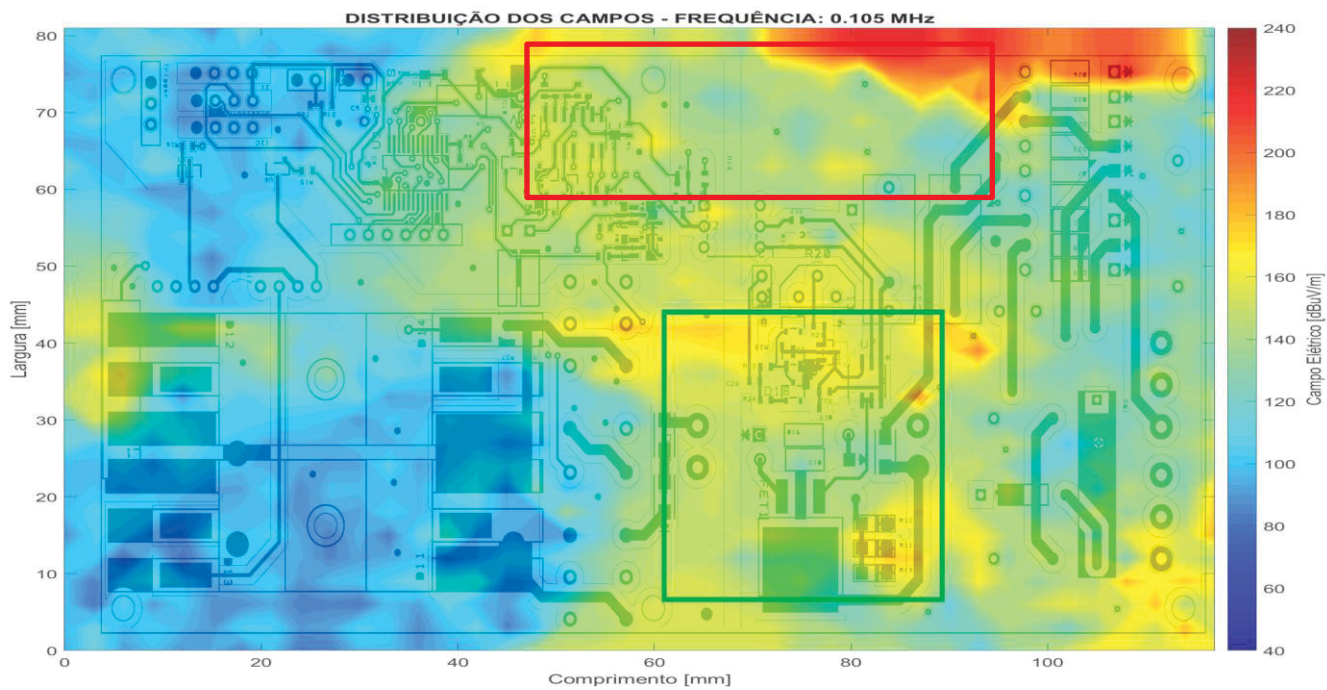
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 68 – CAMPO ELÉTRICO GERADOR DE PULSO – 50 kHz
(Quadrado verde representa a área do transformador que está na face oposta)



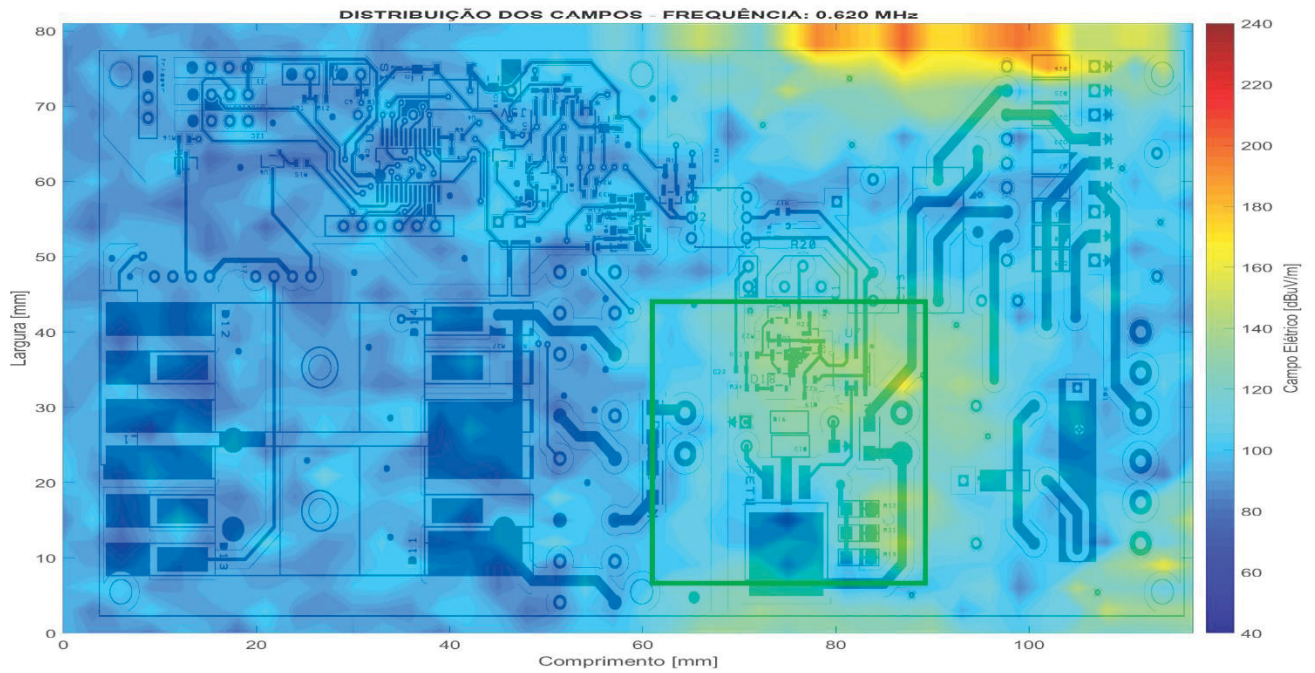
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 69 – CAMPO ELÉTRICO GERADOR DE PULSO – 105 kHz
(Quadrado verde representa a área do transformador que está na face oposta, retângulo vermelho representa a fonte de alimentação que está na face oposta)



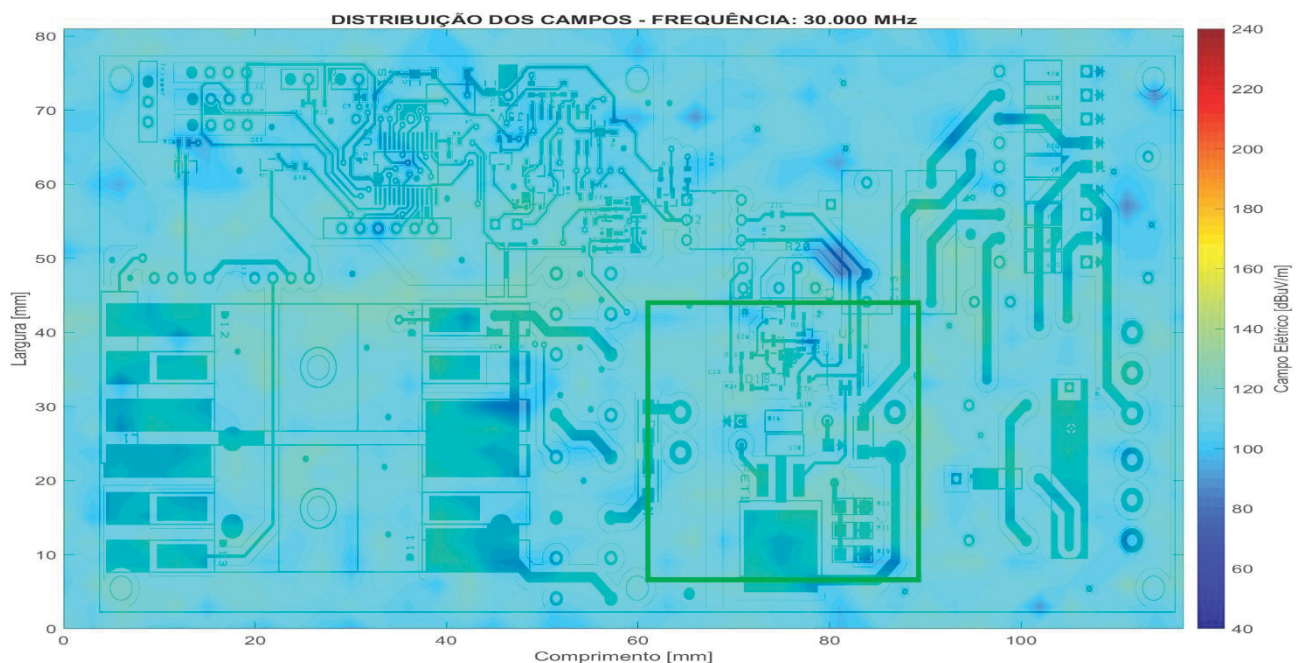
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 70 – CAMPO ELÉTRICO GERADOR DE PULSO – 620 kHz
(Quadrado verde representa a área do transformador que está na face oposta)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 71 – CAMPO ELÉTRICO GERADOR DE PULSO – 30 MHz
(Quadrado verde representa a área do transformador que está na face oposta)



FONTE: O AUTOR (2019)

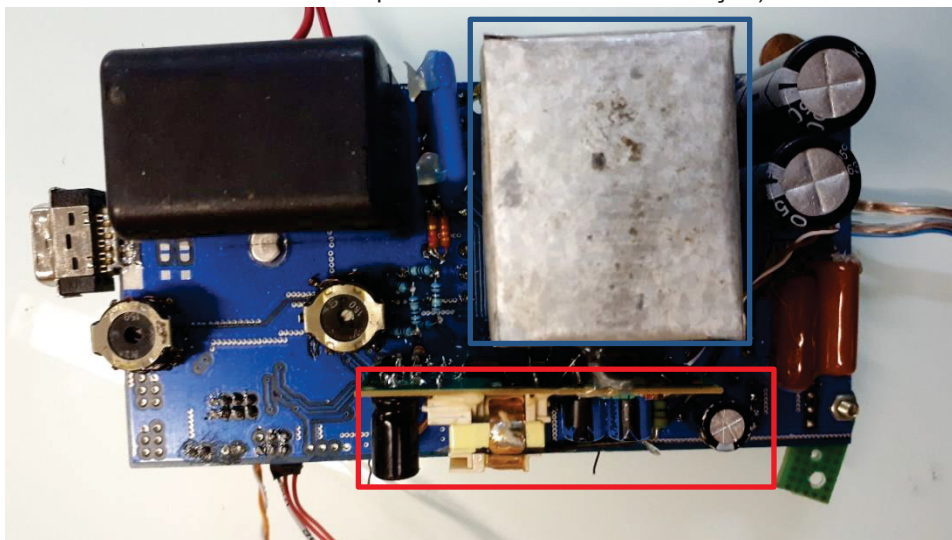
A FIGURA 67 que traz o mapa do campo elétrico para a frequência de 30 kHz evidencia-se que as maiores emissões nessa frequência estão no primário da fonte *flyback*, tendo destaque para a região próxima ao transistor,

(Círculo preto na FIGURA 67). A região do microcontrolador, comparadores bem como os circuitos de disparo possuem menores emissões se comparado ao primário. A FIGURA 68 (50 kHz) praticamente repete o panorama de campos da FIGURA 67, porém com uma intensidade mais baixa na região do primário, mas na região do secundário o campo apresentou uma amplitude um pouco mais alta. A FIGURA 69 traz o campo elétrico para 105 kHz, onde é possível verificar que a região de maior emissão se concentra na borda superior direita da placa. Isso se deve ao fato de existir na face oposta uma pequena fonte de alimentação chaveada que atende aos circuitos lógicos e ao microcontrolador, essa fonte pode ser visualizada na FIGURA 72. Destaca-se também que na FIGURA 69 (105 kHz) o centro da placa também tem algumas emissões nessa faixa de frequência, o que pode ser fruto de um acoplamento de ruído dessa fonte de alimentação auxiliar na blindagem do indutor acoplado, sendo que esta irradia novamente essa emissão para outras direções e faces da placa. A FIGURA 70 representa o campo elétrico gerado na frequência de 620 kHz, onde identificam-se pontos de maiores emissões na mesma região que na FIGURA 69, o que leva a concluir que essas emissões também são advindas da fonte auxiliar.

A FIGURA 71 traz o campo para a frequência de 30 MHz, pode-se observar que existe uma emissão praticamente uniforme na placa nesta frequência.

FIGURA 72 – FOTO DA BLINDAGEM DO INDUTOR ACOPLADO PERTO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

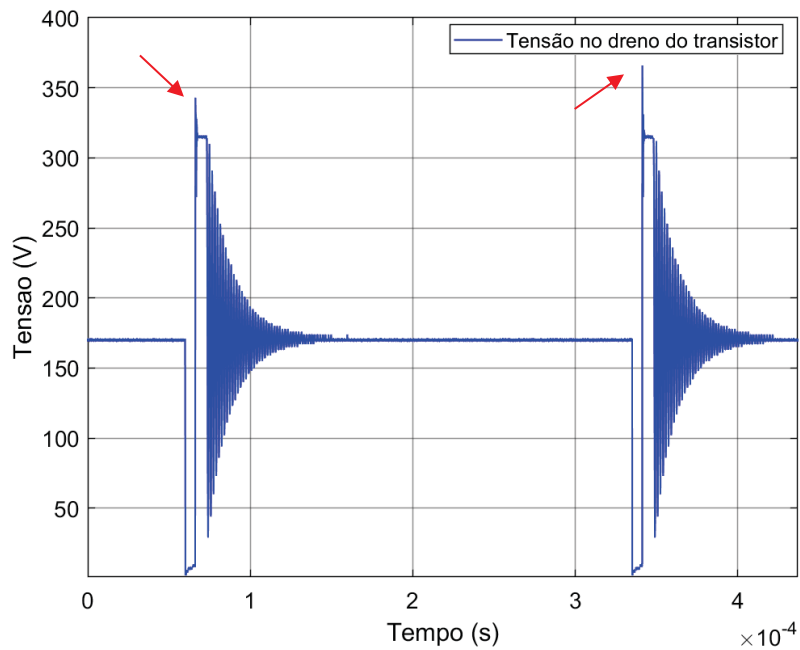
(Quadrado azul identifica a blindagem implementada no indutor acoplado e o retângulo vermelho representa a fonte de alimentação)



FONTE: O AUTOR (2019)

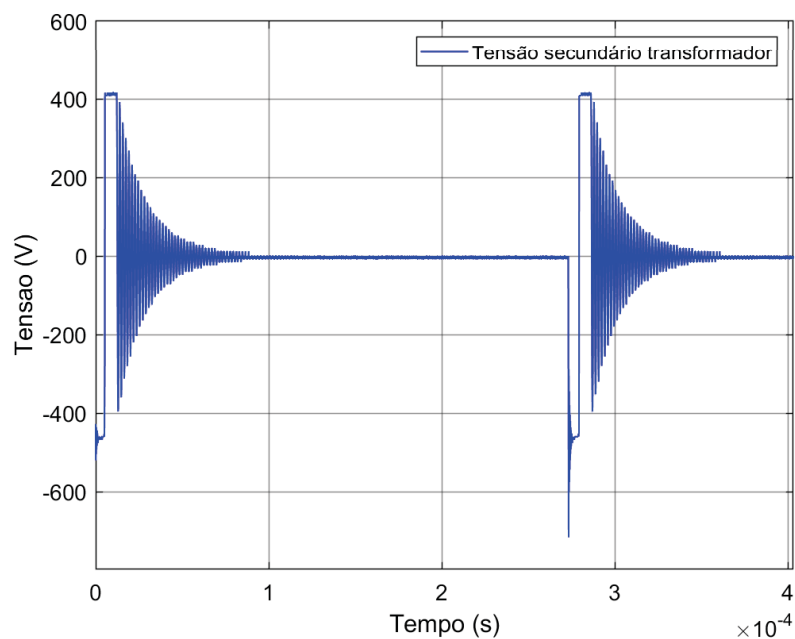
Para se obter maiores informações sobre o formato do pulso no dreno do transistor MOSFET SPD07N06C3 e no secundário do indutor acoplado utilizou-se o osciloscópio Agilent DSOX2002A de 100 MHz de banda passante para efetuar a medida. As FIGURAS 73 e 74 trazem a medida do sinal no dreno do MOSFET e da saída do secundário do indutor acoplado respectivamente.

FIGURA 73 – SINAL CAPTURADO NO DRENO DO TRANSISTOR DE GERADOR DE PULSO (Setas indicam o pico de tensão causado pela indutância de dispersão do indutor acoplado)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 74 – SINAL CAPTURADO NA SAÍDA DO SECUNDÁRIO DO INDUTOR ACOPLADO



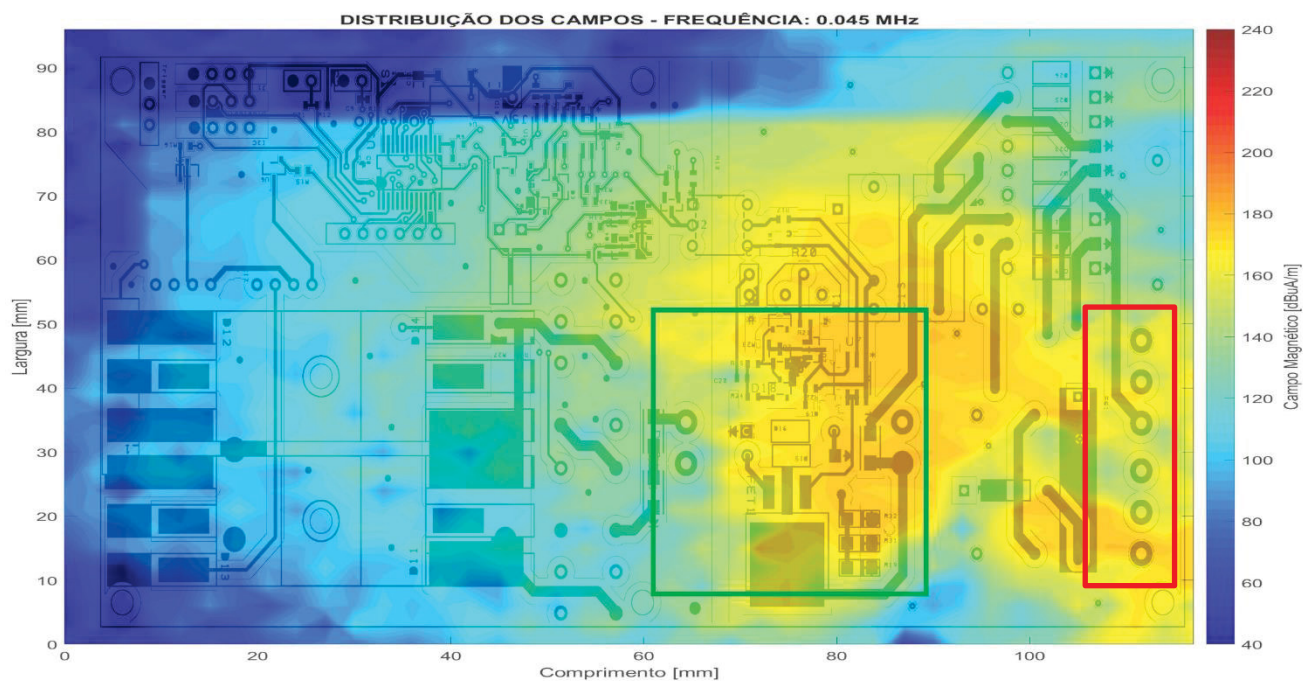
FONTE: O AUTOR (2019)

A partir das medidas das FIGURAS 73 e 74 foi possível extrair alguns dados descritos a seguir. A frequência de chaveamento do flyback auto-oscilante nessa condição de carga (54 k Ω) foi de 3,67 kHz e com ciclo de trabalho de 2,23%. Observa-se também que existe uma oscilação que ocorre após o bloqueio dos diodos do secundário. Essa oscilação possui frequência de 609,75 kHz, tendo como um dos responsáveis pela definição dessa frequência os componentes parasitas do indutor acoplado. Verifica-se também o pico de tensão causado pela indutância de dispersão do indutor acoplado, esse pico chega a 370 V. Após esse pico a tensão estabiliza em 320 V. A derivada de tensão no nó do dreno chega a 35,75 kV/ μ s, no momento do desligamento da chave. No secundário (FIGURA 74) a tensão de pico chega a 420 V, e também se visualiza a oscilação já relatada após o bloqueio dos diodos. Quando a chave abre, a tensão no secundário sai de -448 V e vai para 420 V, o que causa uma derivada de tensão de 15,77 kV/ μ s.

Os dados anteriormente descritos reforçam o motivo do qual as emissões da FIGURA 67 são elevadas, uma vez que se trata de 8ª harmônica da frequência de chaveamento. Apesar do *scanner* não registrar emissões significativas nas faixas acima de 30 MHz, verifica-se que os pontos de emissão se concentram principalmente na região do transistor, tendo como uma das causas a elevada derivada de tensão nessa região. A área da região em que há a maior concentração de emissões de campo elétrico nessa placa é de aproximadamente 3000 mm².

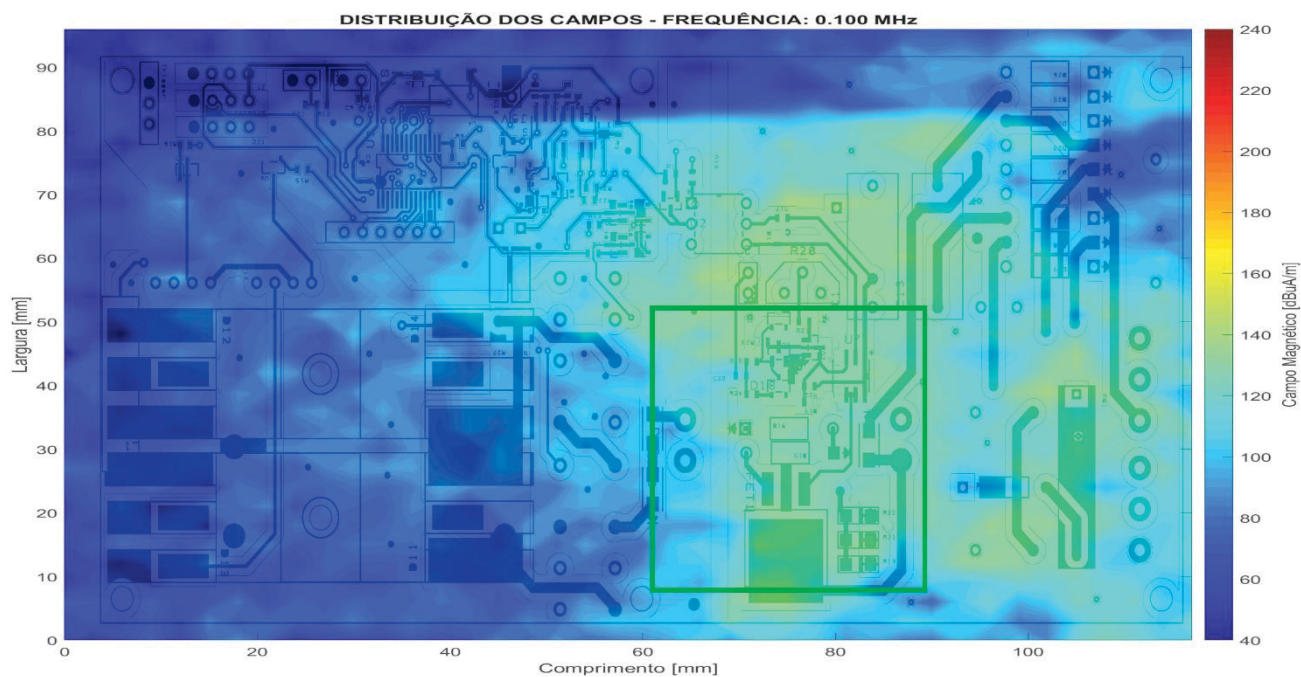
Foram realizados ensaios de campo magnético próximo, também colhidos a 8 mm da placa com passos de 3 mm, nesse caso utilizou-se a sonda a 45° com o eixo X do *scanner*, de maneira a capturar as componentes magnéticas no plano XY da placa de circuito. As FIGURAS 75 a 78 trazem os valores dos campos magnéticos de maior emissão para essa placa.

FIGURA 75 – CAMPO MAGNÉTICO GERADOR DE PULSO – 45 kHz
(Quadrado verde representa a área do transformador que está na face oposta, retângulo vermelho região dos pinos de alimentação elétrica da placa)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 76 – CAMPO MAGNÉTICO GERADOR DE PULSO – 100 kHz
(Quadrado verde representa a área do transformador que está na face oposta)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 77 – CAMPO MAGNÉTICO GERADOR DE PULSO – 195 kHz
(Quadrado verde representa a área do indutor acoplado que está na face oposta)

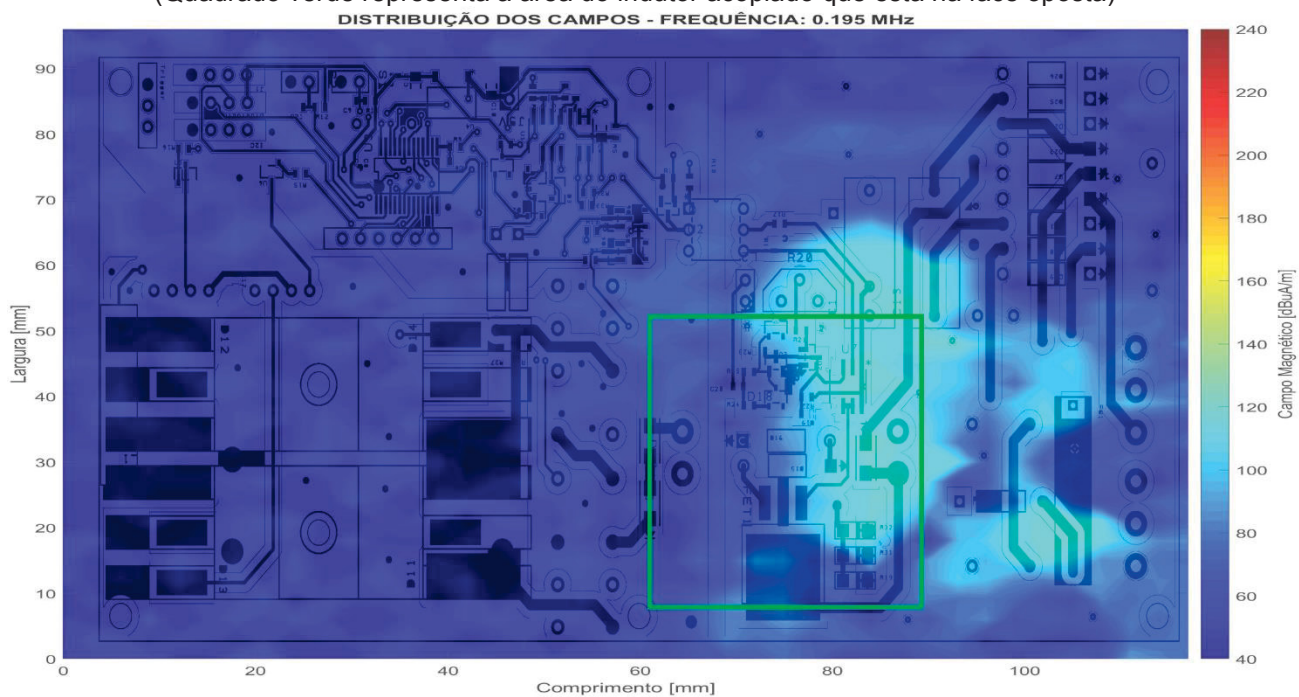
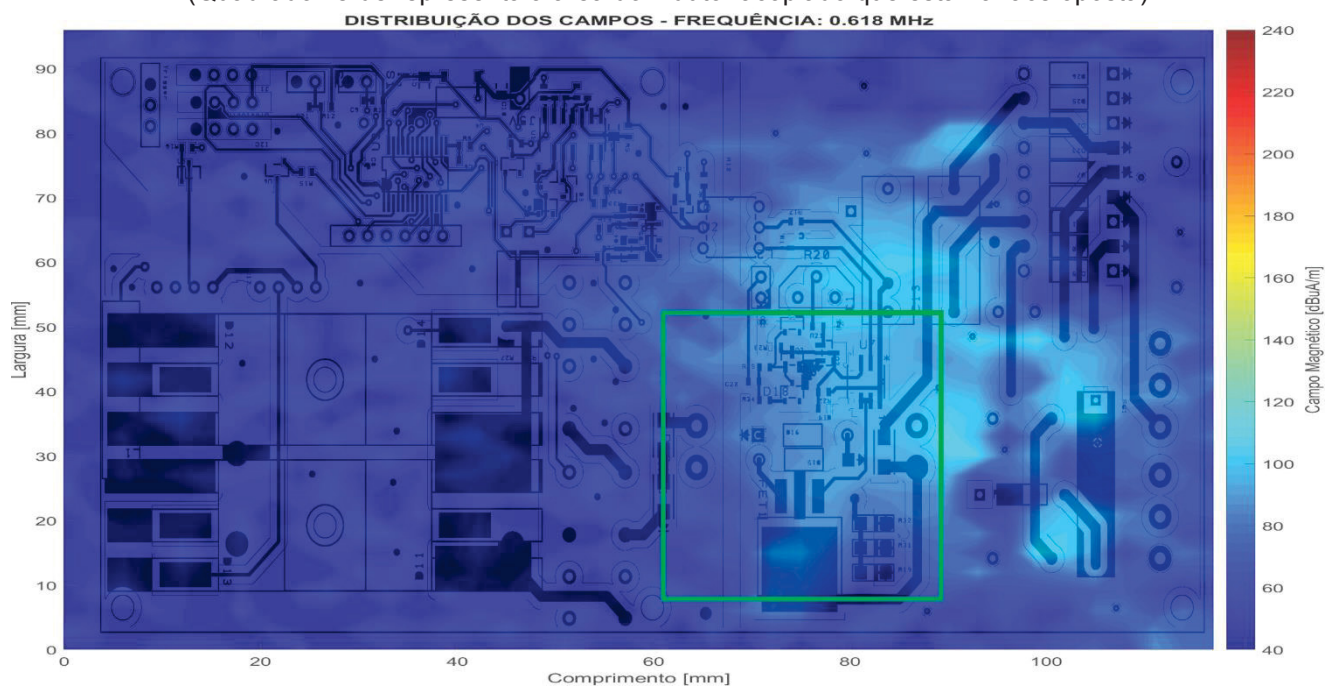


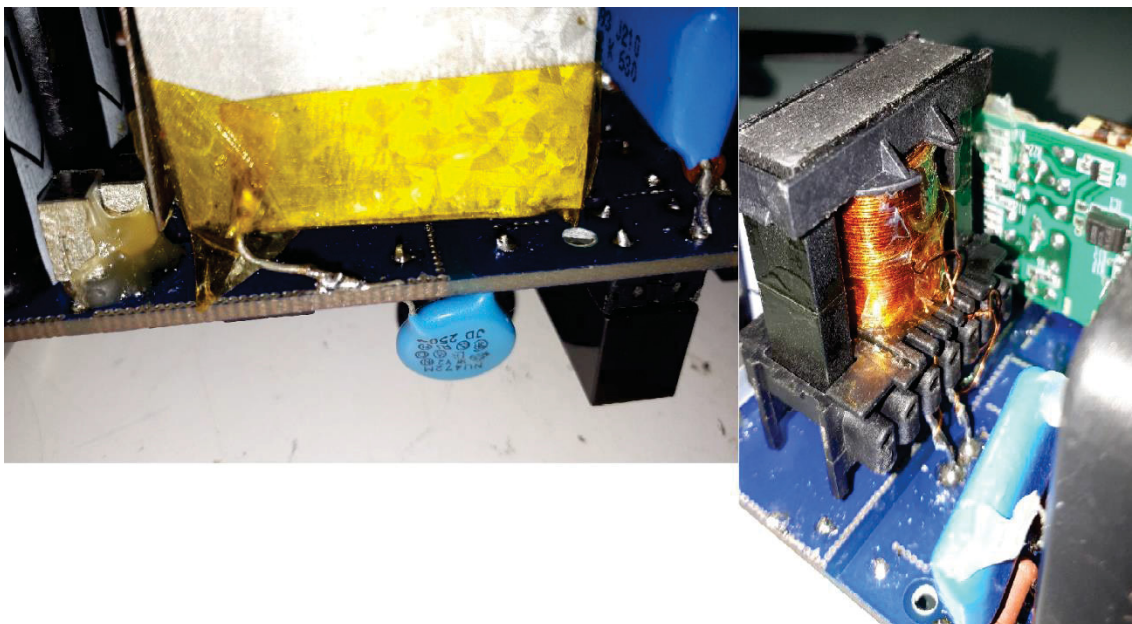
FIGURA 78 – CAMPO MAGNÉTICO GERADOR DE PULSO – 618 kHz
(Quadrado verde representa a área do indutor acoplado que está na face oposta)



De acordo com a FIGURA 75 as emissões de campo magnético próximo na faixa de 45 kHz está mais concentrada no *loop* que alimenta o indutor acoplado no primário da fonte *flyback* e na região pinos de alimentação elétrica da placa (retângulo vermelho na FIGURA 75). Existem emissões de campo magnético também espalhadas pela placa, principalmente nas proximidades do indutor acoplado. A FIGURA 76 (100 kHz) traz um panorama semelhante às emissões da frequência de 45 kHz, porém as emissões estão mais brandas na extremidade oposta da placa. Nas frequências representadas pelas FIGURAS 77 e 78 (195 kHz e 618 KHz) verifica-se que as emissões se concentram majoritariamente nas vizinhanças da região onde está o indutor acoplado, e não mais no restante da placa. Isso pode ser causado pelo efeito de blindagem magnética que o plano terra da placa começa a oferecer a campos magnéticos, uma vez que esse efeito se torna mais pronunciado para frequências maiores.

A blindagem implementada no indutor acoplado (FIGURA 79) é construída por uma chapa de aço zincado de 0,6 mm de espessura que só recobre a face inferior da placa (onde está localizado o indutor acoplado). Dessa forma os campos magnéticos de baixa frequência que não são atenuados pela blindagem oferecida pelo plano terra, passam de uma face para a outra da placa. Isso justifica a detecção de níveis mais elevados de campo magnético em baixas frequências.

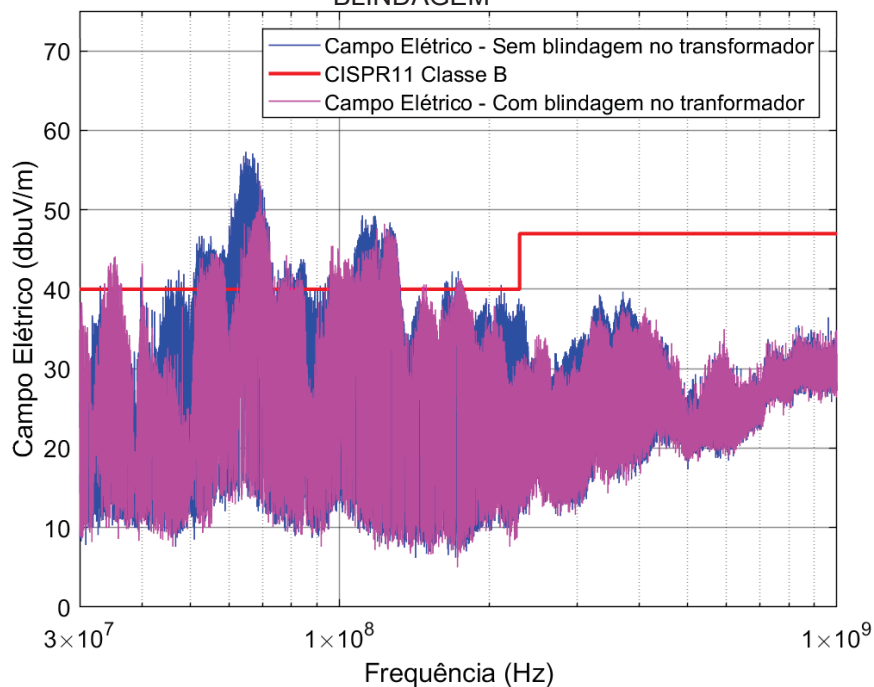
FIGURA 79 – BLINDAGEM MAGNÉTICA DO INDUTOR ACOPLADO E INDUTOR ACOPLADO SEM A BLINDAGEM



FONTE: O AUTOR (2019)

A blindagem implementada no indutor acoplado visa diminuir a emissão de campo elétrico e magnético, ao contrário de blindagens mais comuns (feitas com uma fita de cobre em torno do indutor acoplado) que só confinam o campo magnético de dispersão. A FIGURA 80 apresenta um teste de emissões radiadas realizado com o indutor acoplado com e sem blindagem. Este ensaio foi realizado por um analisador de campos na condição em que somente a fonte *flyback* está acionada, com tensão de saída de 420 V alimentando uma carga de 54 k Ω .

FIGURA 80 – ENSAIO DE EMISSÕES RADIADAS – INDUTOR ACOPLADO COM E SEM BLINDAGEM



FONTE: O AUTOR (2019)

Verifica-se na FIGURA 80 que as emissões radiadas aumentaram com a retirada da blindagem, ou seja, ela ajuda a confinar os campos emanados. Como confirmado pelas análises de campo próximo, as maiores emissões vêm do primário da fonte *flyback*, tanto a nível de campo elétrico e de campo magnético. O campo elétrico emanado é maior nessa região devido a elevada derivada de tensão apresentada, apesar da tensão absoluta ser um pouco maior no secundário (420 V, contra 320 V no primário). Já o campo magnético também é maior no primário, uma vez que essa fonte foi projetada para elevar a tensão, dessa forma as correntes no primário naturalmente seriam maiores que no secundário, o que se confirma nas varreduras com a sonda de campo magnético.

6 ANÁLISE DAS TOPOLOGIAS E LAYOUTS DESENVOLVIDOS

Baseando-se nos dados dos capítulos anteriores e com o objetivo de diminuir as emissões radiadas pela fonte *flyback* optou-se por implementar duas novas topologias de conversores chaveados. Essas duas novas topologias não são conversores isolados, pois como descrito por Bonfim *et al.* (2017), há uma dificuldade em executar o isolamento para indutores acoplados de alta frequência e alta tensão (900 V), fazendo com que o custo desse dispositivo aumente. Dessa forma a proteção ao usuário será implementada a partir de um transformador isolador na faixa de 60 Hz. Esse transformador será de baixa potência o que lhe confere um tamanho aceitável.

Uma das topologias desenvolvidas (baseada na topologia *boost* com multiplicador de tensão da FIGURA 5) pode entregar a tensão desejada (900 V) a partir de uma fonte de tensão de 12 V, devido ao elevado fator de conversão que esse conversor pode apresentar. Isso permitirá no futuro que esse gerador de pulsos opere com baterias. Essa topologia também é conhecida por ter uma derivada de tensão menor se comparado com a topologia *flyback*. Isso ocorre, pois, parte da elevação de tensão é realizada por multiplicadores de tensão capacitivos.

A outra topologia que foi desenvolvida é a de multiplicador de tensão com capacitor chaveado (baseada na topologia da FIGURA 6). Essa topologia possui um ciclo de trabalho fixo em 50%, opera em malha aberta e não possui elevadas derivadas de tensão, uma vez que, a elevação é feita de maneira escalonada entre os conjuntos de capacitores e diodos.

6.1 DESENVOLVIMENTO DAS NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CHAVEADOS

6.1.1 Conversor chaveado baseado em multiplicador de tensão

A topologia do multiplicador de tensão implementada nesse trabalho foi a topologia série, proposta por Cockcroft e Walton (1932). Uma das vantagens dessa topologia em detrimento a topologia paralelo, é o fato da tensão sobre os

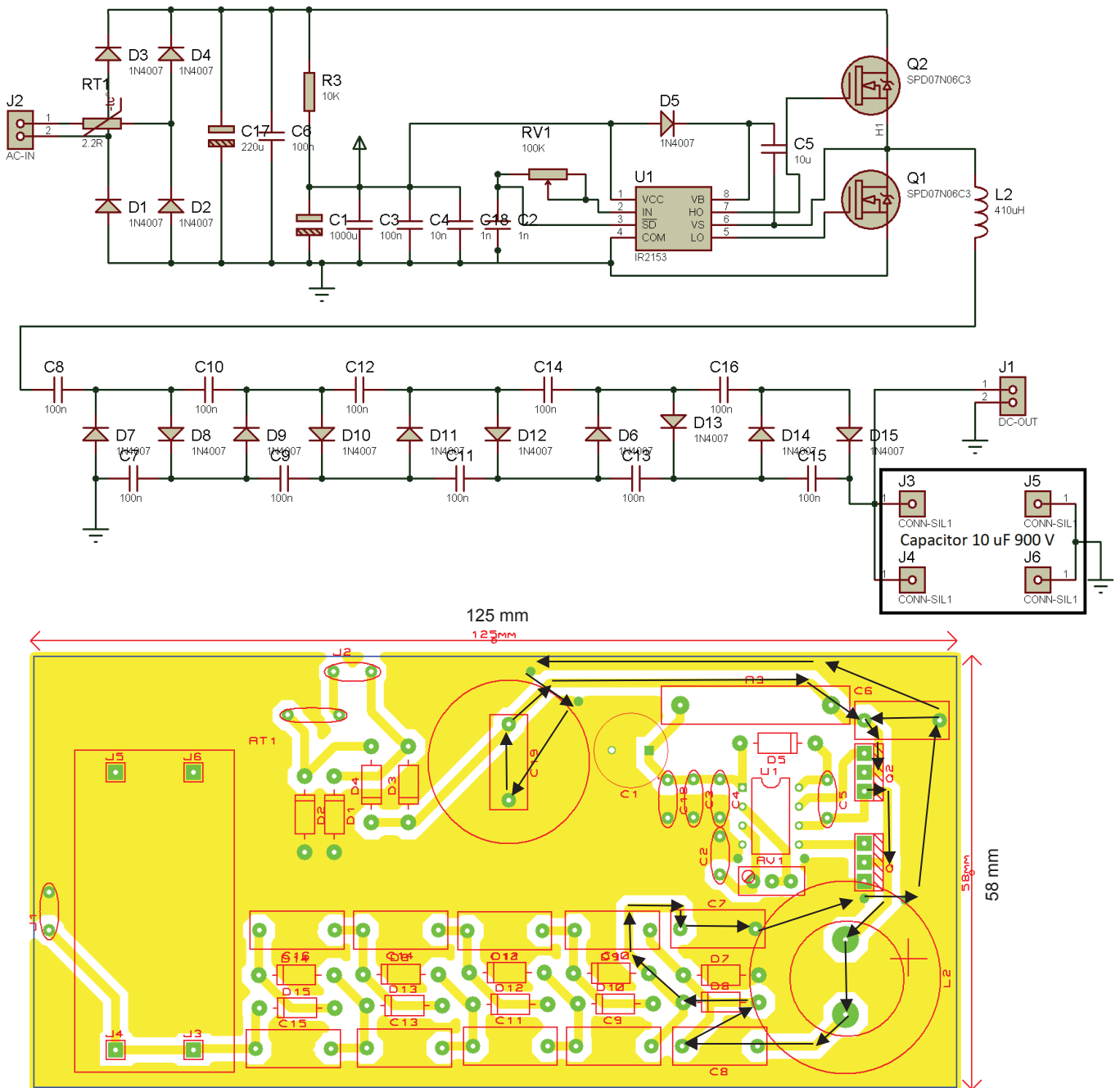
capacitores ser a mesma em todos os estágios, possibilitando assim o uso de uma única tensão de isolamento.

O detalhamento do projeto do conversor pode ser conferido no apêndice I. O *layout* da placa que está na FIGURA 81 foi desenvolvido respeitando as diretrizes de construção de placas apresentadas no capítulo 2. Um dos exemplos da aplicação desses conceitos foi a minimização dos *loops* de corrente de alimentação do estágio de capacitor chaveado, como pode ser visto pelas setas pretas na FIGURA 81. Outro exemplo é a continuidade do plano terra onde se evitou ao máximo possível trilhas que criassem grandes interrupções em sua continuidade. O indutor L2 é o indutor de atenuação dos picos de corrente, que é um modelo do tipo cilíndrico e com indutância de 410 μH , que foi o valor mais próximo ao calculado disponível no mercado.

Com o projeto do circuito concluído, foram construídas duas placas de circuito impresso, com os mesmos componentes e *layout*, porém uma com face simples (placa 3-a) e outra face dupla (placa 3-b). Na placa de face dupla a face superior serviu como um plano terra adicional. Isso permite comparar o efeito da blindagem oferecida por uma maior área de plano terra disponível. A FIGURA 82 traz a foto das duas placas.

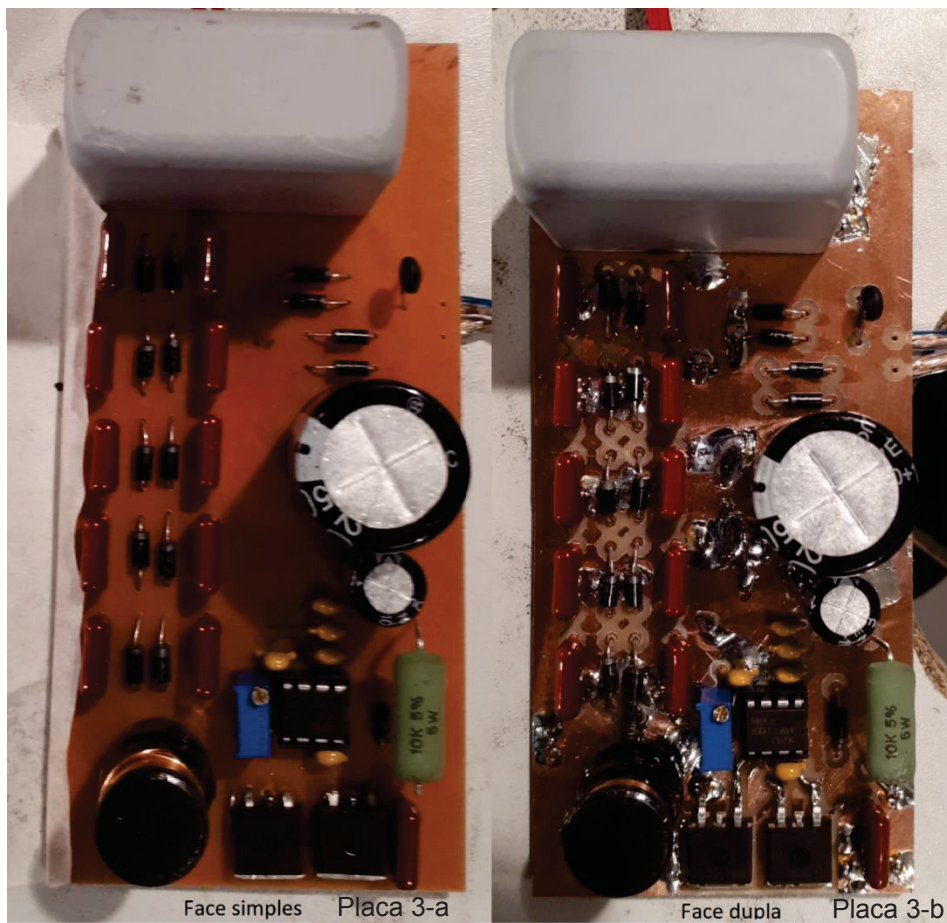
Após a construção das placas foi realizado o ajuste fino da frequência, de maneira que o circuito estivesse na condição de ressonância. Esse ajuste visou maximizar a tensão na saída, quando esta era aplicada em uma carga resistiva de 60 k Ω . Com esse ajuste a frequência de oscilação otimizada foi de 51,02 kHz para a placa de face simples e 52,2 kHz para a placa de face dupla, para uma tensão de saída igual nas duas placas de 840 V. A tensão não atingiu os valores projetados, devido à tensão no barramento de corrente contínua não ter atingido o valor de 180 V, e sim o valor de 152 V. A FIGURA 83 traz a forma de onda da saída dos transistores. A derivada de tensão desse circuito foi de 14,9 kV/ μs , com um ciclo de trabalho de 50 %.

FIGURA 81 – ESQUEMÁTICO E LAYOUT DA PLACA DO MULTIPLICADOR DE TENSÃO



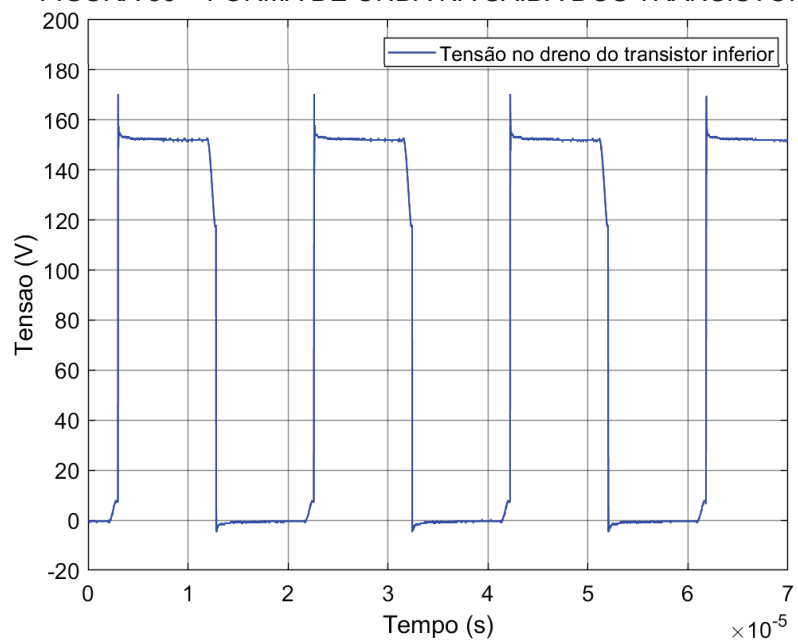
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 82 – FOTO DAS PLACAS DESENVOLVIDAS PARA O MULTIPLICADOR DE TENSÃO



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 83 – FORMA DE ONDA NA SAÍDA DOS TRANSISTORES



FONTE: O AUTOR (2019)

6.1.2 Conversor chaveado baseado no *boost* com multiplicador de tensão

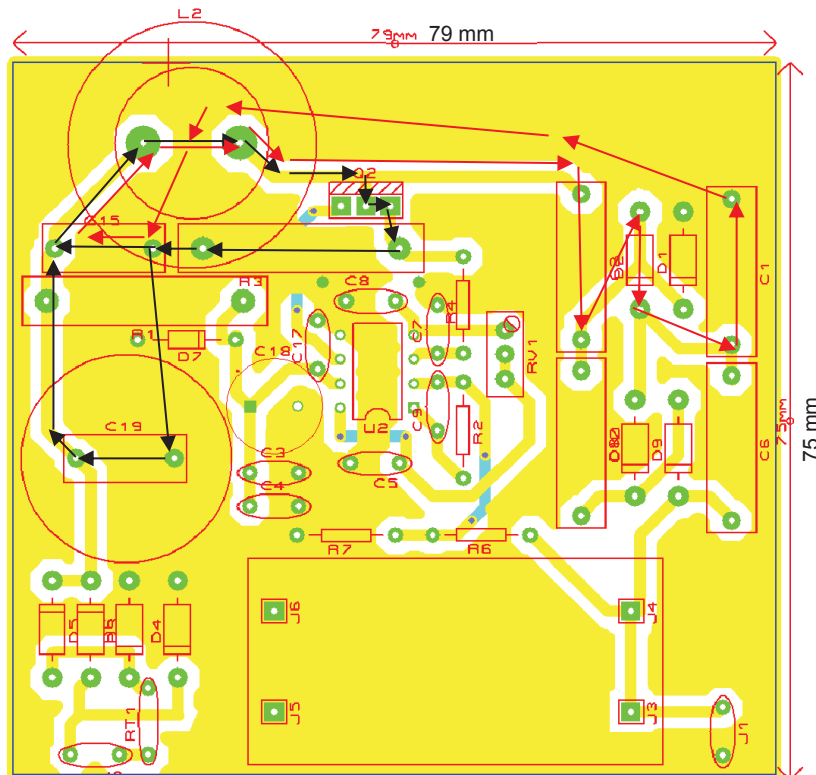
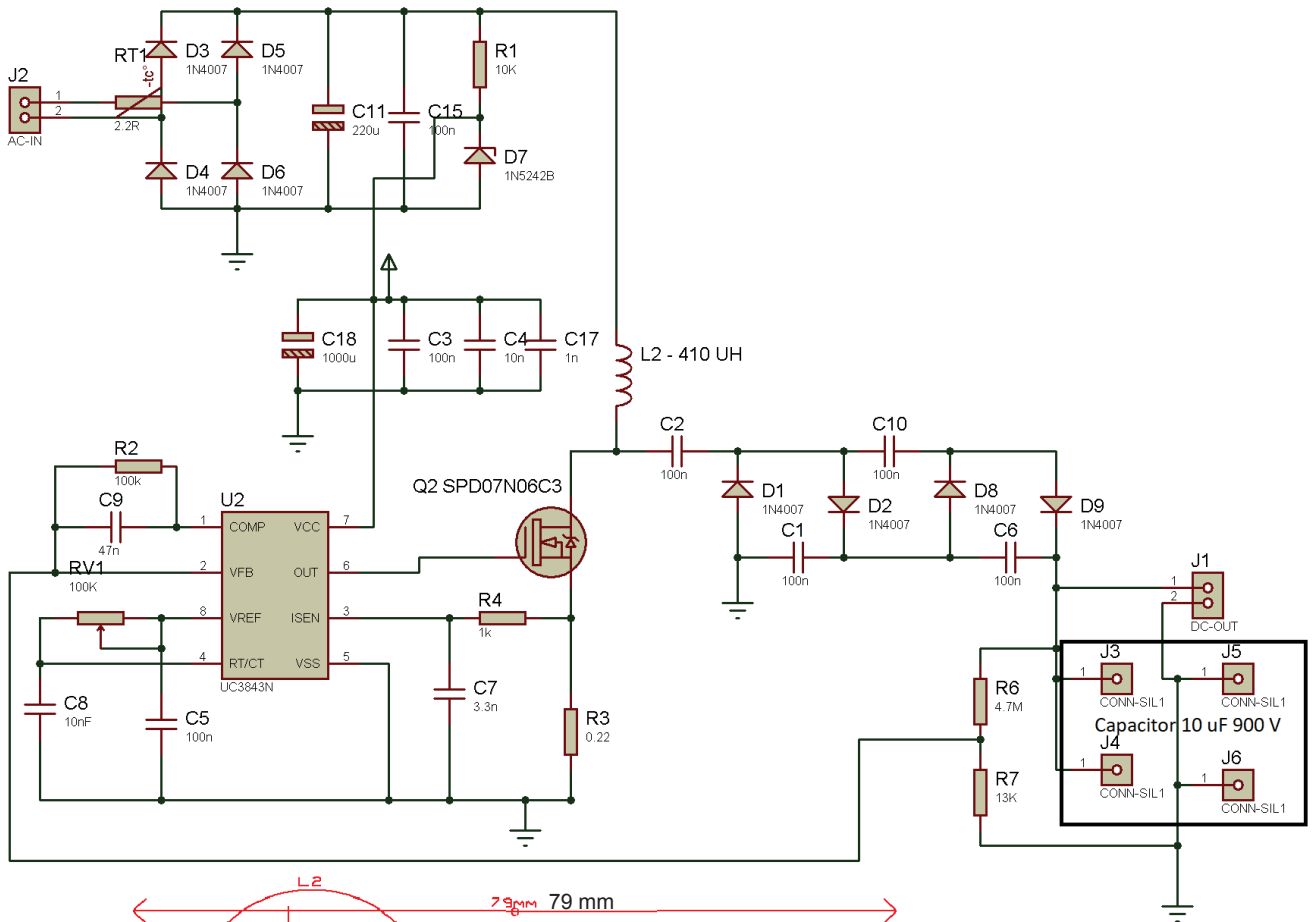
A topologia do conversor *boost* com multiplicador de tensão foi implementada com células multiplicadoras do tipo série, como no caso do multiplicador de tensão. A escolha dessa topologia permite que capacitores iguais (mesmo valor de capacitância e tensão de isolamento), sejam utilizados. A proposta do conversor *boost* com multiplicador de tensão de Spiazzi *et al.* (2011), apresenta um arranjo multiplicador de tensão nessa etapa do tipo paralelo, que apesar de aumentar a disponibilidade de potência na saída do conversor, obriga o uso de capacitores com tensão mais elevada. Como não se deseja elevadas potências de saída, a topologia série deixa o circuito final mais barato. O detalhamento do projeto do conversor pode ser conferido no apêndice II.

O *layout* da placa e o esquemático do circuito são apresentados na FIGURA 84. A concepção dos componentes na placa levou em consideração as boas práticas apresentadas no capítulo 2. Procurou-se manter o *loop* formado pelo indutor, transistor e resistor shunt, setas pretas na FIGURA 84, o menor possível, mesmo com o volume elevado dos componentes. O *loop* formado pelas setas vermelhas na figura é constituído pelo início da topologia multiplicador de tensão, que é alimentada pela saída do circuito *boost*, onde se tentou minimizar o caminho da corrente.

Foram construídas duas placas de circuito impresso, com os mesmos componentes e *layout*, porém uma com face simples (placa 4-a) e outra face dupla (placa 4-b). Na placa de face dupla a face superior serviu como um plano terra adicional. A FIGURA 85 traz a foto das duas placas.

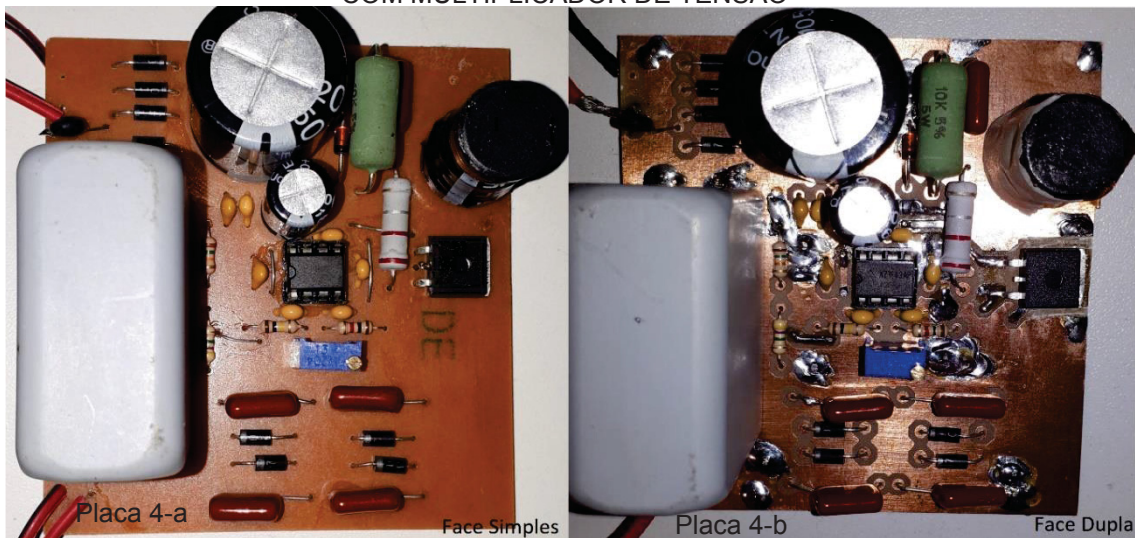
Após a confecção das placas a frequência de ambas foi ajustada para que o conversor estabiliza-se alimentando a carga de 60 k Ω . A frequência medida ficou em 20,38 kHz e a tensão ficou estável em 870 V nas duas placas. Ressalta-se que devido à realimentação a estabilidade da tensão na saída era regulada pelo ciclo de trabalho do conversor *boost*. A FIGURA 86 traz a forma de onda no dreno do transistor.

FIGURA 84 – ESQUEMÁTICO E LAYOUT DA PLACA DO CONVERSOR BOOST COM CAPACITOR CHAVEADO



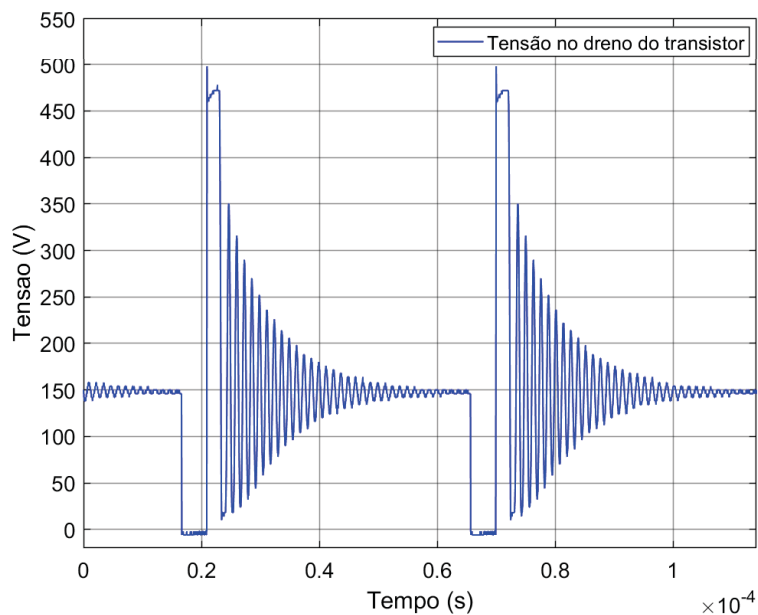
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 85 – FOTO DAS PLACAS DESENVOLVIDAS PARA CONVERSOR *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 86 – FORMA DE ONDA NO DRENO DO TRANSISTOR MOSFET



FONTE: O AUTOR (2019).

A partir da FIGURA 86, verifica-se que a tensão máxima atingida pelo conversor *boost* foi de 470 V, sendo essa a tensão que será dobrada pelo circuito multiplicador de tensão. Quando a corrente no indutor vai a zero, ocorre uma oscilação de tensão no dreno do MOSFET, essa oscilação depende dos componentes parasitas do transistor e do indutor. Neste caso a frequência dessa oscilação é de 775,1 kHz. O ciclo de trabalho ficou com 8,74%, um pouco mais elevado do que o inicialmente projetado. Já a maior derivada de tensão nesse nó foi de 11,27 kV/μs.

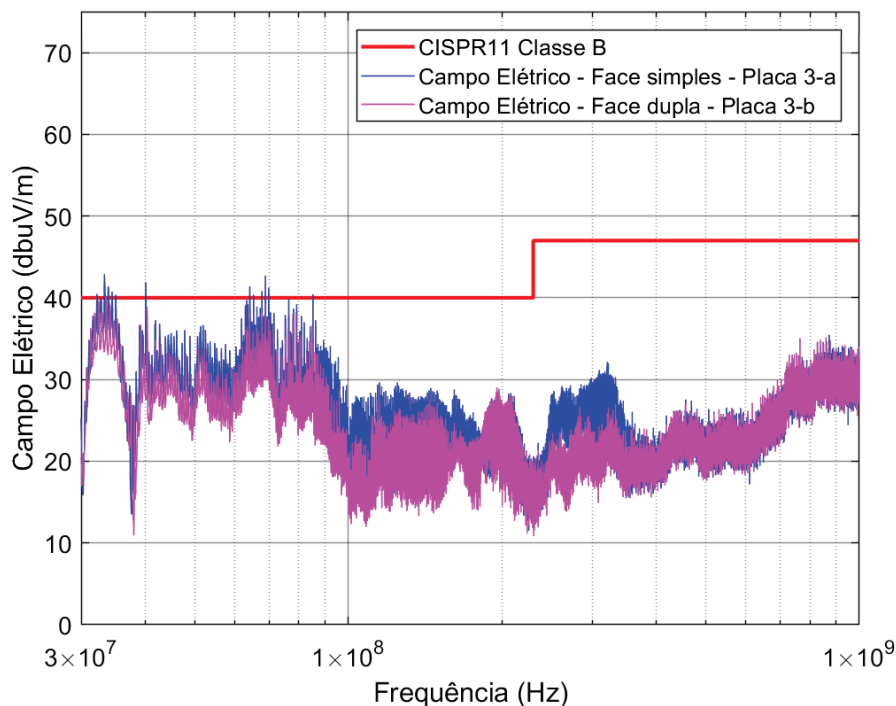
6.2 TESTES DE EMISSÃO RADIADA DAS NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CHAVEADOS

Para se determinar qual das duas topologias construídas produz menos emissões radiadas e se a placa de dupla face faz alguma diferença nas emissões foram realizadas duas comparações. A primeira delas é entre a placa face dupla e face simples de cada topologia, permitindo verificar o impacto de um plano terra dos dois lados da placa. A segunda comparação será entre as placas de face simples das duas topologias e a placa de face dupla também das duas topologias, possibilitando verificar qual será a melhor topologia. Adicionalmente foi realizada uma comparação do efeito da blindagem no indutor em cada uma das topologias.

6.2.1 Comparativo de emissões radiadas entre os *layouts* de placa

A FIGURA 87 traz as emissões radiadas da topologia multiplicador de tensão (placas 3-a e 3-b), alimentando uma carga de 60 k Ω com uma tensão de saída de 840 V. Os parâmetros utilizados no analisador de campos foram: Filtro de IF de 120 kHz, detector de pico e tempo de medida de 0,2 ms.

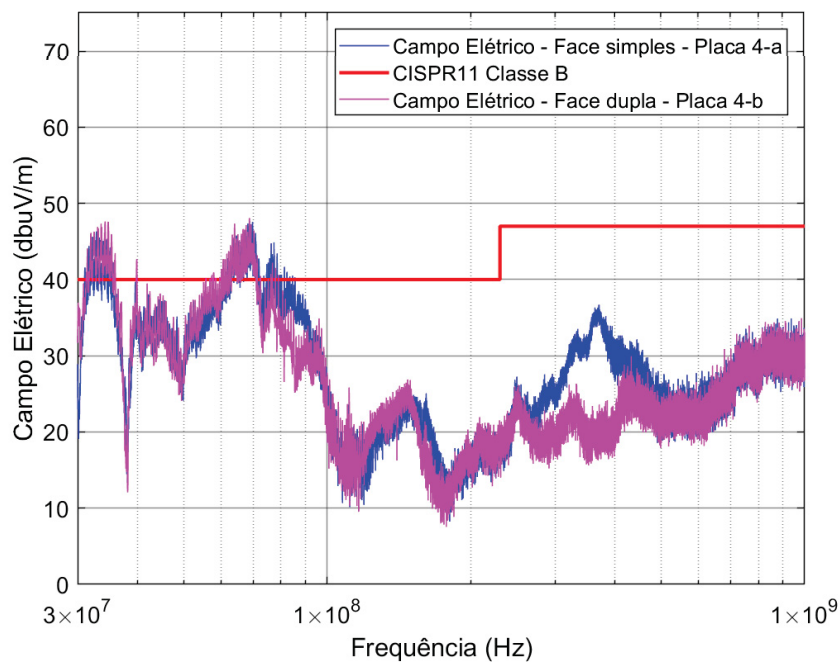
FIGURA 87 – EMISSÕES RADIADAS MULTIPLICADOR DE TENSÃO



Com base no ensaio de emissões radiadas para o multiplicador de tensão (FIGURA 87), é possível verificar que o perfil de emissão das placas é praticamente é semelhante. Houve uma pequena melhora nos níveis de emissões na placa de face dupla (placa 3-b)(que contém um plano terra na parte de cima e outro na parte de baixo). A faixa de frequências onde a diminuição dos níveis foi maior é entre 250 MHz a 350 MHz. Na placa de face simples (placa 3-a) houveram alguns picos de emissões que ultrapassaram a norma CISPR 11, esses picos ocorreram entre 30 MHz e 40 MHz e entre 60 MHz e 70 MHz. A placa de face dupla teve seus níveis de emissão dentro da norma, porém com valores muito próximos ao limite.

A FIGURA 88 mostra as emissões radiadas para a topologia *boost* com multiplicador de tensão (placas 4-a e 4-b). Nesse teste a carga utilizada foi de 60 k Ω , com uma tensão de saída de 870 V. Os parâmetros do analisador de campos foram os mesmos das medições anteriores.

FIGURA 88 – EMISSÕES RADIADAS *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO



FONTE: O AUTOR (2019)

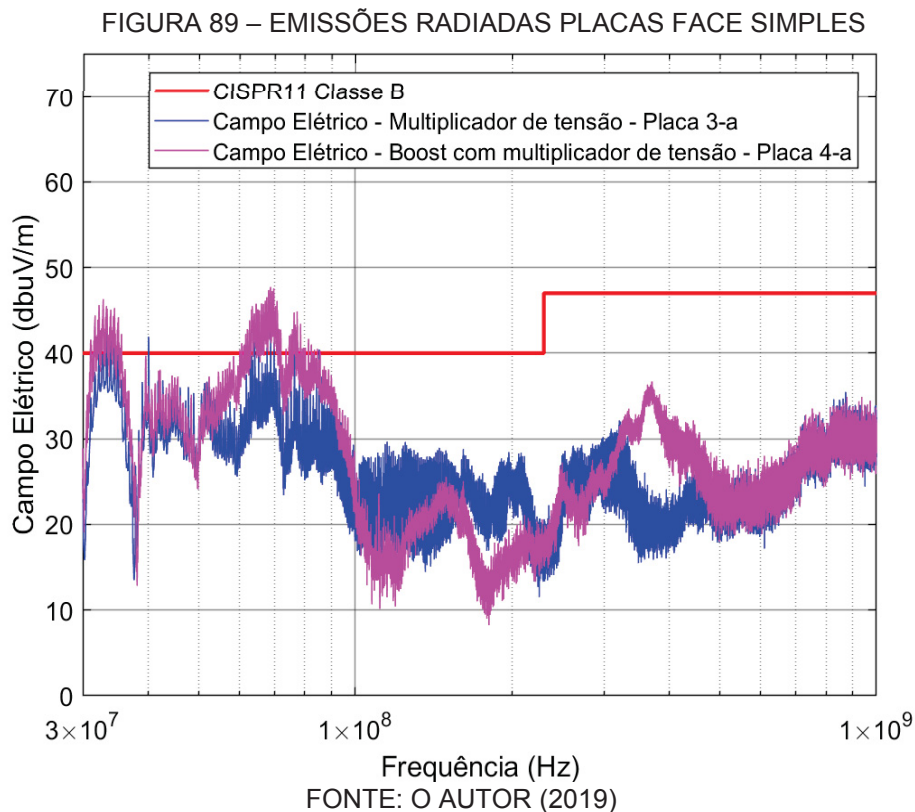
A partir da FIGURA 88 é possível verificar que um panorama semelhante aos das placas 3-a e 3-b ocorreu, as emissões foram muito semelhantes entre as duas placas, porém na faixa de 300 MHz a 400 MHz as emissões da placa de face dupla (placa 4-b) foram menores que a da placa de face simples (placa 4-a). No caso da topologia *boost* com multiplicador de tensão observa-se que as

faixas de frequência compreendidas entre 30 MHz a 40 MHz e entre 60 MHz e 70 MHz então acima do limite da norma CISPR11.

Com base nas duas comparações realizadas afirma-se que para essas placas o fato de se incluir uma nova face de plano terra não alterou de maneira significativa as emissões em baixas frequências. Porém na faixa de frequências a partir de 200 MHz observa-se um ganho com o uso de placas dupla face nas duas topologias, chegando a ter uma melhoria de 13 dB na frequência de 371 MHz na topologia *boost* com multiplicador de tensão. Isso confirma a teoria que a blindagem exercida por um plano terra é significativa para frequências mais elevadas.

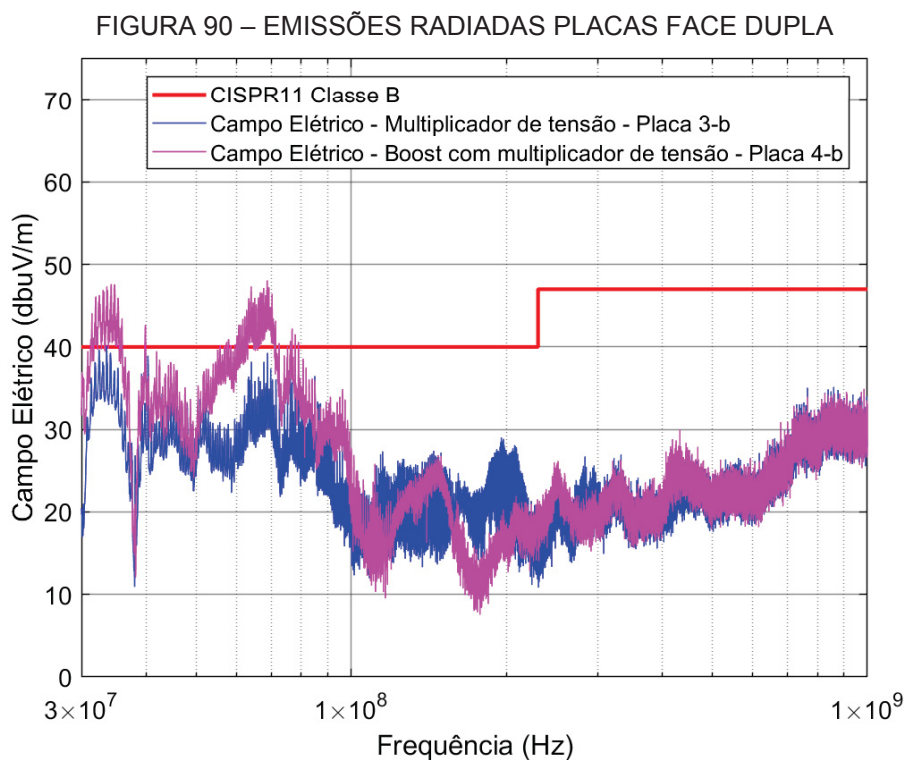
6.2.2 Comparativo de emissões radiadas entre as topologias dos conversores

A FIGURA 89 traz a comparação para as placas de face simples entre a topologia *boost* com multiplicador de tensão e a topologia multiplicadora de tensão (placas 3-a e 4-a). Os testes foram executados nas mesmas condições anteriormente descritas.



A comparação entre as duas topologias com o mesmo tipo de placa (face simples), traz que as emissões da placa 3-a possuem valores menores na faixa de 30 MHz a 100 MHz e entre 320 MHz a 500 MHz. Já as emissões da placa 4-a ficaram menores na faixa de 100 MHz a 300 MHz. De forma geral percebe-se que o ruído produzido pela placa 4-a possui emissões mais concentradas até a faixa de 100 MHz. Já as emissões da placa 3-a possuem um espectro mais amplo de emissões. Mesmo assim essa topologia na placa de face simples possui emissões menores que a placa 4-a.

A FIGURA 90 traz a comparação entre as duas topologias para as placas de face dupla.



FONTE: O AUTOR (2019)

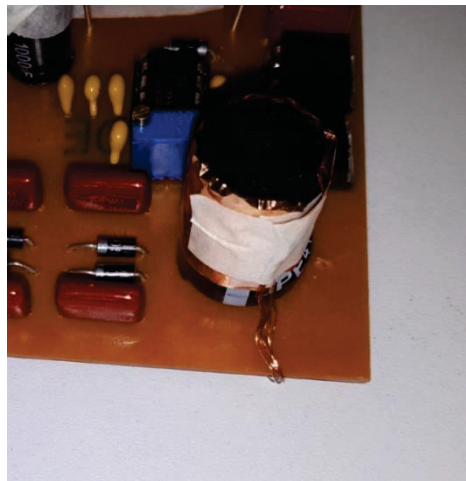
A comparação das duas topologias em suas versões de face dupla, evidencia o efeito de blindagem do plano terra em ambas as faces da placa para componentes de frequência mais elevados, visto que as emissões a partir de 300 MHz são praticamente iguais em ambos os circuitos. Percebe-se ainda que nas faixas de frequência inferiores a 300 MHz o comportamento de ambas as topologias foi semelhante para as placas de face simples e face dupla. Assim, a topologia que possui menores emissões radiadas nas condições testadas é a multiplicador de tensão na versão face dupla (placa 3-b).

Constata-se que houve uma redução significativa nas emissões das duas novas topologias quando comparadas a placa 2 (reprojeto do gerador de pulsos). A maior redução foi apresentada pela topologia multiplicador de tensão, isso indica que do ponto de vista das emissões radiadas, o uso desse circuito é vantajoso para se obter tensões elevadas, quando comparado à elevação de tensão pela topologia flyback.

6.2.3 Comparativo de emissões radiadas na placa de face simples com e sem blindagem no indutor

O modelo do indutor utilizado permite que seja implementada somente uma blindagem de campo elétrico no mesmo, uma vez que esse indutor não possui núcleo magnético fechado. A blindagem de campo elétrico consiste em uma tira de cobre enrolada em volta do indutor, sendo conectada a um ponto no plano terra, e tendo suas extremidades isoladas, de forma a não fechar um circuito. Para esse teste foram escolhidas as placas de face simples de cada uma das topologias. A FIGURA 91 mostra uma foto da blindagem.

FIGURA 91 – FITA DE COBRE ENROLADA NO INDUTOR PARA BLINDAR O CAMPO ELÉTRICO



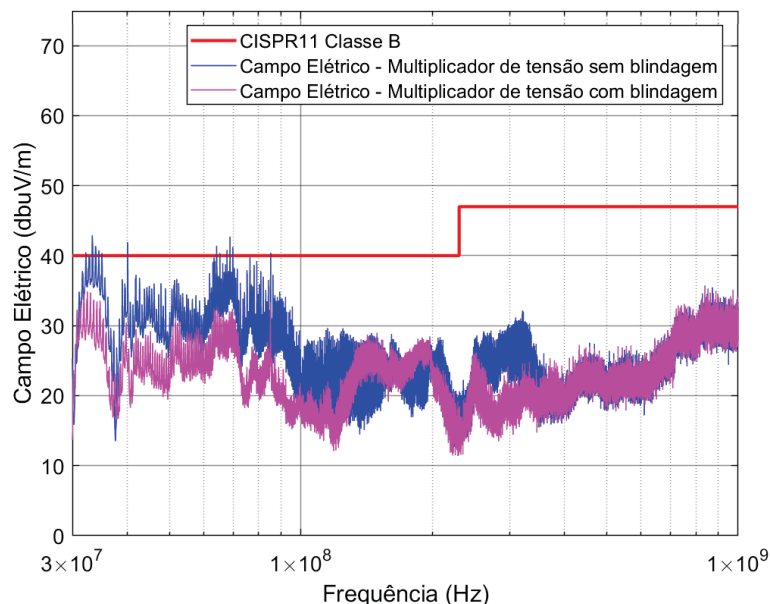
FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 92 apresenta a comparação entre as emissões entre a placa de face simples da topologia capacitor chaveado (placa 3-a).

A colocação da blindagem de campo elétrico no indutor na topologia de multiplicador de tensão pura foi efetiva e trouxe reduções de mais de 10 dB nas

faixas de frequências iniciais (30 Mhz a 150 MHz). Obteve-se também reduções nas frequências de 150 MHz a 250 MHz. Com a implementação dessa blindagem as emissões dessa placa ficaram abaixo da norma com uma margem de aproximadamente 6 dB.

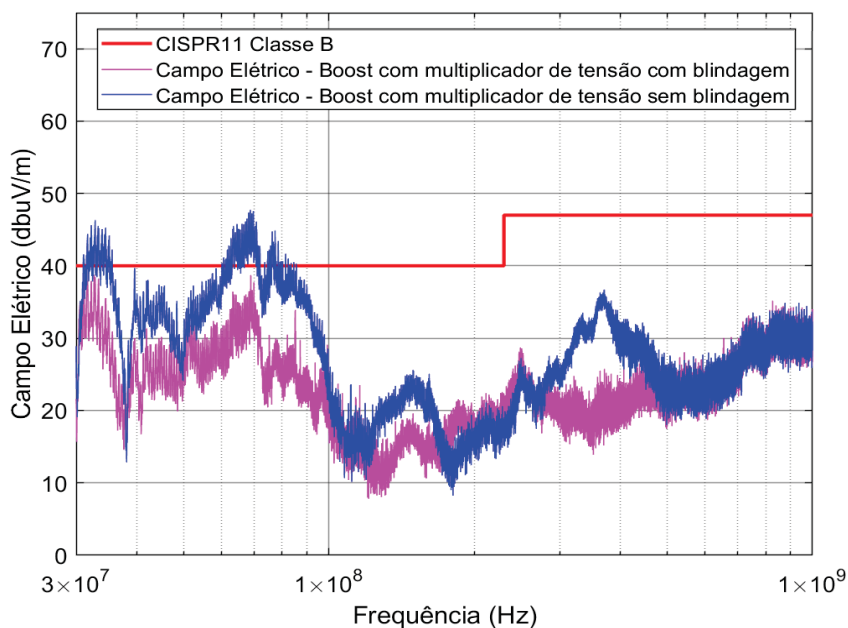
FIGURA 92 – EMISSÕES RADIADAS DA PLACA FACE SIMPLES MULTIPLICADOR DE TENSÃO COM E SEM BLINDAGEM



FONTE: O AUTOR (2019)

A FIGURA 93 compara a situação com e sem blindagem na topologia *boost* com multiplicador de tensão (placa 4-a). Nessa figura é possível verificar

FIGURA 93 – EMISSÕES RADIADAS DA PLACA FACE SIMPLES *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO COM E SEM BLINDAGEM



FONTE: O AUTOR (2019)

que a blindagem de campo elétrico no indutor também trouxe reduções significativas de emissões, fazendo com que o conversor chaveado entrasse na norma CISPR 11. A margem obtida do limite da norma foi de 3 dB para os piores casos (cerca de 35 MHz e 70 Mhz).

Através desses testes se pode concluir que possivelmente o maior foco de emissões é produzido pelo indutor escolhido, e que a implementação de uma blindagem nesses componentes faz os dois conversores ficarem abaixo do limite da norma CISPR 11.

6.3 ENSAIOS DE CAMPO PRÓXIMO DAS NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CHAVEADOS

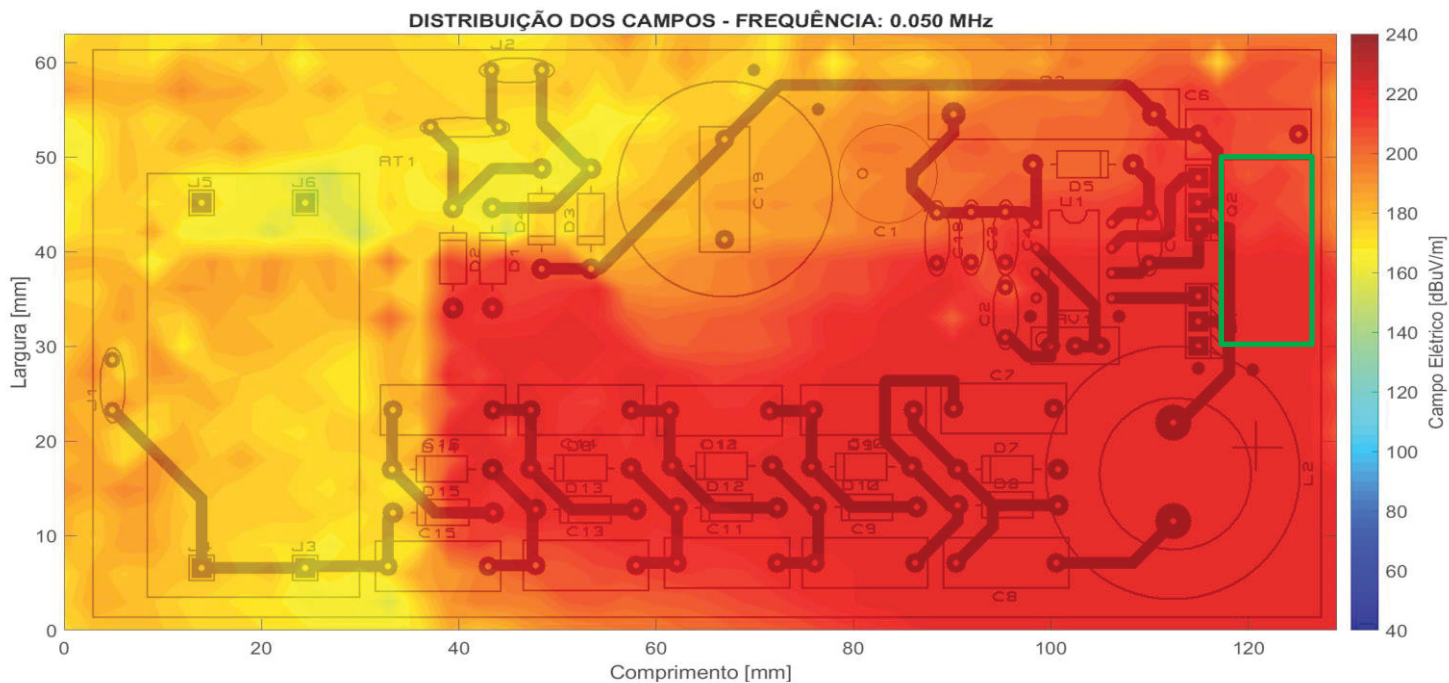
Para determinar a origem das emissões nas placas das novas topologias e comparar os benefícios trazidos pela placa de face dupla, foram realizadas varreduras de campo elétrico e magnético próximo com o *scanner* desenvolvido. O método utilizado foi o mesmo já apresentado para a varredura com o gerador de pulsos magnéticos bipolares (passo de 3 mm e distância da sonda de 8 mm), sendo que os gráficos que serão apresentados são os valores de maior emissão do respectivo campo. As condições de teste das placas foram mantidas as mesmas dos ensaios da seção anterior.

A comparação foi organizada em três partes, primeiro serão mostrados os gráficos referentes a topologia multiplicadora de tensão, após os dados das placas *boost* com multiplicador de tensão e por fim uma comparação entre o efeito da blindagem implementada no indutor para a placa de face simples na topologia multiplicadora de tensão.

6.3.1 Varredura de campos elétrico e magnético na topologia multiplicadora de tensão

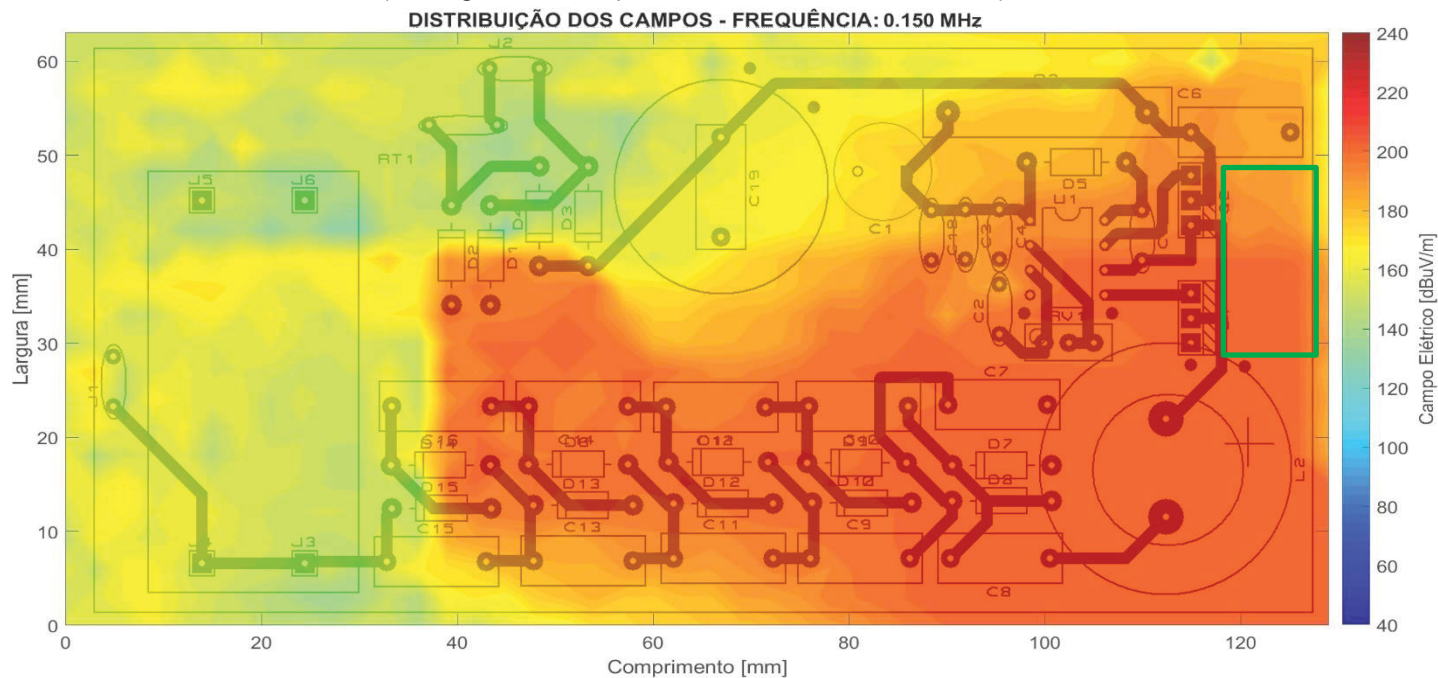
As FIGURAS 94 a 97 trazem os valores do campo elétrico para a placa de face simples.

FIGURA 94 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 50 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)



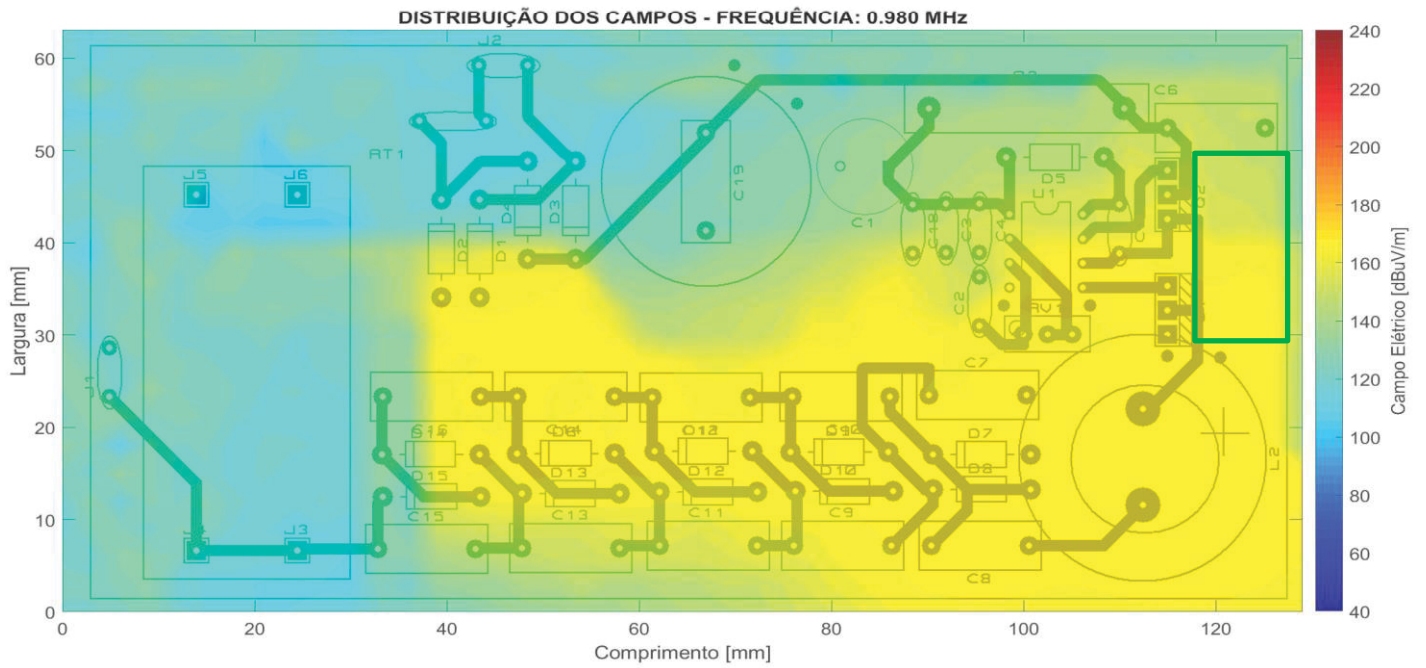
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 95 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 150 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)



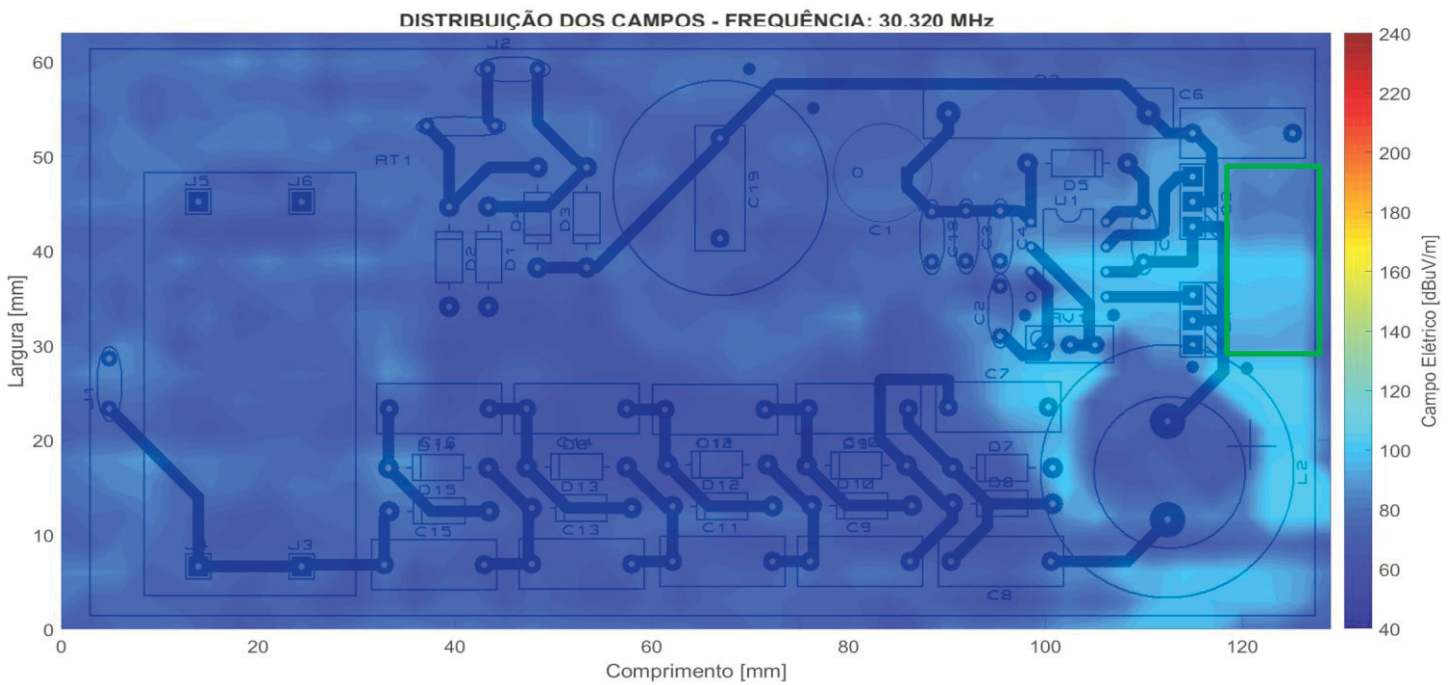
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 96 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 980 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 97 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 30,32 MHz
(Quadrado verde representa a área dos transistores)



FONTE: O AUTOR (2019)

A partir das varreduras de campo elétrico na placa de face simples é possível identificar que na frequência de operação do circuito (50 kHz, FIGURA 94), o campo elétrico se distribui em uma grande região da placa, desde os transistores até o final dos multiplicadores de tensão. Isso demonstra que a frequência de chaveamento se faz presente em uma grande área do circuito, aproximadamente 4400 mm².

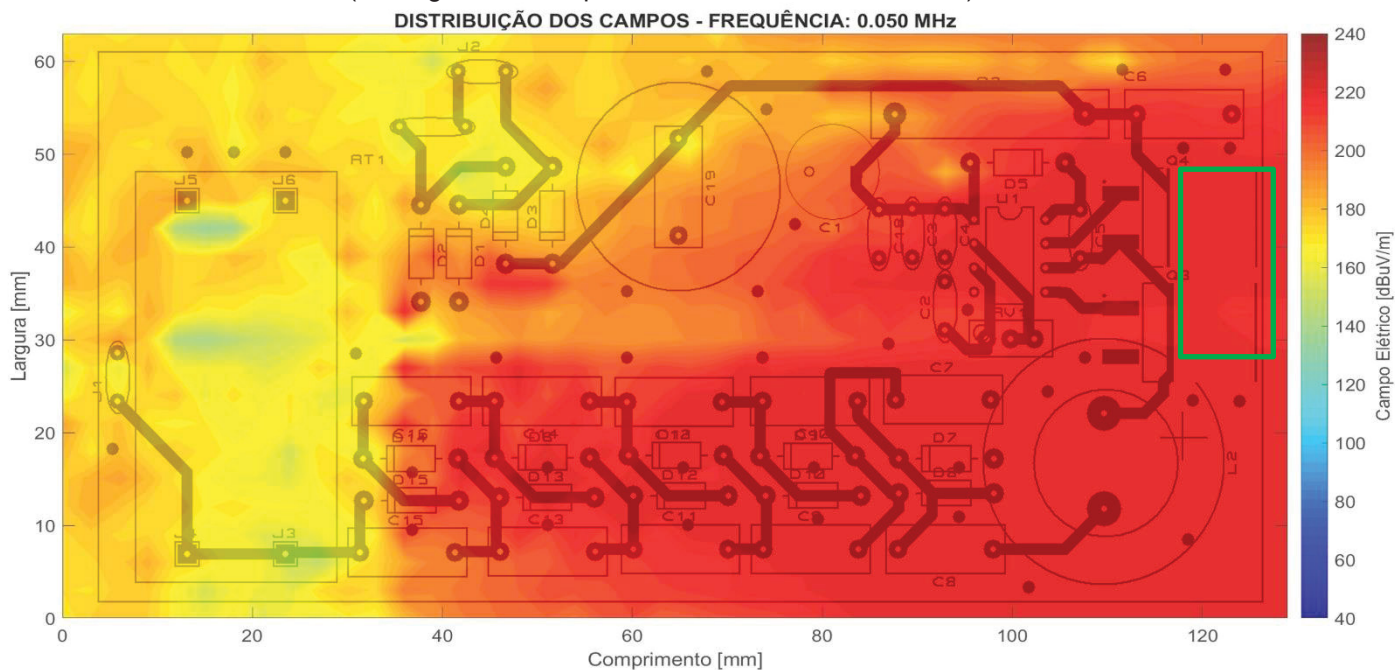
A FIGURA 95 (150 kHz) repete o panorama da FIGURA 94, porém com valores de campo menores. Verifica-se que existem componentes de campo elétrico na região dos diodos da ponte retificadora, o que pode significar a existência de algum acoplamento capacitivo entre esses componentes e as etapas finais do multiplicador de tensão, uma vez que não existe conexão dessa etapa com o terra do circuito nessa região.

Em 980 kHz (FIGURA 96), observa-se que o campo elétrico detectado já é menor que nas frequências anteriores, porém ainda persiste em uma região grande da placa. Percebe-se que na região do barramento de alimentação do conversor, composta pelo capacitor de 220 μ F (C19), o valor registado do campo é menor, o que indica que harmônicos dessa faixa de frequência não circulam por essa região. Já o capacitor de 100 nF, próximo aos transistores chaveadores (C6), possui um valor de campo elétrico mais elevado, indicando o fornecimento das cargas durante os transitórios de comutação.

A FIGURAS 97 (30,32 MHz) percebe-se que com o aumento da frequência as emissões tendem a ficar confinadas na região dos transistores e do indutor L2. Isso demonstra que as emissões nessa faixa de frequência estão majoritariamente ligadas aos transitórios rápidos de tensão existentes nessa região. Verifica-se também que o indutor L2 atua como um filtro passa-baixa para essa faixa de frequência de campo elétrico, uma vez que essas frequências não mais se espalham para o circuito multiplicador de tensão.

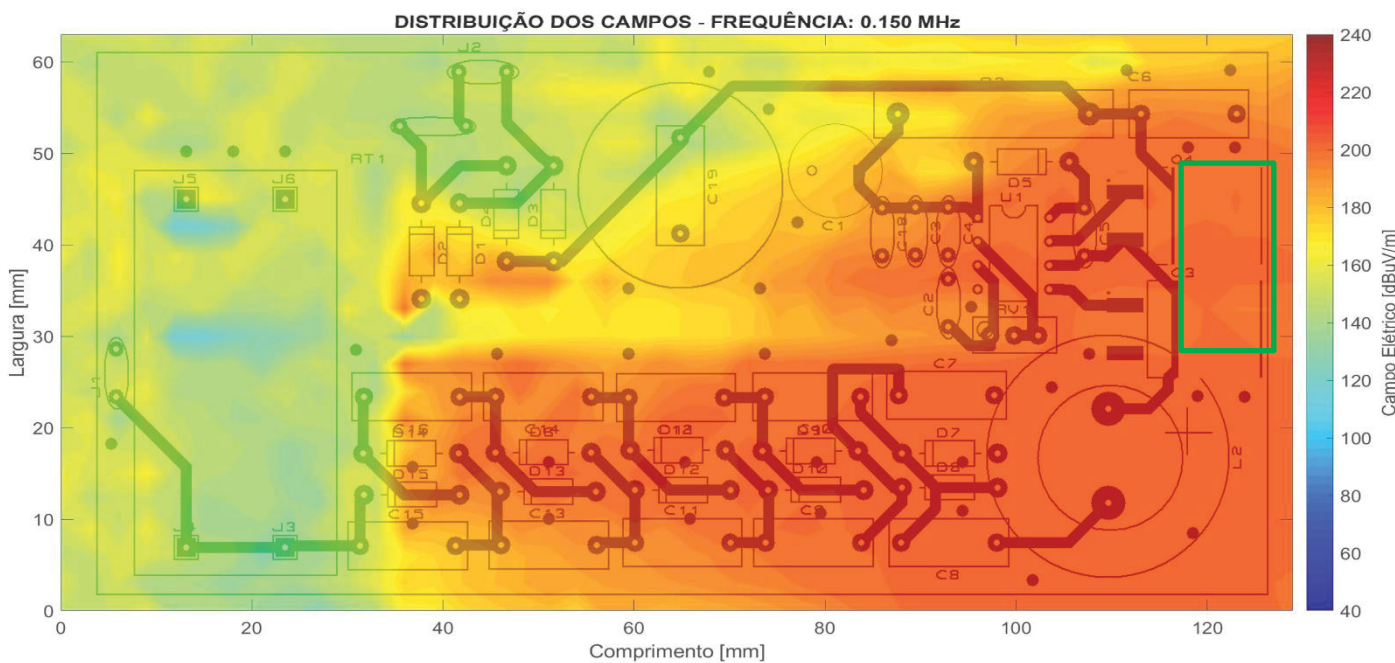
As FIGURAS 98 a 101 trazem os valores do campo elétrico para a placa de face dupla.

FIGURA 98 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 50 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)



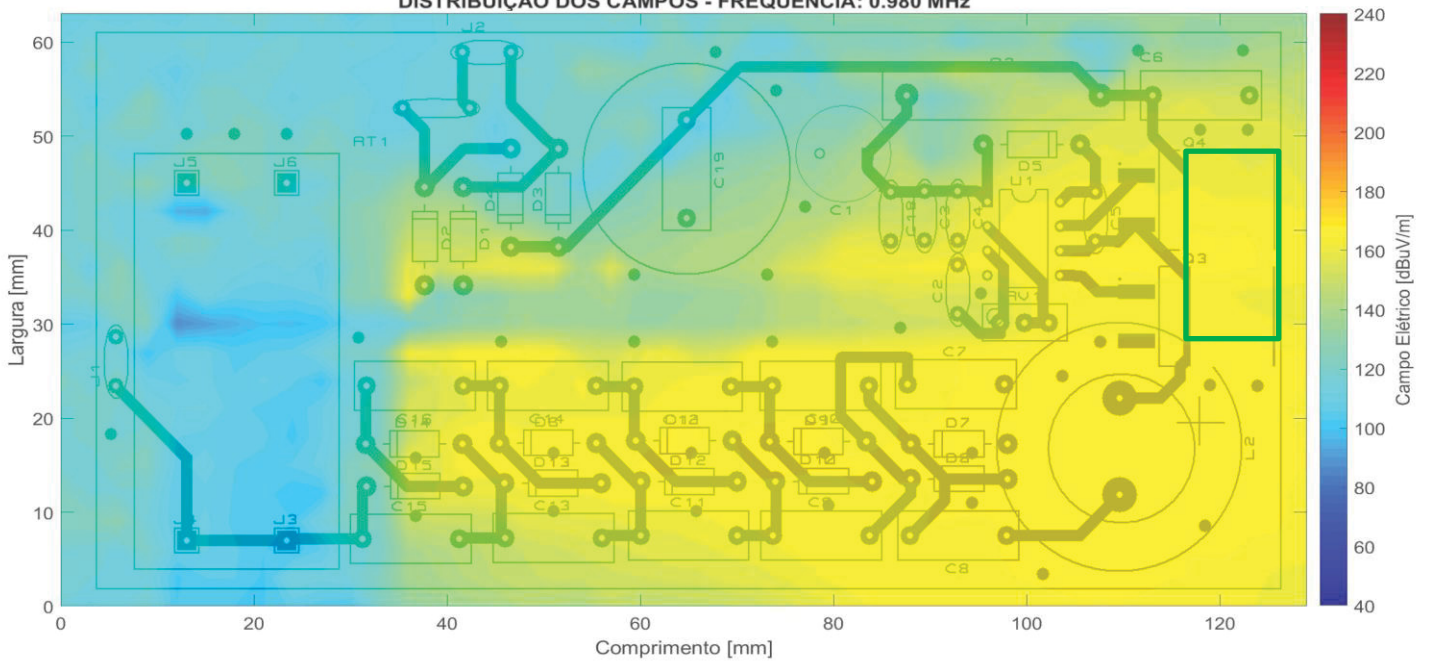
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 99 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 150 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)



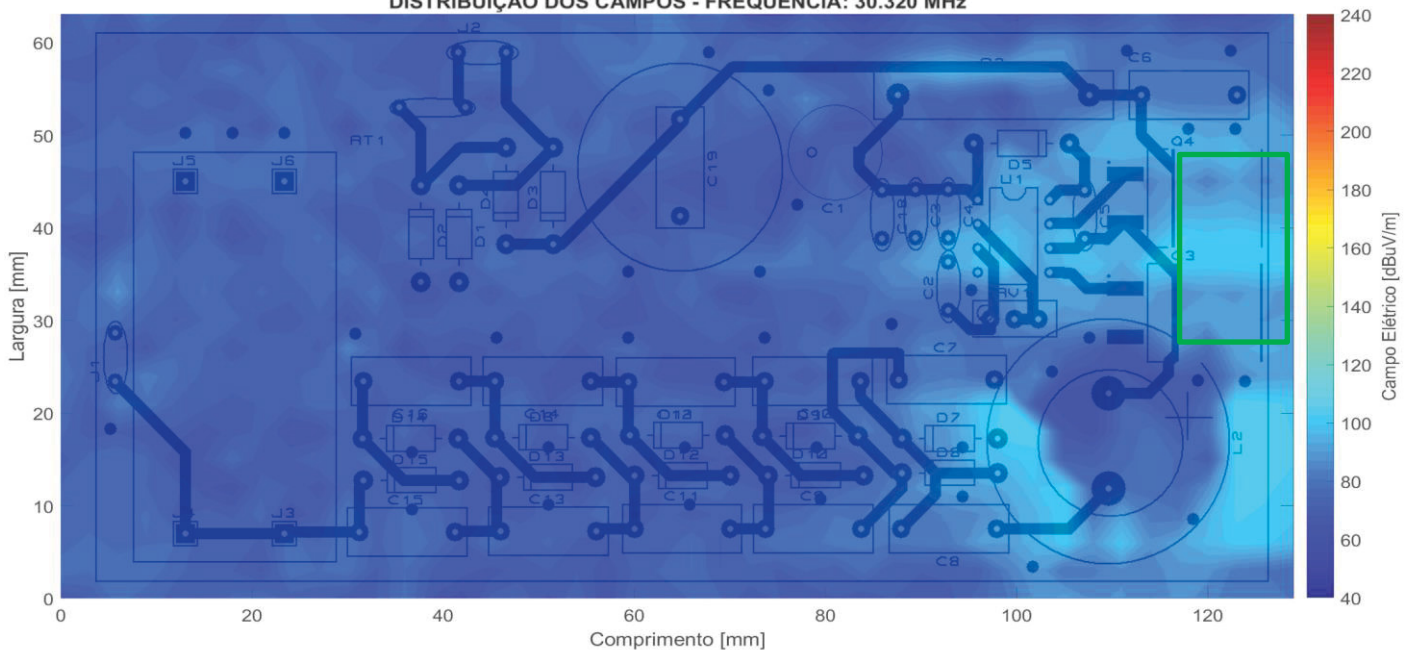
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 100 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 980 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)
DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 0.980 MHz



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 101 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 30,32 MHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)
DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 30.320 MHz



FONTE: O AUTOR (2019)

O campo elétrico capturado na placa de face dupla foi semelhante ao da placa de face simples, porém algumas situações ocorridas chamam a atenção. No caso da FIGURA 98 (50 kHz) é perceptível que a área do meio da placa possui uma região de menor intensidade do campo elétrico. Esse efeito ocorre em todas as outras frequências capturadas na placa de face dupla. Isso pode

ser atribuído a uma melhor equalização dos potenciais produzidos pelos dois planos terras. Deve-se notar que nessa região existem conexões interligando os planos terra inferior e superior, o que melhora a distribuição desses campos.

A FIGURA 99 (150 kHz) mostra um panorama de distribuição de campo elétrico semelhante ao da FIGURA 94 (150 kHz na placa de face simples) porém é percebida uma sutil diminuição nos níveis de campo capturados, o que também indica uma atuação do plano terra superior. Na frequência de 980 kHz (FIGURA 100) fica claro a distribuição de cargas já apontada entre os capacitores C19 e C6 que são responsáveis pelo barramento DC da placa. Também é possível verificar que a intensidade do campo capturado nessa placa é levemente menor que na situação da placa de face simples (FIGURA 96).

Na FIGURA 101 (30,32 MHz) a concentração do campo elétrico se dá nas regiões dos transistores e do indutor, porém percebe-se que em contraste com a placa de face simples as intensidades estão maiores nas regiões mais distantes dos transistores. Isso pode indicar que o plano terra acaba espalhando o campo em uma região maior da placa nessas frequências. Esse efeito também ocorreu nos testes de campo elétrico para frequências mais elevadas no gerador de pulso magnético.

As FIGURAS 102 a 104 trazem o campo magnético da placa de face simples.

FIGURA 102 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 52 kHz (Retângulo verde representa a área dos transistores)

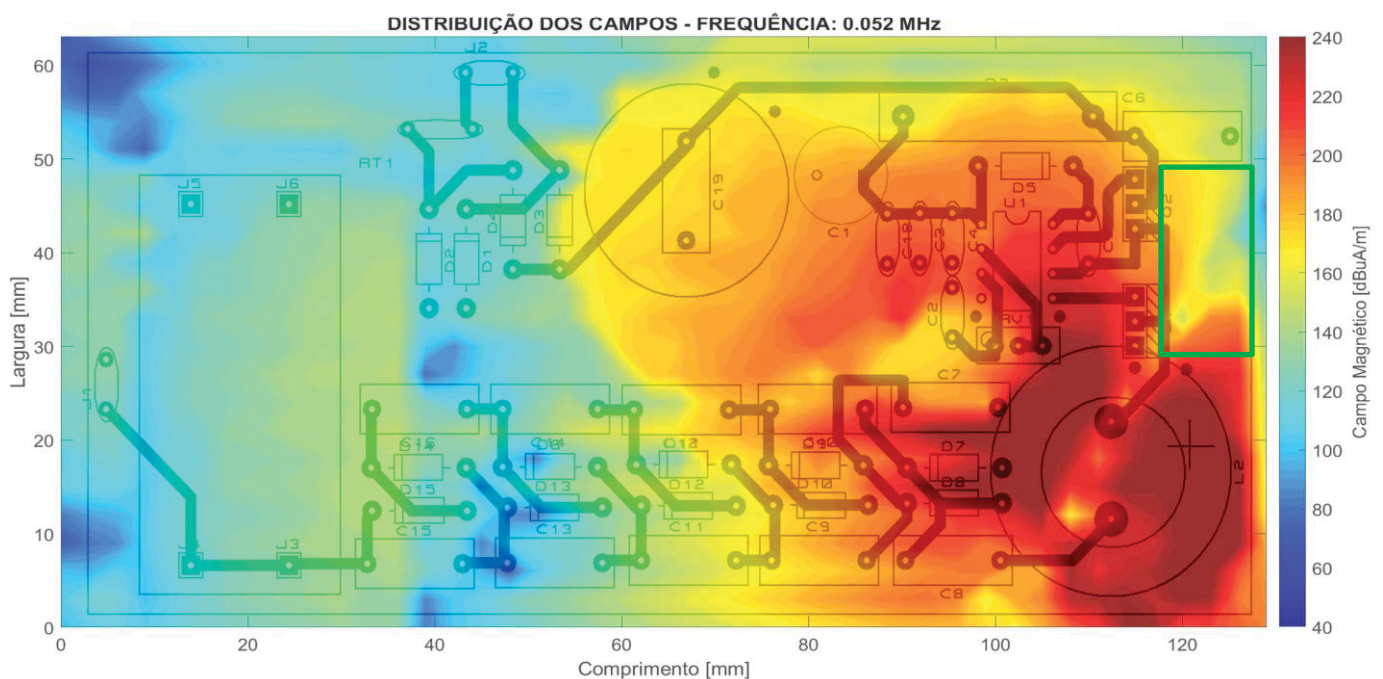


FIGURA 103 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 153 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)

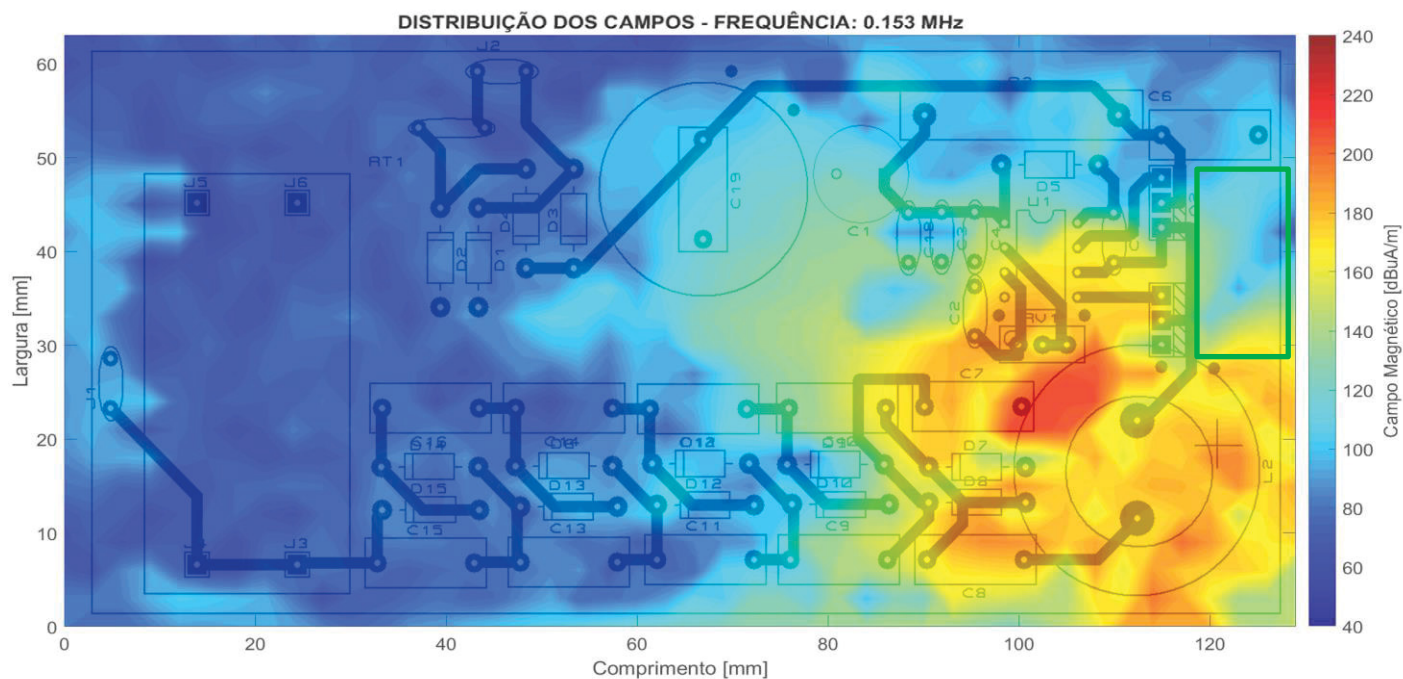
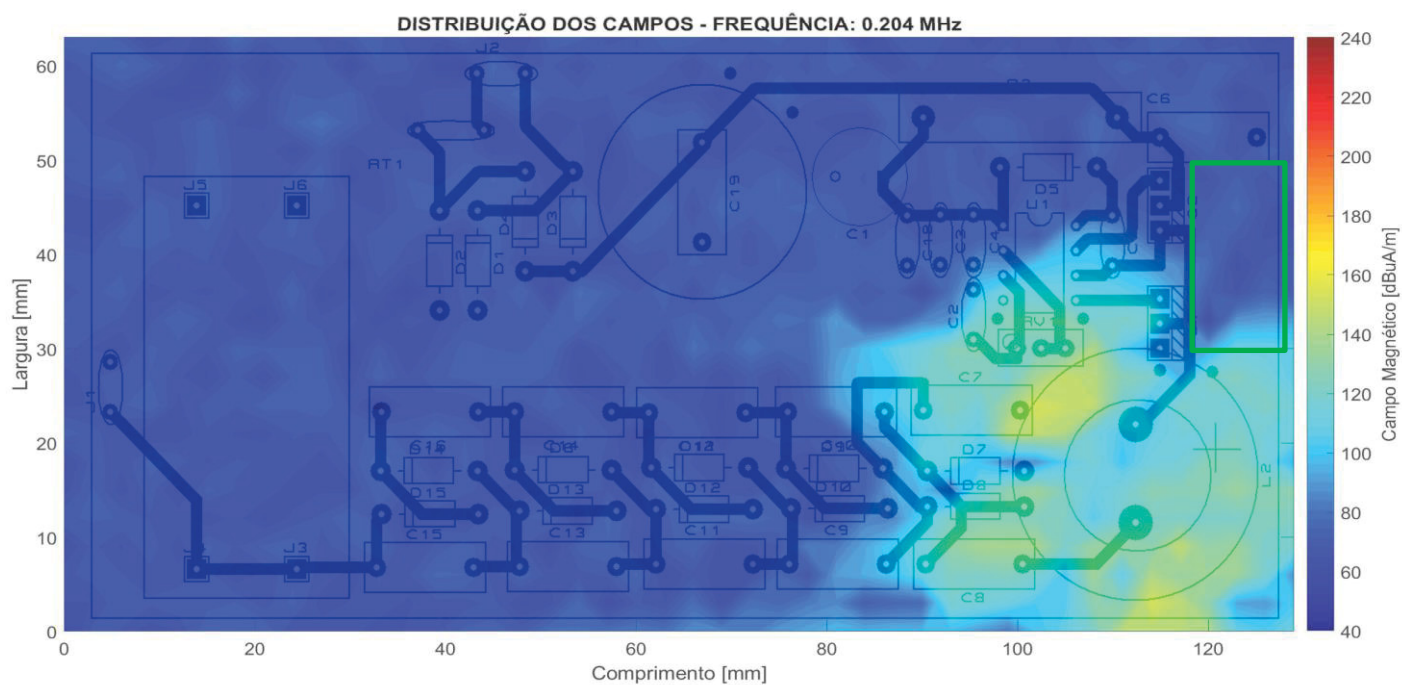


FIGURA 104 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 204 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)



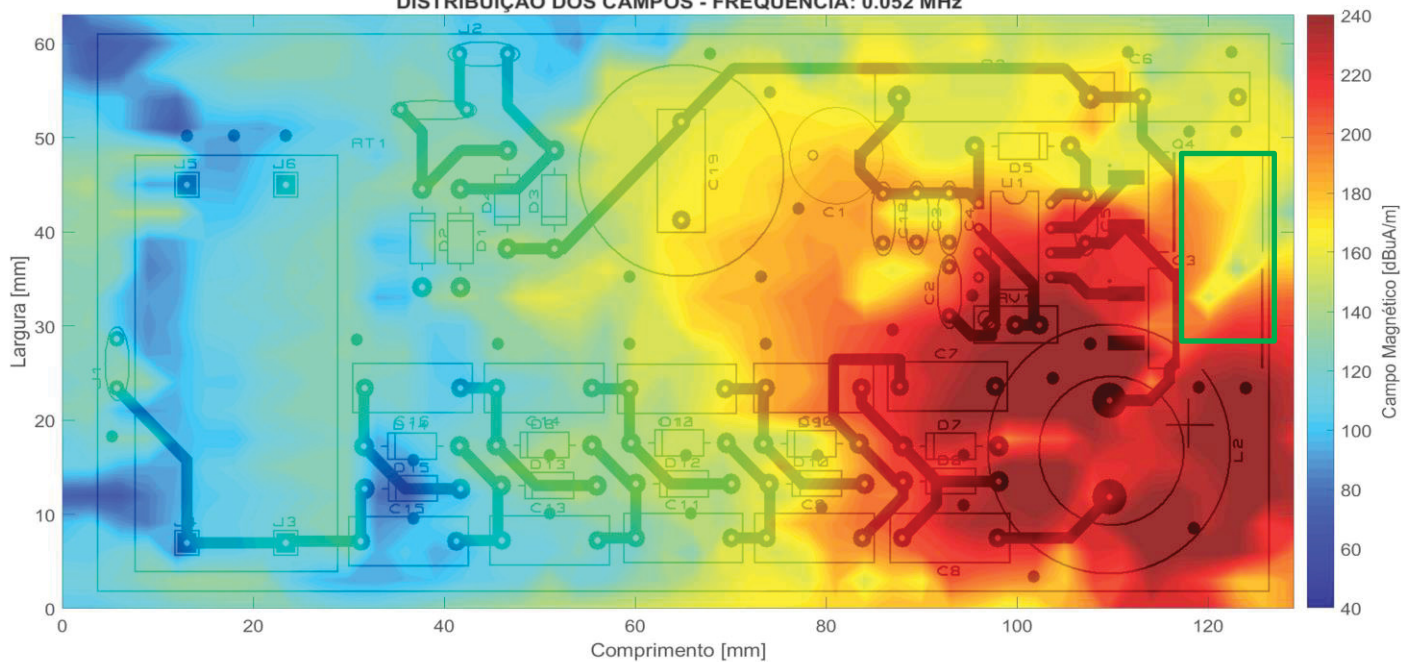
Na varredura de campo magnético a frequência de 52 kHz (FIGURA 102) demonstra que as maiores concentrações desse campo estão em volta do indutor. Isso se deve a ele ser do tipo núcleo aberto, dessa forma as linhas de campo magnético circulam pelo ar. Verifica-se também que o primeiro estágio do multiplicador de tensão (capacitores C7 e C8 e diodos D7 e D8) logo após ao indutor, também está submetido a maiores intensidades de campos magnéticos, não só por estarem na vizinhança do indutor, mas por indicar que nos primeiros estágios desse tipo de circuito a corrente é mais elevada.

Na FIGURA 102 é possível verificar que nas proximidades dos transistores o campo também é alto, indicando passagem de corrente elétrica pelo local. No centro da placa, região do plano terra, é possível visualizar uma maior intensidade do campo, demonstrando que as correntes de retorno nessa frequência passam por esse local. A FIGURA 103 (153 kHz) mostra campos magnéticos menos intensos, porém ainda majoritariamente concentrados na região do indutor e do primeiro estágio do multiplicador de tensão.

Na frequência de 204 kHz (FIGURA 110) observa-se uma maior concentração de campo na região do indutor, porém percebe-se que nessa frequência esses campos não mais ocupam a região do barramento da placa, indicando que correntes dessa frequência estão confinadas naquela região. Esse efeito também pode indicar uma interação entre os campos magnéticos gerados pelo indutor e o plano terra que está abaixo da placa, sendo que esse começa a oferecer certa blindagem para as linhas de campo que se fecham mais distantes do indutor. Essa suspeita também explicaria o fato das emissões de campo elétrico em frequências mais altas (principalmente na placa de face dupla) se espalharem pelo plano terra. Nesse caso, as linhas de campo do indutor, induziriam tensões no plano terra, que foram detectadas pela sonda de campo elétrico. Como o plano terra forma um *loop* fechado para essas tensões induzidas, surge uma corrente que gera um campo magnético oposto a aquele que causou o fenômeno, realizando assim um efeito de blindagem magnética.

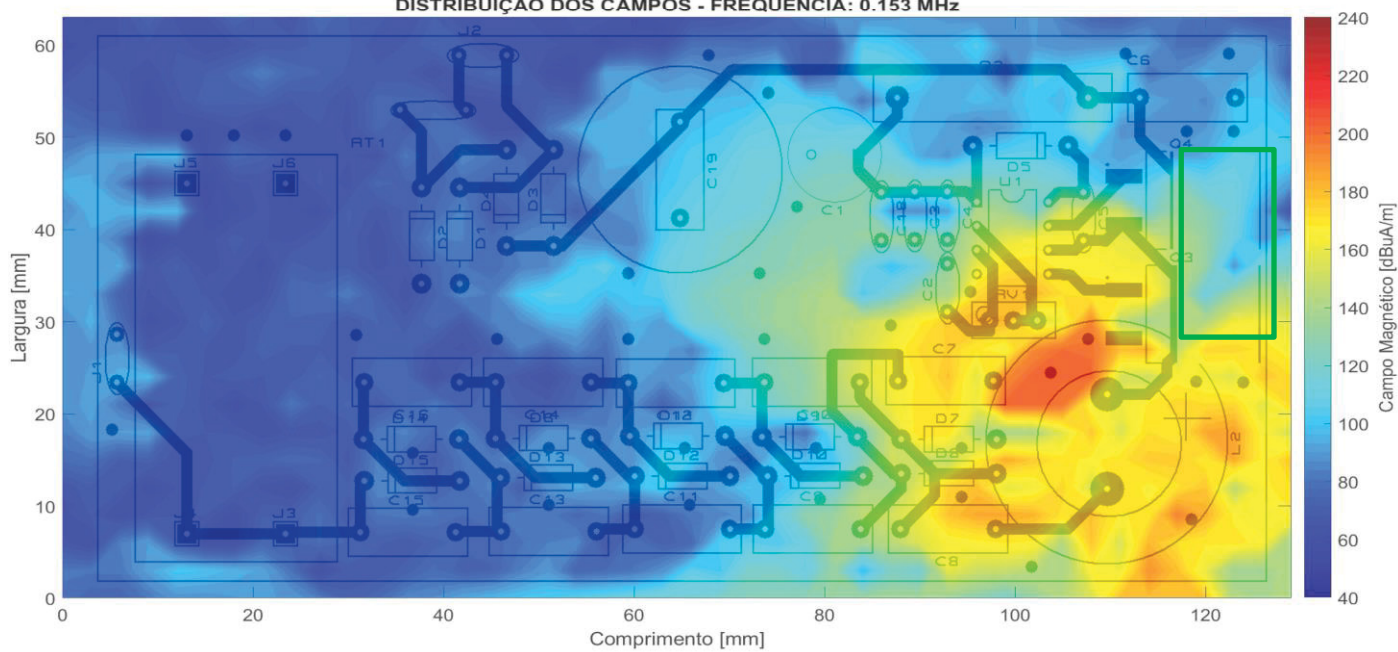
As FIGURAS 105 a 107 trazem o campo magnético da placa de face dupla.

FIGURA 105 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 52 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)
DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 0.052 MHz



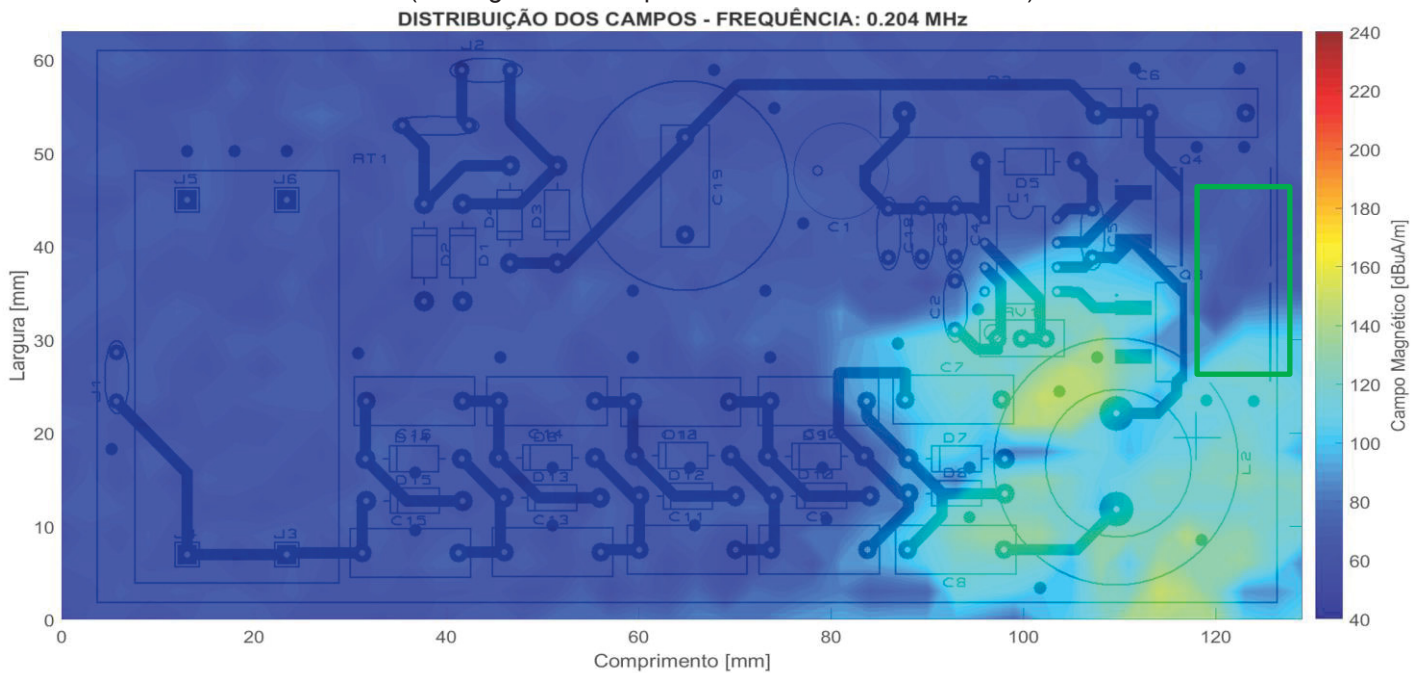
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 106 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 153 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)
DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 0.153 MHz



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 107 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 204 kHz
(Retângulo verde representa a área dos transistores)



FONTE: O AUTOR (2019)

A distribuição do campo magnético na placa de face dupla foi bastante semelhante à de face simples. Isso decorre do fato do maior gerador de campo magnético ser o indutor de núcleo aberto. Observa-se que na FIGURA 105 a intensidade do campo magnético foi um pouco menor que na mesma situação da face simples. Destaca-se, porém, que a forma de distribuição desse campo na placa de face dupla atingiu menos áreas que na placa de face simples. Nas demais frequências varridas (FIGURAS 106 a 107) observa-se um efeito semelhante, onde as intensidades dos campos magnéticos ficaram menores que na situação da placa de face simples, o que indicaria um maior poder de blindagem ocasionado pela placa dupla face.

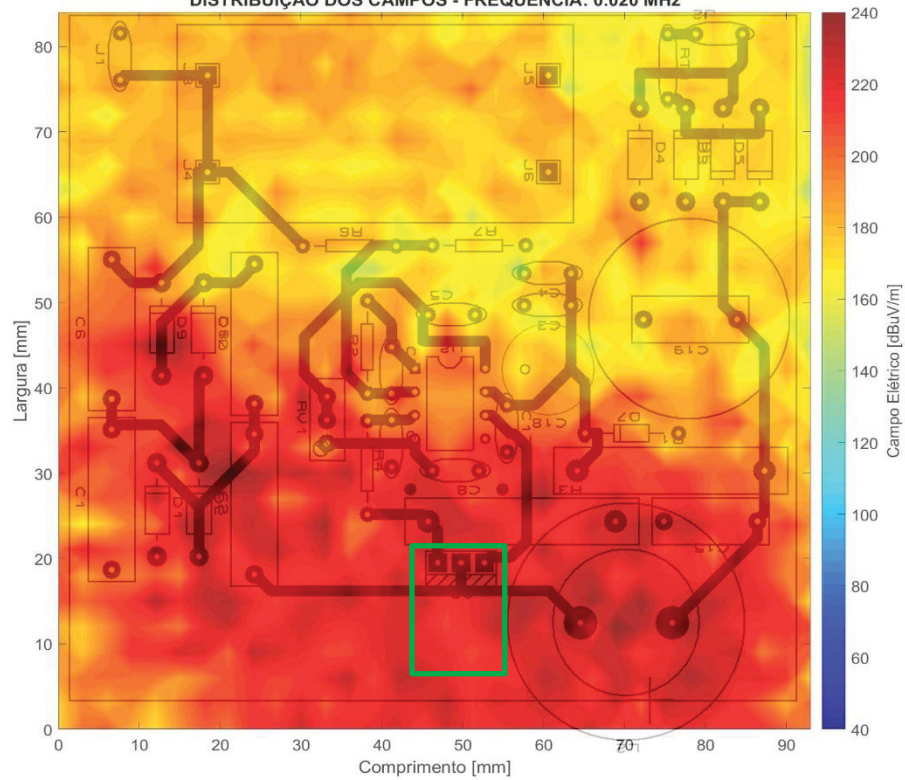
6.3.2 Varredura de campos elétrico e magnético na topologia *boost* com multiplicador de tensão

As FIGURAS 108 a 111 trazem o campo elétrico para a placa de face simples.

FIGURA 108 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES –
20 kHz

(Retângulo verde representa a área do transistor)

DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 0.020 MHz

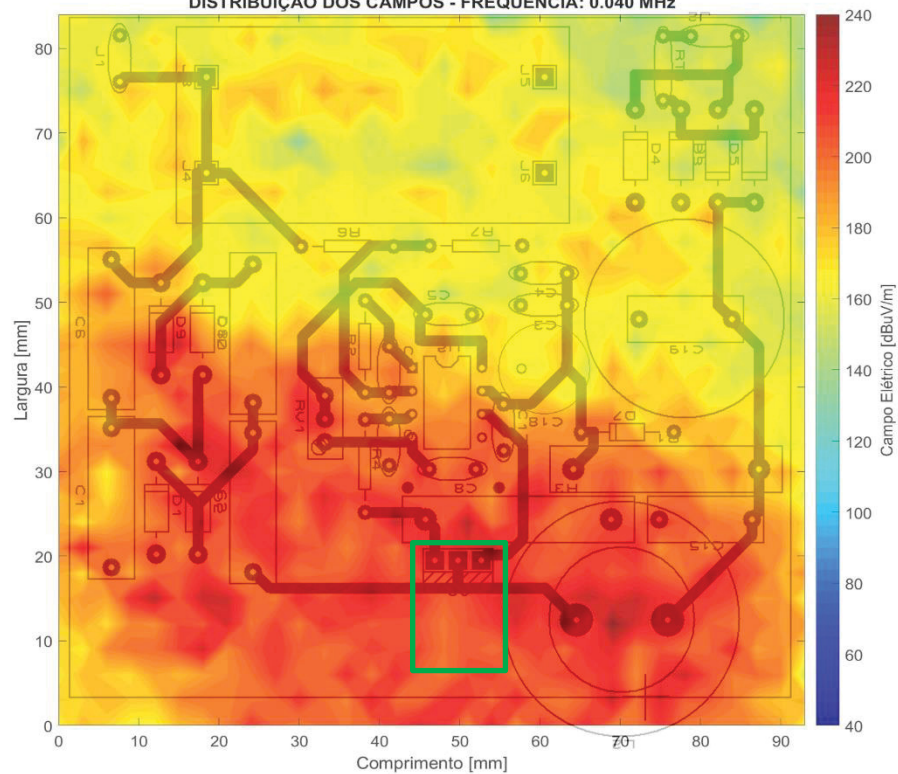


FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 109 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES –
40 kHz

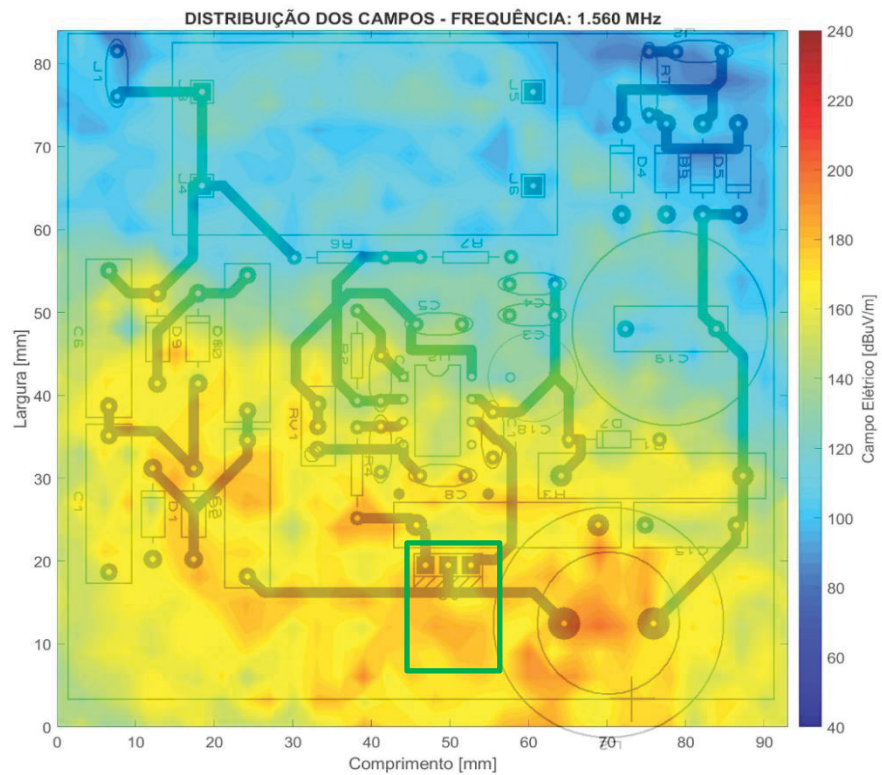
(Retângulo verde representa a área do transistor)

DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 0.040 MHz



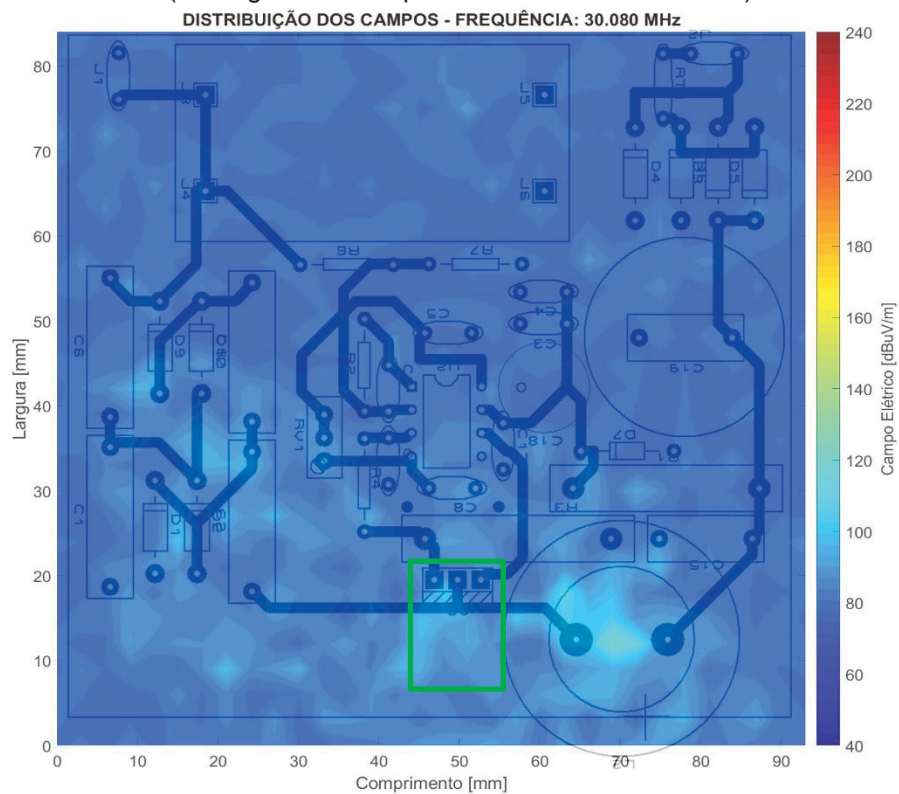
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 110 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES –
1,56 MHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 111 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES -
30,08 MHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)



FONTE: O AUTOR (2019)

O campo elétrico da placa de face simples na topologia *boost* com multiplicador de tensão também, teve uma distribuição de campo elétrico mais intenso na região do indutor e do transistor. A FIGURA 108 (20 kHz) aponta que as maiores intensidades de campo foram nas proximidades do transistor e indutor, se espalhando até os dois estágios multiplicadores de tensão. A frequência de 20 kHz que é a mesma do chaveamento do conversor se espalha pela placa através do plano terra, como aconteceu na topologia multiplicadora de tensão pura. A área de maior intensidade desse campo nessa topologia foi de 2700 mm², ou seja, área 32,5 % menor que a área de maior emissão da topologia anterior.

Na frequência de 40 kHz (FIGURA 109) ocorre o mesmo que nas placas face simples e duplas analisadas na topologia de multiplicador de tensão pura, as intensidades dos campos são menores, porém ainda se espalham na região de do fluxo de potência. A FIGURA 110 traz o campo elétrico para a frequência de 1,56 MHz onde áreas mais claras começam a surgir perto dos retificadores de tensão de entrada e do capacitor do barramento de corrente contínua (C19). Esse fato sugere que harmônicos dessa frequência tendem a não ser alimentados pelo capacitor eletrolítico de 220 µF (C19), mas sim pelo capacitor de 100 nF (C15). O campo na frequência de 1,56 MHz (FIGURA 119) também aponta nessa direção.

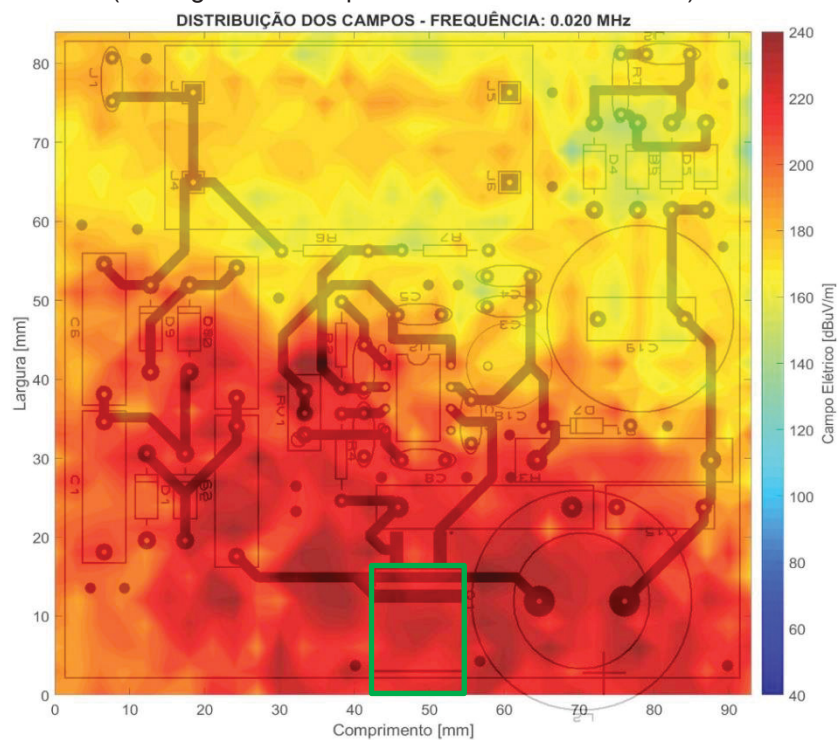
A FIGURA 111 (30,08 MHz) apresenta que as maiores emissões se concentram no indutor L2, ficando o resto do circuito com um nível de campo levemente maior ao encontrado na mesma frequência na topologia multiplicador de tensão face simples.

As FIGURAS 112 a 115 trazem o campo elétrico para a placa de face dupla.

A FIGURA 112 traz o campo elétrico para a placa de face dupla na frequência de 20 kHz. Nesse caso é perceptível, como na placa de face simples que as emissões se espalham por toda área da placa, porém os níveis registados são menores na placa de face dupla. Como na outra placa (face simples), os maiores níveis de campo são detectados nos componentes e áreas onde passa o fluxo de potência para saída (indutor, transistor e multiplicadores de tensão).

FIGURA 112 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 20 kHz

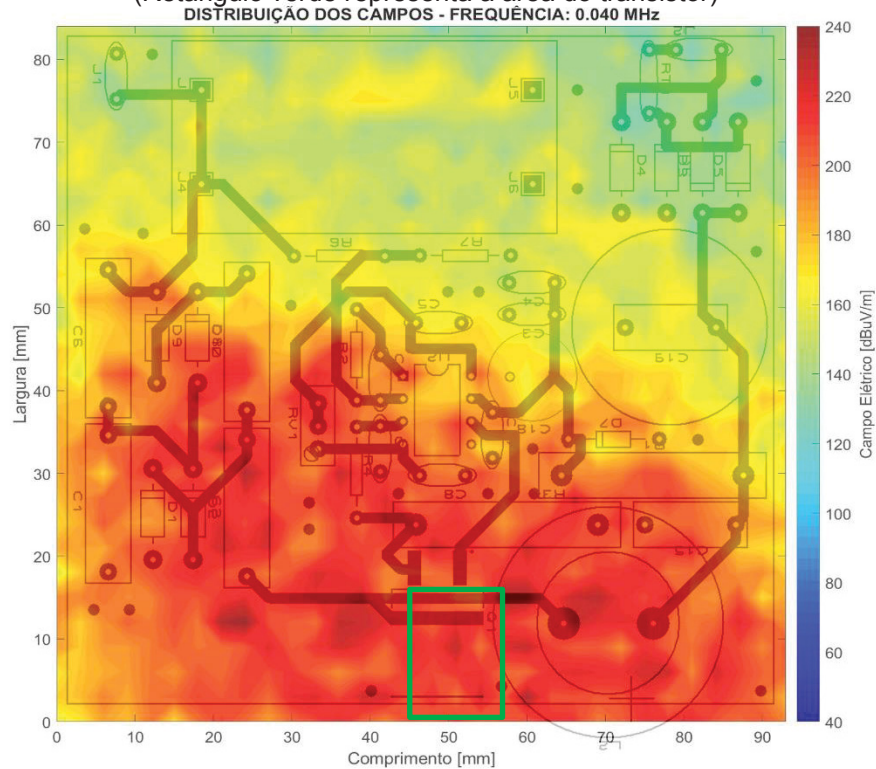
(Retângulo verde representa a área do transistor)



FONTE: O AUTOR (2019)

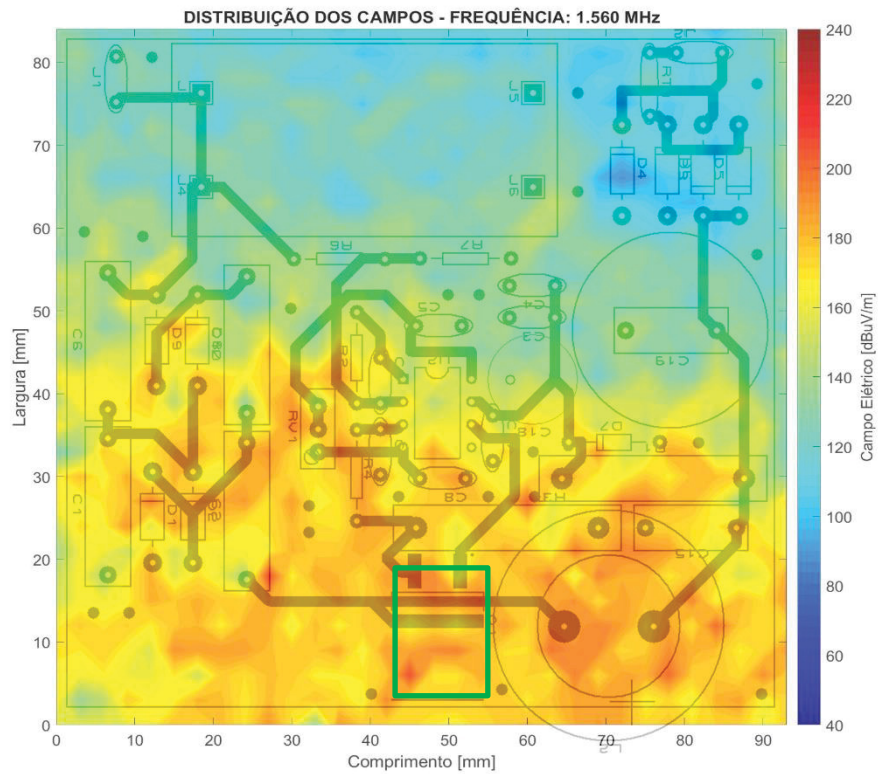
FIGURA 113 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA – 40 kHz

(Retângulo verde representa a área do transistor)



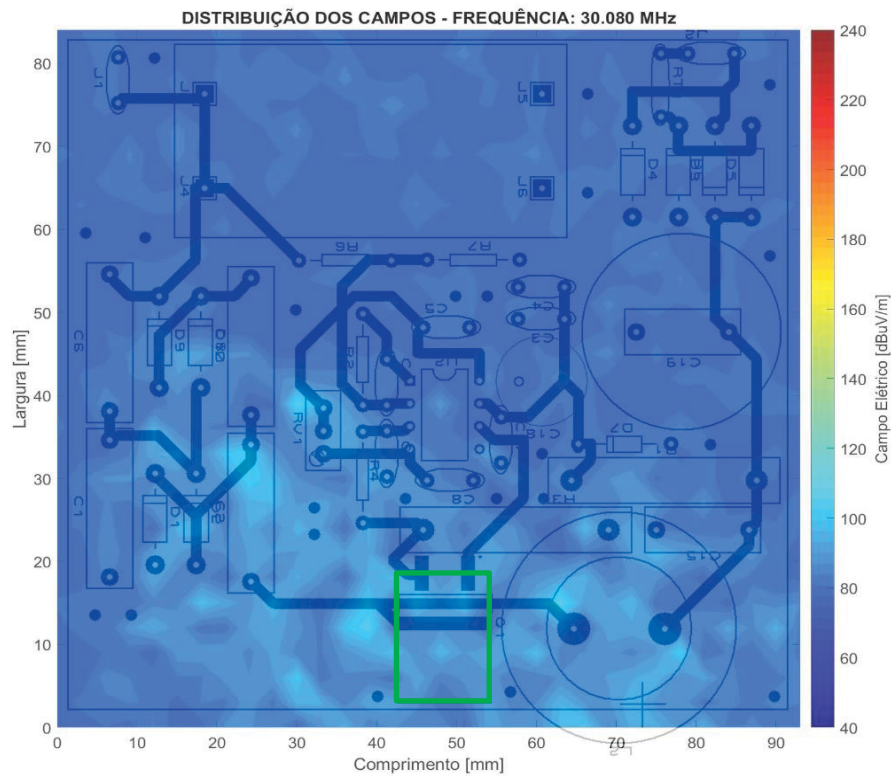
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 114 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA –
1,56 MHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 115 – CAMPO ELÉTRICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA –
30,08 MHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)



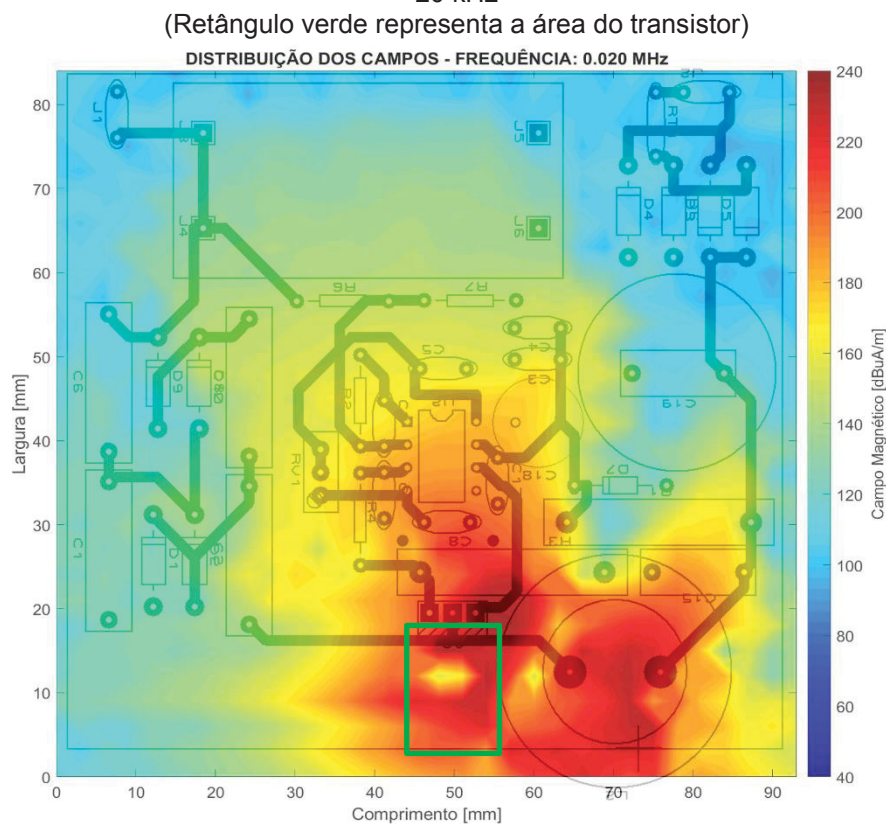
FONTE: O AUTOR (2019)

Os valores registrados na frequência de 40 kHz (FIGURA 113) mostram uma redução do campo em mais áreas se comparado com a mesma frequência na situação da face simples. Este fato está ligado a melhor equalização de potencial oferecida por dois planos terra.

A partir da frequência de 1,56 MHz (FIGURA 114) observa-se que houve uma pequena diminuição no nível do campo elétrico, porém este está mais espalhado pela placa. Isso reforça a ideia de que os planos terras começam a contribuir na blindagem magnética do campo gerador, como já explicado anteriormente. Na frequência de 30,08 MHz (FIGURA 115) verifica-se que os níveis detectados ficaram levemente acima da situação da placa de face simples, com emissões mais espalhadas do que na situação anterior. Isso pode ser explicado pelo fato da indução de tensões pelas linhas de campo magnético do indutor.

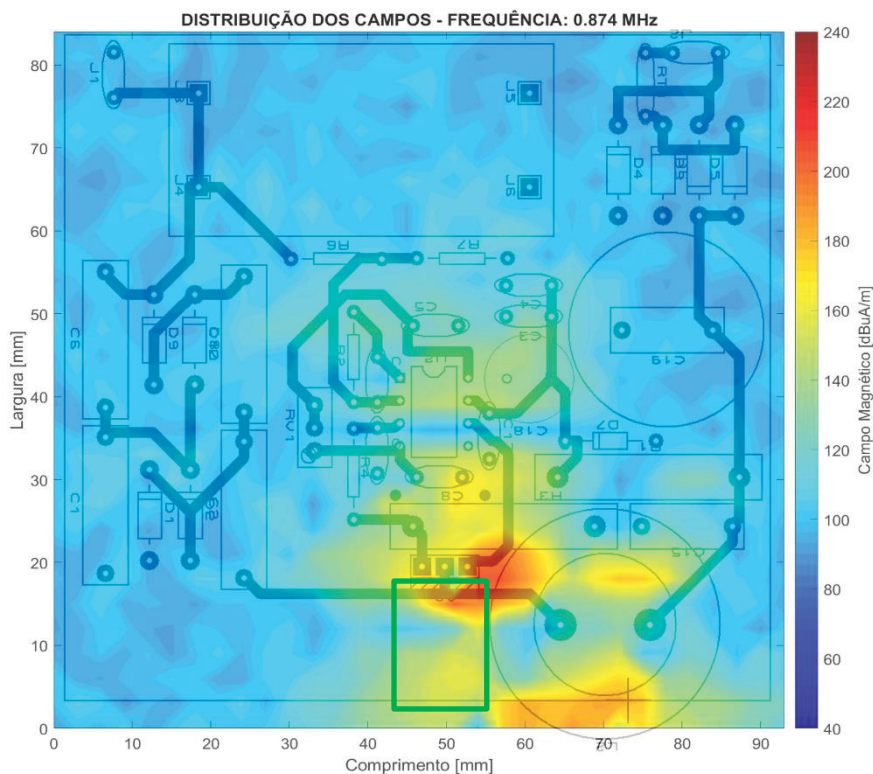
As FIGURAS 116 e 117 trazem os campos magnéticos para a placa de face simples.

FIGURA 116 – CAMPO MAGNÉTICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES – 20 kHz



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 117 – CAMPO MAGNÉTICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES -
874 kHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)



FONTE: O AUTOR (2019)

O campo magnético na placa de face simples na frequência de 20 kHz (FIGURA 116) ficou concentrado na área do transistor e do indutor. Percebe-se que em comparação com a topologia multiplicadora de tensão (FIGURA 102) a área do *loop* de corrente formado é menor (875 mm² contra 1200 mm²).

O fato da área do *loop* de corrente ser menor, se deve ao fato de que foi possível agrupar os componentes que são percorridos pelas maiores correntes em um espaço menor. Isso também demonstra que o *loop* de maior corrente é criado quando a chave fecha e o indutor é carregado e não durante a descarga do indutor e início da carga do estágio multiplicador de tensão. Já a FIGURA 117 (874 kHz) mostra que o campo magnético se espalhou pela placa, porém tem níveis maiores na vizinhança do indutor L2 que é de núcleo magnético aberto.

As FIGURAS 118 e 119 trazem os campos magnéticos para a placa de face dupla.

FIGURA 118 – CAMPO MAGNÉTICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA –
20 kHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)

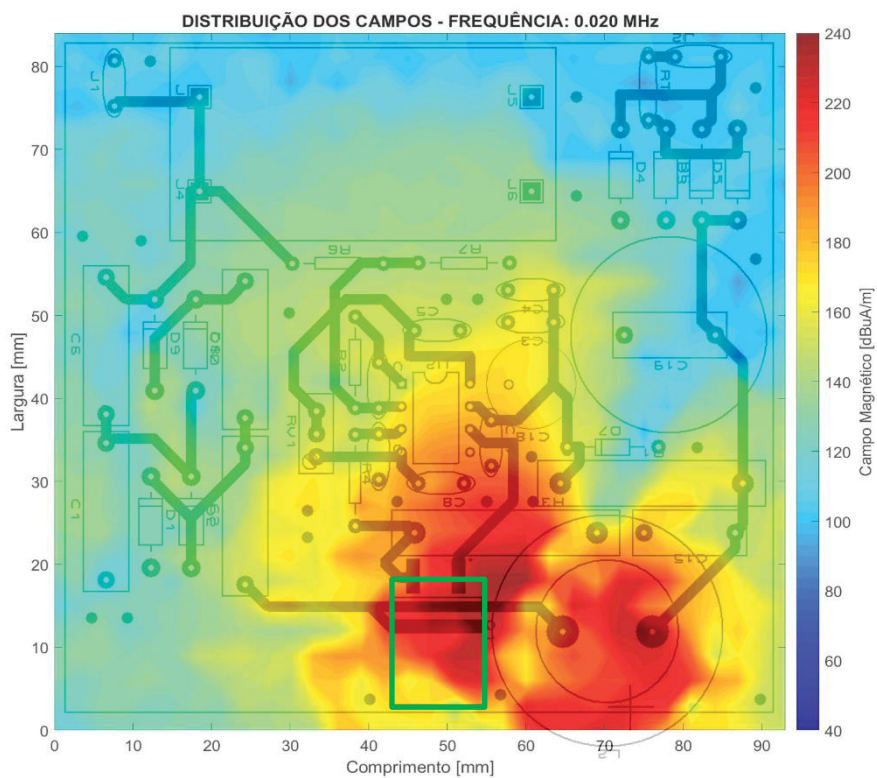
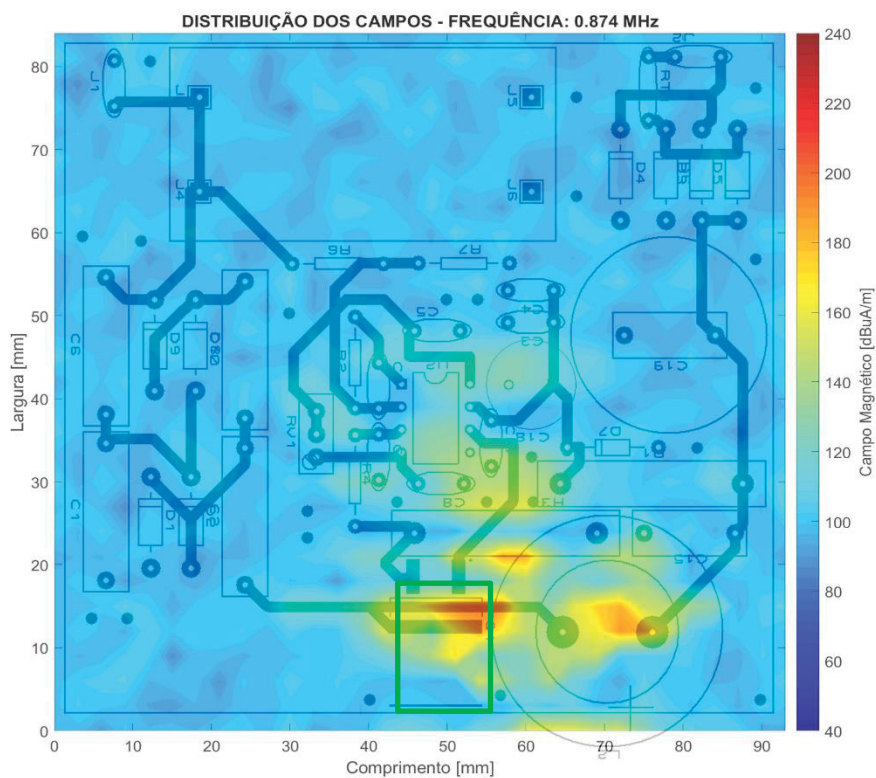


FIGURA 119 – CAMPO MAGNÉTICO *BOOST* COM MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE DUPLA –
874 kHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)

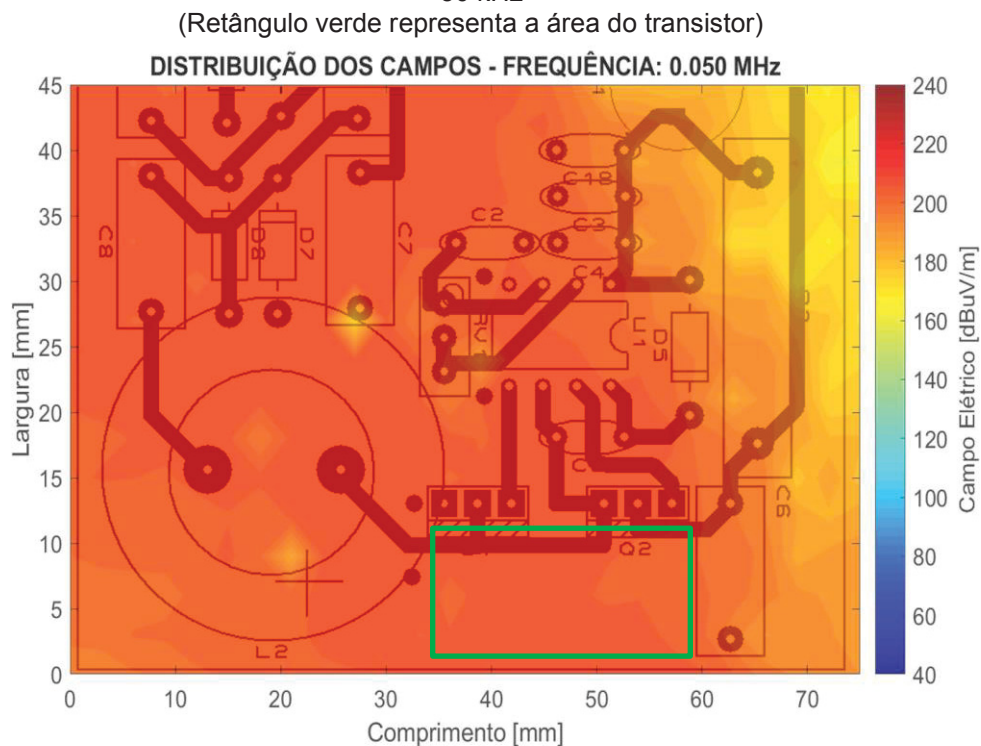


Na varredura de campo magnético na placa de face dupla, percebe-se que o nível de campo detectado nas duas frequências é menor que no caso da placa de face simples. Isso também ocorreu na topologia anterior. A FIGURA 118 (20 kHz) mostra que o campo magnético não se espalhou tanto quanto na situação de face simples (FIGURA 116), porém ainda é predominante na região do transistor e do indutor. Na FIGURA 119 (874 kHz) é possível verificar que o campo magnético foi reduzido. Isso se deve ao efeito já comentado de blindagem magnética oferecido pelo plano terra adicional.

6.3.3 Varredura de campos elétrico e magnético na região da blindagem do indutor

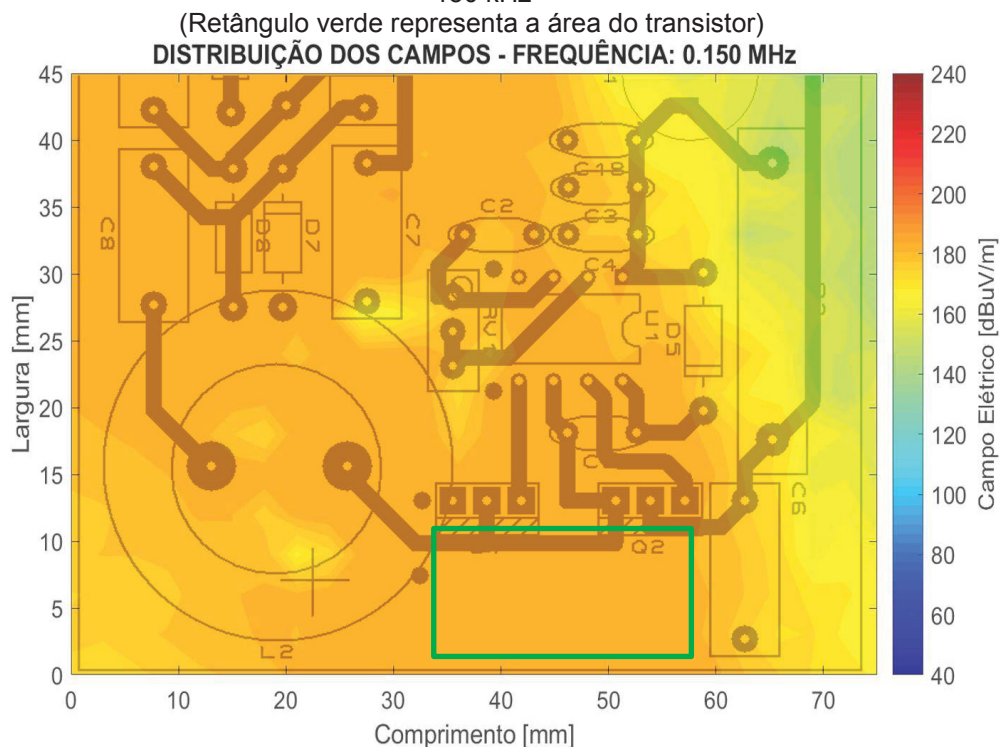
Foram realizados ensaios de campo próximo para verificar o comportamento do campo elétrico e magnético em torno do indutor com a blindagem de uma fita de cobre aterrada (FIGURA 93). Apenas uma parte da placa face simples da topologia multiplicadora de tensão (Placa 3-a) foi ensaiada. As FIGURAS 120 a 123 trazem o campo elétrico para a região do indutor com o uso da blindagem.

FIGURA 120 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES COM BLINDAGEM – 50 kHz



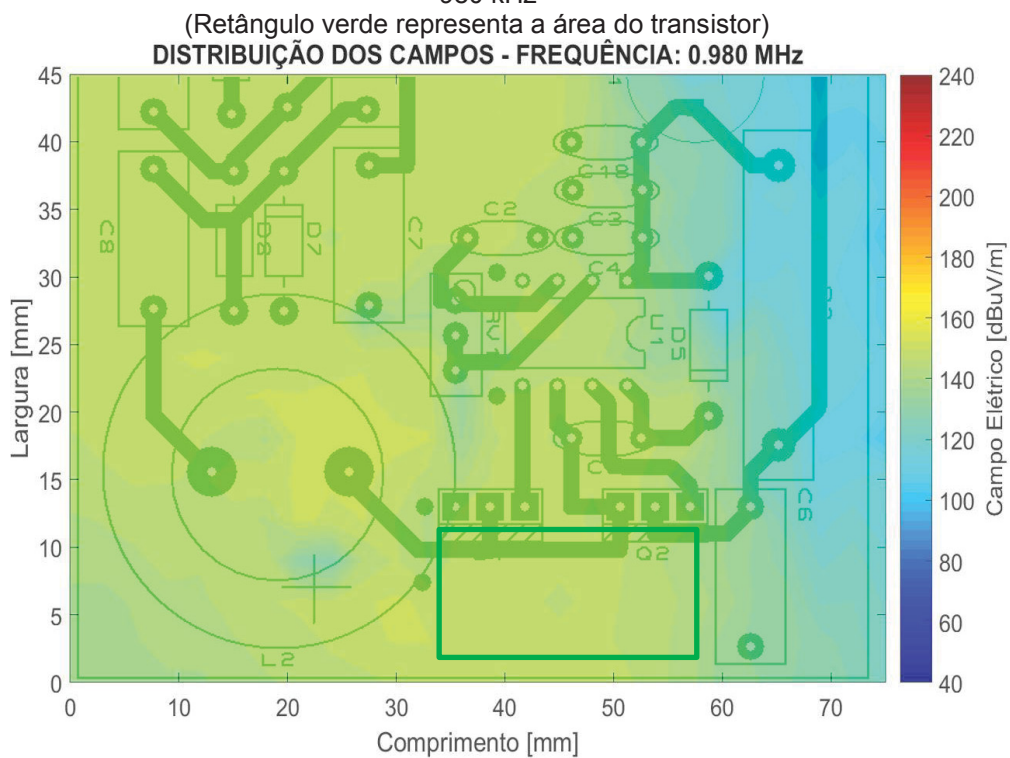
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 121 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES COM BLINDAGEM
– 150 kHz



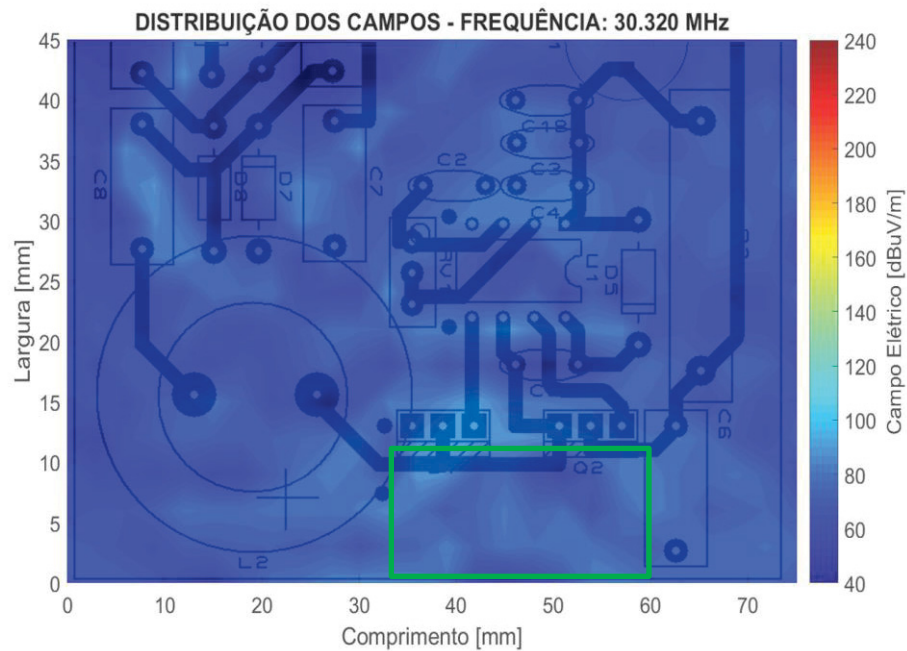
FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 122 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES COM BLINDAGEM
– 980 kHz



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 123 – CAMPO ELÉTRICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES COM BLINDAGEM
 – 30,32 MHz
 (Retângulo verde representa a área do transistor)



FONTE: O AUTOR (2019)

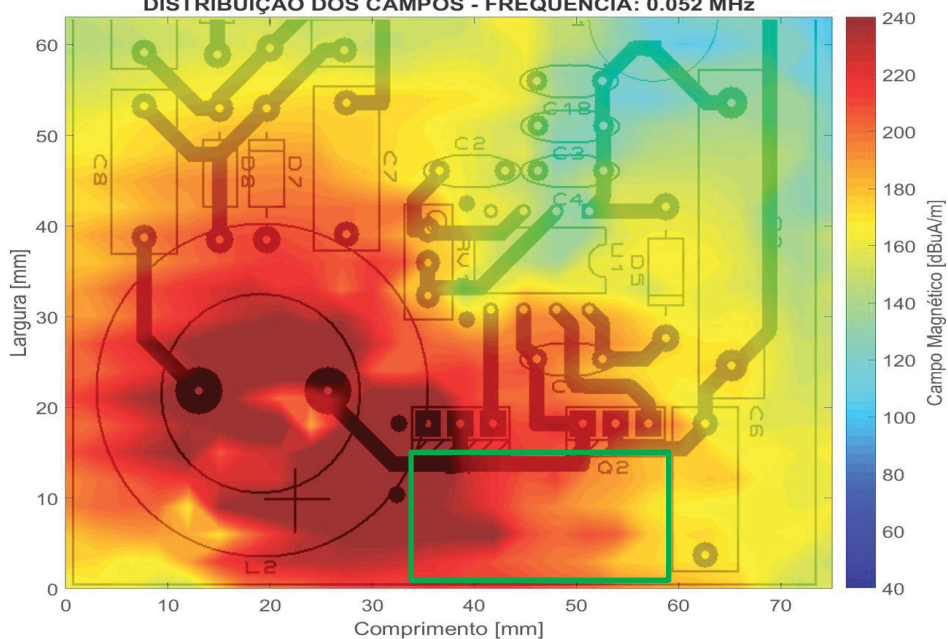
A blindagem de campo elétrico realizada no indutor fez com que os campos elétricos detectados nessa área da placa fossem menores em comparação ao caso onde não se havia blindagens (FIGURAS 94 a 97). A FIGURA 120 (50 kHz) teve os níveis de campo detectados na proximidade do indutor diminuídos em cerca de 30 dB. Reduções semelhantes são visualizadas nas FIGURAS 121 e 122 (150 kHz, 980 kHz). A FIGURA 123 (30,32 MHz) torna mais evidente a redução do campo elétrico devido a blindagem.

As FIGURAS 124 a 126 trazem o campo magnético para a região do indutor com o uso da blindagem.

FIGURA 124 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES COM BLINDAGEM – 52 kHz

(Retângulo verde representa a área do transistor)

DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 0.052 MHz

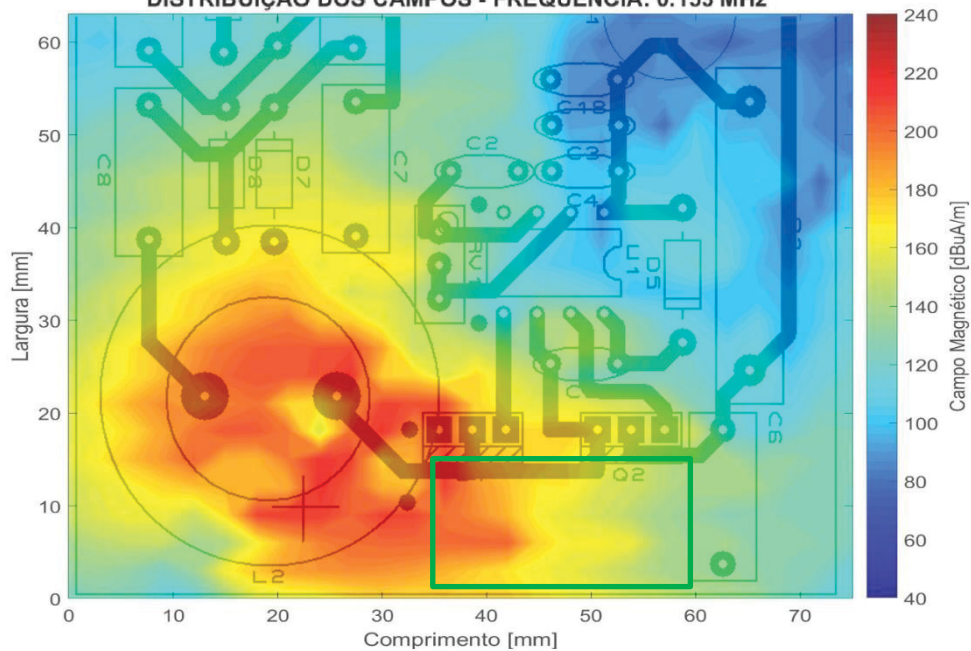


FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 125 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES COM BLINDAGEM – 153 kHz

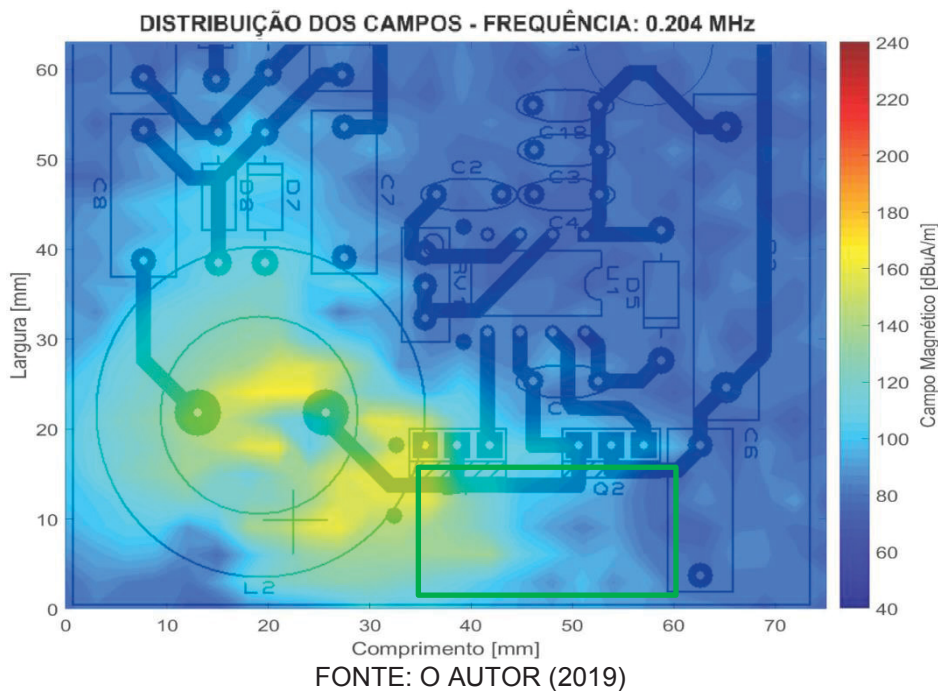
(Retângulo verde representa a área do transistor)

DISTRIBUIÇÃO DOS CAMPOS - FREQUÊNCIA: 0.153 MHz



FONTE: O AUTOR (2019)

FIGURA 126 – CAMPO MAGNÉTICO MULTIPLICADOR DE TENSÃO – FACE SIMPLES COM BLINDAGEM – 204 kHz
(Retângulo verde representa a área do transistor)



As alterações causadas no campo magnético devido à blindagem de campo elétrico usada no indutor, não trouxeram grandes modificações nos níveis de campo em comparação a situação sem blindagem (FIGURAS 102 a 104). A FIGURA 124 (52 kHz) mostra que os campos se mantiveram bastante parecidos com o caso anterior (placa face simples sem a blindagem). O mesmo ocorre para a FIGURA 125 (135 kHz). Houveram algumas modificações no caso da FIGURA 126 (204 kHz) onde foram registados níveis de campos um pouco maiores do que na situação sem blindagem. Isso pode ser atribuído a uma distribuição diferente das linhas de campo magnético do indutor nessas frequências, devido à presença da fita de cobre.

6.4 CARACTERÍSTICAS DE DESEMPENHO DOS CONVERSORES

A TABELA 5 traz as características de desempenho para todos os conversores chaveados apresentados no presente trabalho. Foram levadas em consideração 4 parâmetros: Maior emissões eletromagnética radiada, Emissões radiadas abaixo do limite da norma CISPR 11, Área da placa e tempo de carga

do capacitor. Para essa análise foram considerados os melhores resultados de cada conversor

TABELA 5 – CARACTERÍSTICAS DE DESEMPENHO DOS CONVERSORES CHAVEADOS

CONVERSOR	QUESITO			
	Máx. Emissão radiada - dB μ V/m	Passa na norma CISPR 11?	Área da placa-mm ²	Tempo de carga do capacitor até 800 V - ms
<i>Flyback</i> – 1º Protótipo	62	NÃO	13156	65,2
<i>Flyback</i> – 2º Protótipo	53	NÃO	12000	63,4
Multiplicador de tensão – 3º Protótipo – face simples com blindagem	35	SIM	7250	61,2
<i>Boost</i> com multiplicador de tensão – 4º Protótipo – face simples com blindagem	38	SIM	5925	58,4

FONTE: O AUTOR (2019)

A partir da TABELA 5 pode-se verificar que a melhor topologia é a do 3º protótipo, multiplicador de tensão, face simples, com blindagem de campo elétrico no indutor. Outra topologia que se destaca é a do 4º protótipo por atingir tempos de carga mais rápidos do que as demais em uma menor área de circuito, porém esta possui emissões levemente maiores que as da topologia do protótipo 3.

7 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Ao longo do presente trabalho foram propostas técnicas de *layout* e topologias de circuito visando à adequação de um gerador de pulsos de campo magnético às normas de EMC. Foram utilizadas tanto ferramentas convencionais de análise de emissões eletromagnéticas, tais como uma câmara anecoica associada a instrumentos de medição de campos, como ferramentas desenvolvidas especificamente para analisar aspectos específicos de campo próximo e campos transitórios. Tinha-se a suspeita que esses problemas emanavam de emissões eletromagnéticas causadas por um *layout* de placa inadequado. Isso foi confirmado através do ensaio de emissões eletromagnéticas radiadas, que chegou a registrar um valor 20 dB acima do nível da norma aplicável (CISPR 11).

A partir disso foi desenvolvido uma segunda versão dessa placa (Placa 2), levando em consideração diversos apontamentos de EMC. Esta segunda placa, possibilitou que o gerador de pulsos magnéticos operasse sem problemas. As alterações de *layout* que mais impactaram na melhoria do protótipo foram: Unificação das placas; Separação dos planos terra com a criação de uma zona calma para o microcontrolador e comparadores; Uso de um capacitor para reduzir o *loop* de emissões de modo comum entre o primário e secundário da fonte flyback e minimização dos *loops* de corrente do primário e secundário da placa. A eficácia desses métodos foi comprovada através da diminuição substancial das emissões radiadas e pela capacidade do gerador agora ser capaz de operar plenamente. Dessa maneira fica comprovado que um bom *layout* de placa é decisivo para o sucesso ou não de um equipamento.

Apesar da segunda placa desenvolvida para o gerador de pulso bipolar funcionar a contento, as emissões eletromagnéticas radiadas geradas por ela ainda estavam acima do limite da norma CISPR 11. Isso apontou que somente técnicas de *layout* de placa não seriam suficientes para baixar esses níveis de emissões. Outra questão que não agradava aos que fossem replicar o circuito era a dificuldade de fabricação do indutor acoplado da fonte flyback. O principal entrave nesse ponto era a alta tensão induzida no secundário que por diversas vezes ocasionava fuga entre as espiras e até mesmo a destruição do mesmo.

A partir dessas questões que ainda careciam de solução, iniciou-se uma investigação minuciosa para determinar de que ponto viriam as emissões que faziam o protótipo reprovar na norma. Além disso, precisava-se esclarecer qual era a real contribuição do pulso magnético para essa faixa de emissões.

Devido à natureza intermitente da geração dos pulsos foram realizados longos ensaios (mais de 5 h) para se determinar a real efetividade desses pulsos na faixa de frequência normatizadas pela CISPR 11 (30 MHz – 1 GHz). O resultado desse ensaio e a largura do pulso apontavam que a contribuição desse pulso nessa faixa de frequência seria mínima ou nula. Com base nisso verificou-se a necessidade de identificar a real frequência de emissão radiada que esse pulso causava e sua amplitude. Assim, para que isso fosse possível foi utilizado a técnica da aquisição de sinais no domínio do tempo, objetivando o uso da FFT para obter o espectro de frequências.

Para que esta técnica de análise de transitórios fosse validada, várias correções foram aplicadas ao sinal adquirido no domínio do tempo, levando-se em conta as limitações do osciloscópio utilizado e as características de análise exigidas pelas normas de EMC. Essa técnica foi testada e teve sua equivalência comprovada ao detector de quase-pico do analisador de campos utilizado, com erro médio de 0,67 dB. Ressalta-se que a técnica de medida desenvolvida permite realizar ensaios de emissões radiadas durante transitórios de energização e desligamento de aparelhos. Esses ensaios ainda não são previstos em normas, porém reconhecidamente são nesses transitórios que mais ocorrem interferências em equipamentos.

De forma a facilitar e otimizar o diagnóstico dessa placa, foi desenvolvido um *scanner* de campos próximos. Esse *scanner* foi uma ferramenta essencial para descobrir pontos de emissão eletromagnética nos protótipos desenvolvidos. Esse *scanner* mostrou-se como uma alternativa rápida e eficaz para diagnosticar sistemas reais. Uma das grandes questões dessa tecnologia é o mapeamento correto das alturas da placa, que é vital para que níveis corretos de campos sejam medidos e para que as sondas não sejam danificadas.

Com o uso do *scanner* de campos próximos na placa do segundo protótipo do gerador, verificou-se alguns comportamentos interessantes. Um exemplo disso foi o fato de a blindagem implementada no indutor acoplado radiar

as emissões produzidas por uma fonte chaveada auxiliar. Esse ruído, segundo as medições acoplava no plano terra da placa e tinha a capacidade de se espalhar.

Com base nesses testes e na dificuldade de confecção dos indutores acoplados dessa topologia, foram desenvolvidas duas novas propostas de circuitos para a carga do capacitor do circuito de disparo. As duas novas topologias desenvolvidas foram a do multiplicador de tensão e a *boost* com multiplicador de tensão. A vantagem destas novas topologias foi confirmada nos ensaios de emissão realizados, sendo que se obteve nas mesmas condições de teste que a topologia *flyback* menores níveis de emissão. Ressalta-se que a placa do multiplicador de tensão implementada em face dupla (placa 3-b) ficou abaixo do nível da norma, porém com um limite muito próximo a esta. A topologia *boost* com multiplicador de tensão trazia como principal atrativo a redução do tamanho da placa em comparação com a topologia multiplicador de tensão. Além disso, essa topologia abre caminho para que futuramente esse gerador de pulsos seja alimentado com baterias, devido a elevada capacidade de aumentar a tensão com um número reduzido de componentes. Estimava-se que a redução das emissões também ocorreria, em comparação com a topologia *flyback* adotada originalmente. Os ensaios de emissões radiadas confirmaram que as emissões foram reduzidas se comparadas a topologia *flyback* original, mas ainda estavam mais altas do que o limite da norma CISPR11.

Com a implementação de uma blindagem de campo elétrico no indutor das duas topologias desenvolvidas, foi possível reduzir ainda mais as emissões radiadas. Isso fez com que os dois conversores ficassem abaixo do limite da norma CISPR 11. Esse resultado e a posterior varredura de campo elétrico e magnético nessa blindagem apontaram que o tamanho e a forma do indutor influenciaram no resultado de emissões radiadas das duas placas. Nota-se que como confirmado pelas varreduras com o *scanner*, a blindagem implementada só conteve o campo elétrico, sendo este o campo dominante nos protótipos desenvolvidos.

Para cada topologia desenvolvida foram construídas duas placas, uma de face simples e outra de face dupla. Através dos ensaios de emissões radiadas e de campo próximo, foi comprovado que o plano terra nas duas faces da placa

só traz efeitos para emissões de frequências mais elevadas, tipicamente acima de 200 MHz. Na topologia *boost* com multiplicador de tensão obteve-se uma diminuição no nível de ruído de 13 dB na frequência de 371 MHz, devido ao uso da placa de face dupla.

Os resultados obtidos com as varreduras de campo próximo nas novas topologias apontaram que de maneira geral, os pontos de maior emissão de campo elétrico são o indutor e os transistores. Observou-se também que na topologia multiplicador de tensão, a área onde os níveis de campo elétrico são maiores se estenderam por toda cadeia de multiplicadores de tensão. Acredita-se que caso fossem utilizados componentes menores, poder-se-ia reduzir ainda mais as emissões dessa topologia. Ressalta-se que o uso do indutor nessa topologia, impediu que ruídos de frequências maiores que as primeiras harmônicas de chaveamento, atingissem a cascata de multiplicadores de tensão, o que sem dúvida contribuiu para as emissões menores nessa topologia.

Quando as placas de face dupla e face simples são comparadas quanto a campos próximos, destacam-se dois efeitos. O primeiro é que o plano terra nas duas faces tem o potencial de equalizar melhor os campos elétricos, esse fato ficou evidente no ensaio de campo elétrico da topologia multiplicadora de tensão (Placas 3-a e 3-b). Com essa equalização os níveis de campo elétrico em frequências de até centenas de quilohertz se mostraram menores nas placas face dupla. O segundo efeito é a blindagem magnética oferecida pelo plano terra adicional na placa de face dupla, esse efeito torna-se visível em frequências mais elevadas. Por outro lado, a indução de tensões e circulação de corrente nesses planos, como efeito necessário para a blindagem magnética ocorrer, produz níveis de campo elétrico mais elevados nessas frequências em placas de face dupla.

Com base no exposto, deve-se considerar para a próxima geração do gerador de pulsos bipolares a utilização da topologia multiplicador de tensão, caso esse seja alimentado pela rede elétrica convencional. Porém caso seja necessário que esse opere a partir de tensões mais baixas, como uma bateria, aconselha-se o uso da topologia *boost* com multiplicador de tensão.

7.1 PERSPECTIVAS E TRABALHOS FUTUROS

A área de diagnóstico de emissões radiadas e conduzidas tem avançado muito nos últimos anos. Ferramentas como o *scanner* de campo próximo e o uso da FFT para o diagnóstico de emissões tornam o trabalho mais rápido e menos oneroso. Um dos grandes diferenciais da técnica da FFT é a possibilidade de realizar ensaios de emissões radiadas durante o transitório de partida ou desligamento de um equipamento. No entanto, sugere-se que sejam efetuados estudos mais aprofundados sobre o tema, uma vez que ainda não se conta com normas para balizar esse tipo de teste.

Um dos grandes desafios para a implementação do *scanner* de campo próximo foi a medição correta da altura dos componentes. Os atuais sensores de distância a laser ainda não contam com a precisão suficiente para que se reproduza uma placa de circuito impresso fielmente. Isso acaba provocando colisões da sonda com a placa. Assim, estimula-se pesquisas na área de instrumentação eletrônica, de maneira a obter um medidor de distâncias confiável e com resolução sub-milimétrica. Além disso, seria interessante o desenvolvimento de uma única sonda de banda larga que capturasse os campos elétricos e magnéticos de forma simultânea. Este tipo de sonda pouparia tempo durante a utilização do *scanner*. Outro ponto que poderia ser melhorado é a questão da representação gráfica dos campos elétricos e magnéticos. A atual forma de representação gera um número muito grande de figuras e dificulta a comparação entre os campos. Assim uma forma de comparar dois mapas de campos para evidenciar somente as diferenças significativas trará benefícios na interpretação dos resultados.

As topologias elevadoras de tensão desenvolvidas nesse trabalho utilizaram indutores de núcleo aberto. Em futuras implementações ou pesquisas com esses circuitos sugere-se que o indutor escolhido seja de núcleo magnético fechado, com blindagem elétrica e de pequenas dimensões. Com isso os níveis de emissões certamente diminuirão, pois os campos elétrico e magnético estarão confinados.

REFERÊNCIAS

ARMSTRONG, K. **Fundamentals of EMC Design: Our Products Are Trying To Help Us**. Stanford, 2012.

BELTRAME, F.; PINHEIRO, J.R. ; SCHUCH, L. ; ROGGIA, L . **EMI condizia gerada por conversores estáticos aplicados à correção do fator de potência**. In: Revista Controle & Automação Vol.23 Jan/Fev 2012. Ibirubá, 2012. Disponível em: <http://www.scielo.br/pdf/ca/v23n1/a01v23n1.pdf> Acesso em: 06/06/2019

BOGATIN, E. **Signal and Power Integrity - Simplified**, New Jersey, Prentice Hall, 2010, 2º Ed.

BONFIM, M.J.C. **Integridade de sinais elétricos**. UFPR, Curitiba, 2014. Disponível em: <http://www.eletr.ufpr.br/marlio/medidashf/medidashf.htm> Acesso em: 06/06/2019

BONFIM, M.J.C. **Circuitos a capacitor chaveado**. UFPR, Curitiba, 2008. Disponível em: <http://www.eletr.ufpr.br/marlio/te051/parte10.pdf> Acesso em: 06/06/2019

BONFIM, M.J.C ; DEMPSEY, N.M. ; Dias, A.L.B. . **Bi-polar Pulsed Magnetic Field System**. França, 2017 Patente Número do registro: 10138-01, Instituição de registro: Institut National de la Propriete Industrielle. Depósito: 13/03/2017

BILLINGS, K. ; MOREY, T. **Switchmode power supply handbook**, New York, McGraw-Hill, 2011,3º Ed.

BRAUN, S ; SCHNEIDER, R ; RUSSE, P. **A Novel Ultra-fast High Resolution Time-domain EMI Measurement System based on Field Programmable Gate Arrays**. EMC EUROPE 2006, Barcelona. Disponível em: https://www.researchgate.net/publication/267998956_A_Novel_Ultra-fast_High_Resolution_Time-domain_EMI_Measurement_System_based_on_Field_Programmable_Gate_Ar_rays Acesso em: 03/06/2019

CAO, Y. S. ; WANG, Y. ; JIANG, L. ; RUEHLI, A. E.; FAN, J. DREWNIAK, J. L. **Quantifying EMI: A Methodology for Determining and Quantifying Radiation for Practical Design Guidelines**. IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 2017. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7880644> Acesso em: 08/08/2019

CARO, J. C. R. ; MALDONADO, J. C. M.; GONZALEZ, A. V. ; CARBAJAL, F. B. ; ARREDONDO, J. M. R. ; RODRIGUEZ, J. R. R. **DC-DC multiplier boost converter with resonant switching**. Electric Power Systems Research, 2014 México. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0378779614003241> Acesso em: 03/06/2019

COSTA, L.P. **Automatização do sistema de medidas magnéticas com campos pulsados para estudo de estruturas magnéticas**. UFPR, Curitiba, 2017

CUI - INC. **Electromagnetic compatibility considerations for switching power supplies**, Tualatin, 2019. Disponível em: <https://www.cui.com/catalog/resource/emi-considerations-for-switching-power-supplies.pdf>. Acesso em: 09/06/2019

CUTRI, R. **Técnicas de projeto de compatibilidade eletromagnética (CEM) no desenvolvimento de placas de circuito impresso**. São Caetano do Sul, 2005. Disponível em: http://www.angelfire.com/pro2/elpot/Guia_PCB_EMC.pdf Acesso em: 08/08/2014

COCKCROFT, J.D. ; WALTON, E.T.S. **Experiments with High Velocity Positive Ions.(I) Further Developments in the Method of Obtaining High Velocity Positive Ions**. Royal Society, Cambridge, 1932. Disponível em: <https://royalsocietypublishing.org/doi/pdf/10.1098/rspa.1932.0107>

DONG, X.; DENG, S.; HUBING, T.; BEETNER, D. **Analysis of Chip-level EMI using Near-Field Magnetic Scanning**. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2004. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1350020> Acesso em: 08/08/2019

EMScan. **ERX+ Technical Specifications**, Calgary, 2018

GAO, X. ; FAN, J. ; ZHANG, Y. **Far Field Prediction using only Magnetic Near Field Scanning for EMI Test**. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6819460> Acesso em: 08/08/2019

GUO, R. ; LIANG, Z. ; HUANG, A. **A Family of Multimodes Charge Pump based DC–DC Converter With High Efficiency over Wide Input and Output Range**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2012. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6166381> Acesso em: 08/08/2019

HAYT, W.H.J ; BUCK, J.A. **Eletromagnetismo**, São Paulo, McGraw-Hill, 2008,7º Ed.

HE, H. **The development of near field probing systems for EMC near field visualization and EMI source localization**, Missouri, 2015. Disponível em: https://scholarsmine.mst.edu/masters_theses/7435 Acesso em 09/06/2019

INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMMISSION. **CISPR 11**: Industrial, scientific and medical equipment — Radio-frequency disturbance characteristics — Limits and methods of measurement. Geneva, 2009

INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMMISSION. **CISPR 16-2-1**: Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-1: Methods of measurement of disturbances and immunity — Conducted disturbance measurements. Geneva, 2014

INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMMISSION. **CISPR 16-2-3**: Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity — Radiated disturbance measurements. Geneva, 2014

IR – INTERNATIONAL RECTIFIER. **IR2153D**. El Segundo, International rectifier, 2006, 0° Rev.

KESTER, W.; ERISMAN, B.; THANDI, G. **Switched Capacitor Voltage Converters**, Analog Devices, 2019. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Practical-Design-Techniques-Power-Thermal/Section4.pdf> Acesso em: 06/06/2019

KOBOUGIAS, I. C.; TATAKIS, E. **Optimal Design of a Half-Wave Cockcroft-Walton Voltage Multiplier With Minimum Total Capacitance**, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2010. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5456136f> Acesso em: 06/06/2019

KUHN, S.; KUSTER, N.; WILD, M.; GROBBELAAR, E.; SEPAN, P.; KOCHALI, B.; FUCHS, A.; LIENEMANN, J. **Automated EMC/EMI Near-Field Testbed**. IEEE Electromagnetic Compatibility International Symposium 2014, Tokyo. Disponível em: http://www.westmichigan-emc.org/archive/SMPS_Teune_Mee.pdf Acesso em :10/06/2019

LIZ, M.B. **Contribuição para a redução da interferência eletromagnética em fontes de alimentação chaveadas**. Florianópolis, 2003. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/bitstream/handle/123456789/85025/195653.pdf?sequence=1> Acesso em: 06/06/2019

MEDLER, J. **Use of FFT-based measuring instruments for EMI compliance measurements**. IEEE Electromagnetic Compatibility International Symposium

2014, Tokyo. Disponível em:

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=6997113&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D6997113

Acesso em: 03/06/2019

MICROCHIP TECHNOLOGY INCORPORATED. **Técnicas de robustez em projetos para redução de EMI e maior imunidade dos circuitos contra ESD.** 2009. Disponível em: <http://pt.scribd.com/doc/22529943/Tecnicas-de-Robustez-em-Projetos-para-Reducao-de-EMI-e-maior-Imunidade-dos-Circuitos-contr-ESD> Acesso em: 03/06/2019

MEE, S.; TEUNE, J. **Reducing Emissions in DC-DC Switched Mode Power Supplies.** Gentex Corp. Johnson Controls, 2019. Disponível em: http://www.westmichigan-emc.org/archive/SMPS_Teune_Mee.pdf Acesso em :10/06/2019

MOHAN, N. **First Course on Power electronics and Drivers**, Minneapolis, MNPERE, 2003, 1º Ed.

MURATA, Y.; TAKAHASHI, K.; KANAMOTO, T.; KUBOTA, M. **Analysis of Parasitic Couplings in EMI Filters and Coupling Reduction Methods.** IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, 2017. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7907237> Acesso em :10/06/2019

NXP – Semiconductors. **SMPS EMC and layout guidelines**, Eindhoven, 2011

OTT, H.W. **Electromagnetic Compatibility Engineering**, New Jersey, John Wiley & Sons, 2009, 3º Ed.

ON Semiconductor. **Switch-Mode Power Supply – Reference Manual**, Colorado ON Semiconductor, 2014, 4º Rev.

ON Semiconductor. **UC3843A**, Colorado, ON Semiconductor, 2005, 8º Rev.

ORFANIDIS, S.J. **Electromagnetic Waves and Antennas.** New Jersey, Rutgers University Press, 2013.

PAUL, C.R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**, New Jersey, Wiley-Interscience, 2006, 2º Ed.

PARK, S.; PARK, Y.; CHOI, S. CHOI, W, LEE K.B. **Soft-Switched Interleaved Boost Converters for High Step-Up and High-Power Applications.** IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2011. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5609209> Acesso em :10/06/2019

QIAN, W. **Modeling and analysis of high frequency high voltage multiplier circuit for high voltage power supply**. Delft, 2017. Disponível em: <https://repository.tudelft.nl/islandora/object/uuid:6f3aec1e-9225-431c-b1a8-be635907eb67?collection=education> Acesso em: 06/06/2019

RASHID, M.H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**, São paulo, Makon Books, 1999, 2º Ed.

R&S – Rhode&Schwarz. **Designing for EMI testing (step-by-step guide) Improve your time to market with oscilloscopes**. Munich, 2017

RICOBOM, B.P.; BOMFIM, M.J.C **Análise do caminho de retorno de uma corrente elétrica em um plano terra**. Revista Brasileira de Ensino de Física, V.37 n.4, 2015

SCHOLL, S. **Exact Signal Measurements using FFT Analysis**. Kaiserslautern, 2016. Disponível em: https://kluedo.ub.uni-kl.de/frontdoor/deliver/index/docId/4293/file/exact_fft_measurements.pdf Acesso em: 09/06/2019

SPIAZZI, G.; TENTI, P. ; ROSSETTO, L.; BUSO, S.; MATTAVELLI, P.; CORRADINI, L. **High step-up ratio DC-DC converter topologies**, Padova, University of Padova, 2011. Disponível em: http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdffiles/High_Step_Up_Converters_Part_II.pdf Acesso em: 06/06/2019

VIEIRA, I.C. **Projeto de um conversor Flyback auto-oscilante de baixo custo para LED's de potência**. Belo Horizonte, 2009. Disponível em: <http://www.bibliotecadigital.ufmg.br/dspace/handle/1843/BUOS-8CUGXG> Acesso em: 03/06/2019

VMI - Voltage Multipliers Inc. **Multipliers – Analysis and design**, VMI, Visalia, 2017 Disponível em : <http://www.voltagemultipliers.com/pdf/Multiplier%20Design%20Guideline.pdf> Acesso em: 06/06/2019

YORK Emc Services Ltd, **Investigation into the EMC emission from switched mode power supplies (SMPSs) and similar switched electronic load controllers (SELCs) under different load conditions**. The University of York, Heslington, 2003

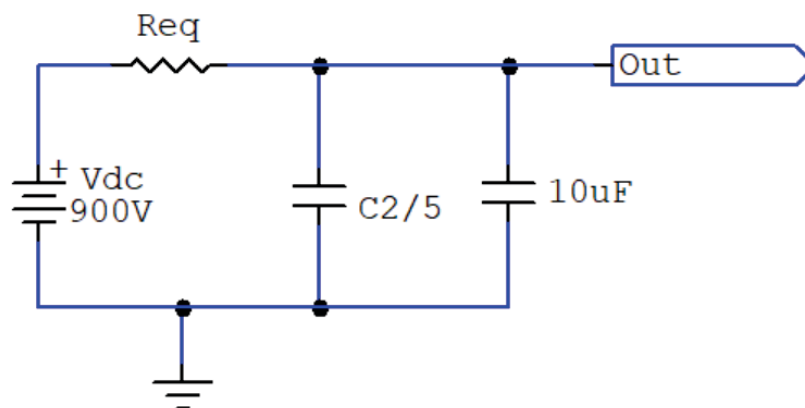
WOLF C. R. R.; DIAS A. L. B; BONFIM M. J. C. **20 T portable bipolar magnetic pulser**. Review of scientific instruments, 2010

APÊNDICE

I – Cálculo do conversor multiplicador de tensão a capacitor chaveado

O cálculo do multiplicador de tensão a capacitor chaveado foi iniciado pelo número de estágios necessários para elevar a tensão retificada de uma rede AC de 127V, que dá aproximadamente 180 V de pico, para o valor que se desejava atingir: 900 V. Assim a partir da equação (7), tem-se que são necessários 5 estágios da célula multiplicadora de tensão. O objetivo final desse circuito é carregar o capacitor de alta tensão do gerador de pulsos (10 μ F 900 V), essa capacitância adicional deve ser levada em conta no cálculo do circuito equivalente, pois estará em paralelo com o capacitor do modelo. Assim a FIGURA 1 traz o modelo para cálculo do valor da capacitância incluindo o capacitor de alta tensão.

FIGURA 1 – MODELO DE CÁLCULO PARA O CAPACITOR E RESISTÊNCIA EQUIVALENTE



FONTE: O AUTOR (2019)

As capacitâncias dos estágios do multiplicador de tensão serão muito menores que o capacitor a ser carregado para o funcionamento do gerador de pulsos. Assim, pode se assumir que o valor da capacitância do modelo será desprezível frente a capacitância de 10 μ F. Desta forma, para a realização do cálculo da capacitância requerida, pode-se inferir que $C2/5 = 10 \mu\text{F}$, portanto $C2 = 50 \mu\text{F}$. Tomando como critério de projeto uma constante de tempo de carga de 150 ms a uma frequência de 50 kHz, tem-se que a resistência equivalente do circuito (R_{eq}) será dada pela fórmula da constante de tempo de um circuito RC, equação (1).

$$R_{eq} = \frac{\tau}{C} \quad (1)$$

Onde C é a capacitância C2 e τ a constante de tempo do circuito. Dessa maneira a resistência equivalente obtida (R_{eq}) foi de 3 k Ω . Com base na capacitância C2, na resistência equivalente e na frequência de operação do circuito é possível calcular o valor da capacitância C1 através da equação (2). O valor de C1 é o valor do capacitor que será utilizado para a construção dos blocos multiplicadores de tensão.

$$C_1 = C_2 \left(e^{\left(\frac{n^{1,6}T}{R_{eq}C_2} \right)} - 1 \right) \quad (2)$$

Onde T é o período da tensão de entrada nos multiplicadores. Assim, C1 tem o valor aproximado de 88 nF. Por simplicidade do projeto costuma-se utilizar valores de capacitores iguais em todos os estágios do multiplicador. Como 88 nF não é valor comercial utilizou-se o valor de 100 nF como capacitância dos blocos multiplicadores de tensão.

Para evitar picos elevados de corrente durante a carga dos capacitores pode-se colocar um indutor na entrada do primeiro capacitor. Esse indutor pode ser calculado com a equação da ressonância LC série, conforme (3).

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_{eq}} \quad (3)$$

Onde f_r é a frequência de oscilação do circuito, C_{eq} é a capacitância equivalente vista da entrada do circuito. O valor dessa capacitância varia conforme a condição de carga do capacitor de alta tensão (10 μ F 900 V). Através de simulações elétricas determinou-se que após aproximadamente uma constante de tempo do circuito (150 ms) o valor da capacitância de entrada pode ser aproximado por (4).

$$C_{eq} \approx \frac{C}{n} \quad (4)$$

Onde n é o número de estágios multiplicadores de tensão e C é o valor do capacitor utilizado. Para o projeto em questão o valor do indutor que deve ser adicionado é de $506 \mu\text{H}$.

O transistor escolhido para o projeto foi o mesmo utilizado na fonte *flyback* do gerador de pulso (MOSFET canal N SPD07N06C3). Para fazer com que o circuito oscile utilizou-se o circuito integrado IR2153 que é um *driver* de MOSFET auto-oscilante. Esse CI já inclui os *drivers* para a parte de cima e de baixo da meia ponte H, bem como um diodo zener interno que grampeia a tensão de alimentação em $15,6 \text{ V}$.

Os diodos utilizados no capacitor chaveado foram os UF4007 e na ponte retificadora para obtenção da tensão DC de 180 V do barramento foi utilizado o diodo 1N4007. A oscilação do IR2153 (IR, 2006) é controlada por um circuito RC, onde foi utilizado um capacitor fixo e um resistor variável (trimpot), permitindo assim o ajuste fino da frequência. Os capacitores utilizados são de poliéster de 100 nF e com isolamento de até 250 V . Ressalta-se que pela utilização da topologia série de multiplicadores de tensão cada capacitor será exposto a uma diferença de potencial de no máximo 180 V .

II – Cálculo do conversor boost com multiplicador de tensão

O conversor boost com multiplicador de tensão foi projetado para atingir a mesma tensão de saída que a do circuito anterior (900 V). Por critério de projeto estipulou-se que metade da elevação da tensão seria realizada pela parte *boost* do conversor e a outra metade seria realizada pela parte do multiplicador de tensão com capacitores chaveados.

Com este critério inicial, foi quantificado quantos estágios seriam necessários para se obter os 900 V a partir de 450V pico, produzidos pelo estágio *boost* do conversor. Assim obteve-se que são necessários dois estágios da célula multiplicadora de tensão para se obter o resultado desejado. De forma a simplificar essa etapa do circuito foi adotado o mesmo bloco multiplicador de tensão da topologia anterior, sendo construído, portanto, com diodos UF4007 e capacitores de 100 nF de poliéster, porém com maior tensão de isolamento 630 V. Essa simplificação também permitirá que sejam realizadas poucas mudanças de componentes entre as topologias, de forma a minimizar a influência desses nas emissões capturadas nas placas.

A parte do conversor *boost*, foi projetada para operar em regime descontinuo, minimizando o tamanho do indutor A frequência de operação escolhida para essa topologia foi de 20 kHz. O indutor utilizado nessa topologia foi o mesmo da topologia passada, isso foi feito para permitir comparações diretas entre as topologias, evitando a mudança de componentes. Este indutor suporta correntes de até 5 A segundo seu fabricante. Dessa forma, verifica-se que o transistor MOSFET canal N SPD07N06C3, já utilizado na topologia anterior, suportará a corrente e tensão, visto que a tensão máxima de trabalho dele é 600 V e a corrente máxima é de 7A.

Para realizar o controle do conversor *boost* em regime descontínuo e evitar que as tensões subam excessivamente, optou-se pelo controlador PWM UC3843 (ON, 2005). Esse circuito integrado possui realimentação pela corrente no indutor e pela tensão de saída do conversor, ao mesmo tempo já possui um driver de MOSFET integrado. Segundo os dados do fabricante, a corrente na chave é medida por um resistor *shunt* entre o terra do circuito e o transistor e

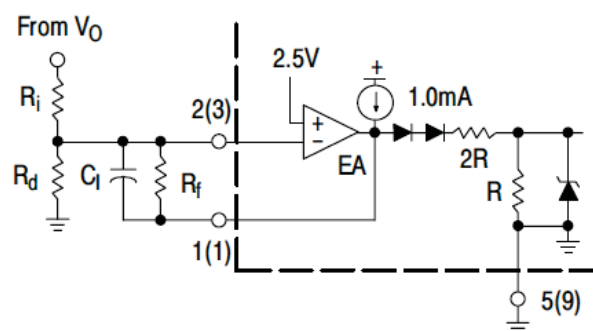
monitorada por um pino específico deste CI. Segundo o fabricante do controlador PWM, o valor máximo dessa corrente pode ser obtido a partir de (1).

$$I_{pk} = \frac{1}{R_s} \quad (1)$$

Dessa forma se a corrente máxima for de 5 A (corrente máxima suportada pelo indutor), obtém-se o valor de 0,2 Ω . O fabricante do UC3843 recomenda que se implemente um filtro RC passa baixa entre o elemento *shunt* e o pino do CI, de maneira a não permitir que ruídos de chaveamento interfiram no controle da corrente no indutor.

Segundo (ON, 2005), controladores PWM que possuem realimentação por corrente tem seu circuito de compensação de tensão de saída simplificado. A FIGURA 1 traz um modelo de circuito de compensação para topologias *flyback* e *boost*.

FIGURA 1 – COMPENSADOR SUGERIDO PELO FABRICANTE DO UC3843 PARA TOPOLOGIA BOOST



FONTE: ON (2005)

Na FIGURA 1 C_i e R_f são os componentes para realizar a realimentação e realizar a compensação e R_i e R_d são resistores para execução do divisor de tensão que monitora a tensão de saída. A tensão na entrada não inversora do CI (pino 2(3)) deve ser mantida em torno de 2,5 V para que o ciclo de trabalho se estabilize. Dessa forma para 900 V os valores do divisor são: $R_i = 4,7 \text{ M}\Omega$ e $R_d = 13 \text{ k}\Omega$. Os valores de C_i e R_f foram escolhidos com base nos circuitos de conversores *boost* com esse circuito integrado e de maneira a estabilizar o conversor. Assim R_f assumiu o valor de 100 $\text{k}\Omega$ e C_i o valor de 47 nF.

O controlador de PWM UC3843 necessita de um capacitor e um resistor que servem como parâmetros para regulagem da frequência de operação do

conversor. Como feito para a topologia anterior foi utilizado um trimpot para executar o ajuste fino da frequência, de maneira a maximizar a tensão de saída até os valores projetados e estabilizar o conversor.

III – O processo de importação do laboratório de EMC

O contato inicial com a empresa Unify (Antiga Siemens Enterprise Communications) foi realizado em agosto de 2015, quando ainda estava concluindo a dissertação de mestrado “Análise quantitativa de emissões eletromagnéticas conduzidas em conversores chaveados” e necessitava realizar um teste em uma rede de estabilização de impedâncias comercial. Na época entrei em contato com meu ex-chefe sr. Rodrigo Biermayer, o qual informou que eles ainda tinham o referido equipamento e que eu poderia fazer as medidas gratuitamente, bastando entrar em contato com o chefe do departamento de hardware sr. Adison Idelsade. Quando fui realizar os ensaios o sr. Adison informou que toda a área de hardware da Unify seria trazida para o Brasil, e que eles estavam começando a desativar os laboratórios em Munique (Alemanha), porém eles não iriam conseguir trazer todos os equipamentos. Dentre os equipamentos estava uma câmara anecoica do laboratório de EMC. Assim surgiu a proposta de trazer a câmara anecoica para a UFPR.

Em setembro do mesmo ano foi realizada uma reunião visando a construção de uma parceria de cooperação técnica entre o departamento de engenharia elétrica da UFPR e a Unify Brasil. Essa parceria visava prestar respaldo técnico a Unify Brasil. Participaram dessa reunião o diretor do CIEL-UFPR Prof. André Mariano, Prof. Marlio Bonfim, sr. Bruno Ricobom e pelo lado da Unify o diretor de pesquisa e desenvolvimento sr. Milton Parolin e o gerente da área de hardware sr. Adison Idelsade. Infelizmente após varais tratativas a parceria visando a cooperação técnica não foi realizada.

Após quase um ano, (agosto/2016) devido a uma pane em um equipamento (analisador de espectro) que há muitos anos atrás havia sido doado pela então Siemens Enterprise Communications, enviei um e-mail ao sr. Adison, questionando se ainda existia algum material sobre o referido equipamento. Ele me respondeu o e-mail dizendo que não havia nenhuma documentação sobre o analisador de espectros, mas o panorama sobre a “câmara anecoica” havia mudado e agora a Unify Alemanha estava pronta para doar todos os equipamentos do laboratório de compatibilidade eletromagnética, incluindo os

analísadores de sinais e geradores de função. Porém a Unify não se responsabilizaria por nenhuma etapa do processo e todos os custos deveriam ser assumidos pela UFPR, além disso os equipamentos deveriam ser retirados até o final de 2016, pois o prédio que a Unify ocupava e Munique era alugado.

Solicitei algumas fotos dos equipamentos e fui conversar com o Prof. Marlio Bonfim, explicando o novo panorama, este aceitou o desafio e prontamente entrou em contato com a divisão de importação da UFPR, para conhecer os tramites que deveriam ser feitos. A diretora da divisão de importação sra. Alba de Araujo, informou todos os passos que deveríamos tomar e com isso chegamos a uma estimativa que seriam necessários R\$200.000,00 para pagar os custos de desmontagem, embalagem, transporte, compra de peças e remontagem.

Em paralelo a isso entramos em contato com o então chefe do departamento de engenharia elétrica Prof. André Mariano e com o diretor do setor de Tecnologia Prof. Horácio Tertuliano, para viabilizar a doação e prospectar o valor necessário. Nessa ocasião o Prof. Horácio Tertuliano informou que poderia verificar se seria possível alocar esse valor através do aluguel pago à UFPR pelo LACTEC.

Após diversas tratativas o diretor do setor Prof. Horácio, enviou uma carta de intenções a Unify, sinalizando que a UFPR poderia receber a doação e que teria até R\$200.000,00 para arcar com os custos. Após isso, em meados de Setembro/2016 foi realizada uma reunião no departamento de importação, onde estavam presentes Sr. Milton Parolin e o Sr Adison Idelsade, Prof. Marlio Bonfim, sr. Bruno Ricobom, sra. Alba de Araujo, sr. Ronaldo Feitosa (divisão de importação), sra. Bianca Buciotti (divisão de importação). Nessa reunião ficou acertado que a UFPR teria de pagar os serviços de desmontagem e embalagem diretamente as empresas contratadas no exterior, o que dificultou bastante os tramites. Porém, antes disso era necessário firmar um contrato de doação entre a UFPR e a Unify. Esse contrato ficou pronto em outubro/2016, sendo que somente nessa data os tramites para o pagamento da desmontagem começaram a ocorrer. Como o ano fiscal da UFPR termina em outubro, o desafio de cumprir o prazo foi imenso. Eu e o prof. Marlio íamos praticamente duas vezes por semana a reitoria para poder acelerar os tramites. Eu inclusive tive que dialogar

com estudantes grevistas (Protesto contra a PEC do teto de gastos do Governo Michel Temer em 2016), para saber onde estava o pró-reitor de administração que precisava assinar a documentação. Nessa etapa o suporte do sr. Ronaldo e sra. Alba da divisão de importação foram decisivos para o sucesso e pagamento da empresa Albatross projects que desmontou a câmara anecoica em novembro/2016.

Após isso as pressões do pessoal da Unify Alemanha para desocupar os imóveis aumentaram, pois já estávamos perto da data limite para a desocupação (dezembro/2016). Por intermédio do sr. Milton Parolin, conseguimos um prazo maior para retirada dos equipamentos, porém estávamos com muita dificuldade de encontrar uma empresa capaz de embalar todos os produtos. Após diversas pesquisas, chegamos a entrar em contato com ongs de ajuda humanitária. Encontramos uma empresa que executou o serviço de embalagem em janeiro de 2017, sem receber antecipadamente pelo serviço, uma vez que devido a burocracia interna da UFPR, o processo de pagamento demorou três meses para ser concluído, ou seja, a empresa só recebeu no final de março/2017.

Em paralelo a isso, em fevereiro/2017, iniciou-se os tramites para a isenção dos impostos de importação e a cotação do frete. Porém devido a burocracia interna da Unify, o processo atrasou cerca de dois meses, devido à falta de documentação exigida pela alfandega alemã e brasileira. Em 16/03/2017 os produtos finalmente embarcaram para o Brasil com destino ao porto de Paranaguá - PR.

Os equipamentos chegaram a Curitiba em 10/04/2017 e ficaram armazenados até 12/07/2017 no campus Piraquara. No mesmo mês da chegada dos equipamentos, iniciamos o processo de compra das peças sobressalentes da Albatross. A empresa Albatross foi paga em agosto/2017 e as peças sobressalentes foram entregues em setembro/2017.

Inicialmente iríamos contratar um supervisor da empresa Albatross para orientar a montagem da câmara anecoica, porém devido ao alto custo (cerca de R\$70.000,00), dispensamos a empresa e assumimos a montagem do laboratório. A empresa disponibilizou todos os manuais de montagem para nós.

A montagem do laboratório foi iniciada no mesmo mês e participaram as seguintes pessoas: Prof. Marlio Bonfim, Prof. Bruno Ricobom, Técnico Lécio Montanheiro, e pelos discentes Wesley Thiago Egea Tiem, Daniel Sprenger e Romulo Augusto Hernandez. O laboratório foi inaugurado em 18 de Abril de 2018.

Segue abaixo algumas fotos que ilustram todo o período. O total gasto está descrito no quadro 1. O Valor dos itens doados ultrapassava na época R\$ 2 milhões.

Quadro 1 - Gasto com a importação do laboratório de EMC

Serviço/Produto	Preço pago pela UFPR
1- Desmontagem da câmara anecoica pelo seu fabricante (Albatross)	R\$35.000,00
2 - Embalagem dos equipamentos por empresa especializada (dpl Weinzierl Verpackungen GmbH)	R\$57.179, 27
3 - Transporte Munique – Curitiba (via marítima)	R\$ 33.335,00
4 - Compra de peças de reposição (Albatross)	R\$70.100,00
5 - Remontagem acompanhada pelo supervisor do fabricante (Albatross)	Realizado pelos docentes e discentes do curso
TOTAL:	R\$ 195.614, 27



FIGURA 1 - FOTO DO LABORÁTÓRIO DOADO A UFPR – AINDA MONTADO EM MUNIQUE



FIGURA 2 – CAIXAS DE MADEIRA ONDE ESTAVAM ARMAZENADOS OS EQUIPAMENTOS NO CAMPUS PIRAQUARA



FIGURA 3 – PARTES DO LABORATÓRIO ARMAZENADAS NA SALA PK6



FIGURA 4 – INÍCIO DA MONTAGEM DO LABORATÓRIO (SET/2017)



FIGURA 5 – INÍCIO DA MONTAGEM DO LABORATÓRIO (SET/2017)



FIGURA 6 – FINALIZAÇÃO DA MONTAGEM - EXTERNO (ABRIL/2018)



FIGURA 7 – FINALIZAÇÃO DA MONTAGEM - INTERNO (ABRIL/2018)



FIGURA 8 – INAUGURAÇÃO (18/04/2018) – DA ESQUERDA PARA DIREITA:
Prof. Marlio Bonfim, Sr. Milton Parolin - UNIFY, Reitor da UFPR Prof. Ricardo Marcelo e Prof. Bruno Ricobom

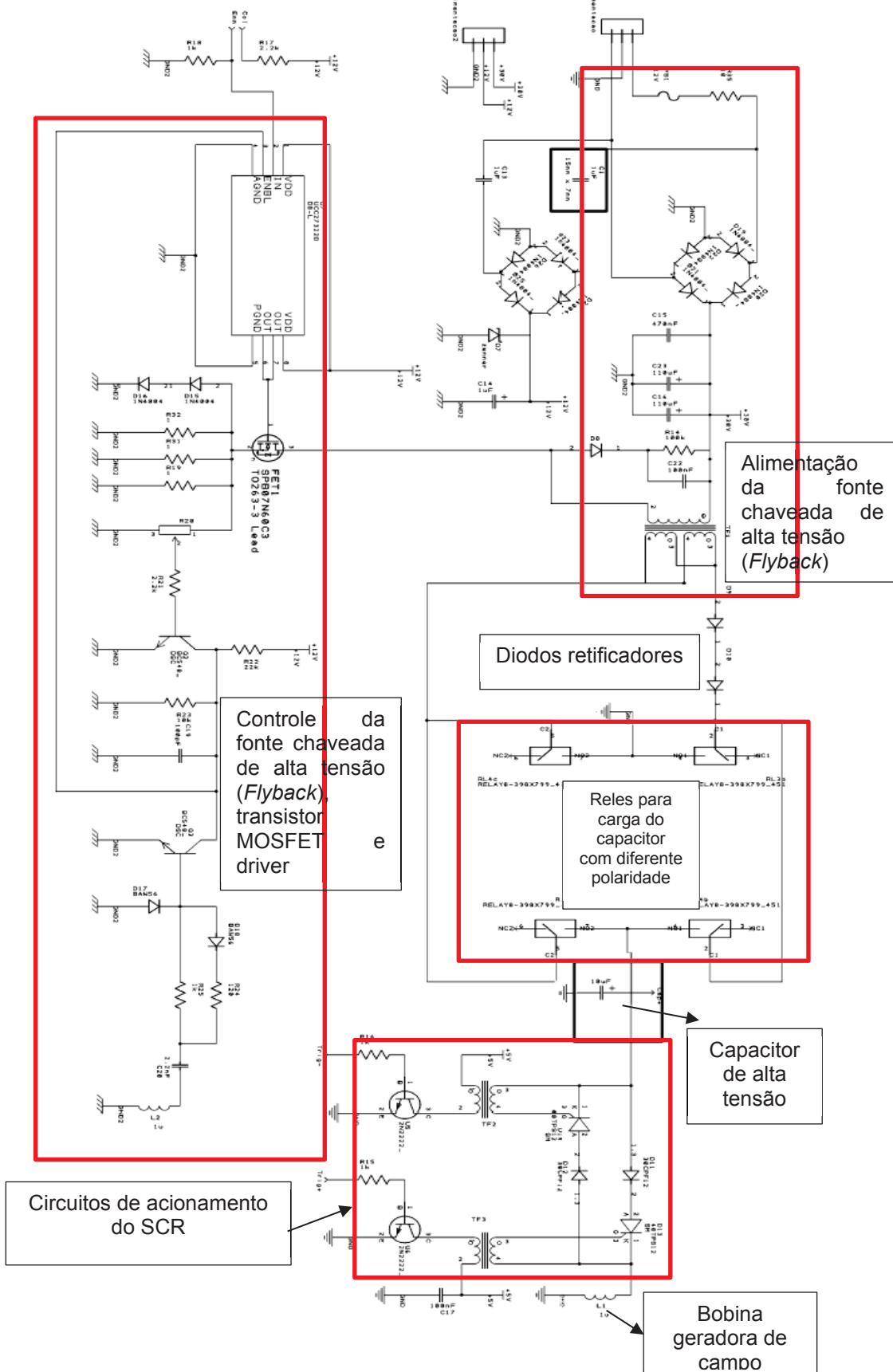
IV – Lista dos equipamentos doados à UFPR (laboratório de compatibilidade eletromagnética - LCE)

Qtd.	Item	Fabricante	Modelo	Número de Série	Descrição
1	Câmara Anecóica	Albatross Projects	B83117-S1-M3XX	P20238	Câmara blindada anecóica para testes de compliance EMC em equipamentos, na faixa de rádio-frequência (RF) (Incluindo acessórios)
1	Antena Horn	Amplifier Research	AT4002A	309304	Antena de microondas tipo Horn, de 800 MHz a 5 GHz, utilizada para testes de RF em câmara blindada.
1	Amplificador 1-1000MHz	Amplifier Research	100W1000	n/d	Amplificador de RF portátil de alto ganho e linearidade usado em testes de RF, de 100W, até 1GHz.
1	Amplificador 0.8-4.2GHz	Amplifier Research	50S1G4A	309359	Amplificador de RF portátil de alto ganho e linearidade usado em testes de RF, de 50W, até 4.2GHz.
1	Acoplador Direcional de RF 0.8-4.2GHz	Amplifier Research	DC7144M 1	308574	Acoplador direcional de RF, de 0.7 a 4.2GHz para 400W, utilizado para medições de RF.
1	Antena Bilog	Chase EMC	X-Wing BiLog CBL6140	1013	Antena modelo X-Wing para testes de imunidade de EMC em RF. Pode também ser usada para testes de emissão.
1	Controladora	ETS-Lindgren	Multi Device Controller 2090	00052548 Model 2175-94/ 2090	Equipamento controlador de posicionamento de torres de antena e plataformas giratórias, para medição de EMC.
1	Turn Table	Heinrich Deisel	DT312F	312/353/95	Plataforma giratória para testes de conformidade EMI, ideal para pequenos equipamentos sob teste, de acordo com as normas ANSI C63.4, FCC e requisitos VDE.
1	Controladora Turn Table	Heinrich Deisel	HD 050	050/320/95	Equipamento controlador de posicionamento de torres de antena e plataformas giratórias, para medição de EMC.
1	Conversor Ethernet-fibra ótica	Pontis	For Ethernet 100/1000_MM	n/d	Conversor Ethernet-fibra ótica, imune a interferências e emissão eletromagnética, para uso em testes em câmara blindada.
1	Conversor USB-fibra ótica	Pontis	foUSB-M	n/d	Conversor USB-fibra ótica, imune a interferências e emissão eletromagnética, para uso em testes em câmara blindada.
1	Medidor EMI	Rhode & Schwarz	ESVS30	828488/001	Medidor EMI, realiza medições de compatibilidade eletromagnética com relação às normas EMI tais como CISPR, EN, ETS, FCC, ANSI C63.4, VCCI e VDE.
1	Gerador RF	Rhode & Schwarz	SMU200A	101373 1141.2005.02	Gerador de sinal vetorial, combinando dois geradores independentes em um só equipamento, oferecendo características de banda base e RF incomparáveis.
1	RF Power Meter	Rhode & Schwarz	NRVS	n/d	Medidor de potência (média, pulso, PEP) de alta exatidão, desde nível de tensão DC a 40GHz.
1	Câmera Vídeo Ethernet	Sony	IPELA SNCWR600	n/d	Câmera de vídeo de domo em rede Ethernet de alto desempenho, ideal para vigilância de áreas amplas em ambientes internos essenciais - no caso específico, para monitoramento do ambiente interno da câmara de testes anecóica.
1	Acoplador Direcional de RF 1-1000MHz	Werlatone	C5725-10	n/d	Acoplador Direcional de RF dual de 0.1 a 1000 MHz, com conectores fêmea tipo N nas linhas principais e portas acopladas.
1	Antenna Master	ETS-Lindgren	MiniMast Model 2175	52548	Sistema portátil de plataforma e mastro por controle elétrico, desenhado para ser usado com o controlador Multi-Device Modelo 2090 para testes de conformidade EMI. É projetado para uso com antenas de 1 a 4 metros.
1	Antena Horn	Electro-Metrics	RGA-60	6214	Antena de banda larga linearmente polarizada, desenvolvida e construída especificamente para medições de EMI e testes de compliance. Esta antena versátil é construída de alumínio resistente, o que a torna excelente para uso sob condições de campo severas, e seu tamanho a torna adequada para uso nos espaços limitados de uma câmara blindada.
1	Antena Horn	Electro-Metrics	RGA-60	6215	Antena de banda larga linearmente polarizada, desenvolvida e construída especificamente para medições de EMI e testes de compliance. Esta antena versátil é construída de alumínio resistente, o que a torna excelente para uso sob condições de campo severas, e seu tamanho a torna adequada para uso nos espaços limitados de uma câmara blindada.

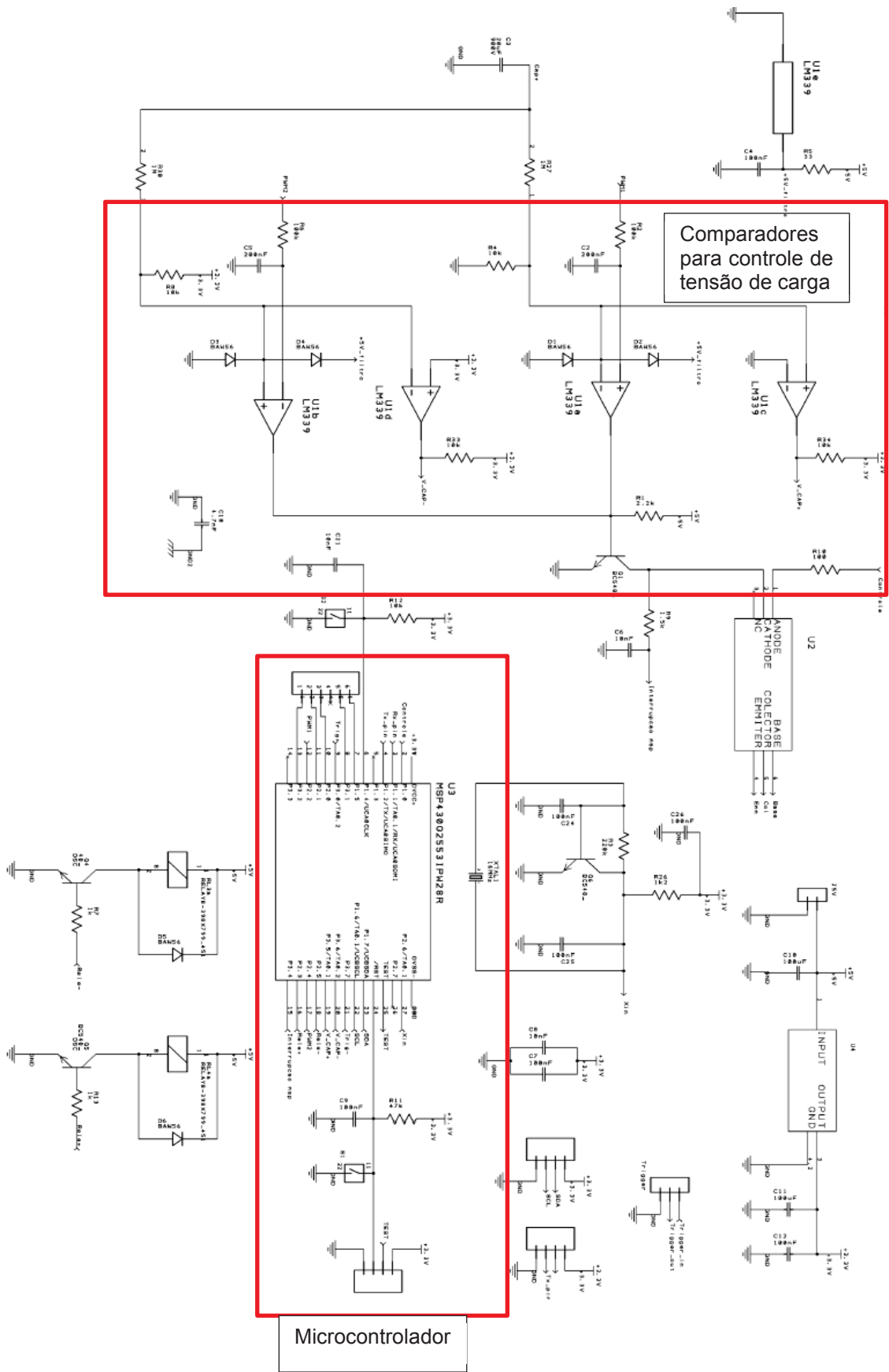
ANEXO

I – Esquemático do gerador de pulsos bipolares – Fonte: Costa (2017)

PARTE DE POTÊNCIA



PARTE DE CONTROLE



Comparadores para controle de tensão de carga

Microcontrolador