

MURIEL BITTENCOURT DE LIZ

**CONTRIBUIÇÃO PARA A REDUÇÃO DA
INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM
FONTES CHAVEADAS**

**FLORIANÓPOLIS
2003**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONTRIBUIÇÃO PARA A REDUÇÃO DA
INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM
FONTES CHAVEADAS**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

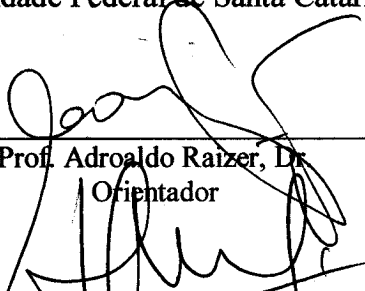
MURIEL BITTENCOURT DE LIZ

Florianópolis, Agosto de 2003

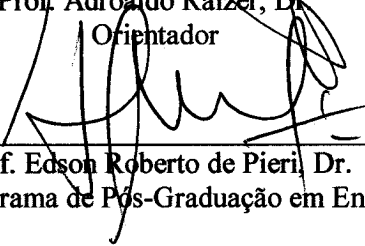
CONTRIBUIÇÃO PARA A REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM FONTES CHAVEADAS

Muriel Bittencourt de Liz

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

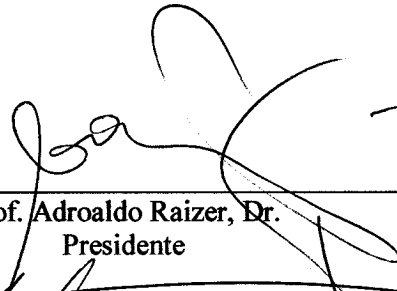


Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
Orientador

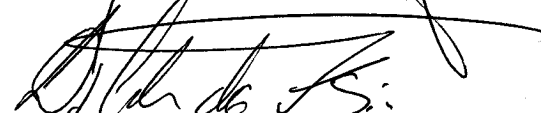


Prof. Edson Roberto de Pieri, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

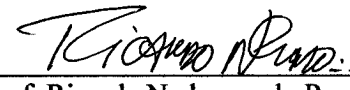
Banca Examinadora:



Prof. Adroaldo Raizer, Dr.
Presidente



Prof. Luiz Carlos de Freitas, Dr.



Prof. Ricardo Nederson do Prado, Dr.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

“If I have been able to see further, it was only because I stood on the shoulders of giants”.

"Tenho a impressão de ter sido uma criança brincando à beira-mar, divertindo-me em descobrir uma pedrinha mais lisa ou uma concha mais bonita que as outras, enquanto o imenso oceano da verdade continua misterioso diante de meus olhos".

Sir Isaac Newton (1643 – 1727)

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Prof. Adroaldo Raizer, pela dedicação, competência e consciência crítica dispensadas na orientação deste trabalho.

Aos amigos *boinas-verdes* do GEMCO: Milton Bley Jr, Hugo A. D. Almaguer, Alexandre Dalla'Rosa e Djonny Weinzierl. Eterna lembrança daquelas conversas regadas ao bom café expresso do CFH/UFSC.

Aos amigos Sérgio Vidal Garcia Oliveira e Kefas Damazio Coelho, do INEP, que contribuíram muito para que este trabalho fosse realizado.

Aos amigos e colegas Xisto L. Travassos, Fábio Brignol de Moraes e Thair I. A. H. Mustafa, pela amizade e pelo apoio. Um agradecimento especial ao amigo Paulo R. Wollinger, pela revisão do texto e pelas recomendações.

Ao Wilson, secretário da Pós-Graduação, pelo bom atendimento e pela grande ajuda nos trabalhos burocráticos exigidos pelo curso.

Aos amigos Sérgio H. L. Cabral e Paulo R. T. Rangel, pela amizade e ajuda na revisão do manuscrito.

Um agradecimento especial para o Prof. Dr. Luis C. M. Schlichting – também conhecido como “Bagrinho”. Sem seu apoio, amizade e eterno bom-humor, tudo teria sido mais difícil. Também agradeço pelo apoio na parte técnica do trabalho. Sem a ajuda deste Mestre na Arte da Eletrônica de Potência, este trabalho não teria sido o mesmo.

À Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), universidade pública, gratuita e de qualidade, pela oportunidade oferecida de poder realizar estudos de pós-graduação de alto nível.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e ao Governo Brasileiro, pelo apoio financeiro e pelo apoio à Ciência e ao Desenvolvimento. Obrigado pela confiança em mim depositada.

À minha família e à minha namorada Laiza. Sem seu amor, apoio e confiança, eu não teria chegado aonde cheguei.

Enfim, a todos que me tenderam a mão..... MUITÍSSIMO Obrigado!

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários
para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

CONTRIBUIÇÃO PARA A REDUÇÃO DA INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA EM FONTES CHAVEADAS

Muriel Bittencourt de Liz

Agosto / 2003

Orientador: Adroaldo Raizer, Dr.

Área de Concentração: eletromagnetismo e dispositivos eletromagnéticos.

Palavras-chave: fontes chaveadas, interferência eletromagnética, compatibilidade eletromagnética.

Número de Páginas: 168

RESUMO: O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação de técnicas para a redução da interferência eletromagnética (EMI) em fontes chaveadas. As fontes chaveadas podem ser caracterizadas como geradoras inerentes de EMI. A EMI gerada pela fonte chaveada pode interferir na própria fonte chaveada e em equipamentos, elétricos ou eletrônicos, que estejam próximos. Existem normas que regulam a EMI gerada por uma fonte chaveada. Assim, tanto do ponto de vista técnico quanto do ponto de vista legal, pode-se perceber que é necessária a aplicação de técnicas para a redução da EMI. Estas técnicas podem ser divididas em duas classes. A primeira classe é a das técnicas preventivas, que consistem basicamente em utilizar as técnicas de redução da EMI desde as primeiras etapas do projeto da fonte (leiaute, elementos, disposição). A segunda classe é a das técnicas corretivas, que consistem no uso de filtros de EMI tanto na entrada da alimentação quanto no próprio circuito da fonte. Através dos resultados experimentais apresentados pode-se verificar que uma redução efetiva da EMI somente foi obtida quando da aplicação em conjunto das duas classes de técnicas de redução da EMI.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering

CONTRIBUTION TO THE REDUCTION OF ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE IN SWITCHED MODE POWER SUPPLIES

Muriel Bittencourt de Liz

August / 2003

Advisor: Adroaldo Raizer, Dr.

Area of Concentration: electromagnetism and electromagnetic devices.

Keywords: switched mode power supplies, electromagnetic interference, electromagnetic compatibility.

Number of Pages: 168.

ABSTRACT: This work tackles the development and implementation of techniques for the reduction of electromagnetic interference (EMI) in switched mode power supplies (SMPS). The SMPS can be characterized as inherent EMI sources. The EMI generated by the SMPS may interfere in the SMPS itself as well as in equipments, electric or electronic, which are close. There are standards that regulate the EMI generated by a SMPS. Therefore, from the technical viewpoint as well as from the legal viewpoint, one can realize that some techniques to reduce EMI to acceptable levels are required. These techniques may be divided in two classes. The first class is formed by preventive techniques, which consist basically in applying EMI reduction techniques since the beginning of the design (layout, circuit elements, disposition of the elements). The second class is formed by corrective techniques, which consist in applying EMI filters in the power entry as well as inside the circuit of the SMPS. Through the experimental results presented one can verify that an effective EMI reduction is only obtained with the application of both classes of EMI reduction.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	1
-------------------	----------

CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO À QUESTÃO DA INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA	6
---	----------

1.1 A INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA – DEFINIÇÕES E FENÔMENO FÍSICO	6
1.2 PERTURBAÇÕES ELETROMAGNÉTICAS	9
1.2.1 ORIGENS E MODELAGEM MATEMÁTICA	9
1.2.2 CLASSIFICAÇÃO	11
1.2.3 ORIGENS FÍSICAS DAS CORRENTES DE MODO COMUM E DAS CORRENTES DE MODO DIFERENCIAL	15
1.3 A COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA	17
1.3.1 CONCEITOS	17
1.3.2 FILOSOFIA DA EMC	20
1.3.3 NORMAS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA	21
1.4 MOTIVAÇÃO AO ESTUDO DA EMI EM FONTES CHAVEADAS	24
1.4.1 REDUÇÃO DA EMI CONDUZIDA EM UMA FONTE CHAVEADA	24
1.4.2 REDUÇÃO DA EMI RADIADA EM UMA FONTE CHAVEADA	30
1.5 CONCLUSÕES	32

CAPÍTULO 2 EQUIPAMENTOS E METODOLOGIA UTILIZADOS NA MEDIÇÃO DA EMI	33
---	-----------

2.1 INTRODUÇÃO	33
2.2 EQUIPAMENTOS PARA MEDIÇÃO DA EMI	35
2.2.1 RECEPTOR DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS (EMI RECEIVER)	35
2.2.2 REDE FICTÍCIA EM “V”	38
2.3 METODOLOGIA PARA MEDIÇÃO DA EMI	39
2.3.1 DISPOSIÇÃO FÍSICA DOS ELEMENTOS EM UM ENSAIO DE EMISSÃO CONDUZIDA	39
2.3.2 CONFIGURAÇÃO DOS PARÂMETROS DO RECEPTOR DE CAMPOS EM UM ENSAIO DE EMISSÃO CONDUZIDA	40
2.3.3 CONFIGURAÇÃO DOS PARÂMETROS DO RECEPTOR DE CAMPOS EM UM ENSAIO DE EMISSÃO RADIADA	44
2.4 CONCLUSÕES	48

CAPÍTULO 3 TÉCNICAS PREVENTIVAS PARA A REDUÇÃO DA EMI	49
--	-----------

3.1 INTRODUÇÃO	49
3.2 COMPORTAMENTO NÃO-IDEAL DOS COMPONENTES	50
3.2.1 CONDUTORES (FIOS E TRILHAS)	50
3.2.2 TRILHAS DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	53
3.2.3 EFEITO DOS TERMINAIS DE UM COMPONENTE	54
3.2.4 RESISTORES	55
3.2.5 CAPACITORES	57

3.2.6	INDUTORES	61
3.2.7	CAPACITÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO	64
3.2.8	INDUTÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO	64
3.2.9	DIODOS	65
3.2.10	MOSFET	66
3.2.11	TRILHAS DE MODO COMUM E DE MODO DIFERENCIAL	67
3.3.	SEGREGAÇÃO DE CIRCUITOS	67
3.3.1	DISPOSIÇÃO DOS COMPONENTES E DAS TRILHAS	70
3.3.2	SUPRESSÃO DA INTERFACE	72
3.3.3	RESUMO DAS TÉCNICAS DE SUPRESSÃO DE INTERFACE	74
3.4	PLANOS DE REFERÊNCIA	74
3.4.1	CRIANDO PLANOS DE REFERÊNCIA APROPRIADOS	75
3.4.2	CONEXÃO DOS PLANOS DE 0V AO CHASSI	77
3.4.3	EFEITO DE BLINDAGEM NOS PLANOS	78
3.4.4	INTERCONEXÃO DE PLANOS EM MONTAGENS COM VÁRIAS PCI'S	79
3.4.5	SEPARAR OU NÃO SEPARAR OS PLANOS DE REFERÊNCIA	79
3.5	DESACOPLAMENTO DA ALIMENTAÇÃO	80
3.5.1	TÉCNICAS DE DESACOPLAMENTO DA ALIMENTAÇÃO	80
3.5.2	PROBLEMAS DE RESSONÂNCIA	81
3.5.3	DESACOPLAMENTO SEM O USO DE PLANOS DE POTÊNCIA	84
3.6	CONCLUSÕES	85

CAPÍTULO 4 TÉCNICAS CORRETIVAS PARA A REDUÇÃO DA EMI: FILTROS DE EMI **86**

4.1	INTRODUÇÃO	86
4.2	PROJETO DO FILTRO, SELEÇÃO E INSTALAÇÃO	86
4.3	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DOS FILTROS	87
4.4	TIPOS DE CAPACITORES PARA FILTROS DE EMI	89
4.5	CONSIDERAÇÕES SOBRE SEGURANÇA (SAFETY)	90
4.6	AS VANTAGENS DAS <i>SOFT-FERRITES</i>	91
4.7	CORRENTES DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL	91
4.8	TÉCNICAS PRÁTICAS PARA O USO DE FILTROS	95
4.9	VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA COM A CORRENTE	95
4.10	PROBLEMAS DE ORDEM PRÁTICA	96
4.11	ATERRAMENTO DO FILTRO	98
4.12	PROCEDIMENTO PRÁTICO PARA PROJETO DE FILTROS DE EMI	99
4.12.1	MEDIÇÃO DA EMI E MODELOS DAS FONTES DE RUÍDO	99
4.12.2	DIFICULDADES NA ESTIMAÇÃO DA EMI CONDUZIDA	101
4.12.3	PROCEDIMENTO PRÁTICO PARA PROJETER FILTROS DE EMI	104
4.12.4	PROCEDIMENTO DE PROJETO	105
4.12.5	EXEMPLO DE PROJETO	106
4.13	CONCLUSÕES	110

CAPÍTULO 5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS **111**

5.1.	INTRODUÇÃO	111
5.2	FONTE α	112
5.2.1	ENSAIO 1	113
5.2.2	ENSAIO 2	113
5.2.3	ENSAIO 3	114
5.2.4	ENSAIO 4	116

5.2.5 ENSAIO 5	117
5.2.6 ENSAIO 6	118
5.2.7 ENSAIO 7	119
5.2.8 ENSAIO 8	120
5.2.9 ENSAIO 9	121
5.2.10 ENSAIO 10	121
5.2.11 ENSAIO 11	122
5.2.12 ENSAIO 12	123
5.3. FONTE β – UNIDADE RETIFICADORA PARA TELECOMUNICAÇÕES	124
5.3.1 ENSAIO 1	127
5.3.2 ENSAIO 2	128
5.3.3 ENSAIO 3	129
5.3.4 ENSAIO 4	131
5.3.5 ENSAIO 5	132
5.3.6 ENSAIO 6	133
5.3.7 ENSAIO 7	134
5.3.8 ENSAIO 8	135
5.3.9 ENSAIO 9	135
5.3.10 ENSAIO 10	136
5.3.11 ENSAIO 11	137
5.4. FONTE γ	138
5.4.1 ENSAIO 1	139
5.4.2 ENSAIO 2	140
5.4.3 ENSAIO 3	140
5.4.4 ENSAIO 4	141
5.5. FONTE δ	142
5.5.1 ENSAIO 1	144
5.5.2 ENSAIO 2	144
5.5.3 ENSAIO 3	145
5.5.4 ENSAIO 4	146
5.5.5 ENSAIO 5	146
5.5.6 ENSAIO 6	147
5.5 CONCLUSÕES	148
<u>CAPÍTULO 6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</u>	<u>150</u>
<u>ANEXO 1 ARTIGOS PUBLICADOS</u>	<u>155</u>
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	<u>157</u>

INTRODUÇÃO

Na história da humanidade, a eletricidade se materializou como tecnologia disponível a partir das últimas décadas do século XIX. Produto do esforço combinado da ciência e da tecnologia, aos poucos se transformou numa valiosa mercadoria destinada a diferentes usos. Representava, simultaneamente, progresso e civilização, tanto por ser uma nova alternativa para as indústrias que cresciam em número e em produção, quanto pela abertura de novas condições para a ocupação dos espaços urbanos, graças aos usos da iluminação pública e privada. Fábricas, ruas e áreas de lazer se ampliaram. O perfil das cidades mudou. Nas residências particulares e nos edifícios públicos a iluminação e diferentes aparelhos elétricos trouxeram conforto e deram asas ao imaginário social. A energia elétrica era o novo ícone da modernidade, com enorme utilidade prática e um forte potencial de sedução, fascinando o povo e as elites. A iluminação artificial, o aquecimento, a transmissão de informação via sinais de rádio e de vídeo, a transmissão da energia elétrica, computadores; tudo isso é resultado direto do desenvolvimento das aplicações da energia elétrica.

Como todo desenvolvimento proveniente do esforço humano, o uso da energia elétrica também exigiu esforços cada vez maiores no sentido de atingir uma melhor eficiência. Buscando essa eficiência, a energia elétrica que inicialmente era gerada e transmitida em forma de corrente contínua (CC), passou a ser gerada e transmitida em forma de corrente alternada (CA), que passou a ser o padrão da transmissão e da geração de energia elétrica no mundo (com algumas exceções).

O uso da energia elétrica em forma de corrente alternada não apresenta maiores problemas, desde que as cargas alimentadas tenham características lineares. Com a difusão e uso de equipamentos eletrônicos (computadores, videocassetes, televisores, reatores eletrônicos, fontes chaveadas, etc.) que necessitam de tensões contínuas para operar, houve a necessidade de se utilizar conversores de energia, sejam eles fontes lineares ou fontes chaveadas, para suprir as tensões CC que tais equipamentos exigem. As fontes lineares possuem baixa eficiência e relação volume/peso elevada, fato este que motivou o uso de fontes chaveadas, que possuem elevada eficiência e relação peso/volume reduzida. Porém, a fonte chaveada não apresenta uma característica linear para a rede de distribuição, e assim, devido aos processos de retificação da forma de onda de tensão da rede e do chaveamento da forma de onda de tensão CC, a fonte chaveada gera uma grande quantidade de componentes harmônicos.

Tais componentes harmônicos de frequência, por sua vez, são prejudiciais ao sistema elétrico (geram sobre-aquecimento de condutores, sobrecargas, e até mesmo acidentes). Além disso, estes componentes harmônicos causam interferências, pois podem se propagar por condução (via cabos de alimentação) e por radiação (propagação de ondas eletromagnéticas pelo ar). Portanto, estes componentes harmônicos podem gerar interferências, que podem ser classificadas em três tipos:

- Equipamento-ambiente;
- Ambiente-equipamento;
- Equipamento-equipamento;

A ocorrência de tais interferências foi, em princípio, deixada de lado, pois estavam relacionadas a casos isolados. Porém, a partir da década de 70 do século XX, a indústria começou a se preocupar com os problemas gerados por interferências eletromagnéticas. Este fato é devido ao início da produção em larga escala de equipamentos eletro-eletrônicos que, de alguma maneira, degradam a forma de onda senoidal da rede de alimentação elétrica (achatamento do pico da tensão senoidal) ou interferem com outros equipamentos.

Nesta mesma época, alguns especialistas começaram a estudar meios de reduzir tais interferências a níveis aceitáveis e tomaram conhecimento de normas que limitam a energia eletromagnética gerada por equipamentos que possam interferir em um receptor de rádio. Estas normas foram adaptadas e, atualmente, são utilizadas para limitar a energia eletromagnética gerada por qualquer equipamento eletro-eletrônico. Esta área do conhecimento, que se propõe a fazer com que um equipamento funcione corretamente em seu ambiente (não gere interferências e nem seja atingido por elas) denomina-se Compatibilidade Eletromagnética – (*Electromagnetic Compatibility – EMC*).

Este trabalho é resultado de uma demanda, cada vez maior, de soluções para os problemas gerados por Interferências Eletromagnéticas (*Electromagnetic Interference – EMI*). Especificamente, este trabalho é uma contribuição para a redução das interferências eletromagnéticas geradas por fontes chaveadas, através do uso de técnicas que podem ser utilizadas desde a fase de projeto das fontes.

Para atingir tal objetivo, foi realizado um levantamento bibliográfico de técnicas de redução de interferências eletromagnéticas. Em uma etapa posterior, foram

realizadas várias baterias de medições de emissões eletromagnéticas em fontes chaveadas, principalmente medições de emissões conduzidas, para verificar se a interferência eletromagnética é realmente um problema. Realizados tais testes, foi possível constatar que a maioria das fontes chaveadas não está em conformidade com as normas que limitam a interferência eletromagnética gerada. Foi também possível perceber que não há nenhum trabalho disponível que trate da redução de interferências desde a fase de projeto do conversor, o que evidencia a originalidade do tema da Tese.

Para conduzir o trabalho de reduzir as interferências eletromagnéticas desde a fase de projeto, é necessário saber responder a algumas perguntas básicas:

- O que é a interferência eletromagnética?
- Como ela age?
- Como ela se propaga?

Com o propósito de responder estas perguntas, tem início o Capítulo 1, onde as definições de EMI e de conceitos associados são apresentadas. Em seguida, a EMI é abordada em seu aspecto de fenômeno físico, e é dividida em interferência de modo comum e interferência de modo diferencial. Para lidar com o problema da EMI, é apresentado o conceito de EMC, assim como sua filosofia e as normas que regulam a emissão de energia eletromagnética por fontes chaveadas. O Capítulo 1 é encerrado com a apresentação de dois exemplos de aplicação de técnicas de redução da EMI em fontes chaveadas. No primeiro exemplo, a EMI conduzida é reduzida com a utilização de um filtro de EMI. O conceito de filtro de EMI será abordado detalhadamente no Capítulo 4. Cada elemento do filtro é adicionado em um processo passo a passo, até que o filtro esteja completo e as emissões conduzidas estejam em conformidade com a norma utilizada. No segundo exemplo, a EMI radiada é reduzida com a utilização de técnicas de redução da EMI. Após a implementação das técnicas, as emissões radiadas ficaram em conformidade com a norma utilizada. As técnicas de redução da EMI utilizadas serão detalhadas no Capítulo 3.

O Capítulo 2 trata de apresentar os equipamentos e a metodologia utilizados no processo de medição das emissões eletromagnéticas. Tanto os equipamentos quanto a metodologia de medição estão delineados nas normas CISPR 16-1 [11] e CISPR 16-2 [12]. É feita uma explanação do funcionamento do Receptor de Campos Eletromagnéticos, equipamento este que realiza efetivamente a medição das emissões

eletromagnéticas. Também é abordado o funcionamento da Rede Fictícia em “V”, também conhecida como *LISN (Line Impedance Stabilization Network)*. Finalmente, o procedimento a ser utilizado na medição de emissões, tanto conduzidas quanto radiadas, é explicado e detalhado.

O Capítulo 3 apresenta as técnicas preventivas para redução da EMI em fontes. Primeiramente, é abordado o comportamento não-ideal dos componentes eletrônicos, ou seja, a variação da resposta dos componentes eletrônicos com a variação da frequência. O efeito da não-idealidade dos componentes é essencial para o entendimento de várias interferências que ocorrem em casos práticos e, em princípio, são de difícil explicação. Tais interferências são devidas a elementos parasitas que não são de conhecimento do projetista, e que são verificadas somente quando o equipamento eletrônico está em operação. A seguir, são apresentadas várias técnicas de redução da EMI recolhidas das referências bibliográficas e da experiência do autor. Por serem mais eficientes se aplicadas desde o início do projeto da fonte chaveada, tais técnicas são denominadas de técnicas preventivas.

O Capítulo 4 introduz o conceito de filtros de EMI. Como os filtros geralmente são utilizados somente quando a fonte chaveada já está pronta para operação, sua aplicação neste trabalho será denominada de técnicas corretivas para a redução da EMI. Os filtros de EMI são constituídos por um arranjo de componentes tais como indutores, resistores e capacitores, que são colocados na entrada da alimentação da fonte chaveada para evitar que as emissões eletromagnéticas conduzidas se propaguem para fora da fonte chaveada. É mostrado que de acordo com o modo de propagação da EMI conduzida (modo diferencial ou comum), um certo tipo de topologia de filtro deve ser utilizada. Geralmente, como os dois modos de propagação estão presentes, deve-se utilizar dois estágios para o filtro, cada estágio servindo para atenuar um modo de propagação específico. Os tipos de capacitores para uso específico em filtros de EMI são apresentados. Finalmente, sugere-se um procedimento prático para projeto de filtros de EMI, seguido de exemplos de projeto. Dos resultados apresentados pelos exemplos de projeto e do texto do Capítulo, pode-se verificar que o projeto de um filtro para EMI não é uma tarefa trivial, pois existem várias variáveis que não são disponíveis para o projetista. Mesmo assim, o projeto do filtro oferece bons resultados quando aplicado criteriosamente.

O Capítulo 5 tem como objetivo aplicar as técnicas de redução da EMI apresentadas nos Capítulos 3 e 4. Para tanto, foram realizadas dezenas de ensaios com fontes chaveadas de diferentes potências e topologias. Os ensaios apresentados aqui foram escolhidos, no nosso entender, por serem representativos na aplicação das

técnicas de redução da EMI abordadas. No início deste trabalho de doutoramento, pensou-se em utilizar um modelo de fonte chaveada idealizado para implementar as técnicas de redução da EMI. Porém, logo em seguida optou-se por se utilizar fontes chaveadas comerciais, que foram gentilmente cedidas por seus fabricantes. As fontes chaveadas comerciais possuem várias restrições, tais como: dimensões físicas limitadas da placa de circuito impresso; componentes eletrônicos com preços acessíveis; restrições no preço final da fonte, etc. Tais restrições, na verdade, foram os motivos da escolha destas fontes comerciais, pois elas mostram as limitações da aplicação das técnicas de redução da EMI no dia-a-dia do engenheiro.

Finalmente, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões gerais e as sugestões para trabalhos futuros.

No Anexo 1, estão listadas todas as publicações geradas durante este trabalho de Doutorado, que incluem artigos publicados em anais de congressos nacionais e internacionais.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO À QUESTÃO DA INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA

1.1 A Interferência Eletromagnética – Definições e Fenômeno Físico

O objetivo deste capítulo é fazer uma introdução conceitual ao problema da interferência eletromagnética (EMI) e descrever o fenômeno físico “interferência eletromagnética”.

Segundo a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) [15], tem-se as seguintes definições:

- Ambiente eletromagnético: Conjunto de fenômenos eletromagnéticos existentes em um dado local.
- Ruído eletromagnético: Fenômeno eletromagnético variável no tempo, aparentemente não contendo informação e capaz de superpor-se a um sinal desejado ou de combinar-se com o mesmo.
- Sinal não desejado: Sinal capaz de prejudicar a recepção de um sinal desejado.
- Sinal interferente: Sinal que prejudica a recepção de um sinal desejado.
- Perturbação eletromagnética: Fenômeno eletromagnético capaz de degradar o desempenho de um dispositivo, equipamento ou sistema, ou de afetar desfavoravelmente matéria viva ou inerte.
Nota: Uma perturbação eletromagnética pode ser um ruído eletromagnético, um sinal não desejado ou uma modificação do próprio meio de propagação.
- Interferência eletromagnética (EMI): Degradação do desempenho de um equipamento, canal de transmissão ou sistema; causada por uma perturbação eletromagnética.

Nota: Os termos “perturbação eletromagnética” e “interferência eletromagnética” designam, respectivamente, causa e efeito, e não devem ser utilizados indiscriminadamente.

- Compatibilidade eletromagnética (EMC): Capacidade de um dispositivo, equipamento ou sistema para funcionar satisfatoriamente no seu ambiente eletromagnético, sem introduzir perturbação eletromagnética intolerável em tudo que se encontre nesse ambiente.
- Emissão (eletromagnética): Fenômeno pelo qual a energia eletromagnética emana de uma fonte.
- Radiação (eletromagnética): 1. Fenômeno pelo qual a energia emana de uma fonte para o espaço sob a forma de ondas eletromagnéticas. 2. Energia transferida através do espaço sob a forma de ondas eletromagnéticas.
- Interferência intersistemas: Interferência eletromagnética que ocorre num sistema devido a uma perturbação eletromagnética produzida por outro sistema.
- Interferência intra-sistema: Interferência eletromagnética que ocorre num sistema devido a uma perturbação eletromagnética produzida dentro do próprio sistema.
- Ruído natural: Ruído eletromagnético cuja fonte reside em fenômenos naturais e não naqueles produzidos artificialmente.
- Ruído artificial: Ruído eletromagnético produzido artificialmente.
- Célula TEM: Recinto fechado, freqüentemente constituindo uma linha coaxial retangular, no qual uma onda se propaga em modo eletromagnético transversal, a fim de produzir um campo especificado para os ensaios.
- Rede Fictícia: Rede inserida no cabo de alimentação elétrica de um equipamento sob ensaio e que fornece, em uma dada faixa de freqüências, uma impedância de carga especificada, para medição de tensões de perturbação e que pode desacoplar tal equipamento da rede elétrica, naquela faixa de freqüências.
- Rede Fictícia em V: Rede fictícia que possibilita medir separadamente as tensões entre cada condutor e a terra.
- Plano (de referência) de terra: Superfície condutiva plana, cujo potencial é utilizado como uma referência comum.
- Corrente de modo diferencial: Em um cabo de dois condutores, ou para dois condutores particulares em um cabo multicondutor, é a metade da amplitude da diferença dos fasores que representam as correntes em cada condutor.

- Corrente de modo comum: Em um cabo tendo mais que um condutor, incluindo blindagens onde houver, é a amplitude da soma dos fasores representando as correntes de cada um dos condutores.
- Faixa de passagem (de uma emissão ou sinal): Largura da faixa de frequência fora da qual o nível de qualquer componente espectral não excede um percentual especificado de um nível de referência.
- Perturbação de faixa larga: Uma perturbação eletromagnética de largura de faixa maior que aquela de um dado equipamento de medição, receptor ou dispositivo susceptível.
- Perturbação de faixa estreita: Uma perturbação eletromagnética, ou componente espectral de uma perturbação, de largura de faixa menor ou igual àquela de um dado equipamento de medição, receptor ou dispositivo susceptível.

Existem várias fontes de emissões eletromagnéticas, naturais e artificiais (produzidas pelo homem). Sabe-se que as descargas atmosféricas, o fechamento e abertura de relés, o acionamento de motores elétricos CC, os reatores (*ballasts*) de lâmpadas fluorescentes, etc. geram ondas eletromagnéticas ricas em conteúdo espectral (emissões de banda larga). Também existem fontes de emissões eletromagnéticas de banda estreita, tais como as linhas de transmissão de alta tensão, que geram emissões eletromagnéticas na frequência de transmissão (60Hz). Os geradores de sinais de rádio e televisão transmitem as emissões desejadas pela modulação da informação (voz, vídeo, música, etc.) em uma frequência portadora. Os receptores de rádio interceptam estas ondas eletromagnéticas, amplificam-nas e extraem a informação que está codificada na onda.

Outra fonte de emissão eletromagnética, cada vez mais significativa, está associada aos conversores estáticos de energia. O principal objetivo de um conversor estático é processar a energia elétrica. Eles convertem a forma de energia elétrica fornecida por uma fonte para a forma de energia requerida por uma carga. Este processamento pode fornecer várias combinações: CA/CA (corrente alternada para corrente alternada), CA/CC (corrente alternada para corrente contínua), CC/CC (corrente contínua para corrente contínua) e CC/CA (corrente contínua para corrente alternada). De todas estas combinações, a classe mais ampla se constitui dos conversores CA/CC/CC, mais conhecidos como fontes chaveadas. Estas fontes estão presentes em praticamente todo equipamento eletrônico alimentado pela rede de

alimentação CA – desde rádios até grandes computadores. Elas também são utilizadas amplamente em controles industriais de processos [10].

As fontes chaveadas são utilizadas porque oferecem muitas vantagens em relação às fontes lineares [79], [80]. Destas vantagens, avultam-se o volume e o peso reduzidos. Como o transformador das fontes lineares deve converter a tensão de entrada (60Hz) para o nível desejado de tensão, o núcleo do transformador necessário para tanto pode ter dezenas de quilogramas de aço-silício. Por outro lado, as fontes chaveadas retificam a tensão senoidal de entrada (60Hz) para uma tensão CC e então transformam essa tensão CC em uma onda quadrada de alta frequência, com uma frequência fundamental que pode ir de 10kHz até centenas de kHz. Como esta frequência de chaveamento se propaga através do transformador, o núcleo do transformador é pequeno em comparação ao núcleo para 60Hz, possuindo algumas gramas de ferrita. A tensão (onda quadrada) no secundário do transformador é então retificada e filtrada para se obter a tensão CC de saída desejada. Além disto, a fonte chaveada é mais eficiente – tipicamente 90% versus 30-50% para uma fonte linear [10]. Todavia, a fonte linear é imbatível em aplicações sensíveis a ruídos eletromagnéticos.

Este trabalho tem seu foco no estudo de técnicas de redução da EMI conduzida gerada pelos conversores CA/CC/CC, mais conhecidos como Fontes Chaveadas (*Switched Mode Power Supplies – SMPS*).

1.2 Perturbações Eletromagnéticas

1.2.1 Origens e Modelagem Matemática

Uma onda senoidal pura (sem distorção), de uma certa frequência e de uma certa amplitude, não possui componentes harmônicos acima da frequência fundamental. Se uma onda senoidal for retificada, componentes harmônicos pares são produzidos. Uma forma de onda quadrada, por outro lado, consiste de uma frequência fundamental e contém todos os componentes harmônicos ímpares desta frequência. Entre estes extremos estão diversas formas de onda: retangular, trapezoidal, oscilatória decorrente de um pulso ou transiente; tais formas de onda possuem combinações de componentes harmônicos pares e ímpares. Quando uma tensão ou

corrente muda de amplitude abruptamente em relação ao tempo, as mudanças nas derivadas de tensão (dv/dt) e corrente (di/dt) produzem componentes harmônicos de natureza elétrica ou magnética, respectivamente. Estas formas de onda são geralmente produzidas pelos diodos da ponte retificadora de entrada, pelos diodos retificadores do estágio de potência e pelos dispositivos semicondutores que operam em comutação. Se o espectro de freqüências das formas de onda de excitação for conhecido, o espectro de freqüências da resposta pode então ser previsto e a própria resposta ser determinada. Para isto, é necessária a conversão da grandeza mostrada no domínio do tempo para o domínio da freqüência [9].

Uma forma de onda arbitrária $f(t)$, que é função do tempo, pode ser convertida para o domínio da freqüência (função da freqüência) através da transformada de Fourier utilizando a relação (1.1) [9].

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (1.1)$$

O valor absoluto de $|F(\omega)|^2$ é proporcional à energia do sinal $f(t)$ que está associado com a freqüência angular ω . As seguintes relações entre a função $f(t)$ e sua distribuição na freqüência podem ser enumeradas [9]:

- Quanto maior for a duração de um sinal, maior é a energia que está concentrada nas suas componentes de baixa freqüência.
- Quanto menores forem os tempos de subida e descida do sinal, maior é a energia que está concentrada nas suas componentes de alta freqüência.

A última relação citada leva à conclusão que somente aqueles sinais, pulsos ou transientes que possuam formas de onda com mudanças bruscas vão gerar uma EMI apreciável em altas freqüências. Uma forma de onda no domínio do tempo e a forma de onda correspondente no domínio da freqüência, no caso uma forma de onda trapezoidal, é mostrada na Fig. 1.1 [9].

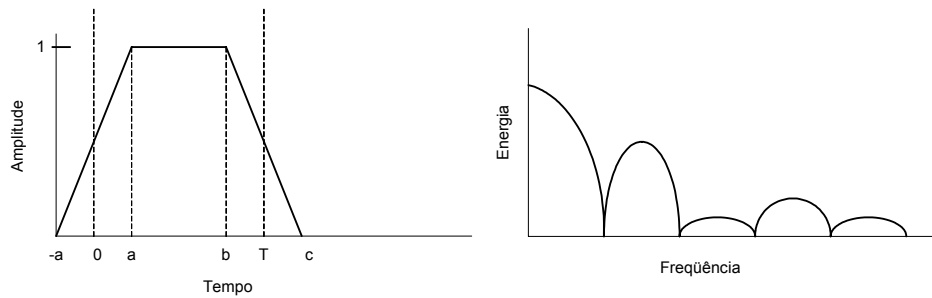


Fig. 1.1 – Forma de onda trapezoidal, representada no domínio do tempo e no domínio da frequência.

A equação (1.1) pode ser expandida baseada no pulso trapezoidal da Fig. 1.1. Assim, o valor absoluto da função pode ser obtido (1.2) [9].

$$|F(\omega)| = \frac{1}{\pi\omega^2\tau} \text{sen}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (1.2)$$

A inspeção de (1.2) revela que o primeiro termo decai à medida que f aumenta; o segundo termo é uma função dos tempos de subida e descida τ , mas também varia em magnitude à medida que f aumenta; e o último termo é uma função do período T . Percebe-se também que o último termo é unitário em harmônicos ímpares e é nulo em harmônicos pares de f , em relação a T [9].

A magnitude do pulso trapezoidal da Fig. 1.1 é relativa. Como os harmônicos de alta frequência podem ter um valor baixo de amplitude, estes valores são normalmente convertidos para decibéis de unidades apropriadas para serem apresentados em um receptor de campos eletromagnéticos [9].

1.2.2 Classificação

As perturbações eletromagnéticas possuem seu espaço no espectro eletromagnético de frequências. A EMI se manifesta e é estudada e normalizada na faixa de frequências que se estende de 9kHz a 1GHz, aproximadamente. Na Fig. 1.2 pode-se observar a faixa de frequência ocupada pela EMI.

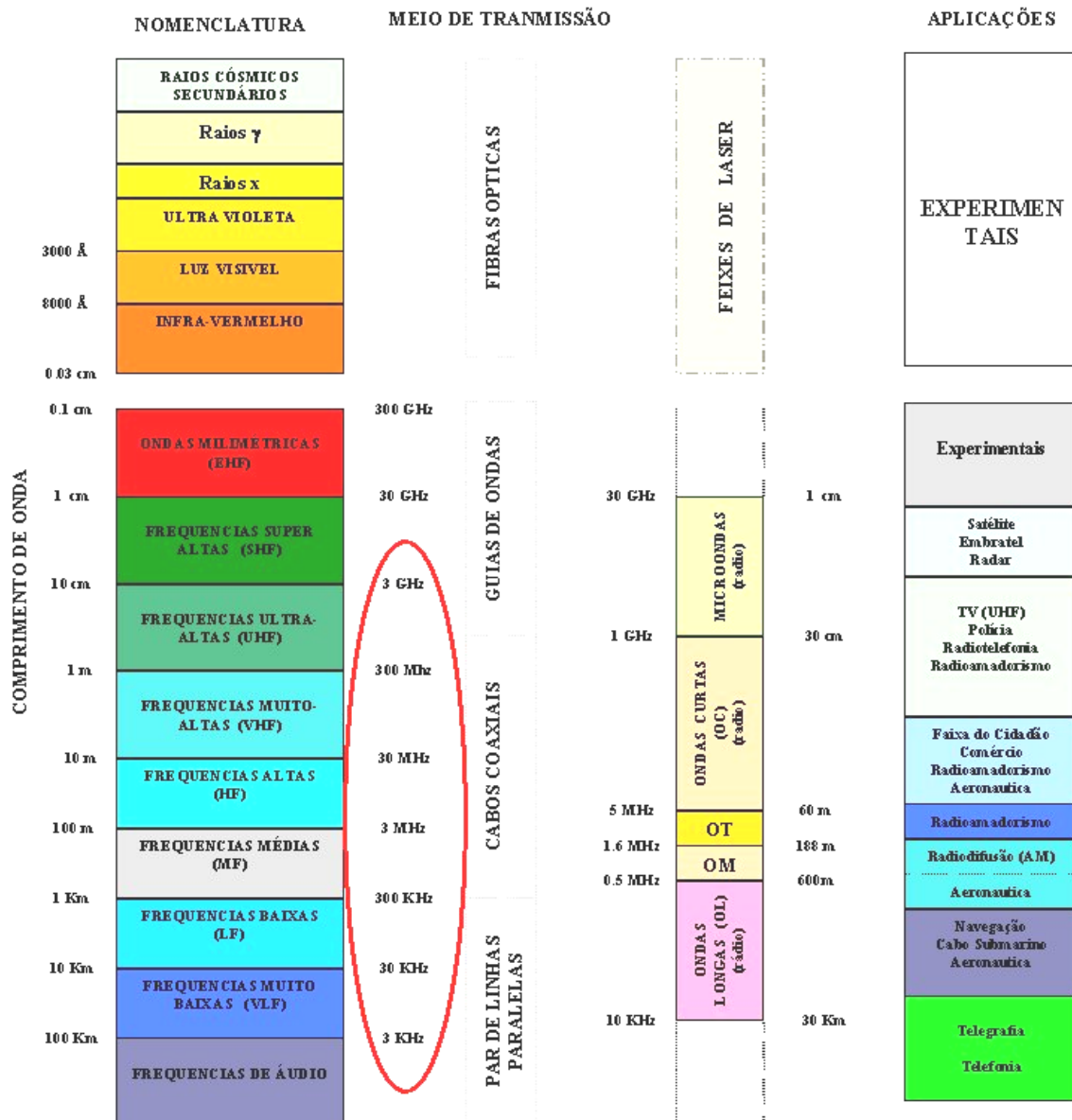


Fig. 1.2 – Espectro Eletromagnético

Esta definição do espaço ocupado pela EMI no espectro eletromagnético de frequências tem por finalidade explicitar que a EMI é apenas uma das manifestações da energia eletromagnética, e possui uma faixa de frequências e correspondentes comprimentos de onda associados. Assim, fica explícito que a teoria de circuitos elétricos, válida para circuitos onde as dimensões físicas são muito menores do que o comprimento de onda associado à frequência de operação, nem sempre vai poder oferecer explicações satisfatórias para alguns fenômenos.

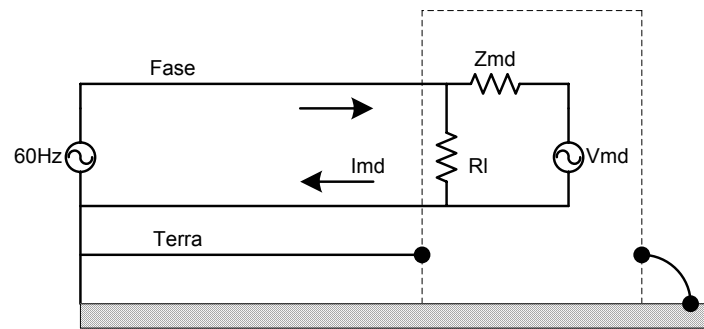
Feito este comentário inicial, pode-se partir para a classificação da EMI. A EMI pode se propagar de duas maneiras: através de emissões conduzidas e emissões radiadas. As emissões conduzidas se propagam através dos terminais de alimentação

da fonte chaveada. As emissões radiadas se propagam através do ar, via ondas eletromagnéticas.

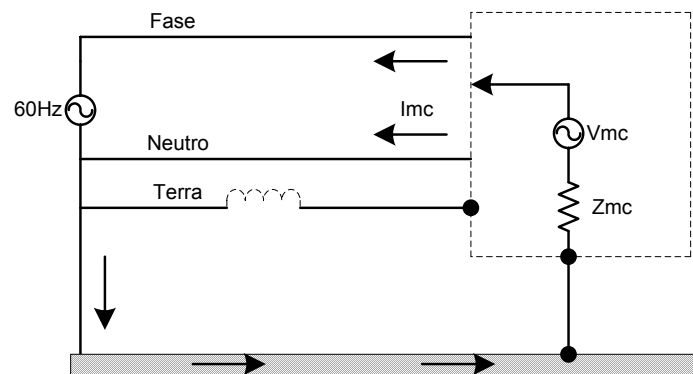
Existem basicamente dois tipos de perturbações eletromagnéticas presentes nos terminais de alimentação de uma fonte chaveada. Tais perturbações se propagam através de correntes de modo comum e correntes de modo diferencial. Quando um filtro for projetado para reduzir as emissões conduzidas geradas por uma fonte chaveada, tal filtro deve ter partes específicas para reduzir as correntes de modo comum e partes específicas para reduzir as correntes de modo diferencial [1], [6], [7], [83].

- **Correntes de Modo Diferencial:** O ruído de modo diferencial é o tipo de ruído mais simples. Ele ocorre entre os terminais de alimentação (fase e neutro), como mostra a Fig. 1.3(a). O ruído de modo diferencial pode também ser denominado de modo normal ou modo longitudinal. Ele é caracterizado por correntes circulando pelos condutores fase e neutro com uma diferença de fase de 180° .
- **Correntes de Modo Comum:** O ruído de modo comum é caracterizado por correntes circulando pelos condutores fase e neutro com uma diferença de fase de 0° , ou seja, as correntes estão em fase. Este modo de propagação está ilustrado nas Figs. 1.3(b) e 1.3(c).

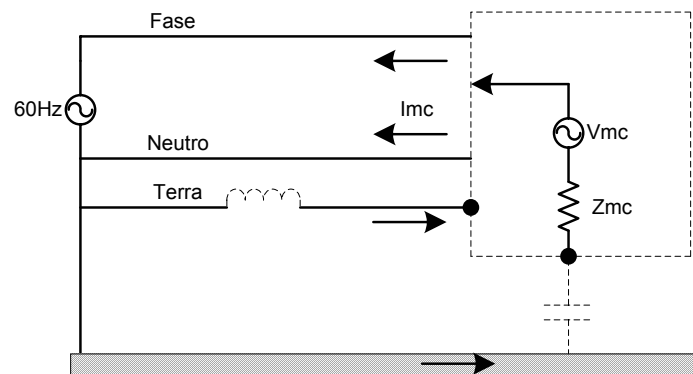
Existem duas subcategorias de ruído de modo comum, denominadas de modo I e modo II. No modo I, a fonte de ruído de modo comum é referenciada à carcaça, que por sua vez está aterrada no plano de terra. A impedância do plano de terra é muito menor do que a impedância referente à indutância do fio terra. Conseqüentemente, o caminho da corrente de retorno é através do plano de terra. Na grande maioria dos casos, o ruído de modo comum tipo I circulando em cabos é a causa de problemas de emissão radiada, dado um bom layout da placa de circuito impresso. Isto porque a grande área de malha criada pelo caminho da corrente de modo comum torna esta malha uma fonte eficiente para radiação das emissões. Por outro lado, as correntes de modo diferencial fecham uma malha de área pequena – o produto entre o comprimento do cabo e a separação entre os condutores.



a. Fonte de ruído de modo diferencial.



b. Fonte de ruído de modo comum tipo I



c. Fonte de ruído de modo comum tipo II

Fig. 1.3 – Fontes de ruído de modo comum e modo diferencial.

O ruído de modo comum tipo II ocorre tipicamente quando a carcaça está isolada do plano de terra. Quando a carcaça é isolada do plano de referência, uma capacitância parasita (na ordem de dezenas de pF) surge em série com o caminho de retorno da corrente através do plano de terra. Esta capacitância gera uma alta impedância, que faz com que a impedância do fio terra seja a menor neste caso, e é pelo fio terra que grande parte da corrente de retorno circula. A área de malha pela qual o ruído de modo comum tipo II circula é muito menor do que a área referente ao ruído de modo comum tipo I, e assim gera menos problemas de emissões radiadas. Em sistemas reais, ambos os modos estão presentes.

1.2.3 Origens Físicas das Correntes de Modo Comum e das Correntes de Modo Diferencial

A Fig. 1.4 [6] ilustra os caminhos da corrente de modo comum no esquemático simplificado de um conversor *buck* isolado. A capacitância existente entre transistor e dissipador é o caminho principal das correntes de modo comum [6].

Embora o caminho de acoplamento esteja identificado na Fig. 1.4, ainda não está clara a maneira pela qual a corrente de modo comum é induzida. Como o transistor é operado como um interruptor no esquemático na Fig. 1.4, a tensão do dreno, V_{DS} , varia da tensão de saturação ($V_{sat} \cong 0$) até o dobro da tensão do capacitor, assumindo uma razão cíclica de 50% e relação de transformação unitária para o transformador. Essa variação de tensão, por sua vez, gera a carga e a descarga da capacitância entre transistor e isolador. Isso faz com que a capacitância entre transistor e isolador afigure-se como a fonte das correntes de modo comum. Os caminhos da corrente de carga e descarga desta capacitância estão indicados na Fig. 1.4.

Muitos outros componentes em uma fonte chaveada podem ser caminhos para as correntes de modo comum [6]. Estas partes usualmente são fixadas na carcaça do equipamento através de um isolador (capacitância parasita) e possuem alguma forma de onda alternada (CA) em si mesmos ou servem de caminho para uma.

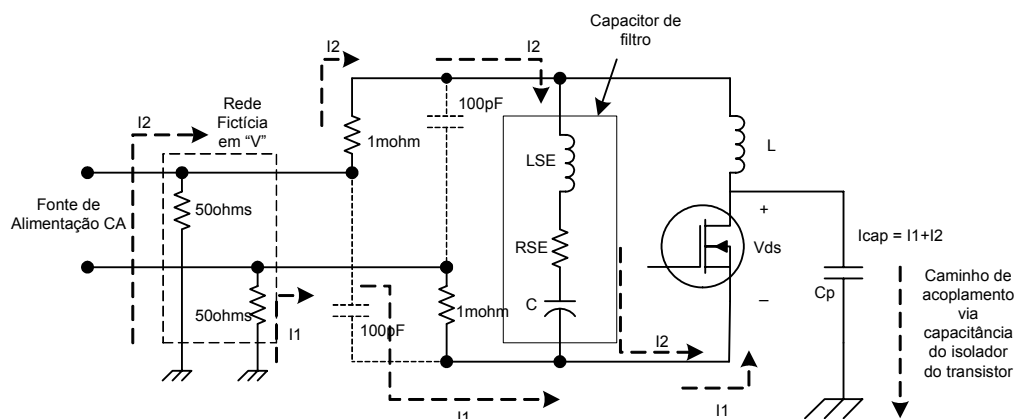


Fig. 1.4 – Conversor *buck* isolado com as correntes de modo comum [6].

A principal fonte das correntes de modo diferencial é a impedância do capacitor de filtro que fica após o estágio retificador [6]. Este fato é ilustrado no esquemático simplificado de um conversor *Buck* isolado, como mostra a Fig. 1.5(a).

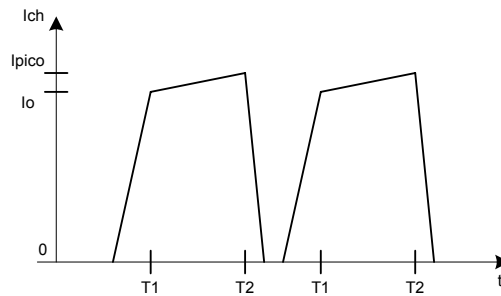
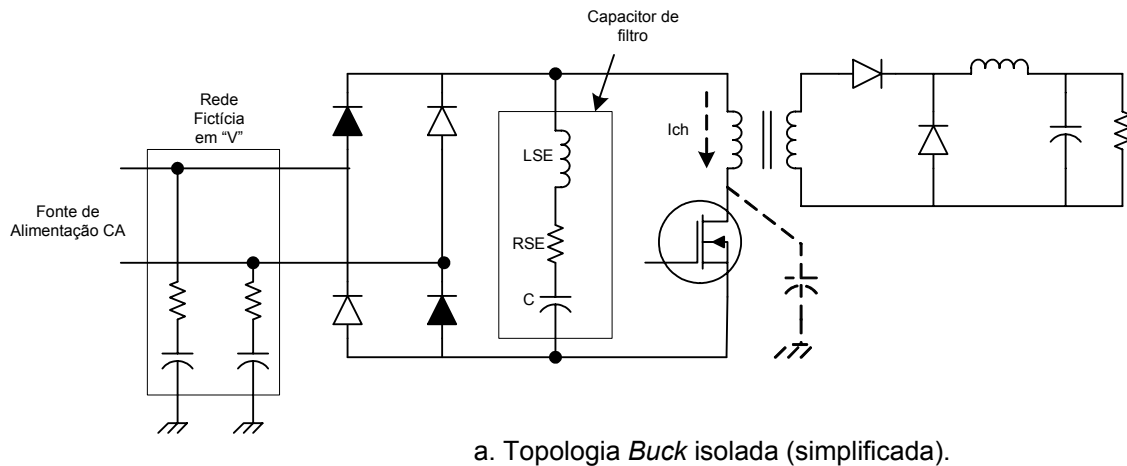


Fig. 1.5 – Modelo das correntes de modo diferencial em um conversor *Buck* isolado [6].

Os elementos parasitas do capacitor de filtro (Indutância Série Equivalente – LSE e Resistência Série Equivalente – RSE) são de importância primordial na estimativa das emissões de modo diferencial. A Fig. 1.5(b) mostra a forma de onda de corrente que circula pelo transistor, I_{CH} . Será mostrado que a componente CA da corrente é dividida entre o capacitor de filtro e a rede fictícia em “V”¹.

Na frequência de chaveamento, a Fig. 1.5(a) pode ser simplificada em: um capacitor de filtro, a impedância de modo diferencial da rede fictícia e a componente CA da corrente chaveada. A ponte retificadora da Fig. 1.5(a) pode ser modelada como uma impedância que consiste de uma resistência série na ordem de miliohms quando polarizada diretamente e uma capacitância série na ordem de 100pF quando polarizada inversamente. Estas simplificações são apresentadas na Fig. 1.6, onde a impedância refletida do secundário foi omitida. A geração da forma de onda pela fonte de corrente leva em conta os efeitos do indutor de saída (filtro) referenciada ao primário.

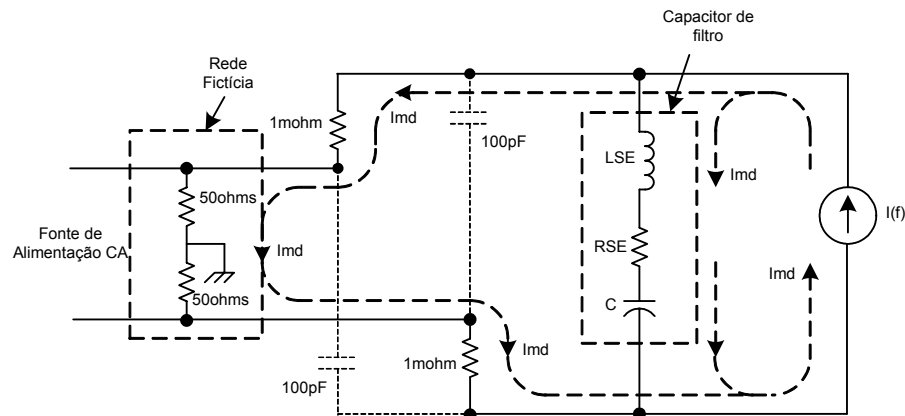


Fig. 1.6 – Esquemático simplificado do conversor *Buck* isolado com correntes de modo diferencial.

Outra fonte de emissões de modo diferencial é a ponte retificadora [6]. A característica de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora irá determinar a magnitude e o conteúdo espectral do ruído gerado pelo diodo. Tipicamente, a capacitância da junção do diodo (C_j) entra em ressonância com a indutância das trilhas da placa de circuito impresso ou com os terminais do diodo (L_{term}), formando um circuito ressonante com fator de qualidade elevado (pico de ressonância). A impedância dessa fonte de ruído é dada por (1.3), que tipicamente é uma impedância de magnitude elevada.

$$Z_{junção} = \sqrt{\frac{L_{term}}{C_j}} \quad (1.3)$$

1.3 A Compatibilidade Eletromagnética

1.3.1 Conceitos

Até agora, foi apresentada uma introdução à problemática da EMI. Também foi abordado o problema da EMI referente às fontes chaveadas. Neste item, será feita uma explanação da solução para o problema da EMI: a Compatibilidade Eletromagnética (EMC).

¹ A rede fictícia em "V" é o instrumento utilizado para medir a EMI conduzida. Ela será abordada em detalhes no Capítulo 2.

A EMC, como uma solução para o problema da EMI, tem seu foco na geração, transmissão e recepção da energia eletromagnética [1]. Estes três aspectos do problema de EMC constituem a estrutura básica de qualquer projeto baseado na EMC (Fig. 1.7).

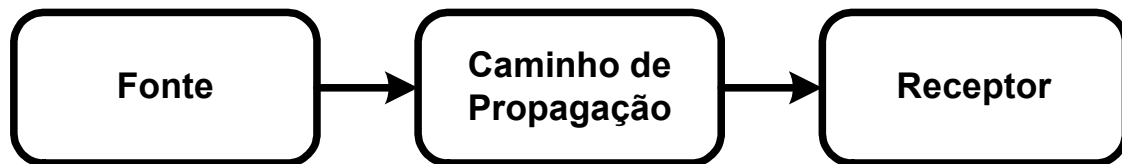


Fig. 1.7 – A decomposição básica do problema da EMC

Uma fonte produz a emissão eletromagnética, e um caminho de propagação transfere a energia da emissão para um receptor, onde esta é processada, resultando assim em um comportamento desejado ou indesejado. A interferência está caracterizada somente se a energia recebida faz com que o receptor se comporte de maneira indesejada. A transferência da energia eletromagnética ocorre freqüentemente via modos de acoplamento não intencionais. Porém, a transferência não intencional de energia causa interferência somente se a energia recebida possui magnitude ou conteúdo espectral suficientes na entrada do receptor para fazer com que o receptor se comporte de maneira indesejada. A transmissão ou recepção não intencional da energia eletromagnética não é necessariamente prejudicial; o comportamento indesejado do receptor é que constitui a interferência propriamente dita [1], [3], [4]. Assim, o processamento da energia recebida pelo receptor é uma parte importante da ocorrência ou não da interferência. Freqüentemente, é difícil determinar, a priori, se um sinal que incide sobre um receptor vai causar interferência neste receptor.

É importante também entender que uma fonte ou um receptor pode ser classificado como intencional ou não intencional. De fato, uma fonte ou receptor pode se comportar de ambos os modos. Se a fonte ou o receptor é intencional ou não, depende do caminho de acoplamento assim como do tipo de fonte ou receptor.

Portanto, existem basicamente três maneiras de prevenir a interferência:

- Suprimir a emissão na fonte.
- Fazer com que o caminho de propagação seja tão ineficiente quanto for possível.
- Fazer com que o receptor seja menos susceptível à emissão.

Com relação à prevenção da interferência, pode-se dividir a transferência de energia eletromagnética em quatro subgrupos:

- Emissões radiadas.
- Susceptibilidade radiada.
- Emissões conduzidas.
- Susceptibilidade conduzida.

Tais subgrupos podem ser visualizados nas Fig. 1.8(a), 1.8(b), 1.8(c) e 1.8(d). As setas representam a propagação do ruído eletromagnético.

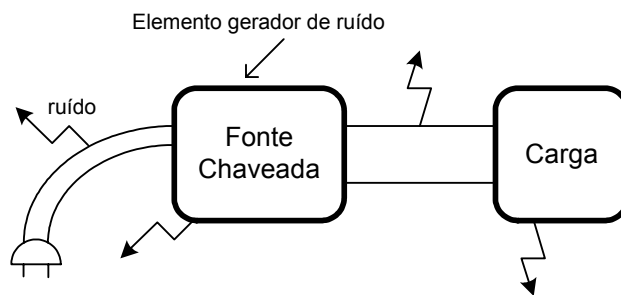


Fig. 1.8(a) – Emissões radiadas.

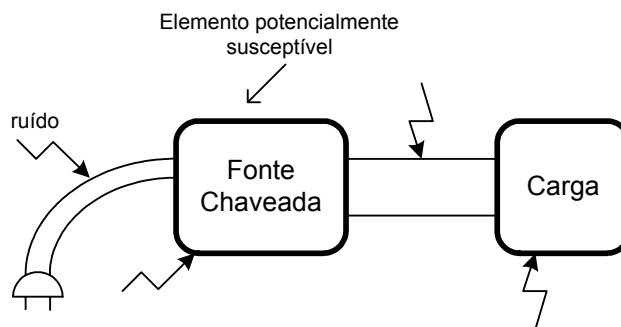


Fig. 1.8(b) – Susceptibilidade radiada.

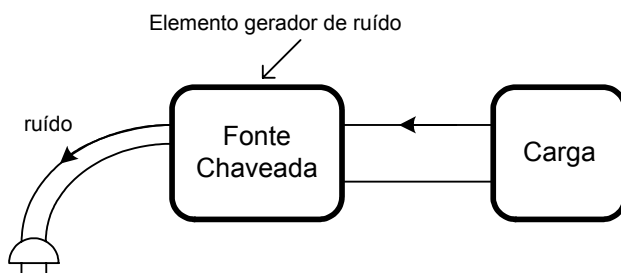


Fig. 1.8(c) – Emissões conduzidas.

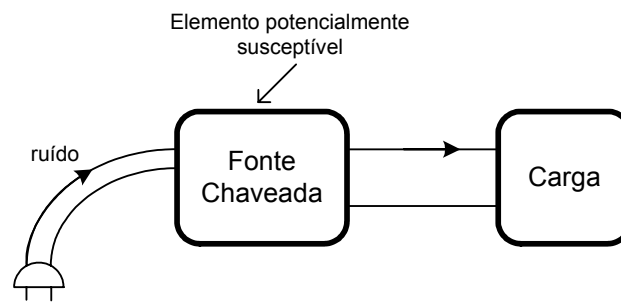


Fig. 1.8(d) – Susceptibilidade conduzida.

Um sistema eletrônico típico consiste de um ou mais subsistemas que se comunicam via cabos e condutores. O meio usual de fornecer energia para estes subsistemas é proveniente da rede de alimentação CA (220Vca ou 127Vca). A fonte chaveada desse sistema eletrônico converte o nível de tensão CA (220Vca, 60Hz na região Sul do Brasil) para os vários níveis de tensão CC necessários para alimentar os componentes eletrônicos internos do sistema. Todos os cabos deste sistema têm o potencial de emitir e/ou captar a energia eletromagnética, e são bastante eficientes nesta tarefa. Quanto maior o comprimento do cabo, mais eficiente é sua emissão e/ou captação da energia eletromagnética.

1.3.2 Filosofia da EMC

Um sistema eletrônico que seja capaz de funcionar em conjunto com outros sistemas eletrônicos, e que não gere ou seja susceptível às perturbações eletromagnéticas, é considerado eletromagneticamente compatível com o seu ambiente eletromagnético.

Um sistema é eletromagneticamente compatível se ele satisfaz os seguintes critérios:

- Ele não causa interferência em outros sistemas.
- Ele não é susceptível a emissões provenientes de outros sistemas.
- Ele não causa interferência a si mesmo.

1.3.3 Normas de Compatibilidade Eletromagnética

Qual a motivação para a criação de normas de Compatibilidade Eletromagnética? Ela decorre da imposição de requisitos adicionais para o projeto de sistemas eletrônicos, além daqueles necessários para que o sistema seja funcional. Esses objetivos adicionais de projeto originam-se da necessidade de que o sistema tenha compatibilidade eletromagnética com o seu ambiente. Há basicamente duas classes de normas de EMC que são impostas em sistemas eletrônicos:

- Aquelas impostas pelas agências governamentais.
- Aquelas ditadas pelo fabricante do equipamento.

As normas impostas pelas agências governamentais são normas legais e não podem ser desprezadas. Essas normas são impostas para controlar a susceptibilidade do equipamento e a interferência produzida por ele. Porém, se um equipamento estiver em conformidade com essas normas de EMC, não há garantias de que o equipamento não vá causar/receber interferência. A conformidade do equipamento só permite controlar as emissões eletromagnéticas que o equipamento gera/recebe. Para um equipamento ser comercializado no Mercado Europeu, por exemplo, deve estar em conformidade com as suas normas de EMC, que estão em vigor desde 1996 [82].

Por outro lado, as normas de EMC que os fabricantes impõem nos seus equipamentos são criadas para satisfazer o consumidor. Elas são impostas com o propósito de garantir um equipamento confiável e de qualidade.

A norma brasileira que trata da Compatibilidade Eletromagnética para fontes chaveadas é a NBR12304 – Limites e Métodos de Medição de Rádio-Perturbação em Equipamentos de Tecnologia da Informática (ETI), editada em abril de 1992 [16]. Esta norma foi baseada na CISPR 22 [20] que será abordada mais adiante neste texto.

Com a disponibilidade de transportes e comunicações globais, o mercado de hoje envolve o mundo todo. Conseqüentemente, as normas de EMC de todos os países são relevantes para os fabricantes de equipamentos eletrônicos. As normas de EMC podem ser divididas em dois setores básicos: aquelas impostas em equipamentos comerciais e aquelas impostas em equipamentos de uso militar.

Há vários detalhes técnicos em cada norma que não serão discutidos aqui, assim pode-se focalizar a atenção nas normas gerais sem entrar em detalhes técnicos

minuciosos. Deve-se enfatizar que as normas estão em um estado de mudança constante, sendo assim necessária uma atualização periódica neste setor [83].

A norma a ser adotada no decorrer deste trabalho será a CISPR 22, ou EN 55022. Após muitos anos de estudos, esta norma é, praticamente, um consenso mundial. A própria FCC (*Federal Communications Commission*), o principal órgão de fiscalização do espectro eletromagnético nos EUA, adotou os limites da CISPR recentemente [95]. A própria NBR12304 é uma tradução da norma CISPR 22. Esta norma aplica-se aos equipamentos de tecnologia da informação (ETI), que predominantemente geram uma multiplicidade de formas de onda periódicas, com pulsação binária, elétrica ou eletrônica, que podem se acoplar não intencionalmente via cabo de alimentação, cabo de sinal e outros condutores, ou via irradiação direta, e podem constituir uma fonte potencial de interferência à recepção de rádio [16].

Os procedimentos são dados para a medição dos níveis das emissões eletromagnéticas geradas pelos ETI e os limites são impostos para a faixa de frequência de 0,15 a 1000MHz para os equipamentos de Classes A e B.

Os equipamentos de Classe A são ETIs que satisfazem os limites de interferência da Classe A mas não satisfazem os limites da Classe B. Em alguns países, tais equipamentos podem estar sujeitos a restrições de vendas/uso. Os limites dos equipamentos de Classe A foram criados para estabelecimentos industriais típicos, nos quais uma distância de proteção de 30m é utilizada. Os limites da Classe A podem ser muito liberais para áreas comerciais e residenciais.

Os equipamentos de Classe B são ETIs que satisfazem os limites de interferência de Classe B. Tais equipamentos não devem estar sujeitos a restrições na sua venda e, geralmente, ao seu uso. Os limites dos equipamentos de Classe B foram criados para áreas residenciais típicas para as quais uma distância de proteção de 10m é usada.

Os ETIs são equipamentos projetados com o propósito de recepção de dados, processamento de dados (computar, transformar, gravar, arquivar, ordenar, armazenar, transferir), e realizar a saída de dados. Os limites para ETIs estão na Tabela 1.1.

TABELA 1.1: Limites da EN 55022, ETIs

Porta de Medição	Faixa de Frequência (MHz)								Notas
	0,15 ↔ 0,5		0,5 ↔ 5		5 ↔ 30		30 ↔ 230	230 ↔ 1000	
	dB μ V		dB μ V		dB μ V		dB μ V/m	dB μ V/m	
	QP ^a	AV ^a	QP	AV	QP	AV	QP	QP	
Alimentação CA, Classe A	79	66	73	60	73	60	-	-	Classe A ^c
Alimentação CA, Classe B	66-56 ^b	56-46	56	46	60	50	-	-	Classe B
Invólucro, Classe A	-	-	-	-	-	-	30	37	a 30m
Invólucro, Classe B	-	-	-	-	-	-	30	37	a 10m

^a QP: Detector de Quase-Pico. AV: Detector de valor médio (Average)

^b O travessão entre dois números (66-56) indica que o limite diminui com o logaritmo da frequência.

^c Classe A: Equipamentos industriais e comerciais. Classe B: Equipamentos residenciais.

Este trabalho pretende fazer um estudo da EMI conduzida e radiada gerada por fontes chaveadas. Porém, as emissões conduzidas terão um espaço maior neste estudo, pois elas são o principal problema de EMI a ser resolvido em uma fonte chaveada. Isto devido a faixa de frequência da norma para emissões conduzidas (150kHz – 30MHz) conter os componentes harmônicos principais (com maior energia associada), que são gerados pela comutação do transistor de potência. Assim, já que a norma que limita as emissões conduzidas será adotada nos próximos capítulos deste trabalho, é interessante apresentar o traçado dos limites da norma em função do espectro de frequências. A Fig. 1.9 mostra os limites para a classe B e a Fig. 1.10 os limites para a classe A.

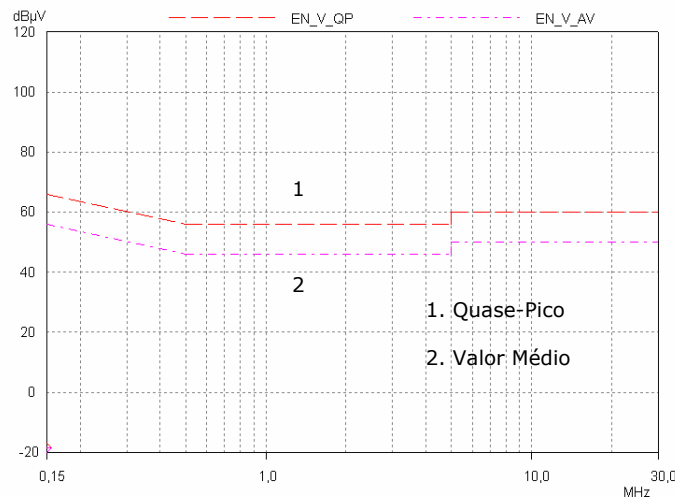


Fig. 1.9 – Limites da norma CISPR 22, Classe B, para emissões conduzidas.

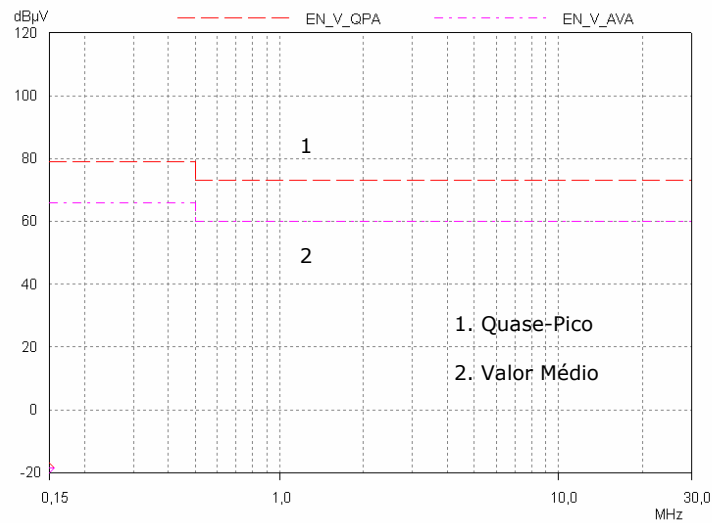


Fig. 1.10 – Limites da norma CISPR 22, Classe A, para emissões conduzidas.

1.4 Motivação ao Estudo da EMI em Fontes Chaveadas

Para finalizar este capítulo, é interessante apresentar alguns exemplos práticos de redução da EMI em fontes chaveadas. Durante todo o trabalho, foram realizadas várias medições de interferência eletromagnética, conduzida e radiada, gerada por fontes chaveadas. Os casos práticos escolhidos como exemplos foram os que representam as emissões típicas de dezenas de fontes chaveadas ensaiadas. Para facilitar a exposição dos exemplos, foram utilizados apenas o detector e a norma para valor de pico (*peak*).

Tais exemplos ajudam a elucidar a existência e a necessidade de redução da interferência eletromagnética nas fontes chaveadas.

1.4.1 Redução da EMI Conduzida em uma Fonte Chaveada

Para demonstrar a necessidade de estudar a EMI em fontes chaveadas, e a conseqüente necessidade de se desenvolver técnicas de redução da EMI, tanto para conformidade com a norma quanto por razões funcionais da fonte chaveada, apresenta-se a seguir um caso prático de redução da EMI conduzida. A fonte utilizada foi cedida gentilmente por seu fabricante. A fonte já possui um circuito *snubber*. A foto

da fonte utilizada para ensaio se encontra na Fig. 1.11. As características da fonte estão na Tabela 1.2.

TABELA 1.2 – Características da Fonte Chaveada Ensaída

Topologia	Tensão de Alimentação	Tensões de Saída	Potência (W)	Frequência Chaveamento
<i>Flyback</i>	220/110Vca, 60Hz	+12, -12, -5, +5 Vcc	11	$\cong 50\text{kHz}$



Fig. 1.11 – Foto da fonte chaveada ensaiada.

Para a apresentação dos resultados, foi criada uma tabela. Nos campos da esquerda foram colocadas as topologias de filtro utilizadas. Nos campos da direita, foram especificados os valores dos componentes do filtro e a emissão conduzida medida.

A Fig. 1.12 mostra a medida das emissões conduzidas geradas pela fonte chaveada ensaiada. Como pode se perceber, ele está acima dos limites da norma reguladora adotada, a saber, a CISPR 22 para interferências conduzidas, Classe B [20]. A primeira tentativa de reduzir a interferência foi com a adição de um indutor de modo comum, que como o próprio nome diz, age sobre as correntes de modo comum. Na Fig. 1.13 percebe-se que este filtro apenas atenuou o espectro em alta frequência, fato que confirma a teoria de que as correntes de modo comum são mais problemáticas em alta frequência [1], [81]. Os próximos elementos a serem adicionados foram capacitores tipo Y, que ficam entre o condutor fase e terra e neutro e terra. Este tipo de capacitor também atua nas correntes de modo comum [81]. Percebe-se na Fig. 1.14 que sua atuação também não foi eficiente, de onde pode se deduzir que o problema da EMI deve ser relacionado a correntes de modo diferencial, predominantes em baixa frequência [1], que ainda não foram atacadas. Tendo este fato em mente, foram adicionados capacitores tipo X, que ficam entre os condutores fase e neutro, e por sua vez atuam nas correntes de modo diferencial [81]. Da Fig. 1.15 percebe-se que houve uma redução substancial no espectro de alta frequência, mas a fonte ainda não está em conformidade com a norma, pois se percebe picos que ultrapassam o limite na faixa de 150kHz a 2MHz. Como mostra a Fig. 1.16, foram adicionados indutores de modo diferencial, indutores estes que ficam em série com os

condutores fase e neutro e não são acoplados entre si. Como o próprio nome elucida, tais indutores servem para reduzir as correntes de modo diferencial, predominantes em baixas frequências [1], [81]. Como resultado, obteve-se apenas uma redução no espectro na faixa de 700kHz a 2MHz, aproximadamente. Outra tentativa de se reduzir a EMI conduzida foi feita. Decidiu-se aumentar o valor das capacitâncias C_x , de acordo com a Fig. 1.17, para tentar minimizar ainda mais as correntes de modo diferencial. Mas o resultado não foi o esperado, pois o espectro das Fig. 1.16 e Fig. 1.17 possuem praticamente os mesmos níveis de emissão. Aqui se percebe a diferença entre a teoria das técnicas de redução da EMI e a aplicação prática das mesmas. Essa diferença se origina do fato de que existem vários componentes "parasitas" que não são considerados, e que são de difícil determinação [23], [30], [35], [44], [78]. No propósito de reduzir a EMI conduzida, a próxima tentativa foi de aumentar o valor da indutância do indutor de modo comum, cujo resultado está na Fig. 1.18. Percebe-se que houve uma pequena redução no espectro de baixa frequência. Continuando nesta linha de pensamento, o valor da indutância do indutor de modo comum foi aumentado novamente, e uma nova configuração de indutor foi utilizada (tipo diferente de núcleo), e finalmente o espectro foi reduzido de forma a ficar abaixo do limite da norma, como mostra a Fig. 1.19. Finalmente, foram retirados os indutores de modo diferencial para verificar se estes realmente estavam influenciando no processo de redução da EMI conduzida. Verificou-se que o espectro ainda continuou abaixo do limite da norma, como mostra a Fig. 1.20. Assim, tais indutores de modo diferencial não foram necessários na solução final para este problema.



Fig. 1.12(a) – Topologia do filtro

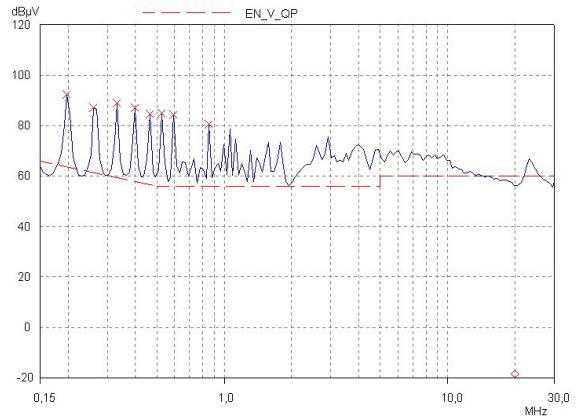


Fig. 1.12(b) – Fonte sem filtro

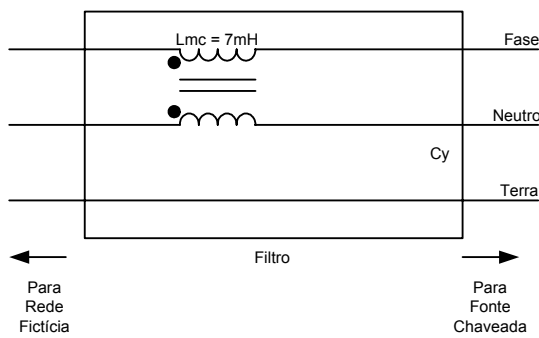


Fig. 1.13(a) – Topologia do filtro

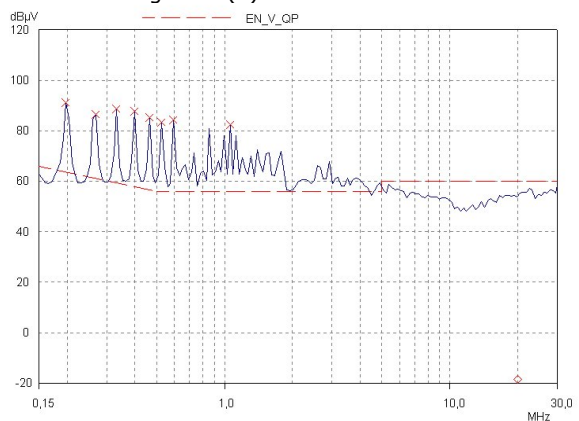


Fig. 1.13(b) – Fonte com indutor de modo-comum (L=7mH, núcleo tipo E)

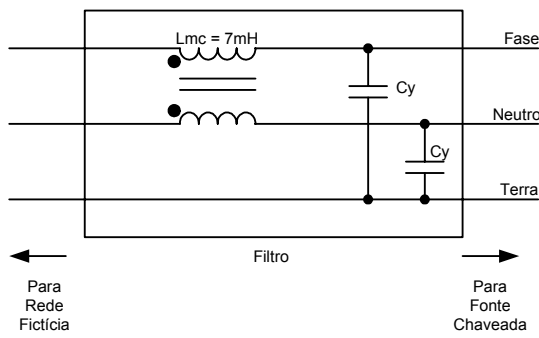


Fig. 1.14(a) – Topologia do filtro

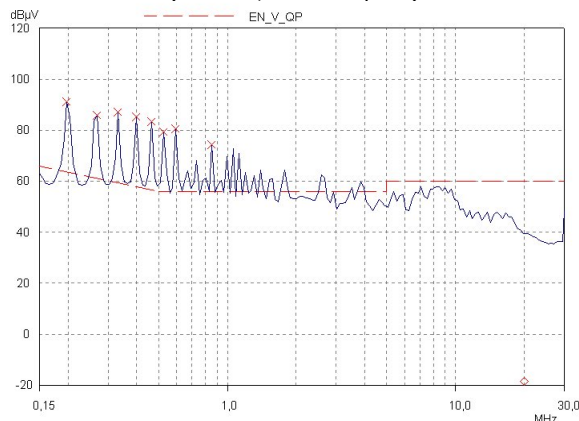


Fig. 1.14(b) – Fonte com indutor de modo comum (L=7mH, núcleo tipo E) + Cy (2,2nF)

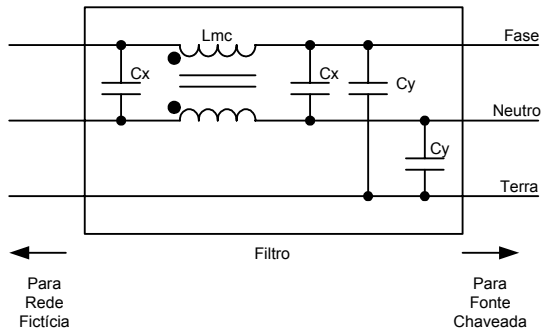


Fig. 1.15(a) – Topologia do filtro

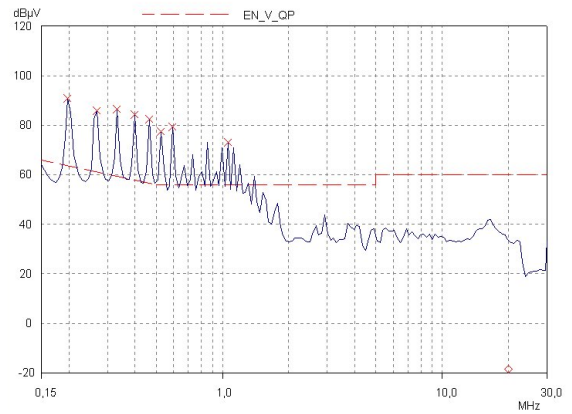


Fig. 1.15(b) - Fonte com indutor de modo comum ($L=7\text{mH}$, núcleo tipo E) + C_y (2,2nF) + C_x (0,2µF)

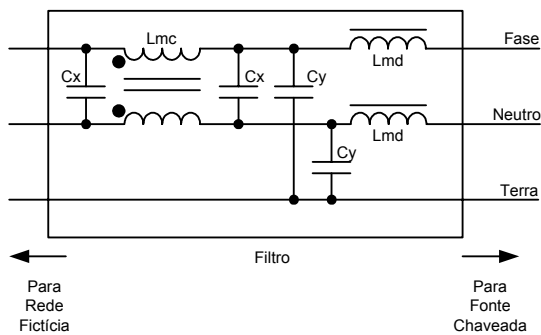


Fig. 1.16(a) – Topologia do filtro

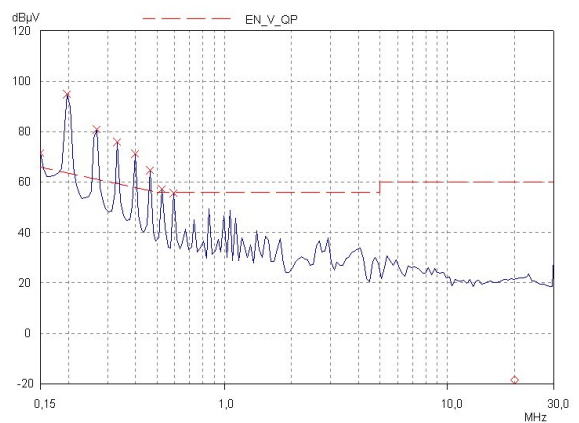


Fig. 1.16(b) - Fonte com indutor de modo comum ($L=7\text{mH}$, núcleo tipo E) + C_y (2,2nF) + C_x (0,2µF) + indutor de modo diferencial ($L_{md}=600\mu\text{H}$)

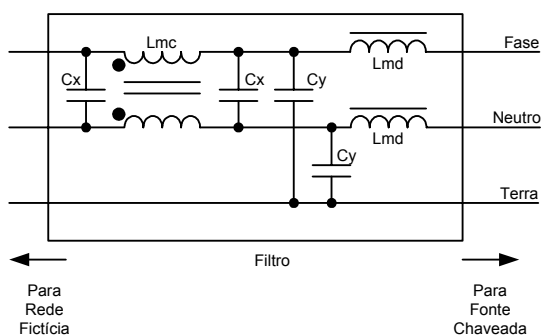


Fig. 1.17(a) – Topologia do filtro

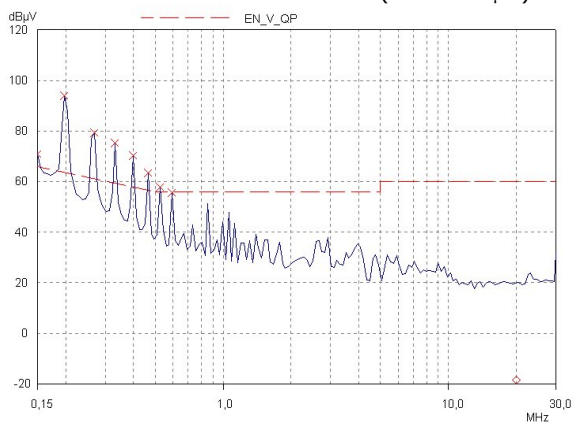


Fig. 1.17(b) - Fonte com indutor de modo comum ($L=7\text{mH}$, núcleo tipo E) + C_y (2,2nF) + C_x (0,1µF) + indutor de modo diferencial ($L_{md}=600\mu\text{H}$)

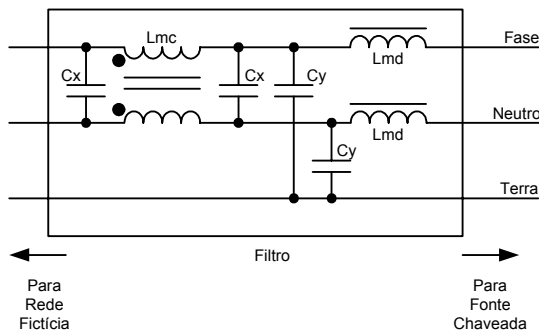


Fig. 1.18(a) – Topologia do filtro

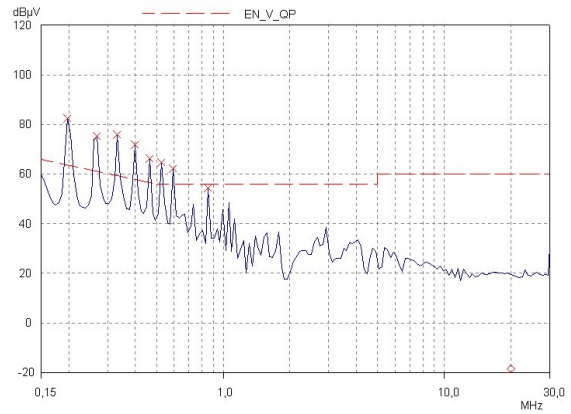


Fig. 1.18(b) - Fonte com indutor de modo comum (L=10mH, núcleo tipo E) + Cy (2,2nF) + Cx (0,1μF) + indutor reforço (L=600μH)

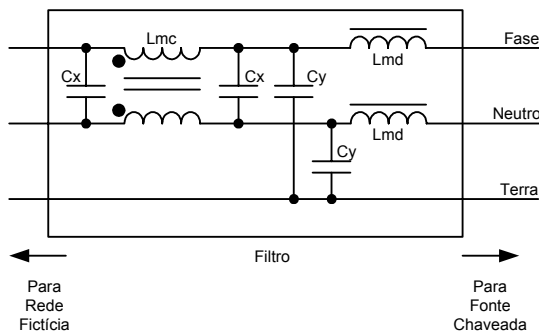


Fig. 1.19(a) – Topologia do filtro

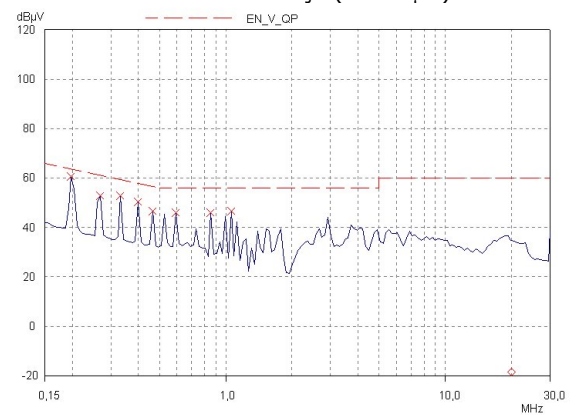


Fig. 1.19(b) - Fonte com indutor de modo comum (L=17mH, núcleo tipo C) + Cy (2,2nF) + Cx (0,1μF) + indutor reforço (L=600μH)

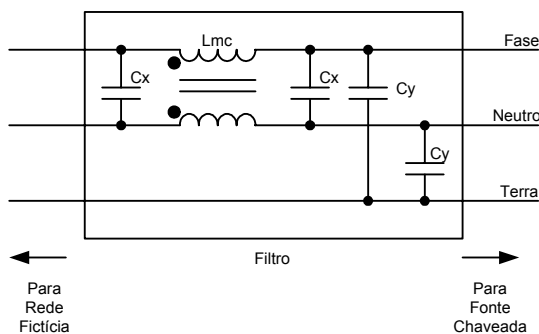


Fig. 1.20(a) – Topologia do filtro

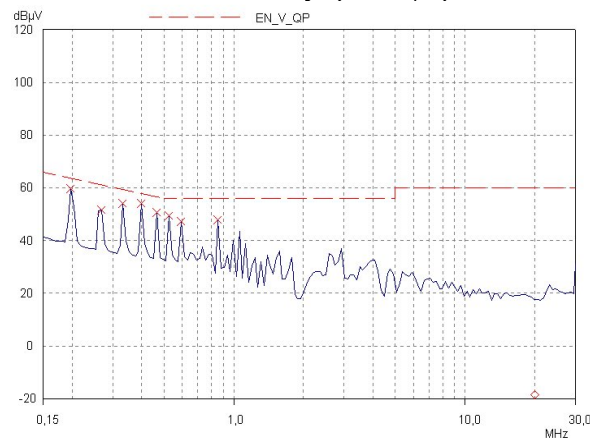


Fig. 1.20(b) - Fonte com indutor de modo comum (L=17mH, núcleo tipo C) + Cy (2,2nF) + Cx (0,1μF)

De posse dos resultados desses ensaios, pode-se perceber o problema da EMI nas fontes chaveadas. Fica assim evidenciada a necessidade de se desenvolver técnicas apuradas de projeto da fonte chaveada, antes que se usem técnicas corretivas, tais como uso de filtros e blindagens, que encarecem todo o processo de produção do equipamento.

O processo de aplicação de técnicas de redução da EMI apresentado aqui foi baseado nas referências [6], [21], [74], [77].

1.4.2 Redução da EMI Radiada em uma Fonte Chaveada

Para demonstrar a necessidade de estudar a EMI em fontes chaveadas, e a conseqüente necessidade de se desenvolver técnicas de redução da EMI, tanto para conformidade com a norma quanto por razões funcionais da fonte chaveada, apresenta-se a seguir um caso prático de redução da EMI radiada. A foto da fonte utilizada para ensaio se encontra na Fig. 1.21. As características da fonte estão na Tabela 1.3.

TABELA 1.3 – Características da Fonte Chaveada

Topologia	Tensão de Alimentação	Tensões de Saída	Potência (W)	Freqüência Chaveamento
<i>Flyback</i>	220/110Vca, 60Hz	+12, -12, -5, +5 Vcc	11	$\cong 50\text{kHz}$

Na tentativa de reduzir as emissões radiadas geradas pela fonte chaveada, foram tomadas as seguintes providências:

- Redução do comprimento dos condutores aéreos do transformador, condutores estes demarcados na Fig. 1.22 por um círculo. Além da redução no comprimento, estes condutores foram trançados para diminuir o acoplamento radiado.
- Aumento do resistor de gatilho (*gate*), e o conseqüente aumento do tempo de subida da tensão Dreno-Fonte (*Drain-Source*).



Fig. 1.21 – Foto da fonte chaveada ensaiada.

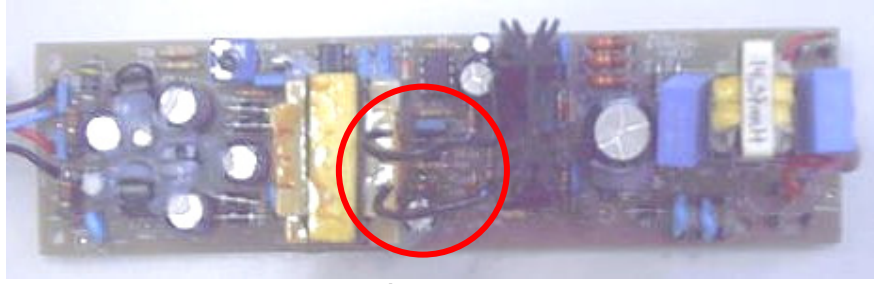


Fig. 1.22 – Detalhe dos condutores aéreos do transformador que foram reduzidos e trançados.

As medições de emissão radiada foram realizadas em uma célula TEM apropriada. A Fig. 1.23 mostra a emissão radiada medida com a fonte original, ou seja, antes de serem realizadas as modificações. A Fig. 1.24 mostra a emissão radiada medida com a fonte modificada. Comparando a Fig. 1.23 com a Fig. 1.24, pode-se perceber que as emissões radiadas foram reduzidas a ponto de fazer a fonte ficar em conformidade com a norma de emissões radiadas. No caso, a norma utilizada foi a norma CISPR 22 para emissões radiadas, Classe B.

Fica assim demonstrado que o uso de técnicas de redução da EMI, quando bem aplicadas, é de vital importância quando a questão é a conformidade ou não com a norma.

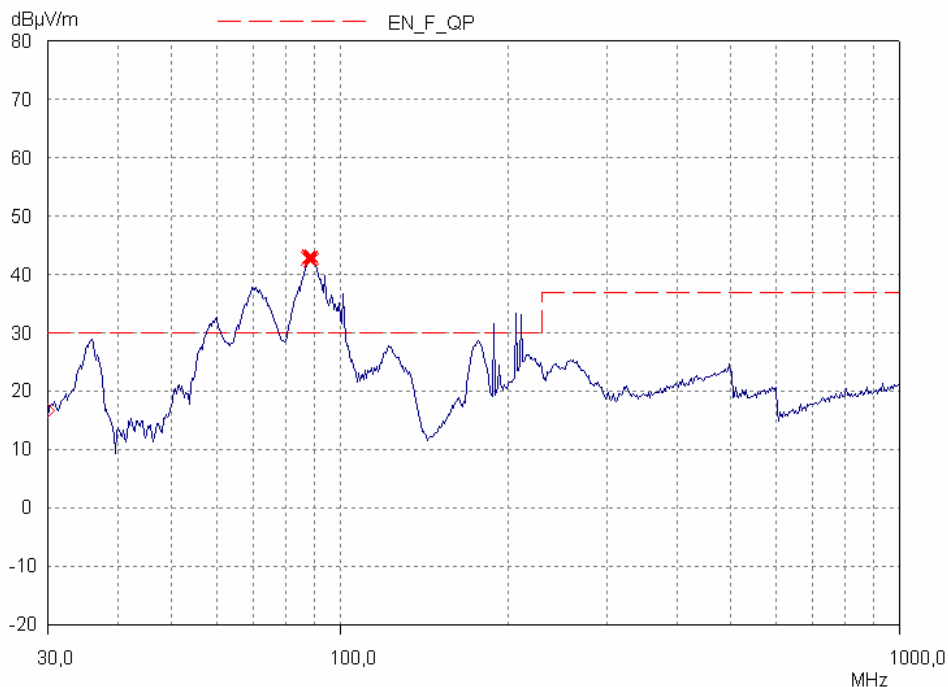


Fig. 1.23 – Emissão radiada com a fonte original.

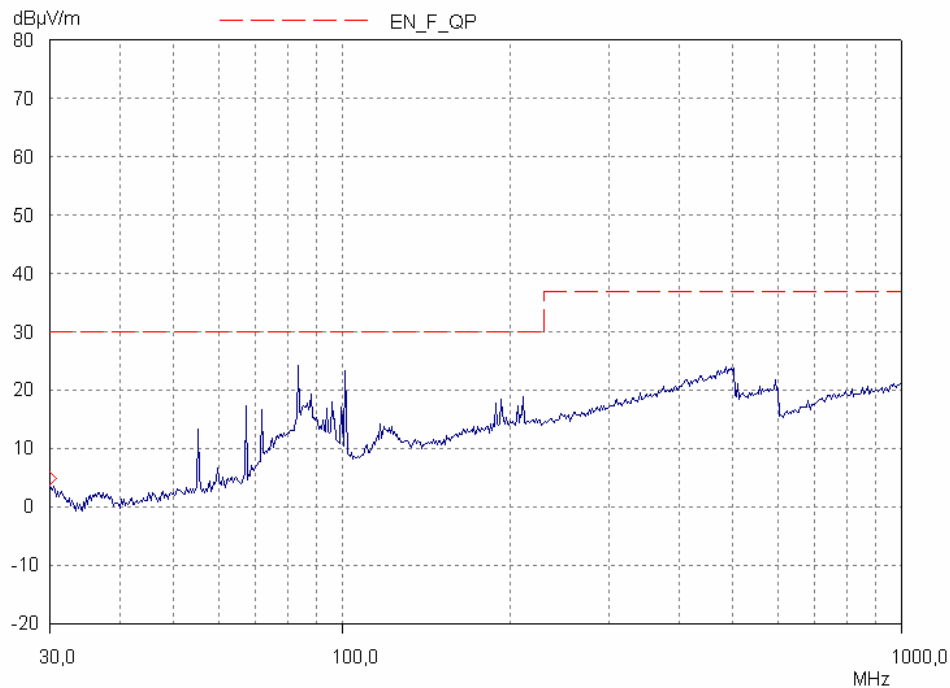


Fig. 1.24 – Emissão radiada após correções.

1.5 Conclusões

Neste capítulo foram introduzidos a questão da EMI e os conceitos básicos associados. As origens físicas da EMI foram abordadas. Os modos de propagação da EMI conduzida foram classificados em correntes de modo diferencial e modo comum. Após a descrição da questão da EMI, foi introduzido o conceito que é a solução para a problemática da EMI, a EMC. A filosofia e os princípios da EMC foram abordados. As normas que regulam a EMC foram apresentadas, com foco na norma de EMC que hoje em dia é um consenso mundial, a CISPR 22, para emissões conduzidas e radiadas.

Para finalizar este Capítulo, foram apresentados dois casos em que as emissões conduzidas e radiadas foram reduzidas a níveis adequados através da aplicação de técnicas de redução da EMI. A exposição destes casos tem por objetivo familiarizar o leitor com a prática das técnicas de redução da EMI. Alguns conceitos, tais como filtros de EMI (técnicas corretivas) e as técnicas de redução da EMI (técnicas preventivas) serão apresentados formalmente nos capítulos subseqüentes.

Entretanto, antes que tais técnicas sejam apresentadas, faz-se necessário introduzir a metodologia e os equipamentos necessários para a medição da EMI. Este é o objetivo do Capítulo 2.

CAPÍTULO 2

EQUIPAMENTOS E METODOLOGIA UTILIZADOS NA MEDIÇÃO DA EMI

2.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar os equipamentos e a metodologia necessários no processo de medição da EMI. Como este trabalho é de cunho experimental, é de suma importância conhecer os equipamentos utilizados na medição da EMI. De maneira semelhante, é importante também o pleno entendimento da metodologia de medição da EMI, para que os ensaios (medições) sejam realizados adequadamente. Em síntese, todo esse cuidado com o procedimento de medição tem dois objetivos: em primeiro lugar, garantir a reprodutibilidade dos ensaios, para que as medições possam ser comparadas com medições realizadas por terceiros; e em segundo lugar, garantir que as medições estejam ou não em conformidade com uma norma.

A norma de consenso mundial [93] que estabelece os equipamentos e métodos de medição da EMI é a CISPR 16, partes I e II [17], [18]. Dessa maneira, essa será a norma a ser adotada neste trabalho.

O objetivo inicial do método de medição de tensão da CISPR 16 foi o de fornecer uma avaliação da perturbação em receptores de rádio (radioperturbação) relativamente ao seu efeito na recepção de radiodifusão sonora, na faixa de frequência de 150kHz a 1605kHz. Grande parte da radioperturbação é de natureza impulsiva. Seu efeito aumenta com o aumento da taxa de repetição. Mostrou-se que um circuito detector do tipo quase-pico tendo um conjunto apropriado de constantes de tempo apresenta um resultado aproximado desse efeito [17]. Ao longo dos anos a técnica de quase-pico foi estendida para cobrir a faixa de 10kHz a 1GHz e é também aplicada para a proteção de outros serviços que não os de radiodifusão. Os instrumentos dotados de detectores do tipo quase-pico continuam como referência básica para determinação da conformidade com os limites estabelecidos pela CISPR [17], [93].

Outras medições podem ser úteis em circunstâncias específicas: medições de valor médio, eficaz e de pico. Todas estão descritas na norma. O detector tipo quase-pico é o mais empregado tendo em vista a proteção de serviços de radiodifusão. A melhor maneira de descrever suas características consiste em exprimir sua resposta a

pulsos de curta duração de amplitude constante, nível ajustável e cuja taxa de repetição pode ser variada desde um pulso simples até um valor elevado. Usualmente, esta resposta é expressa em termos do valor eficaz de uma tensão (ou intensidade de campo) senoidal, não modulada, injetada na entrada do instrumento de medição nas mesmas condições que os pulsos, e produzindo a mesma leitura.

O instrumento de medição – freqüentemente um receptor do tipo super-heteródino² – tem as seguintes características gerais:

- Controle de sensibilidade manual;
- Faixa de passagem global definida.

O instrumento de medição destina-se a medir o sinal perturbador que pode ser conduzido pela rede elétrica de alimentação ou radiado pelo dispositivo causador de interferência.

No caso geral em que o dispositivo estiver conectado à rede elétrica de alimentação faz-se uso de um circuito especial denominado rede fictícia. A função desse circuito é, de um lado, desacoplar nas radiofreqüências o dispositivo gerador de perturbação da rede elétrica de alimentação e, de outro lado, oferecer aos terminais do dispositivo gerador de perturbação uma determinada impedância. Para quantificar a perturbação emitida por um aparelho através de seu cabo de alimentação usa-se uma ponteira de corrente para freqüências superiores a 30MHz [17].

Para medição da perturbação radiada, o instrumento de medição é ligado a uma antena apropriada. A resposta do aparelho é expressa em termos do valor eficaz da componente de campo elétrico ou magnético que causa a mesma leitura no instrumento de medição.

A presente especificação do instrumento trata apenas daquelas características impostas pelos princípios do método de medição referindo-se principalmente a instrumentos do tipo super-heteródino. Pode ser utilizado um instrumento do tipo super-heteródino, por exemplo um Receptor de Campos Eletromagnéticos (*EMI Receiver*) ou do tipo RF sintonizado (por exemplo, um Analisador de Espectro). Outras características sujeitas às condições de uso, tais como a faixa de freqüência e de valores de tensão ou de níveis de intensidade de campo, são deixadas à escolha do usuário.

² Diz-se de, ou princípio de funcionamento dos receptores de radiodifusão e de televisão baseado na transposição da freqüência recebida para uma faixa de freqüência intermediária.

Os serviços de radiodifusão nas faixas de frequência superiores às cobertas pela norma são de natureza bastante variada, e neles são empregadas apresentações auditiva e visual. Assim, embora pudesse ser desenvolvido um instrumento similar ao utilizado nas faixas de frequência inferiores para cada tipo de transmissão considerado, dificilmente seria possível realizar um instrumento de medição de tipo universal.

Por esta razão, a norma enfatiza a tendência, que tem se acentuado ao longo do tempo, de subordinar a concordância entre efeito subjetivo e a medição objetiva às exigências de facilidade de realização de boas medições.

As características fundamentais do instrumento de medição nas faixas de frequência superiores foram escolhidas de forma a se obter um compromisso entre as condições apropriadas às frequências em questão e as exigências de medição, mantendo-se similaridade com as especificações nas faixas de frequência inferiores no tocante à resposta a pulsos repetitivos.

2.2 Equipamentos para Medição da EMI

2.2.1 Receptor de Campos Eletromagnéticos (EMI Receiver)



Fig. 2.1 – Foto do Receptor de Campos Eletromagnéticos utilizado para as medidas neste trabalho.

O receptor de campos é a estrutura básica no esquema de medição da EMI, tanto conduzida como radiada. Ele é o equipamento que realmente realiza a medição,

sendo os demais equipamentos (rede fictícia, Célula TEM, antenas) considerados ancilares.

Para realizar as medições de acordo com a norma CISPR 16, é necessário que o receptor de campos possua as faixas de passagem citadas na Tabela 2.1.

TABELA 2.1 – Faixas de Passagem (CISPR 16)

Faixa de Freqüência	Faixa de Passagem	Faixa de Passagem Recomendada
9kHz – 150kHz	100Hz – 300Hz	200Hz
150kHz – 30MHz	8kHz – 10kHz	9kHz
30MHz – 1GHz	100kHz – 500kHz	120kHz

A norma CISPR 16 também exige três tipos de detectores a serem utilizados em um equipamento sob ensaio (ESE), a saber: O detector de Pico (*Peak*), o de Quase-Pico (*Quasi-Peak*) e o de Valor Médio (*Average*).

Por que usar estes três detectores na medição da EMI gerada por fontes chaveadas? A explicação a seguir tenta elucidar esta questão.

As fontes chaveadas que operam com tensões CA em 60Hz utilizam um retificador de ponte-completa e um capacitor de filtro (eletrolítico) para gerar uma tensão CC a partir de uma tensão de entrada CA (220Vca, 60Hz), como mostra a Fig. 2.2

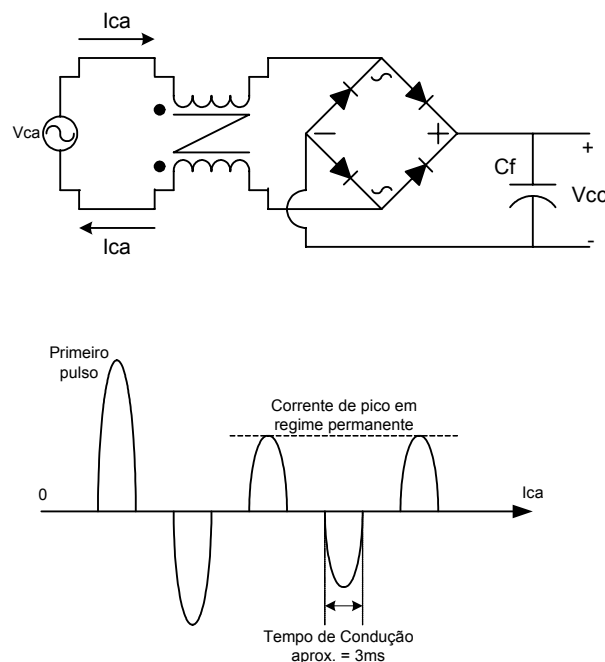


Fig. 2.2 – Correntes carregando o capacitor de filtro C_f .

A ponte retificadora conduz a corrente de entrada somente durante um pequeno intervalo de tempo, próximo ao pico de amplitude da tensão de alimentação CA. O tempo de condução efetivo é de aproximadamente 3ms, para uma frequência da rede de alimentação de 60Hz e sem o uso de um estágio para correção do fator de potência. As correntes de emissão somente podem circular pelos terminais de alimentação (e serem medidas pela rede fictícia) durante o tempo de condução da ponte retificadora. Assim, o sinal das emissões conduzidas é efetivamente aplicado à entrada do receptor de campos somente durante o tempo de condução da ponte retificadora, o que define um pulso de gatilho com frequência repetitiva de pulso (FRP) igual à frequência da rede de alimentação CA. O efeito de pulso de gatilho devido ao tempo de condução da ponte retificadora faz com que a amplitude de sinal medida (relativa às emissões conduzidas) mude de acordo com o detector utilizado.

Um receptor de campos eletromagnéticos mostra o valor eficaz de um sinal medido. Por exemplo, uma tensão senoidal pura com 100kHz, quando visualizada em um osciloscópio, pode possuir uma tensão de pico de 1V e assim apresentar uma tensão eficaz de 0,707V. Um receptor de campos eletromagnéticos, com impedância de entrada de 50Ω , vai apresentar um valor de 0,707V para este sinal de 100kHz (ou 117dB μ V ou 10dBmW), independentemente do detector utilizado, porque o sinal não é modulado, não é disparado por uma razão cíclica e é de banda estreita. Se o sinal fosse de banda larga, modulado, disparado por uma razão cíclica, ou de alguma maneira não fosse contínuo, a tensão eficaz medida iria mudar de acordo com o detector utilizado. O valor apresentado seria então a magnitude de um sinal senoidal equivalente com um valor eficaz igual ao conteúdo eficaz do sinal medido pela rede fictícia na saída do estágio detector.

- **Detector de Pico:** A detecção de pico é o método mais simples e mais fácil de se medir as emissões conduzidas. A largura de faixa é ajustada para 200Hz para medições de 9kHz a 150kHz e ajustada para 10kHz para medições de 150kHz a 30MHz. O detector de pico mede a maior magnitude de sinal que ocorre durante o tempo de condução da ponte retificadora.
- **Detector de Valor Médio:** É simplesmente um filtro passa-baixas com frequência de corte suficientemente abaixo da frequência da rede.
- **Detector de Quase-Pico:** É projetado para indicar o efeito subjetivo de um nível de interferência. Como analogia, pode-se citar que um ruído leve que aconteça todo segundo é muito mais perturbador do que um ruído alto que aconteça toda

hora. Um detector de quase-pico se comporta como um detector de pico com fugas de corrente, que se descarrega parcialmente entre os pulsos do sinal de entrada. Quanto mais baixa for a FRP, maior será a diferença em dB entre a resposta medida pelo detector de pico e de quase-pico.

2.2.2 Rede Fictícia em “V”

É necessária uma rede fictícia para estabelecer uma impedância definida em alta frequência entre os terminais do equipamento sob ensaio, e para desacoplar o circuito de medição dos sinais de radiofrequência indesejados presentes na rede de alimentação. É importante também salientar que a rede fictícia é encontrada em diversas referências bibliográficas com a denominação de LISN (*Line Impedance Stabilization Network – LISN*). Entretanto, o vocabulário eletrotécnico internacional, que no seu Capítulo 161 trata de definições de EMC [15], estabelece o termo “rede fictícia”, e este é termo adotado neste trabalho.

A impedância da rede fictícia, medida entre o terra e cada terminal destinado ao equipamento sob ensaio, deve obedecer às exigências da CISPR 16 [17, 18], para qualquer impedância externa ligada entre o terra e o correspondente terminal de alimentação da rede fictícia (incluindo curto-circuito), estando ligado o aparelho de medição ou uma resistência equivalente ao mesmo.

Uma rede fictícia adequada deve ter, na frequência da rede de alimentação, a menor queda de tensão possível, mas em nenhum caso a tensão aplicada ao equipamento sob ensaio deve ser menor que 95% de sua tensão nominal de operação [17].

Além disso, a rede fictícia deve ser capaz de operar com corrente máxima permanente. Qualquer aumento na temperatura ou corrente de pico instantânea não deve fazer com que a queda da impedância característica da rede ultrapasse a tolerância permitida. Adicionalmente, a corrente de pico da rede deve ser especificada [17].

A Fig. 2.3 mostra o esquemático simplificado de uma rede fictícia [80]. Um filtro, representado por L_f e C_f , permite a passagem das correntes com a frequência da rede de alimentação, mas força emissões conduzidas geradas pelo ESE, que possuem frequências mais altas, a passar pelo capacitor de acoplamento C_c e pelo

resistor sensor R_s . Um receptor de campos eletromagnéticos realiza a medida das correntes de emissão na forma de uma tensão fase-terra (V_s_fase) ou neutro-terra (V_s_neutro).

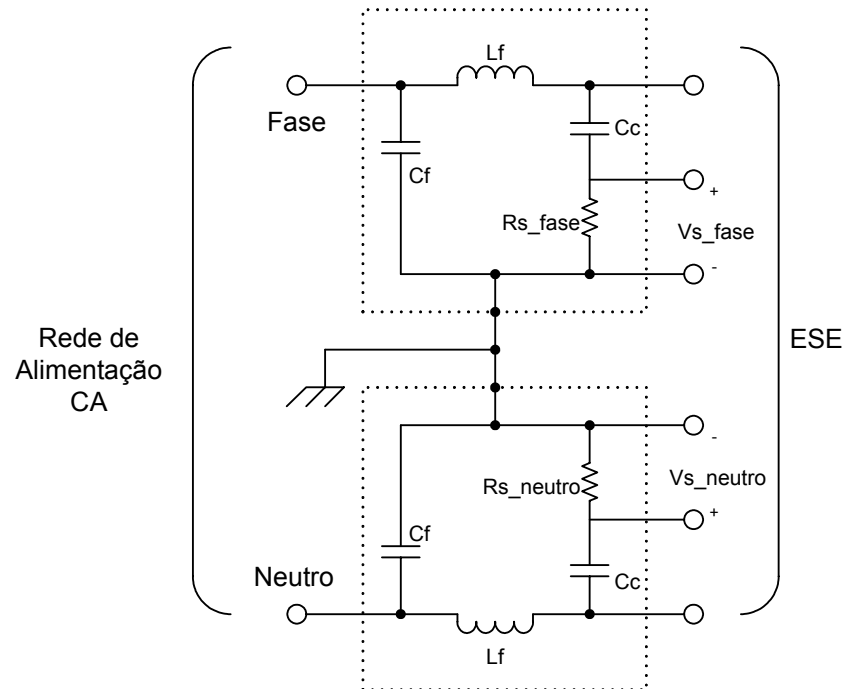


Fig. 2.3 – Esquemático simplificado de uma rede fictícia em "V" [80].

2.3 Metodologia para Medição da EMI

2.3.1 Disposição Física dos Elementos em um Ensaio de Emissão Conduzida

Para que uma medição das emissões conduzidas seja feita de maneira correta (de acordo com a norma CISPR 16) e para que haja reprodutibilidade de resultados, deve-se dispor os elementos necessários para a medição de emissões conduzidas de acordo com a configuração adotada na Fig. 2.4.

Na Fig. 2.4, pode-se identificar os seguintes elementos:

1. Plano de Referência: Placa metálica condutora (preferência para o alumínio, devido à sua condutividade), com $2m \times 2m \times 0,75mm$, no mínimo [93].
2. Equipamento sob ensaio (ESE).

3. Cabo de alimentação, dobrado de maneira não-indutiva. Isto é feito com a finalidade de diminuir o acoplamento de campos eletromagnéticos no próprio cabo de alimentação.

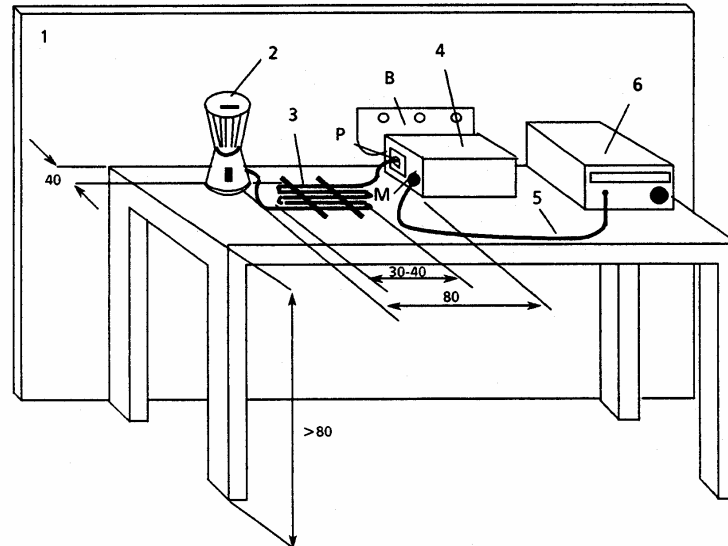


Fig. 2.4 – Configuração física dos itens para um ensaio de emissões conduzidas: conexões e posicionamento do cabo de alimentação.

4. Rede fictícia em "V".
5. Cabo coaxial conectando a rede fictícia com o receptor de campos.
6. Receptor de campos eletromagnéticos.

B: Conector (malha condutiva) da rede fictícia com o plano de referência. Esta conexão deve ser observada com atenção, pois a intenção da malha é diminuir ao máximo a indutância da conexão. Assim, esta malha não pode ser substituída por um cabo ou fio.

M: Conector da rede fictícia para o receptor de campos.

P: Conector da rede fictícia para o ESE.

2.3.2 Configuração dos Parâmetros do Receptor de Campos em um Ensaio de Emissão Conduzida

O receptor de campos eletromagnéticos deve ser ajustado corretamente para que a medida seja feita de acordo com a norma CISPR 16 e para que os resultados possam ser reproduzidos por outros.

Para realizar uma medição de EMI, seja ela conduzida ou radiada, o receptor de campos deve ser ajustado para controle remoto via microcomputador. Isto porque o receptor somente indica dados pontuais (amplitude x frequência), e um gráfico da medida como um todo somente pode ser visualizado via um programa de computador que faz a leitura dos dados enviados pelo receptor e plota-os na tela do monitor de vídeo. Para realizar esta tarefa, foi utilizado o programa ESPC-K1, fornecido pelo fabricante do receptor de campos, a Rohde&Schwarz. A conexão entre receptor de campos e microcomputador é feita via um barramento IEEE 488.1. Tal barramento utiliza o protocolo de comunicações GPIB (*General Purpose Interface Bus*).

Para a correta configuração dos parâmetros do receptor de campos, a seguir apresenta-se um breve tutorial. A Fig. 2.5 mostra a primeira tela (primeiro guia) do programa ESPC-K1.

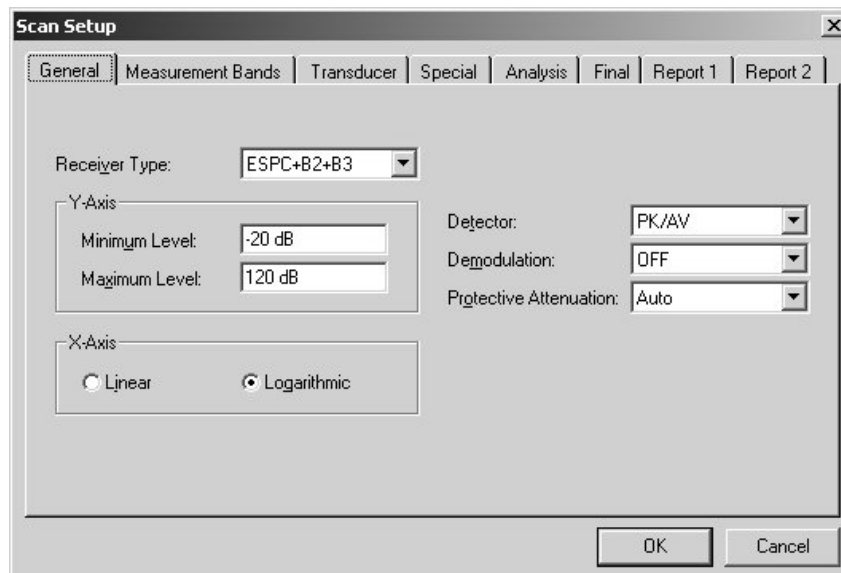


Fig. 2.5 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões conduzidas (primeiro guia).

A Tabela 2.2 mostra a configuração correta de cada parâmetro da primeira tela.

TABELA 2.2 – Configuração dos parâmetros da primeira tela (guia).

Parâmetro	Descrição
Receiver Type	Ajuste para o tipo de receptor de campos Deve estar ajustada a opção "ESPC+B2+B3" que indica que o receptor de campo está ajustado para seu alcance máximo de frequência, isto é, 9kHz – 2,5GHz.
Y-Axis	Faixa de valores para o eixo das amplitudes. O "minimum level" (nível mínimo) e o "maximum level" (nível máximo) devem ser ajustados para que o gráfico da medida apareça inteiro na tela. Este ajuste pode ser feito após a realização da medida.
X-Axis	Maneira pela qual os dados são apresentados no eixo das frequências. Se for selecionada a opção "Linear", em uma medida de 150kHz-30MHz (faixa para emissões conduzidas – CISPR 22), a medida não vai ficar disposta da melhor maneira para que se possa interpreta-la. Deve-se selecionar a opção "Logarithmic".
Detector	Esta opção indica para o receptor qual ou quais devem ser os detectores ativos na medida. Para emissões conduzidas, deve-se utilizar o detector de pico (PK) e de valor médio (AV).
Demodulation	Demodulação do sinal. Não é necessário ajustar, deixa-se em "off".
Protective Attenuation	Atenuação para proteção. Deixa-se em modo automático "Auto".

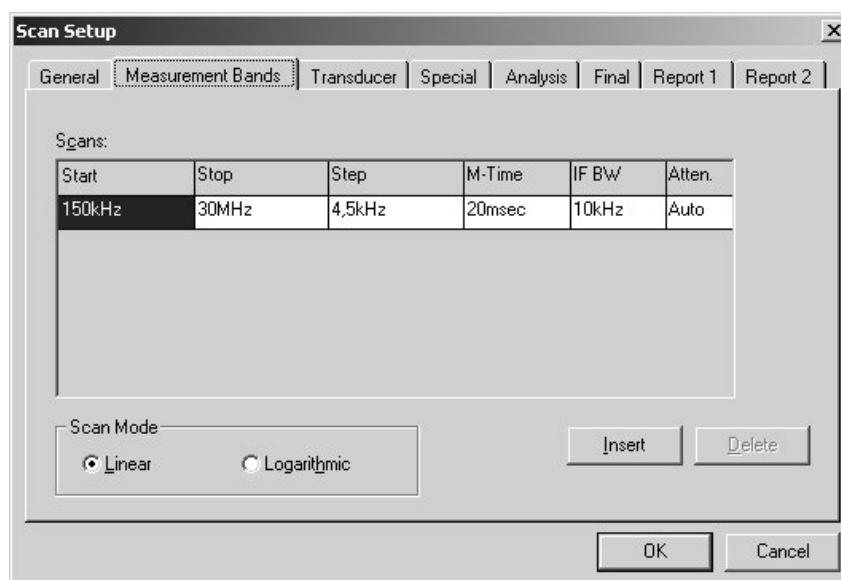


Fig. 2.6 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões conduzidas (segundo guia).

A Tabela 2.3 mostra a configuração correta de cada parâmetro da segunda tela.

TABELA 2.3 – Configuração dos parâmetros da segunda tela (guia).

Parâmetro	Descrição
Scan Mode	Esta opção deve estar ajustada para modo linear, para que o passo de aumento de frequência não perca nenhuma frequência problemática durante a leitura. Deve-se perceber que apesar da apresentação dos dados estar sendo feita em um gráfico com escala logarítmica de frequência, a leitura é feita de modo linear.
Start	Neste campo deve ser colocada a frequência onde se deseja iniciar a medição
Stop	Neste campo deve ser colocada a frequência onde se deseja finalizar a medição
Step	Neste campo deve ser colocado o passo de incremento de frequência na medição. Já que a faixa passante estabelecida pela CISPR 16 para a faixa de 150kHz-30MHz é de 10kHz, deve-se utilizar um passo com um valor menor ou igual à metade do valor da faixa passante [93]. No caso, adotou-se um valor de 4,5kHz.
M-Time	Este campo estabelece qual é o intervalo de tempo em que o detector fica em cada frequência da faixa sendo medida. Para que o detector possa captar transientes que ocorram dentro de um período de tempo da frequência da rede ($\cong 16,7\text{ms}$), deve-se ajustar um tempo maior ou igual a um período da frequência da rede. No caso, adota-se 20ms.
IF BW	Estabelece a faixa passante da medida. De acordo com a CISPR 16, a faixa passante para a faixa de 150kHz-30MHz deve estar entre 8kHz-10kHz. No caso, o receptor possui o valor pré-estabelecido de 10kHz.
Atten.	Deve-se utilizar a opção que deixa a atenuação automática, "Auto".

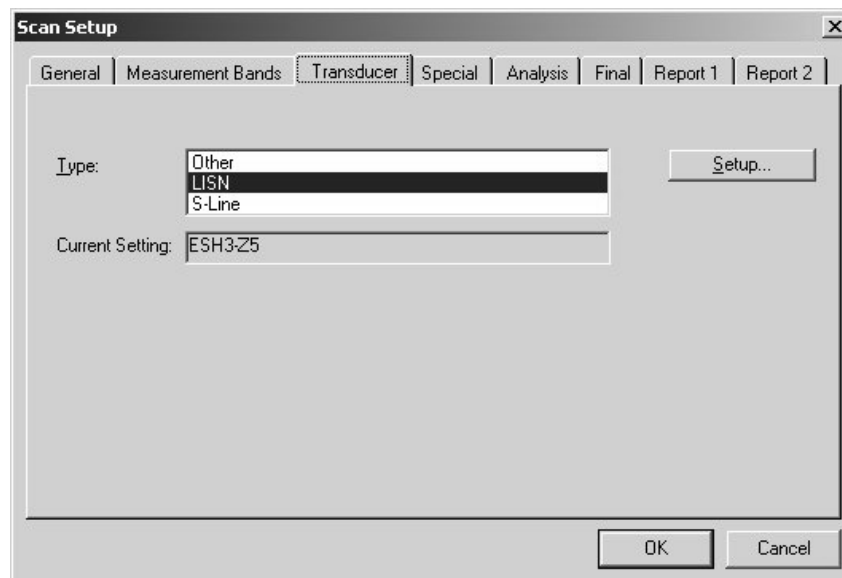


Fig. 2.7 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões conduzidas (terceiro guia).

A Tabela 2.4 mostra a configuração correta de cada parâmetro da segunda tela.

TABELA 2.4 – Configuração dos parâmetros da terceira tela (guia).

Parâmetro	Descrição
Type	Esta opção permite a escolha do tipo de transdutor que vai ser utilizado para leitura pelo receptor de campos. Para emissões conduzidas, deve-se escolher a opção "LISN".
Current Setting	Este campo mostra qual o transdutor ativo.
Setup...	Este botão permite alterar o transdutor ativo. Ao pressionar este botão, a tela mostrada na Fig. 2.8 aparece.

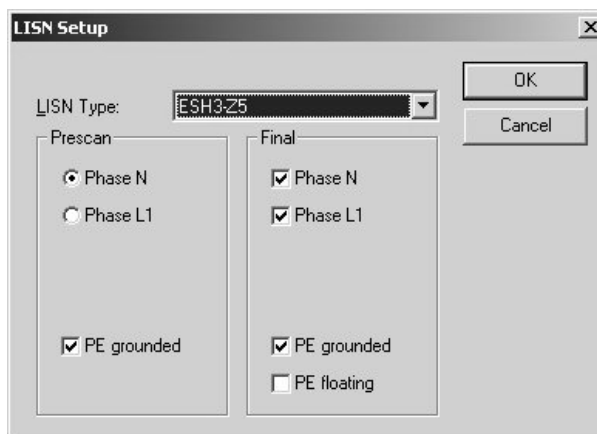


Fig. 2.8 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões conduzidas (sub-guia do terceiro guia).

A Tabela 2.5 mostra a configuração correta de cada parâmetro da segunda tela.

TABELA 2.5 – Configuração dos parâmetros da terceira tela (guia).

Parâmetro	Descrição
LISN Type	Esta opção permite a escolha do tipo de LISN a ser adotada na medida. Deve-se escolher a LISN ESH3-Z5.
Prescan	Permite escolher se a leitura das emissões vai ser feita via fio Fase (Phase L1) ou fio Neutro (Phase N). A opção "PE Grounded" deve estar selecionada se o ESE possuir fio terra. Se não possuir, deve-se desmarcar esta opção.
Final	Permite escolher se a leitura final (leitura com o detector de quase-pico, após a pré-leitura feita com os detectores de pico e de valor médio) vai ser feita nos fios neutro e/ou fase. A opção "PE Grounded" ou "PE Floating" deve ser marcada caso haja ou não a presença de um fio terra no ESE, respectivamente.

2.3.3 Configuração dos Parâmetros do Receptor de Campos em um Ensaio de Emissão Radiada

Apesar das emissões radiadas não serem o foco principal deste trabalho, a presença de uma célula TEM forneceu a possibilidade de estender os estudos de emissões conduzidas para emissões radiadas, permitindo assim fazer comparações entre resultados de emissões conduzidas e radiadas.

A célula TEM disponível é a S-LINE, fabricada pela Rohde&Schwarz da Alemanha. A célula comporta equipamentos com dimensões de até 35cmx35cmx35cm. A Fig. 2.9 mostra uma foto da S-LINE.

Esta célula faz correlação com um ensaio de emissões radiadas realizado em um Local Próprio de Ensaio (de radiação), com uma distância entre antena de medição e ESE de 10m (Norma CISPR 22) [20].

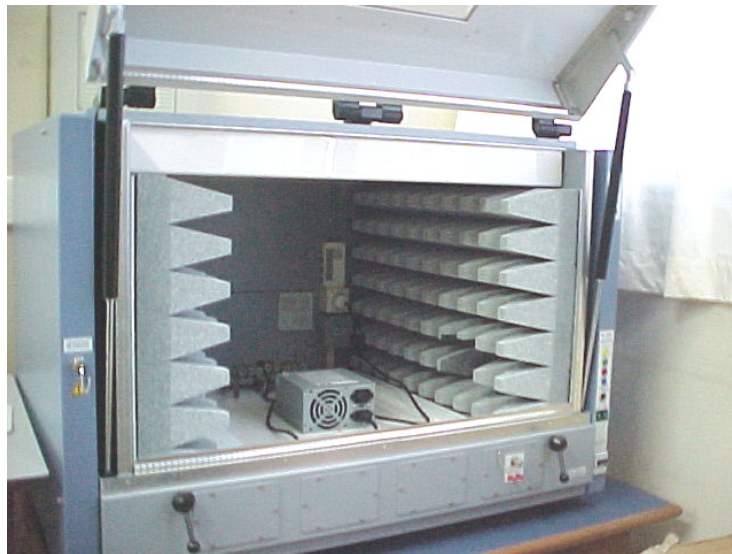


Fig. 2.9 – Célula TEM S-LINE, utilizada para fazer medições de emissões radiadas.

Para a correta configuração dos parâmetros do receptor de campos para a medição de emissões radiadas, a seguir apresenta-se um breve tutorial. A Fig. 2.10 mostra a primeira tela (primeiro guia) do programa ESPC-K1.

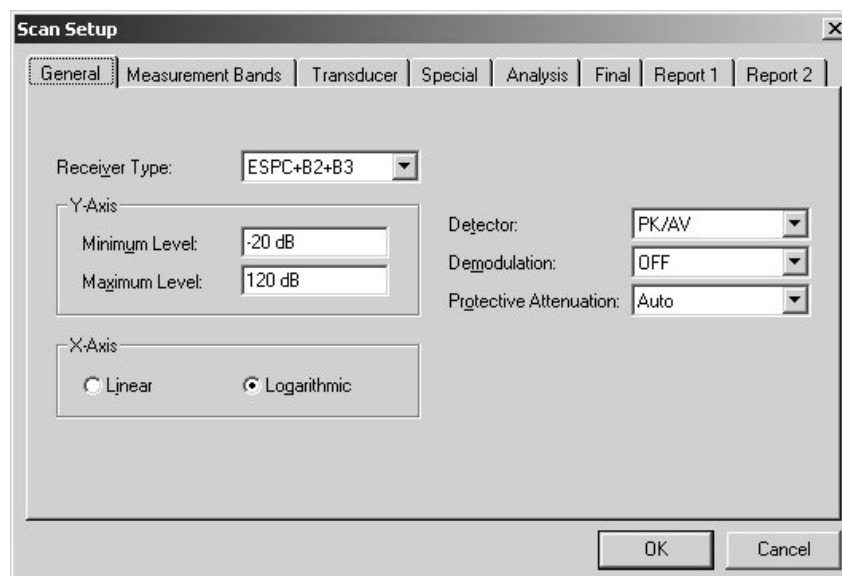


Fig. 2.10 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões radiadas (primeiro guia).

A Tabela 2.6 mostra a configuração correta de cada parâmetro da primeira tela.

TABELA 2.6 – Configuração dos parâmetros da primeira tela (guia).

Parâmetro	Descrição
Receiver Type	Ajuste para o tipo de receptor de campos. Deve estar colocada a opção "ESPC+B2+B3" que indica que o receptor de campo está setado para seu alcance máximo de frequência, isto é, 9kHz – 2,5GHz.
Y-Axis	Faixa de valores para o eixo das amplitudes. O "minimum level" (nível mínimo) e o "maximum level" (nível máximo) devem ser ajustados para que o gráfico da medida apareça inteiro na tela. Este ajuste pode ser feito após a realização da medida.
X-Axis	Faixa de valores para o eixo das frequências. Se for selecionada a opção "linear", em uma medida de 30MHz-1GHz (faixa para emissões radiadas – CISPR 22), a medida não vai ficar disposta da melhor maneira para que se possa interpreta-la. Deve-se então selecionar a opção "logarithmic". Esta opção apenas ajusta a maneira de apresentação dos dados, e não a maneira pela qual a leitura dos dados é feita.
Detector	Esta opção indica para o receptor qual ou quais devem ser os detectores ativos na medida. Para emissões radiadas, deve-se utilizar o detector de pico (PK).
Demodulation	Demodulação do sinal. Não é necessário ajustar, deixa-se em "off".
Protective Attenuation	Atenuação para proteção. Deixa-se em modo automático "Auto".

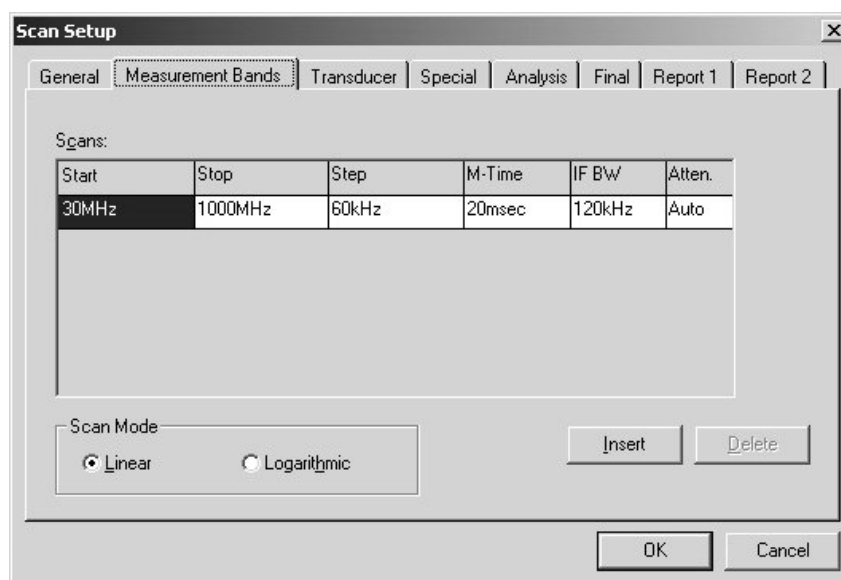


Fig. 2.11 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões radiadas (segundo guia).

A Tabela 2.7 mostra a configuração correta de cada parâmetro da segunda tela.

TABELA 2.7 – Configuração dos parâmetros da segunda tela (guia).

Parâmetro	Descrição
Scan Mode	Esta opção deve estar ajustada para modo linear, para que o passo de aumento de frequência não perca nenhuma frequência problemática durante a leitura. Deve-se perceber que apesar da apresentação dos dados estar sendo feita em um gráfico com escala logarítmica de frequência, a leitura é feita de modo linear.
Start	Neste campo deve ser colocada a frequência onde se deseja iniciar a medição
Stop	Neste campo deve ser colocada a frequência onde se deseja finalizar a medição
Step	Neste campo deve ser colocado o passo de incremento de frequência na medição. Já que a faixa passante estabelecida pela CISPR 16 para a faixa de 30MHz-1GHz é de 120kHz, deve-se utilizar um passo com um valor menor ou igual à metade do valor da faixa passante [93]. No caso, adotou-se um valor de 60kHz.
M-Time	Este campo estabelece qual é o intervalo de tempo em que o detector fica em cada frequência da faixa que está sendo medida. Para que o detector possa captar transientes que ocorram dentro de um período de tempo da frequência da rede ($\cong 16,7ms$), deve-se ajustar um tempo maior ou igual a um período da frequência da rede. No caso, adota-se 20ms [93].
IF BW	Estabelece a faixa passante da medida. De acordo com a CISPR 16, a faixa passante para a faixa de 30MHz-1GHz deve estar entre 100kHz-500kHz. No caso, o receptor possui o valor pré-estabelecido de 120kHz.
Atten.	Deve-se utilizar a opção que deixa a atenuação automática, "Auto".

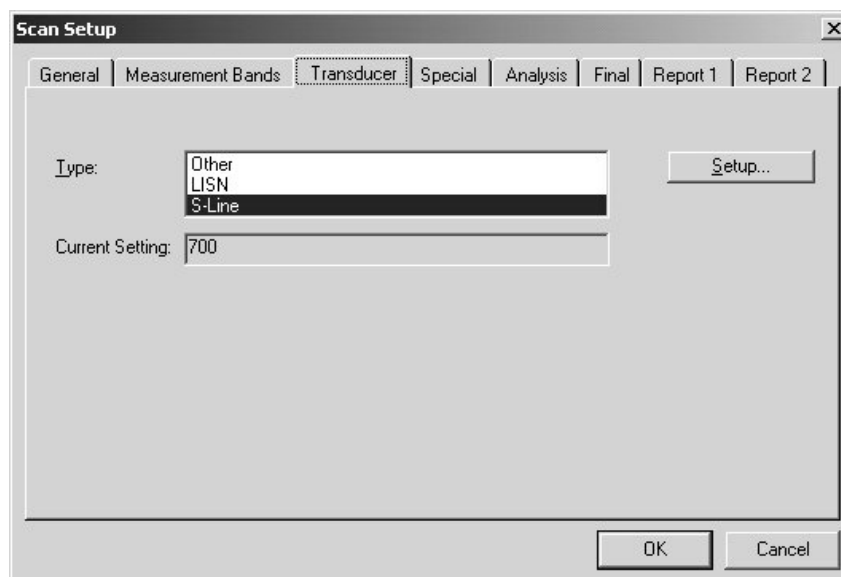


Fig. 2.12 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões radiadas (terceiro guia).

A Tabela 2.8 mostra a configuração correta de cada parâmetro da segunda tela.

TABELA 2.8 – Configuração dos parâmetros da terceira tela (guia).

Parâmetro	Descrição
Type	Esta opção permite a escolha do tipo de transdutor que vai ser utilizado para leitura pelo receptor de campos. Para emissões radiadas, deve-se escolher a opção "S-Line".
Current Setting	Este campo mostra qual o transdutor ativo.
Setup...	Este botão permite alterar o transdutor ativo. Ao pressionar este botão, a tela mostrada na Fig. 2.14 aparece.

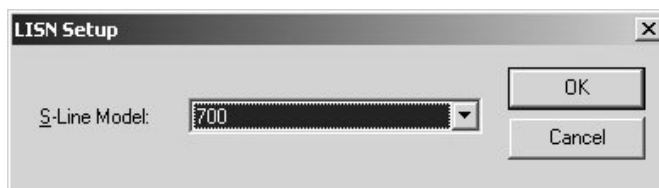


Fig. 2.13 – Tela de configuração do programa ESPC-K1 para ajuste dos parâmetros de medida de emissões conduzidas (sub-guia do terceiro guia).

A Tabela 2.9 mostra a configuração correta de cada parâmetro da segunda tela.

TABELA 2.9 – Configuração dos parâmetros da terceira tela (guia).

Parâmetro	Descrição
S-Line Model	Esta opção permite a escolha do tipo de S-Line a ser adotada na medida. Deve-se escolher o modelo 700.

2.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os equipamentos e métodos utilizados na medição da EMI conduzida e radiada. A norma CISPR 16, que foi adotada como referência neste trabalho, teve seus conceitos básicos explanados.

No próximo capítulo, serão apresentadas as técnicas preventivas para a redução da EMI, que podem ser aplicadas desde a fase de projeto de uma fonte chaveada.

CAPÍTULO 3

TÉCNICAS PREVENTIVAS PARA A REDUÇÃO DA EMI

3.1 Introdução

As fontes chaveadas podem ser caracterizadas como geradores inerentes de perturbações eletromagnéticas, tanto conduzidas como radiadas, devido à: comutação de um elemento semiconductor (transistor de potência), corrente de recuperação dos diodos e às demais não-idealidades dos elementos presentes. Assim, faz-se necessário o uso de técnicas de redução de EMI para que tais fontes sejam eletromagneticamente compatíveis com seu ambiente. Sempre é bom lembrar que, sendo fontes, o objetivo das fontes chaveadas é alimentar os circuitos nela conectados com um mínimo de interferência gerada.

Para que as técnicas de redução da EMI sejam eficientes, deve-se aplicá-las desde as fases iniciais do projeto da fonte chaveada [82]. Ou seja, deve-se utilizar técnicas de redução da EMI de maneira preventiva, quando tais técnicas são mais eficientes [1], [6], [66], [82]. Por exemplo: um projeto criterioso da fonte chaveada (leiaute da placa de circuito impresso, disposição dos componentes, etc.), levando-se em conta o comportamento em frequência dos componentes, que é limitado pela sua constituição física (comportamento não-ideal dos componentes).

Para uma melhor compreensão das técnicas, faz-se necessária uma explanação sobre o comportamento não-ideal dos componentes eletrônicos. Esse estudo das não-idealidades é de grande ajuda no entendimento das técnicas, pois o desconhecimento das limitações dos componentes pode fazer com que as técnicas de redução da EMI sejam praticamente inócuas.

3.2 Comportamento Não-Ideal dos Componentes

3.2.1 Condutores (Fios e Trilhas)

Embora os condutores não sejam normalmente considerados componentes, eles possuem características que são muito importantes para a propagação do ruído gerado e para os transientes dos circuitos eletrônicos. A indutância é uma das características mais importantes. Mesmo em baixas frequências um condutor pode ter mais reatância indutiva do que resistência [3].

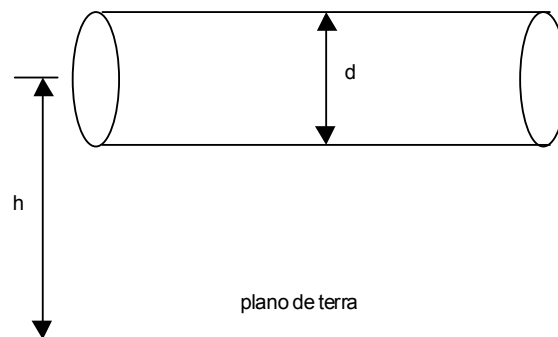


Fig. 3.1 – Condutor de diâmetro “d” acima de um plano de terra, com altura “h”.

A indutância externa de um fio reto, com seção transversal circular de diâmetro “d”, cujo centro está localizado a uma distância “h” (Fig. 3.1) acima de um plano de terra é dado por (3.1) [3].

$$L_{ext} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{4h}{d}\right) \quad [\text{H/m}] \quad (3.1)$$

Assume-se que “ $h > 1,5 \cdot d$ ”. A permeabilidade do espaço livre é igual a ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m). A equação (3.1) pode ser reescrita como (3.2) [3].

$$L_{ext} = 200 \cdot \ln\left(\frac{4h}{d}\right) \quad [\text{pH/mm}] \quad (3.2)$$

As equações precedentes representam a indutância externa, visto que elas não incluem os efeitos do campo magnético dentro do condutor. A indutância total é a soma das indutâncias interna e externa. A indutância interna de um fio reto, de seção transversal circular, pelo qual passa uma corrente uniforme de baixa frequência é dada em (3.3) [3].

$$L_{\text{int}} = 50 \text{ [pH/mm]} \quad (3.3)$$

Este valor é independente da bitola do fio [3].

A indutância interna é desprezível quando comparada com a indutância externa, a não ser para casos em que os condutores estejam muito próximos.

O valor da indutância interna é ainda mais reduzido quando correntes de alta frequência são consideradas. Isto é devido ao efeito pelicular, e assim a corrente está concentrada próxima da superfície do condutor. Deste modo, normalmente considera-se somente a indutância externa.

TABELA 3.1 – Indutância e Resistência de Condutores Circulares

Bitola do Fio (AWG)	Diâmetro(m)	Resistência (mΩ/m)	Indutância (μH/m)		
			6,35mm acima do plano de terra	12,7 mm acima do plano de terra	25,4 mm acima do plano de terra
26	406×10^{-6}	133,0	0,827	0,984	1,10
24	508×10^{-6}	83,9	0,787	0,906	1,06
22	635×10^{-6}	52,8	0,748	0,866	1,02
20	813×10^{-6}	33,5	0,669	0,827	0,945
18	$1,02 \times 10^{-3}$	20,9	0,630	0,787	0,906
14	$1,63 \times 10^{-3}$	8,27	0,551	0,669	0,827
10	$2,59 \times 10^{-3}$	3,15	0,472	0,591	0,748

A Tabela 3.1 [3] lista os valores de indutância externa e de resistência para várias bitolas de condutores. A tabela mostra que ao se aproximar o condutor do plano de terra, a sua indutância decresce; assumindo-se que o plano de terra é o circuito de retorno da corrente. Ao elevar-se o condutor bem acima do plano de terra, verifica-se que a indutância externa aumenta. Acima de uma certa altura (alguns centímetros), porém, o valor da indutância se aproxima de seu valor no espaço livre, e o aumento da distância entre condutor e plano tem muito pouco efeito na indutância. Isto é devido ao fato de que quase todo o fluxo magnético produzido pela corrente no condutor está contido no interior da malha.

A Tabela 3.1 também indica que quanto maior a bitola do condutor, menor é a sua indutância. A indutância e o diâmetro do condutor estão relacionados através de uma relação logarítmica. Por essa razão, valores baixos de indutância não são obtidos facilmente pelo aumento do diâmetro do condutor. O espaço entre os condutores afeta a indutância externa, ao passo que a seção transversal afeta somente a indutância interna.

A indutância interna pode ser reduzida pelo uso de um condutor achatado, retangular em vez de um condutor circular. Um tubo circular oco também tem menos indutância do que um condutor sólido de mesma bitola.

Para dois condutores paralelos conduzindo uma corrente uniforme em direções opostas, a indutância própria, desprezando o fluxo nos próprios fios, é dada em (3.4) [3].

$$L = 0,394 \cdot \ln\left(\frac{2D}{d}\right) \text{ [\mu H/m]} \quad (3.4)$$

Na equação (3.4), "D" é o espaçamento, centro a centro, dos condutores, e "d" é o diâmetro dos condutores.

A resistência é a segunda característica importante de um condutor. A seleção da bitola de um condutor é geralmente determinada pela queda de tensão máxima permitida no condutor. A queda de tensão é uma função da resistência do condutor e da corrente máxima que ele suporta. A Tabela 3.1 lista o valor da resistência CC para condutores de várias bitolas [3].

Em frequências mais altas, a resistência do condutor aumenta, devido ao efeito pelicular. O efeito pelicular descreve uma condição onde, devido aos campos magnéticos produzidos pela corrente no condutor, há uma concentração de corrente próxima à superfície do condutor. À medida que a frequência aumenta, a corrente se concentra cada vez mais perto da superfície. Isto efetivamente diminui a seção transversal pela qual a corrente circula e, portanto aumenta a resistência efetiva [3].

Para condutores sólidos de cobre, com seção transversal circular, as resistências CA e CC estão relacionadas (aproximadamente) por (3.5) [3]:

$$R_{CA} = (2,44 \cdot d \cdot \sqrt{f} + 0,26) \cdot R_{CC} \quad (3.5)$$

onde:

d= diâmetro do condutor em mm

f= frequência em Hz

R_{CC}= Resistência em ohms

R_{CA}= Resistência em ohms

Se o material condutor for outro (não o cobre) o primeiro termo de (3.5) deve

ser multiplicado pelo fator $\sqrt{\frac{\mu_r}{\rho_r}}$,

onde:

μ_r : permeabilidade relativa do material condutor
 ρ_r : resistividade relativa do material, em relação ao cobre.

Devido ao efeito pelicular, um tubo oco, em alta-freqüência, tem a mesma resistência CA do que um condutor sólido.

A resistência CA de um condutor pode ser diminuída pela mudança do formato da seção transversal. Um condutor retangular tem, inerentemente, uma resistência CA mais baixa do que um condutor circular devido à sua maior superfície por unidade de área de seção transversal [3].

Deste modo, como um condutor retangular tem uma resistência CA e uma indutância menor do que um condutor circular com a mesma área de seção transversal, ele é um condutor melhor para altas freqüências. Fitas ou malhas são, portanto, normalmente utilizadas como condutores de terra, mesmo em circuitos de baixa freqüência.

3.2.2 Trilhas de Placas de Circuito Impresso

As placas de circuito impresso (PCI) são compostas de um substrato no qual condutores (trilhas) são gravados. Os condutores em PCI's têm seções transversais retangulares e os fios têm seções transversais circulares [1].

A distribuição de corrente sobre a trilha, comporta-se de uma maneira que é bastante similar à dos fios. Para a excitação CC ou de baixa freqüência a corrente é, aproximadamente, distribuída uniformemente sobre a trilha. Então, a resistência de baixa freqüência por unidade de comprimento da trilha é dada por (3.6) [1].

$$r_{BF} = r_{CC} = \frac{1}{\sigma w t} \quad [\Omega/m] \quad (3.6)$$

onde:

w é a largura da trilha;
t é a espessura da trilha;
 σ é a condutividade do cobre.

O cálculo da resistência de alta frequência é um problema difícil, mas pode ser razoavelmente aproximado, assumindo-se que a corrente está uniformemente distribuída sobre uma profundidade pelicular δ dada (3.7) [1].

$$r_{AF} \cong \frac{1}{2\sigma\delta\omega} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (3.7)$$

onde a profundidade de penetração δ é dada por (3.8) [1].

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad [\text{m}] \quad (3.8)$$

onde:

- f**: frequência de operação
- μ** : permeabilidade do material condutor (tip. Cobre)
- σ** : condutividade (tip. Cobre)

A trilha também possui uma indutância interna devido ao fluxo magnético interno na trilha, de um modo similar ao do fio. Portanto o cálculo desta indutância interna é um problema difícil. Assim, ignora-se esta indutância interna assumindo que ela será desprezível em comparação com o parâmetro indutância externa, em qualquer modelo de circuito a parâmetros distribuídos [1].

3.2.3 Efeito dos Terminais de um Componente

Um componente deve, inevitavelmente, ser conectado ao circuito via terminais. Um dos fatores importantes que afetam o comportamento em alta frequência dos componentes, é o comprimento dos terminais de fixação dos mesmos [1]. Terminais de fixação desnecessariamente longos causam um desvio no comportamento ideal do componente em altas frequências, desvios estes que frequentemente ficam na faixa de frequência dos limites regulamentados, onde se necessita que o componente comporte-se como esperado [1]. O comprimento e a separação dos terminais do componente fazem com que o componente tenha, incorporado ao comportamento ideal, um elemento indutivo e um elemento capacitivo. Estes elementos em combinação com o componente podem causar um comportamento que é bastante diferente do comportamento esperado (ressonâncias) [1].

3.2.4 Resistores

Os resistores são os componentes mais comuns em sistemas eletrônicos. Estes componentes são construídos, basicamente, de três formas:

- com composição de carbono;
- com um fio enrolado;
- com filmes finos.

Devido à técnica de construção, o resistor de filme fino tem valores mais precisos de resistência do que o resistor com composição de carbono, e tem menor indutância do que o resistor de fio [1].

Dependendo da técnica de construção, os resistores reais comportam-se de uma forma um pouco diferente da ideal em altas frequências. Um efeito mais significativo é representado pela indutância e pela capacitância dos terminais do elemento. Assim a função de transferência de um resistor pode ser expressa por (3.9) [1].

$$\vec{Z}(s) = \frac{\vec{V}(s)}{\vec{I}(s)} = L_{term} \cdot \frac{s^2 + \frac{s}{R \cdot C_{par}} + \frac{1}{L_{term} \cdot C_{par}}}{s + \frac{1}{R \cdot C_{par}}} \quad (3.9)$$

onde: $s = \sigma + j\omega$ (variável complexa)

A Fig. 3.2 mostra o circuito equivalente de um resistor [1].

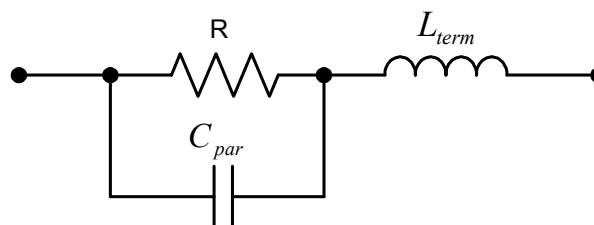


Fig. 3.2 – Circuito equivalente de um resistor.

Onde:

- A indutância do terminal, L_{term} , neste modelo, refere-se à indutância da área do circuito limitada pelos dois terminais.

- A capacitância parasita, neste modelo, refere-se à combinação das capacitâncias paralelas do terminal (C_{term}) e de fuga (C_{fuga}), $C_{par} = C_{term} + C_{fuga}$.

É possível verificar que, para resistores de alta impedância a capacitância parasita é o efeito dominante no elemento. Assim, o modelo tem um comportamento representado por (3.10), (3.11) e (3.12) [1].

resistivo para: $0 \leq f < \frac{1}{2\pi RC_{par}}$ (3.10)

capacitivo para: $\frac{1}{2\pi RC_{par}} < f < \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{term} \cdot C_{par}}}$ (3.11)

indutivo para: $\frac{1}{2\pi \sqrt{L_{term} \cdot C_{par}}} < f \leq \infty$ (3.12)

A Fig. 3.3 mostra o comportamento do módulo da impedância do resistor em função da frequência [1].

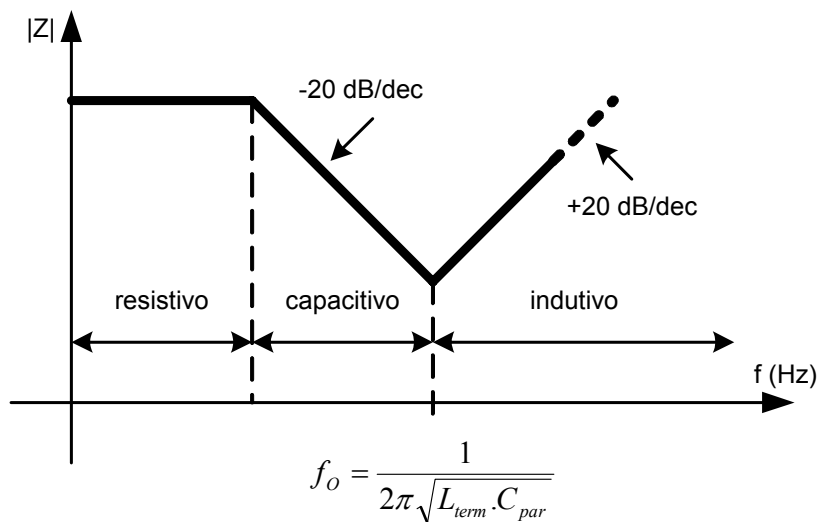


Fig. 3.3 – Resposta em frequência do modelo (circuito equivalente) de resistor.

3.2.5 Capacitores

Existem numerosos tipos de capacitores. Para a redução de perturbações eletromagnéticas, os capacitores típicos são o cerâmico e o eletrolítico [1]. Os capacitores cerâmicos têm valores menores de capacitância do que os capacitores eletrolíticos. Os capacitores cerâmicos geralmente são utilizados para suprimir as emissões radiadas (são eficientes em altas frequências), enquanto que os capacitores eletrolíticos são utilizados para suprimir as emissões conduzidas (são eficientes em baixas frequências) [23]. Estes capacitores podem ser representados por um par de placas paralelas separadas por um dielétrico [1]. As perdas (por polarização e ôhmica) no dielétrico são representadas por uma resistência paralela R_{diel} . A resistência das placas é representada por R_{placa} . O capacitor tem uma certa indutância L_{term} e capacitância C . O circuito equivalente do capacitor consiste da combinação série de C e R_{placa} . A resistência de R_{placa} representa a Resistência Série Equivalente – RSE (*Equivalent Series Resistance – ESR*) e é denotada como R_{RSE} . Desse modo, o modelo consiste numa combinação série de C , L_{term} e R_{RSE} . A impedância desse modelo é dada em (3.13) [1].

$$\vec{Z}(s) = \frac{\vec{V}(s)}{\vec{I}(s)} = L_{term} \cdot \frac{s^2 + \frac{R_{RSE} \cdot s}{L_{term}} + \frac{1}{L_{term} \cdot C}}{s} \quad (3.13)$$

O circuito equivalente de um capacitor é apresentado na Fig. 3.4 [1].

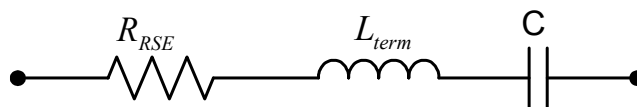


Fig. 3.4 – Circuito equivalente de um capacitor.

A impedância do capacitor aumenta até ser igual a do indutor na frequência dada por (3.14) [1].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{term} \cdot C}} \quad (\text{Hz}) \quad (3.14)$$

A frequência f_0 é definida como a frequência ressonante do capacitor. Para frequências de RF, a magnitude da impedância do indutor aumenta na taxa de +20dB/década, enquanto que o ângulo de fase é de +90° [1]. A Fig. 3.5 mostra o

comportamento do módulo da impedância de um capacitor em função da frequência [1].

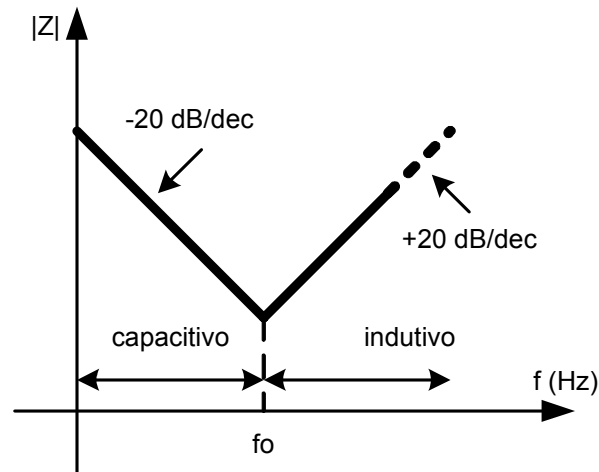


Fig. 3.5 – Resposta em frequência do modelo (circuito equivalente) de capacitor.

Para verificar o comportamento em frequência de capacitores reais, foram realizadas medições da resposta em frequência de alguns capacitores de uso típico. Nas Fig. 3.6(a), Fig. 3.6(b) e Fig. 3.6(c) podem-se observar os gráficos (medições) da resposta em frequência. O gráfico da Fig. 3.6(a) foi obtido através da medição da resposta em frequência para um capacitor de 470nF, de polipropileno, para uso geral. O gráfico da Fig. 3.6(b) foi obtido através da medição da resposta em frequência para um capacitor de 100nF, de polipropileno, tipo X, para uso em EMC. O gráfico da Fig. 3.6(c) foi obtido através da medição da resposta em frequência para um capacitor de 2,2nF, cerâmico, tipo Y, próprio para uso em EMC. Para realizar todas as medições foi utilizado o equipamento HP4284A – *Precision LCR Meter*. Este equipamento é limitado à faixa de frequência de 20Hz a 1MHz. Apesar da faixa útil do equipamento ser menor do que a faixa requerida pela norma CISPR para emissões conduzidas (150kHz – 30MHz), pode-se ter uma boa idéia do desempenho em frequência destes capacitores.

Pode-se observar na Fig. 3.6(a) que a frequência de ressonância (ponto de inflexão da curva) para este capacitor é de, aproximadamente, 220kHz. Ou seja, acima desta frequência, o capacitor não apresenta mais características capacitivas, e sim indutivas. Portanto, quando este capacitor for utilizado como um elemento de filtro para EMI, o projetista deve ter em mente que ele não se comportará como um capacitor em toda a faixa de frequência exigida pela norma de EMC (150kHz – 30MHz, para a norma CISPR para emissões conduzidas).

Já na Fig. 3.6(b), a frequência de ressonância (ponto de inflexão da curva) para este capacitor é de, aproximadamente, 500kHz. Apesar do material dielétrico deste capacitor ser o mesmo do capacitor de 470nF, a frequência de ressonância obtida, que é superior à obtida para o capacitor de 470nF – Fig. 3.6(a), é devida aos aspectos construtivos deste capacitor, que é confeccionado especialmente para uso em supressão da EMI.

Na Fig. 3.6(c), a frequência de ressonância (ponto de inflexão da curva) para este capacitor está acima do limite máximo do equipamento de medição (1MHz). Este valor de frequência de ressonância, superior aos valores medidos para os outros capacitores, foi obtido pelo uso de um dielétrico cerâmico. Comparado com o polipropileno, o dielétrico cerâmico apresenta um comportamento melhor em alta frequência, como pode-se verificar na Fig. 3.20 [82].

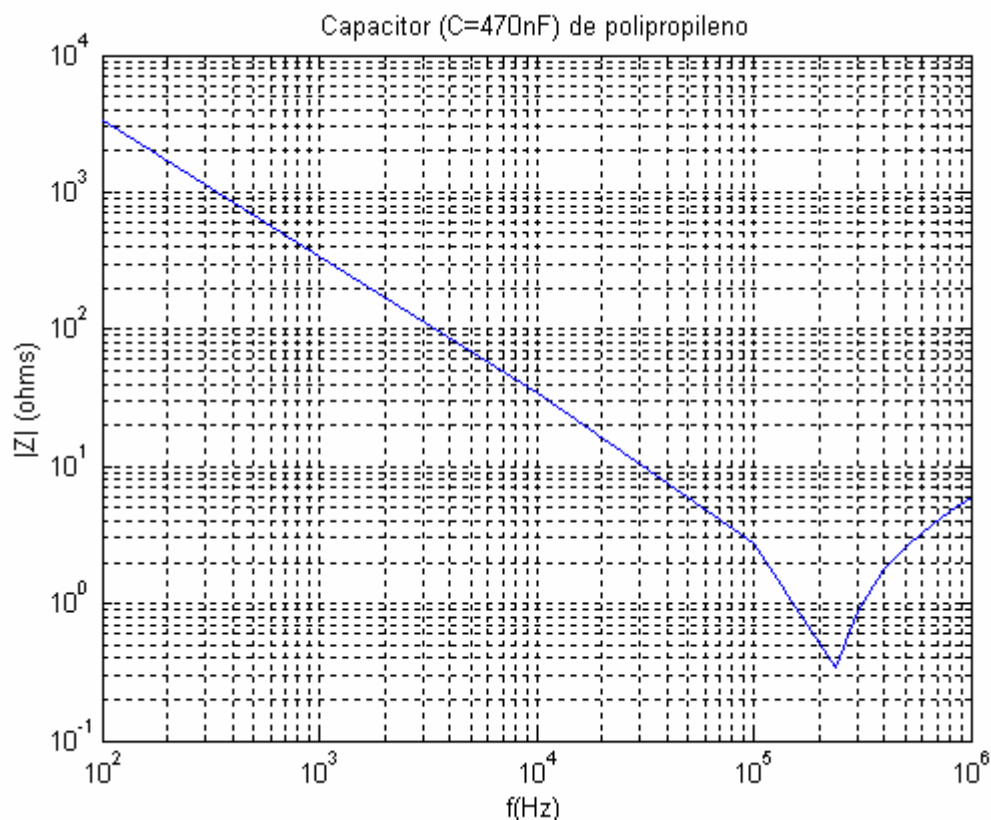


Fig. 3.6(a) – Medição da resposta em frequência de um capacitor de 470nF.

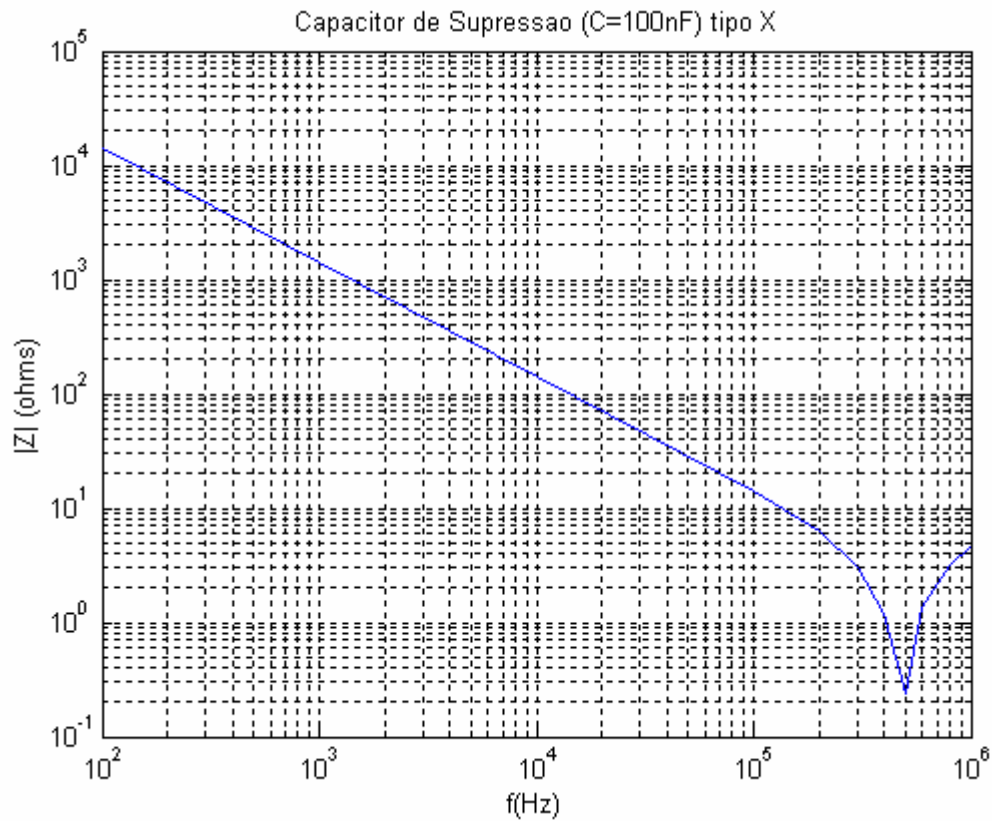


Fig. 3.6(b) – Medição da resposta em frequência de um capacitor de 100nF.

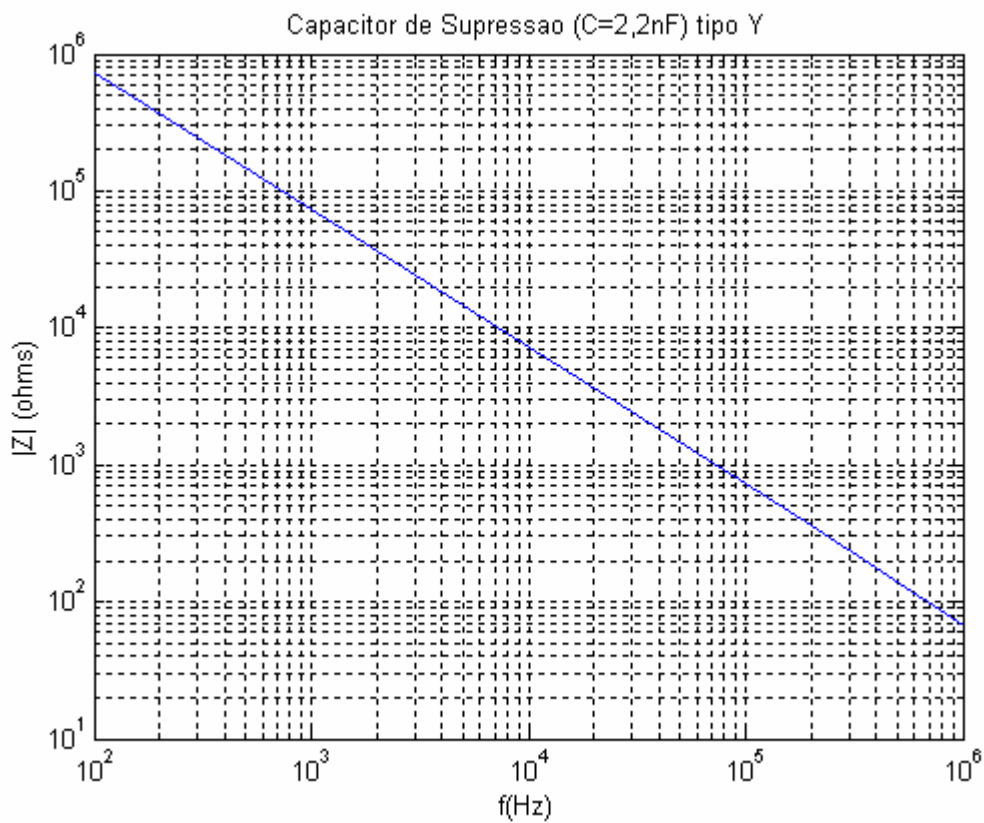


Fig. 3.6(c) – Medição da resposta em frequência de um capacitor de 2,2nF.

3.2.6 Indutores

A técnica de construção específica determinará os valores dos elementos parasitas no modelo do indutor não ideal [1]. O processo de enrolamento das bobinas dos fios na forma cilíndrica introduz o valor de resistência do fio bem como a capacitância entre as bobinas vizinhas. Isto produz elementos de capacitância parasita R_{par} e C_{par} no modelo não ideal. O indutor não ideal deve também incluir a indutância anexada dos terminais L_{term} , a qual é desprezada, pois seu valor é muito menor do que a indutância intencional do elemento. Do mesmo modo, a capacitância C_{term} é freqüentemente menor do que a capacitância parasita C_{par} , podendo também ser ignorada. Assim, a impedância desse modelo é dada por (3.15) [1].

$$\vec{Z}(s) = \frac{\vec{V}(s)}{\vec{I}(s)} = R_{par} \frac{1 + \frac{s \cdot L}{R_{par}}}{s^2 \cdot L \cdot C_{par} + s \cdot R_{par} \cdot C_{par} + 1} \quad (3.15)$$

O circuito equivalente do indutor é apresentado na Fig. 3.7 [1].

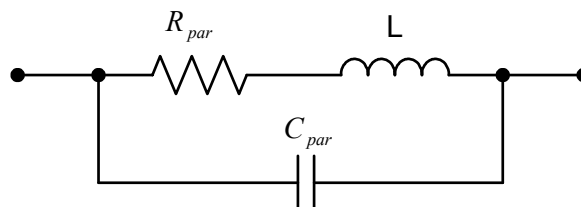


Fig. 3.7 – Circuito equivalente de um indutor.

Em baixas freqüências, a resistência predomina e a impedância é dada por R_{par} . À medida que a freqüência aumenta, a indutância do modelo torna-se dominante na freqüência angular dada por (3.16) [1].

$$\omega = \frac{R_{par}}{L} \quad (\text{rad/s}) \quad (3.16)$$

A impedância aumenta em +20 dB/década enquanto o ângulo é de +90°. À medida que a freqüência aumenta mais ainda, a impedância da capacitância parasita decresce até sua magnitude ser igual à impedância do indutor. Isto ocorre na freqüência ressonante do indutor, dada por (3.17) [1].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{par}}} \text{ (Hz)} \quad (3.17)$$

A Fig. 3.8 mostra o comportamento da impedância de um indutor em função da frequência [1].

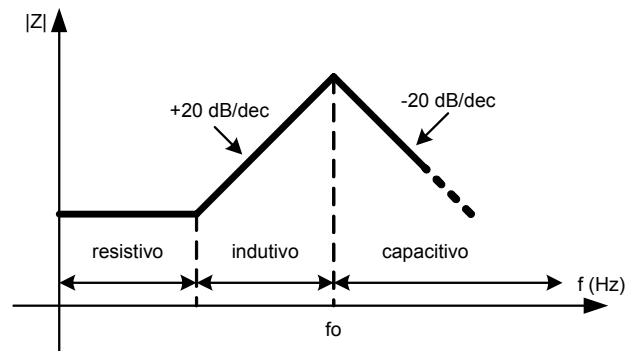


Fig. 3.8 – Resposta em frequência do modelo (circuito equivalente) de indutor.

Para verificar o comportamento em frequência de indutores reais, foram realizadas medições da resposta em frequência de indutores de modo comum de uso típico na supressão da EMI. Nas Fig. 3.9(a) e Fig. 3.9(b), pode-se observar os gráficos (medições) da resposta em frequência de indutores de modo comum de uso típico em eletrônica. O gráfico da Fig. 3.9(a) foi obtido através da medição da resposta em frequência para um indutor de modo comum de 53mH, com núcleo de ferrita em formato "U", de material de fabricante nacional. O gráfico da Fig. 3.9(b) foi obtido através da medição da resposta em frequência para um indutor de modo comum de 5,5mH, com núcleo de ferrita em formato toroidal, de material importado, fabricado especialmente para aplicações de EMC. Para realizar estas medições, foi utilizado o equipamento HP4284A – *Precision LCR Meter*.

Pode-se observar na Fig. 3.9(a) que a frequência de ressonância (ponto de inflexão da curva) para este indutor de modo comum é de, aproximadamente, 200kHz. Ou seja, acima desta frequência, o indutor não apresenta mais características indutivas, e sim capacitivas. Portanto, quando este indutor de modo comum for utilizado como um elemento de filtro para EMI, o projetista deve ter em mente que ele não se comportará como um indutor em toda a faixa de frequência exigida pela norma de EMC (150kHz – 30MHz, para a norma CISPR para emissões conduzidas).

Já na Fig. 3.9(b), a frequência de ressonância (ponto de inflexão da curva) para este indutor de modo comum é de, aproximadamente, 650kHz. A frequência de

ressonância obtida, que é superior à frequência obtida para o indutor de modo comum de 53mH – Fig. 3.9(a), é devida aos aspectos construtivos deste indutor (tipo de enrolamento, formato do núcleo), que já foi projetado para minimizar todos os elementos parasitas.

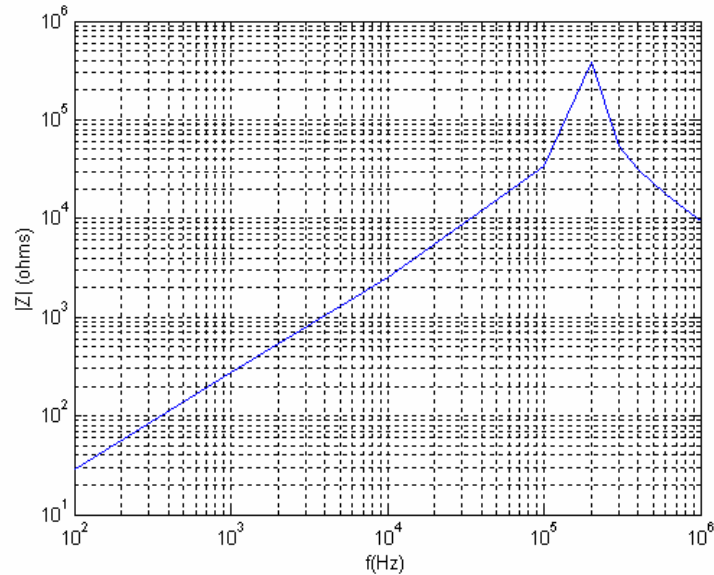


Fig. 3.9(a) – Medição da resposta em frequência de um indutor de modo comum com 53mH.

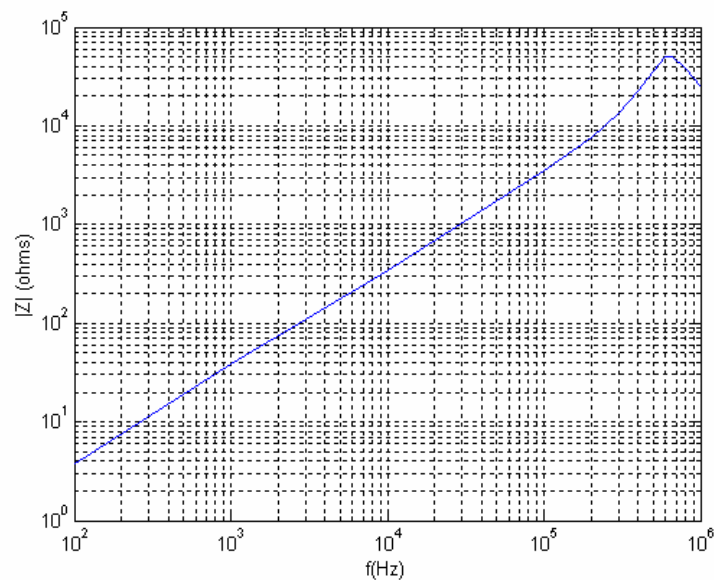


Fig. 3.9(b) – Medição da resposta em frequência de um indutor de modo comum com 5,5mH.

3.2.7 Capacitâncias Parasitas e de Acoplamento

As capacitâncias parasitas e de acoplamento estão presentes em vários componentes e é através delas que podem surgir conexões não desejadas e imprevistas entre dois pontos de um circuito. Elas podem estar conectando segmentos de trilhas ou cabos, enrolamentos de transformadores e terminais de semicondutores, resistores, indutores, conectores e até dissipadores [1], [82]. A Fig. 3.10 mostra algumas possíveis capacitâncias parasitas e de acoplamento que podem ser encontradas em uma fonte chaveada.

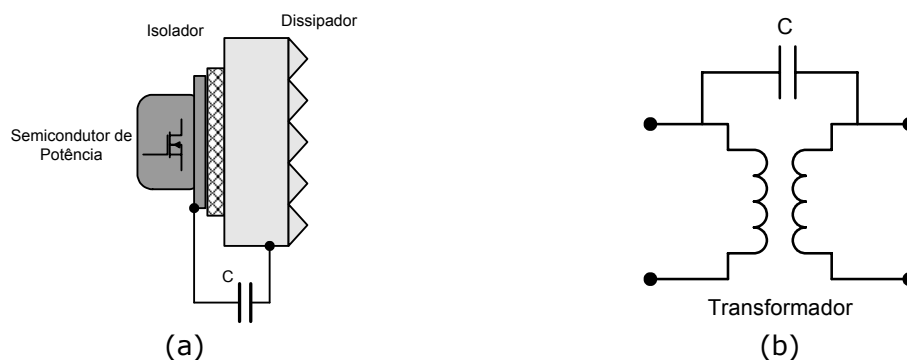


Fig. 3.10 – (a) Capacitância de acoplamento entre semicondutor e dissipador; (b) Capacitância de acoplamento entre enrolamentos de um transformador.

- Os acoplamentos capacitivos criam caminhos para as correntes parasitas [3].
- Os acoplamentos capacitivos dos componentes de um circuito (resistores, indutores, capacitores e principalmente semicondutores) variam de componente para componente e com o leiaute de PCB utilizado [3].
- Dois fios/trilhas com 2mm de diâmetro e separados de 1cm apresentam, aproximadamente, uma capacitância de acoplamento de 0.1pF/cm [3].

3.2.8 Indutâncias Parasitas e de Acoplamento

As indutâncias parasitas e de acoplamento podem surgir principalmente entre condutores e trilhas. A Fig. 3.11 ilustra o acoplamento indutivo entre duas trilhas ou condutores.

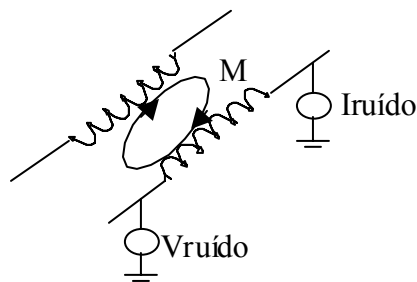


Fig. 3.11 – Acoplamento indutivo.

- O acoplamento indutivo (magnético) entre dois condutores causa tensões induzidas parasitas.
- Como $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$, as interferências eletromagnéticas de tensão geradas aumentam com o aumento da frequência.
- Dois fios de 2mm de diâmetro separados de 1cm, apresentam aproximadamente 10nH/cm de indutância parasita [3].

3.2.9 Diodos

O modelo ideal de um diodo é representado por uma chave aberta (bloqueada) na polarização reversa e fechada (em condução) na polarização direta. Este modelo pode, em altas frequências, ser acrescido de elementos que surgem principalmente devido às características dos materiais da junção 'p-n' e da camada de depleção (área de junção PN). Estes elementos associados a um diodo ideal, podem ser uma fonte de tensão CC (por exemplo, de 0,7V), uma resistência série e capacitâncias de transição, C_t , e de difusão, C_d . Assim, um diodo pode ser representado pelo modelo apresentado na Fig. 3.12 [9].

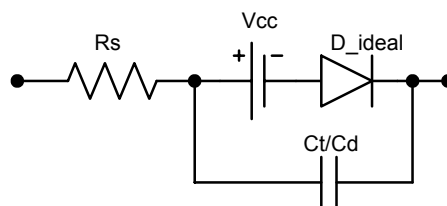


Fig. 3.12 – Circuito equivalente de um diodo

A capacitância C_t/C_d não é uma capacitância constante (varia com o estado de operação do diodo). Os fabricantes fornecem em catálogo as curvas da capacitância em função da tensão reversa e seu valor típico [9].

3.2.10 MOSFET

Assim como o diodo, o MOSFET quando opera em altas frequências pode ter acrescido ao seu modelo ideal (circuito aberto no corte e resistência na saturação), capacitâncias que aparecem devido à construção do semicondutor e do circuito que o mesmo está inserido (trilhas, terminais, etc.) [9]. Estas capacitâncias aparecem entre os terminais gatilho (*gate(g)*), dreno (*drain(d)*) e fonte (*source(s)*) do semicondutor como as capacitâncias *gate-source* (C_{gs}), *gate-drain* (C_{gd}) e *drain-source* (C_{ds}). A Fig. 3.13 mostra estas capacitâncias [9].

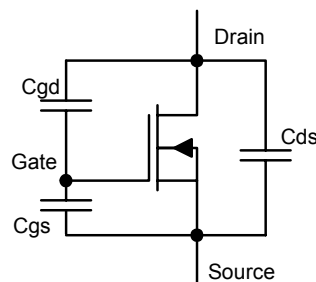


Fig. 3.13 – Circuito equivalente de um MOSFET, considerando suas capacitâncias de acoplamento entre *gate*, *drain* e *source*.

Assim como no diodo, estas capacitâncias são fornecidas em catálogo pelos fabricantes. Também é fornecida pelo fabricante a resistência de condução do MOSFET ($R_{ds_{on}}$) que caracteriza o MOSFET quando em condução, como mostra a Fig. 3.14.

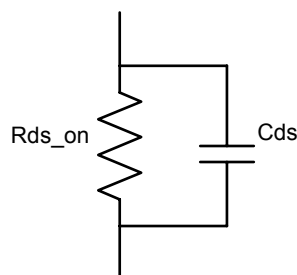


Fig. 3.14 – Circuito equivalente de um MOSFET em condução.

3.2.11 Trilhas de Modo Comum e de Modo Diferencial

Devido ao conceito de correntes de modo comum e de modo diferencial, é usual o uso dos termos: trilhas de modo comum e trilhas de modo diferencial. Esta denominação refere-se simplesmente ao sentido em que se deslocam as correntes (de ida e retorno) nas trilhas.

As Figs. 3.15 (a) e (b) mostram trilhas de modo comum e de modo diferencial, e o sentido dos campos magnéticos gerados por essas correntes. Pode-se perceber que nas trilhas de modo comum os campos se anulam na parte interna aos fios e se somam na área externa aos fios, enquanto que nas trilhas de modo diferencial os campos se anulam na parte externa e se somam na área interna aos fios. Observa-se (qualitativamente) que o ambiente circundante das trilhas é mais afetado por trilhas de modo comum (campo intenso no espaço externo aos fios) do que por trilhas de modo diferencial (campo intenso no espaço interno aos fios), fato este que evidencia a recomendação de se utilizar trilhas de modo diferencial.

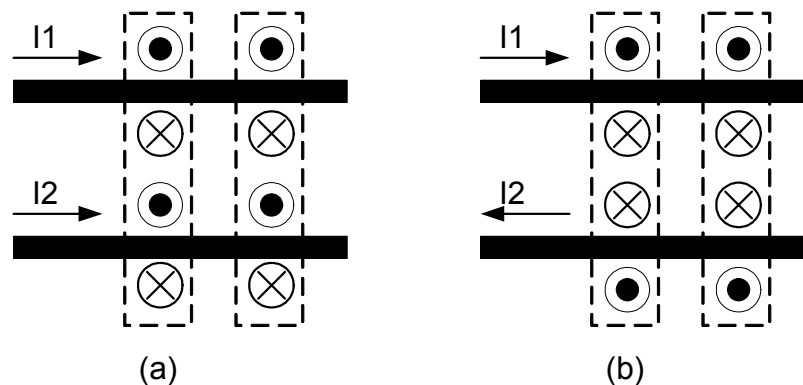


Fig. 3.15 – Trilhas de modo comum (a) e trilhas de modo diferencial (b).

Feita a introdução sobre as não-idealidades dos componentes, serão agora apresentadas as técnicas de redução da EMI.

3.3. Segregação de Circuitos

A segregação de circuitos consiste na separação, em setores determinados, dos elementos dos circuitos, de acordo com um critério de maior ou menor capacidade de geração de interferência eletromagnética.

Para minimizar os custos, esta técnica precisa ser empregada desde a fase inicial do projeto. O projeto da Placa de Circuito Impresso (PCI) não deve ser iniciado até que sejam conhecidas as áreas onde as técnicas de blindagem e filtragem necessitam ser aplicadas. Assim, deve-se ter uma visão geral da montagem física e da colocação dos componentes no ciclo de desenvolvimento do produto [82], [83].

Antes de continuar com a exposição, é necessário identificar duas áreas:

- Mundo Exterior: Onde o controle total do ambiente eletromagnético não é possível.
- Mundo Interior: Onde o controle total do ambiente eletromagnético pode ser obtido.

Esta divisão é realizada com fins de análise e estudo das interferências nas PCI's.

A fronteira entre o mundo exterior e interior pode ser difícil de ser definida. Os condutores que saem do chassi de um equipamento estão sujeitos a todo o espectro eletromagnético do ambiente, mas os cabos que permanecem no interior do equipamento podem também sofrer ação deste fenômeno se o chassi do equipamento não for adequadamente blindado e se os cabos externos não forem suficientemente filtrados. Por exemplo, um *flat-cable* ou um *jumper* conectando duas PCI's não vai estar protegido de um ambiente eletromagnético agressivo, com radiofrequência (RF) irradiada, a não ser que haja um invólucro que forneça a blindagem adequada em toda a faixa de frequências de interesse, tanto para emissões como para imunidade [82].

O uso de uma única PCI para todos os circuitos em um equipamento é a melhor maneira (com baixos custos) de estar em conformidade com as normas de EMC. Isto porque é mais fácil controlar o ambiente eletromagnético de uma única PCI, que tem uma fronteira óbvia entre os mundos exterior e interior, do que controlar o ambiente eletromagnético de várias PCI's com fios e cabos conectando-as. Muitos tipos de equipamentos eletrônicos podem não precisar de um invólucro blindado se forem fabricados com uma única PCI [23], e usando as técnicas descritas neste texto [82].

Quando os circuitos do mundo interior estiverem demarcados, eles devem ser subdivididos em circuitos: extremamente ruidosos, ruidosos, potencialmente agressivos; e circuitos "limpos", sensíveis e potencialmente vítimas. A probabilidade de um nó de circuito ser vítima de algum fenômeno eletromagnético depende do nível de seus sinais e de suas margens de ruído (menor margem => maior sensibilidade).

As várias áreas do mundo interior devem ser fisicamente segregadas umas das outras, e do mundo exterior, mecanicamente e eletricamente. Na fase inicial do projeto, as áreas a serem segregadas devem ser mostradas claramente em todos os desenhos, o que usualmente é realizado desenhando-se linhas pontilhadas ao redor de áreas retangulares, cada uma cobrindo uma porção segregada do circuito.

A maioria dos projetos é feita em duas dimensões (comprimento x largura). Não é incomum descobrir que, na montagem final, uma PCI que tenha um circuito muito sensível (como um termopar ou amplificador de sinal sonoro) esteja muito próxima de um circuito ruidoso (como um transistor comutando e/ou um transformador de alta frequência), e que a PCI tenha problemas de integridade de sinal [82].

Tais problemas tridimensionais de montagem deveriam ser evitados através da visualização detalhada da montagem final desde o início do projeto, antes mesmo do projeto dos circuitos e de ser feito o projeto da PCI.

A Fig. 3.16 mostra boas práticas de segregação aplicadas a um equipamento com uma única PCI, com ou sem blindagem [82]. Este exemplo mostra que a área segregada, onde é arranjada a interface entre o mundo exterior e os componentes de supressão, fica ao longo de um lado da PCI, como se essa interface fosse um muro entre os mundos interior e exterior.

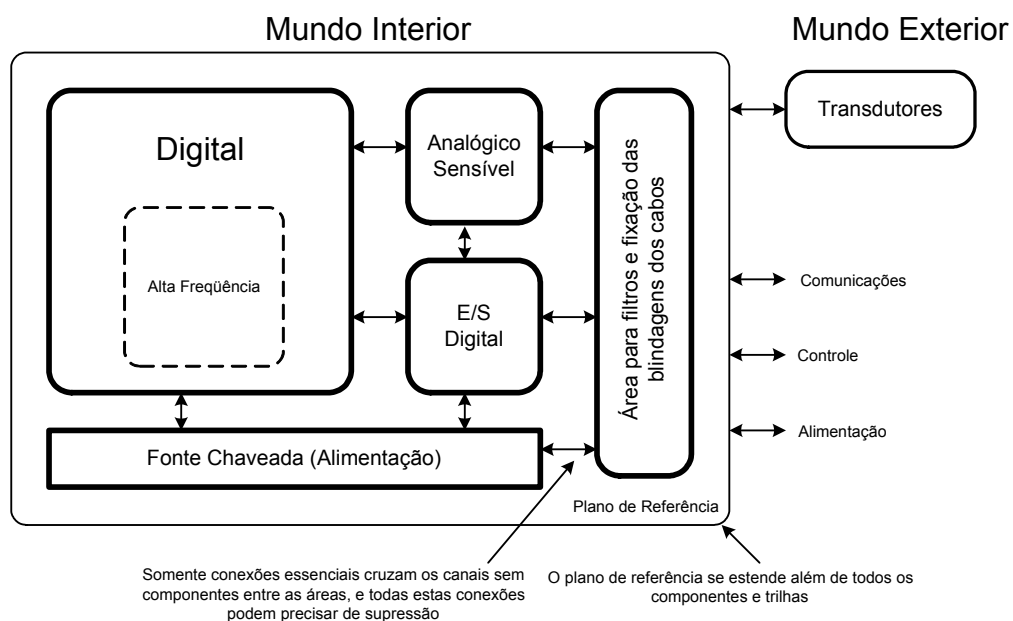


Fig. 3.16 – Exemplo de segregação de circuito para uma única PCI.

Essa área teria somente opto-isoladores, transformadores de isolamento, indutores de modo comum, filtros, dispositivos de proteção contra surtos (limitadores de pulso) e componentes similares, mas nenhum circuito integrado (CI). Essa área também teria pontos de fixação para as malhas de quaisquer cabos blindados e/ou para blindagens. Se esta PCI, por exemplo, fizesse parte de uma montagem maior, as técnicas de segregação utilizadas seriam as mesmas [82].

Os componentes de interface entre mundo interior/exterior ficam restritos a uma área dedicada na PCI para fazer com que todas as correntes externas indesejadas (por exemplo, causadas por uma diferença de potencial nos "terras" de proteção) fiquem nesta área da PCI e não se propaguem para os demais circuitos [82].

Onde existe uma blindagem efetiva, o limite entre o mundo interior/exterior torna-se a divisória da blindagem. Todos os componentes associados de filtragem e supressão, e conectores para a malha de cabos blindados, devem usar um painel de conectores na divisória da blindagem como sua referência. Uma única área para todas as interconexões é ainda melhor. Uma faixa mais larga de conectores montados – com blindagem e/ou filtros – na PCI também podem ser conectados a um painel de metal. Essas partes seriam soldadas ao plano de referência da PCI e eletricamente ligadas metal-a-metal na divisória da blindagem durante a montagem final (pode ser bastante econômica essa alternativa) [82].

Entre cada área de circuitos segregados na PCI devem ser deixados canais estreitos livres de componentes. Esses espaços devem ser mais que suficientes para ajustar uma blindagem montada na PCI [82].

3.3.1 Disposição dos Componentes e das Trilhas

Os componentes mais "ruidosos" ou susceptíveis de cada área devem ser posicionados primeiramente, tão perto quanto possível do centro de suas áreas e tão longe quanto possível de cabos e fios. Tais componentes incluem geradores e linhas (barramentos) de *clock* (extremamente ruidosos); CIs digitais com barramento (muito ruidosos); micro-controladores (ruidosos), transistores de potência operando como comutadores, retificadores, indutores, transformadores e dissipadores (todos muito ruidosos); CIs analógicos (sensíveis); amplificadores que operem com níveis de mV (muito sensíveis) [82]. Sempre é bom lembrar que mesmo amplificadores

operacionais de baixa frequência podem ser extremamente susceptíveis à interferência, mesmo acima de 1GHz [83].

Após serem feitas as conexões extremamente curtas dos componentes para os planos de referência, a distribuição do *clock* digital deve ser a próxima rede a ser disposta, e deve ser feita em uma única camada (*layer*) da PCI, adjacente ao plano de 0V [82]. Estas trilhas devem ser tão curtas quanto possível. Pode ser necessário fazer experimentos com a colocação dos componentes, para obter trilhas de comprimento mínimo.

Depois dessa fase, os barramentos digitais de Entradas e Saídas (E/S) de alta velocidade devem ser dispostos, de uma maneira similar às trilhas de *clock*, respeitando somente as trilhas de *clock* e conexões no plano de referência onde haja um conflito. As trilhas muito susceptíveis, tais como aquelas que levam sinais de transdutores (níveis de mV), devem também ser dispostos como se fossem trilhas de *clock* ou barramento de dados, embora estejam em uma área diferente na PCI [82].

Todos os outros tipos de sinais (analógicos, digitais e de potência) devem ser dispostos de acordo com quão agressivos ou sensíveis eles forem. Onde estas características não forem óbvias de se obter via uma análise dos circuitos, deve-se testar um protótipo com um osciloscópio de banda larga (e/ou analisador de espectro) com ponteiras de tensão ou corrente. Isso vai revelar qual circuito é o mais agressivo. A injeção de tensões ou correntes geradas por um gerador de formas de onda com banda larga vai revelar quais circuitos são sensíveis. Uma ponteira *loop*³ pode ser mais útil aqui, sendo capaz de injetar sinais nas trilhas sem requerer a conexão de equipamentos externos em áreas potencialmente sensíveis da PCI [82].

Todos os componentes e suas trilhas devem ficar dentro da área reservada para os mesmos. As únicas trilhas que saem ou entram em uma área são aquelas que se conectam com outras áreas. Se não for possível eliminar todos os fios e cabos dentro de um equipamento, deve-se ter certeza que suas rotas sejam fixas de modo que eles não possam interferir em outras áreas da PCI [82].

É uma boa prática checar se as técnicas de segregação foram seguidas desde os primeiros projetos da PCI. Uma maneira de fazer isso é contar o número de trilhas e de outros condutores que cruzam as linhas pontilhadas que cercam as áreas segregadas no diagrama – deve haver o mesmo número cruzando os canais entre as áreas dos primeiros projetos da PCI. Onde o processo de disposição automática de trilhas for utilizado, é bastante comum a existência de trilhas adicionais cruzando os

limites das áreas pré-definidas no projeto da PCI. Essas trilhas são a fonte de problemas em muitos projetos. Assim, deve-se eliminá-las utilizando a habilidade e a experiência de projetista para refazer a disposição das trilhas. O processo de disposição automática das trilhas geralmente não proporciona bons projetos do ponto de vista da EMC [82].

3.3.2 Supressão da Interface

Os distúrbios eletromagnéticos podem ser radiados e/ou conduzidos através das interfaces entre as áreas segregadas. As técnicas de blindagem, filtragem e isolamento são utilizadas para reduzir os distúrbios eletromagnéticos a níveis aceitáveis. Para decidir quais são os métodos mais econômicos para cada interface, deve-se ter em mente todos os fenômenos eletromagnéticos possíveis de ocorrer, dado o ambiente eletromagnético operacional e as características de emissão/imunidade dos circuitos [82].

Não se devem ignorar fontes de alimentação internas e outras conexões comuns tais como de 0V ou “terras” quando se consideram interfaces entre áreas. Os projetistas de circuitos freqüentemente abreviam tais conexões em seus diagramas de circuito (são praticamente invisíveis), ainda que estas conexões forneçam os caminhos de retorno para as correntes que são tão importantes quanto o caminho de ida da corrente.

Os condutores que passam do mundo externo para o interno podem necessitar de todo o arsenal de técnicas de supressão: blindagens, filtros, transformadores de isolamento, opto-isoladores, protetores contra surtos, etc. Uma boa prática é reservar uma única área da PCI, ou o revestimento da blindagem, para todas as conexões entre mundo exterior e interior [82].

Os mostradores (*displays*) e controles (tais como *pushbuttons*, potenciômetros) também são interfaces entre mundos externo e interno, e estão particularmente expostas à Descarga Eletrostática (*Electrostatic Discharge – ESD*).

As blindagens podem ser aplicadas a CI's ou áreas específicas da PCI, na PCI inteira; nas subdivisões da PCI; nas várias montagens de PCI's ou ao produto todo

³ Ponteira de formato circular, própria para captar campos magnéticos.

(em ordem crescente de custo e dificuldade). Os métodos de segregação descritos ajudam a fazer com que a aplicação de uma blindagem de baixo custo seja possível.

Os tipos/quantidades de supressão a serem aplicados às trilhas e outros condutores que interconectam áreas diferentes da PCI necessitam de uma avaliação, tanto do sinal desejado quanto do ruído indesejável presente, além da sensibilidade dos circuitos conectados nas extremidades das áreas [82].

Os *clocks* digitais e barramentos de dados são muito ruidosos e não devem ficar em áreas não-ruidosas/sensíveis da PCI. Dados que vão para uma área sensível devem ser derivados de seu barramento por uma distância que não seja maior do que os limites da área da PCI em questão.

As redes de distribuição de potência são freqüentemente subestimadas como rotas para o ruído conduzido de uma área para outra, assim como outros sinais de baixa freqüência. As linhas de controle digitais que permanecem nos níveis 1 ou 0 por longos períodos são tipicamente consideradas como não-ruidosas, mas elas levam junto consigo dezenas ou até centenas de milivolts de ruído de alta-freqüência gerado pela atividade elétrica dos CI's alimentados por essas linhas, por exemplo, por flutuação de tensão no terra (*ground-bounce*) e sua correspondente flutuação na tensão na alimentação (*power-bounce*). Muitos circuitos analógicos têm problemas com ruídos oriundos do barramento CC de fontes chaveadas ou de conversores CC/CC; do processamento digital compartilhando o mesmo barramento ou do ruído injetado em chaves analógicas e de amplificadores operacionais com sinais lógicos "estáticos". Freqüentemente é necessário ajustar pequenos filtros nestas conexões entre áreas, mas algumas vezes são necessárias algumas medidas drásticas, como o uso de opto-isolação [82].

Os componentes que fazem interface entre as áreas segregadas, tais como conversores analógicos/digitais, transformadores, *latches* de barramento de dados, filtros, etc. devem ser posicionados em um limite comum às áreas que são interconectadas. Eles devem usualmente permanecer completamente dentro de uma área ou de outra (de maneira a manter um canal livre de componentes) e suas trilhas devem ser dispostas diretamente em suas respectivas áreas e não serem misturadas com trilhas associadas ao outro lado destes componentes ou outras áreas.

A interferência irradiada entre áreas segregadas é possível. A capacitância parasita entre os componentes pode ser somente da ordem de picofarads, mas os sinais de altas freqüências podem injetar correntes de deslocamento consideráveis nos componentes e trilhas das áreas vizinhas. A combinação de componentes de

dimensões pequenas e de baixo perfil com os planos de referência da PCI, junto com a alocação dos dispositivos mais ruidosos (por exemplo: *clocks*, processadores, conversores estáticos) e de sinais no centro de suas áreas, podem evitar que se tenha que blindar áreas de PCI umas entre as outras.

3.3.3 Resumo das Técnicas de Supressão de Interface

As técnicas de supressão incluem:

- Filtros de modos diferencial e comum;
- Isolação galvânica com o uso de transformadores ou opto-acopladores;
- Dispositivos de proteção contra surtos;
- Uso de sinais de envio e de retorno balanceados (o “retorno” do sinal deve acompanhar o sinal sempre);
- Uso de fibras ópticas, infravermelho, *wireless* (sem-fio), laser ou microondas ao invés de fios de cobre;
- Blindagem de áreas, volumes, cabos e conectores.

3.4 Planos de Referência

Devido às suas reatâncias e ressonâncias intrínsecas, as trilhas, fios, aterramentos em estrela-Y, áreas preenchidas, anéis de guarda, etc. não podem fornecer uma referência adequada para uma PCI, a não ser em baixas frequências (tipicamente, abaixo de 1MHz) [1], [5], [37], [40]. Por exemplo, a regra prática para calcular a indutância das trilhas de uma PCI ou de fios é utilizar o valor de $L=1\text{nH/mm}$. Isso significa que apenas 10mm de uma trilha tem impedância $Z_1=6,3\Omega$ na frequência de 100MHz, ou tem uma impedância $Z_2=63\Omega$ na frequência de 1GHz. Por esta razão, somente áreas contínuas de condutor metálico podem fornecer uma referência adequada até a frequência de 1GHz (e acima), e estas áreas são denominadas planos de referência. Em uma PCI estes planos são geralmente chamados de:

- Plano de potência;
- Plano de 0V;
- Plano de terra.

A Fig. 3.17 mostra um diagrama esquemático da disposição de planos de referência. É recomendável evitar o uso das palavras *ground* ou *earth* quando se fala de EMC e circuitos (reservando-as para usos específicos associados com segurança). No que diz respeito às técnicas de projeto de EMC, uma conexão ao condutor de proteção “terra” (verde ou amarelo) pode, freqüentemente, ser mais um problema do que uma solução [82].

A técnica que envolve o uso de um plano de referência permite reduções sensíveis de todo o acoplamento eletromagnético quando usada em conjunto com as outras técnicas descritas neste texto. Os planos de referência também são essenciais para que toda técnica de projeto de PCI usando EMC seja efetiva [23].

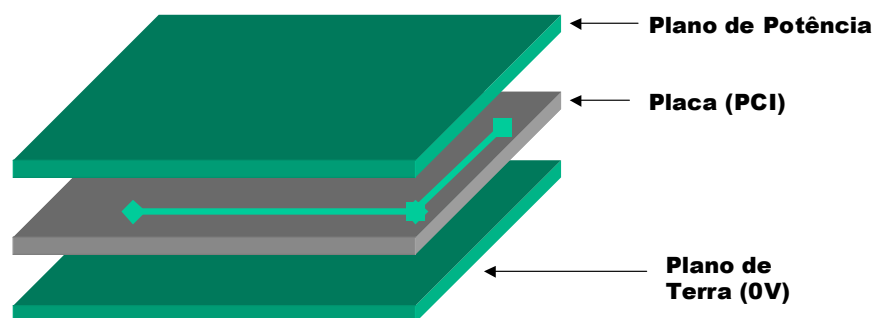


Fig. 3.17 – Planos de referência.

3.4.1 Criando Planos de Referência Apropriados

Uma referência para as altas freqüências, de boa qualidade, deve possuir uma indutância parcial extremamente pequena, e pode ser criada em uma PCI pela alocação de uma camada de cobre (lâmina) sem discontinuidades em sua área, denominada de **Plano de Referência**. Um plano de referência de 0V seria usado como a conexão de 0V (ou “terra”) para todos os circuitos associados, de modo que todas as correntes de retorno (0V) circulem pelo plano, e não pelas trilhas. Os planos

de potência são criados e utilizados de maneira similar para as conexões de potência e suas correntes de retorno [82].

Os planos de referência de 0V devem ficar abaixo de todos os seus componentes e todas as suas trilhas associadas, e se estender por uma distância significativa além deles. A segregação e as técnicas de supressão de interface descritas acima ainda devem ser seguidas, mesmo onde um plano comum de 0V for utilizado para algumas áreas do circuito.

Perfurações tais como fios, pinos e vias aumentam a indutância de um plano, tornando-o menos efetivo em frequências mais altas.

Técnicas de "vias imersas" têm sido desenvolvidas para as PCI's de telefones celulares, permitindo interconexões entre camadas com trilhas sem perfurar o plano de referência. Para projetos com demanda menor, uma regra prática é que todos os buracos devem ter um diâmetro de $(d \leq 0,01 \times \lambda)$ na frequência máxima de operação, onde λ é o comprimento de onda associado a esta frequência. Para um bom plano, em 1GHz, esta regra implica que os buracos no plano devem ter dimensões de 1,5mm (lembrando que a velocidade de propagação de sinal no fenolite FR-4 é aproximadamente metade da velocidade de propagação no ar). Não é permitido fazer trilhas em um plano. Os buracos inevitáveis em um plano não devem se misturar para criar buracos maiores.

Os planos de 0V devem estender-se além de seus componentes, trilhas e planos de potência. A referência [8] recomenda que seja seguida a regra dos "20H". Os planos de 0V devem estender-se por, pelo menos, 20 vezes o seu espaçamento entre camadas. Os componentes de alta-frequência (tais como *clocks* digitais, processadores, memórias, semicondutores de potência) e suas trilhas de sinal devem ser sempre colocadas próximas dos centros de suas áreas segregadas, bem longe dos limites do plano [8].

Todas as conexões de 0V e de potência devem ser diretamente ligadas aos seus respectivos planos para minimizar as indutâncias das conexões. A Fig. 3.18 mostra vários métodos de conexão de componentes de tecnologia SMD (*Surface Mount Device*) aos planos. É melhor utilizar ilhas superdimensionadas. As conexões do plano que não precisam ser soldadas podem não precisar do uso de ilhas de ruptura térmica.

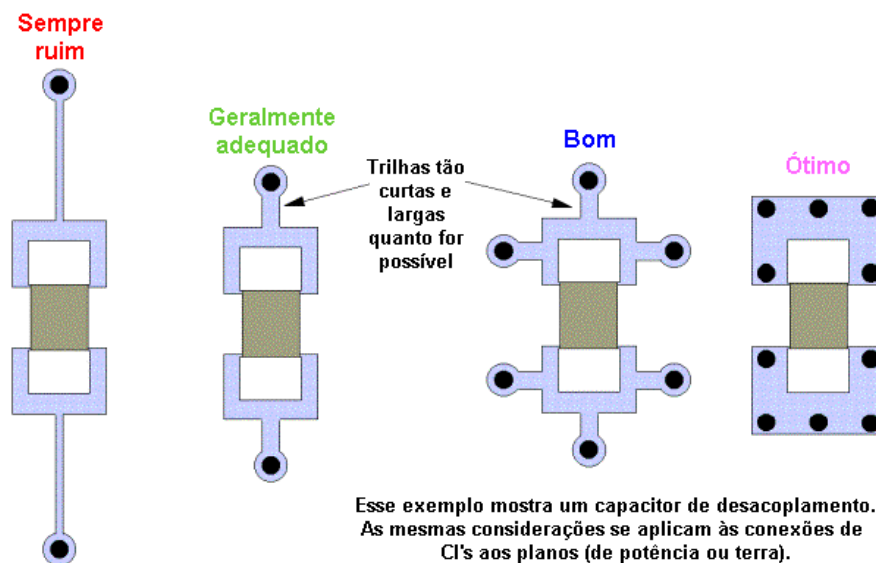


Fig. 3.18 – Uma comparação das indutâncias parciais de vários métodos de conexão ao plano de terra para SMD's

É melhor fazer os planos de referência com o formato retangular (mas não muito finos) para minimizar sua indutância parcial, e também para fazer com que a blindagem na PCI se torne mais fácil. Planos quadrados, e planos com taxas de proporção simples (como 1:2) devem ser evitados para reduzir possíveis problemas com ressonâncias. Onde houver alguma fonte de alimentação diferente pode haver a necessidade de se ter diferentes planos de potência. A segregação das áreas de circuito torna mais fácil o ajuste de diversos planos de potência retangulares na mesma camada [82].

3.4.2 Conexão dos Planos de 0V ao Chassi

Os componentes e as trilhas têm um acoplamento capacitivo fraco com todo o resto do circuito. A atividade elétrica faz com que as correntes de deslocamento circulem por essas capacitâncias parasitas. Este processo é uma das causas das emissões de modo comum. Os circuitos de alta-freqüência precisam de uma superfície metálica próxima e (em ordem crescente de prioridade) de um invólucro totalmente blindado, para reduzir as emissões eletromagnéticas. O chassi de metal ou blindagem precisa ser conectado ao plano de referência da PCI, de preferência em vários pontos espalhados pela PCI, de modo que as correntes de deslocamento de alta-freqüência possam retornar à sua fonte.

Os suportes mecânicos da PCI são usados para essas conexões ao chassi, mas estas conexões devem ser bem pequenas (menores que 4mm). Deve haver pelo menos uma conexão no centro de cada área de circuitos de alta-freqüência; especialmente nos geradores de *clock* e demais circuitos ruidosos. Para placas digitais que operam com alta freqüência, deve haver uma conexão entre o plano de 0V e a chassi de cada 50 a 100mm [82].

Para adicionar flexibilidade, especialmente para PCI's mistas (analógico/digital), cada conexão plano-chassi pode ter trilhas ou ilhas que permitem que a conexão fique aberta, ou ligada via um elo direto ou via capacitores de diversos valores. A colocação de um elo direto ao chassi e o uso de capacitores para fazer outras conexões permite que as baixas freqüências (para as quais o valor da freqüência não é importante) sejam controladas com um sistema estrela-Y, enquanto que as altas freqüências são controladas pela baixa indutância dos elos capacitivos distribuídos, como mostra a Fig. 3.19. Deve-se ter muito cuidado ao minimizar as indutâncias de todas essas trilhas, ilhas e componentes (por isso, prefere-se a tecnologia SMD). Onde os planos de referência devem ser galvanicamente isolados, somente podem ser utilizadas conexões com capacitor, com o cuidado de observar as normas de segurança e os valores de corrente de fuga para terra [80].

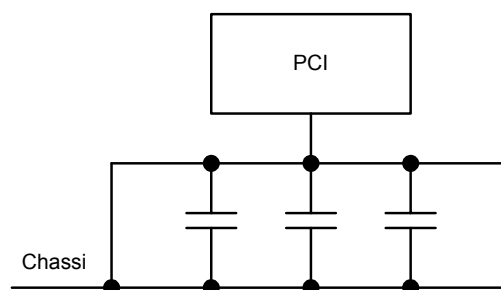


Fig. 3.19 – Diagrama esquemático da ligação PCI-Chassi.

3.4.3 Efeito de Blindagem nos Planos

Algumas antenas colocadas próximas a planos metálicos são menos efetivas na irradiação e na recepção. Muitas vantagens dos planos são devidas à maneira que eles permitem com que as correntes de retorno tomem o caminho de menor indutância. Mas o seu efeito de blindagem também é importante. Para que qualquer vantagem significativa seja obtida com esse efeito, o topo de todos os componentes da PCI não

deve ter mais que 1/20 de um comprimento de onda acima do plano da PCI (3.18), para a maior frequência de operação, com respeito às emissões e imunidade [8].

$$h \leq \left(\frac{1}{20} \cdot \lambda \right) \quad (3.18)$$

onde:

h= altura do topo dos componentes da PCI, em mm.

λ = comprimento de onda da frequência de operação, em mm.

Por exemplo, h=15mm para oferecer um grau de blindagem aos circuitos analógicos expostos a um teste de imunidade de 1GHz.

Mesmo os circuitos com perfis baixos vão oferecer uma blindagem eficiente, o que é mais uma razão para se utilizar componentes SMD. Para uma maior eficiência o plano precisa se estender por uma distância consideravelmente maior ao redor dos componentes do que a altura acima do plano.

3.4.4 Interconexão de Planos em Montagens com Várias PCI's

As estruturas como placa-mãe/placa-filha podem ter uma integridade de sinal melhor e uma melhor EMC pela ligação de seus planos de referência via uma indutância muito baixa. Isto pode ser obtido com vários elos de baixa indutância entre os seus planos.

3.4.5 Separar ou Não Separar os Planos de Referência

A separação dos planos de referência pode fazer com que se obtenha uma EMC melhor ou pior do que no caso de planos não separados, e isso depende muito do projeto da PCI e do projeto do circuito, de modo que é difícil de decidir qual método usar. Um fato a ser observado é que onde um plano de 0V está para ser separado do plano principal de 0V, as ligações ao chassi ainda podem ser necessárias.

Para se conseguir algum benefício da separação de planos, requer-se uma atenção significativa aos detalhes. Isto é uma das razões pela qual um número cada vez maior de projetistas está utilizando planos comuns, não separados, de 0V.

3.5 Desacoplamento da Alimentação

O objetivo do desacoplamento da alimentação é manter a impedância da fonte de cada CI com o valor de 1Ω ou menos, em toda a faixa de frequência de interesse (pelo menos de 150kHz a 1GHz para EMC). Alguns dispositivos podem necessitar de $0,1\Omega$ ou menos em algumas faixas de frequência para operar corretamente. Os fios e trilhas de PCI possuem uma indutância de magnitude elevada para poder prover estas baixas impedâncias, o que requer uma capacitância local de boa qualidade.

3.5.1 Técnicas de Desacoplamento da Alimentação

Um capacitor de desacoplamento com valor de capacitância elevado (por exemplo, $100\mu\text{F}$) deve ser colocado onde as fontes de alimentação entram ou saem da PCI, e outros capacitores menores (por exemplo, de tântalo ou alumínio sólido de $10\mu\text{F}$) devem ser distribuídos ao redor da PCI seguindo uma regra de " μF por unidade de área", e serem posicionados próximos de dispositivos que consumam mais energia (microprocessadores, memória e outros CI's com potência considerável). Estes capacitores provêem um baixo valor de impedância até, aproximadamente, 10MHz. Posteriormente, as fontes de alimentação de todos os CI's devem ser desacopladas com o uso de capacitores de dimensões e tipos apropriados. Onde quer que um CI tenha vários pinos de alimentação, cada pino deve ter um capacitor de desacoplamento próximo ao pino, mesmo que os pinos sejam da mesma fonte.

Obter um bom desacoplamento acima de 10MHz é cada vez mais difícil à medida que a frequência aumenta, devido à indutância dos terminais dos componentes, das trilhas da PCI, das vias e da indutância própria do capacitor. Tudo isso, inevitavelmente, limita o desempenho de um capacitor.

A capacitância de desacoplamento local total requerida depende do transitório da demanda de potência do CI e da tolerância dos seus barramentos CC. A fórmula $C dV = i dt$, com unidades: Farads, Volts, Ampères e segundos, fornece a informação que se necessita conhecer.

- $\{dV\}$ é obtido pela subtração da tensão operacional mínima do CI (obtida da *datasheet* do CI) menos a tensão mínima (pior caso) do barramento CC. $\{dV\}$ tem o valor típico de +100mV.
- $\{i\}$ é o transitório da demanda de corrente do barramento de alimentação, que tem a duração $\{dt\}$. $\{i\}$ e $\{dt\}$ quase nunca são encontrados em *data-sheets*, e devem ser medidos com um osciloscópio. Um componente óbvio de $\{i\}$ é a corrente de saída do dispositivo (carga), mas este componente é freqüentemente desprezível em comparação com as correntes de *shoot-through*, também conhecidas como “transiente de corrente na fonte”. Não há sentido em medir $\{i\}$ ou $\{dt\}$ com mais precisão do que $\pm 20\%$.

Onde o $\{dV\}$ for pequeno, pode ser mais econômico aumentá-lo melhorando a regulação da fonte e/ou reduzindo a resistência dos barramentos do que colocar capacitores de valor elevado, com sua baixa performance em altas freqüências. Isso é um argumento comum para a regulação localizada de potência.

3.5.2 Problemas de Ressonância

A ressonância em capacitores faz com que estes não tenham mais baixas impedâncias em altas freqüências. Ao invés disso, as impedâncias geralmente ficam altas. A primeira freqüência ressonante (FR) de um capacitor é uma ressonância série, dada por (3.19) [82].

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{Hz}) \quad (3.19)$$

onde:

- L: indutância série equivalente (*Equivalent Series Inductance - ESL*), mais a indutância total de qualquer terminal, mais a indutância total de quaisquer trilhas ou vias.

Uma indutância de 1nH/mm pode ser assumida para terminais e/ou trilhas de um capacitor até os pinos de alimentação do CI. A indutância fornecida pelo 0V e os planos de potência pode ser desprezada quando o capacitor está próximo de seu CI. O

desacoplamento de capacitores geralmente não é mais efetivo acima do valor de 3 vezes a sua FR, como mostra a Fig. 3.20 [82].

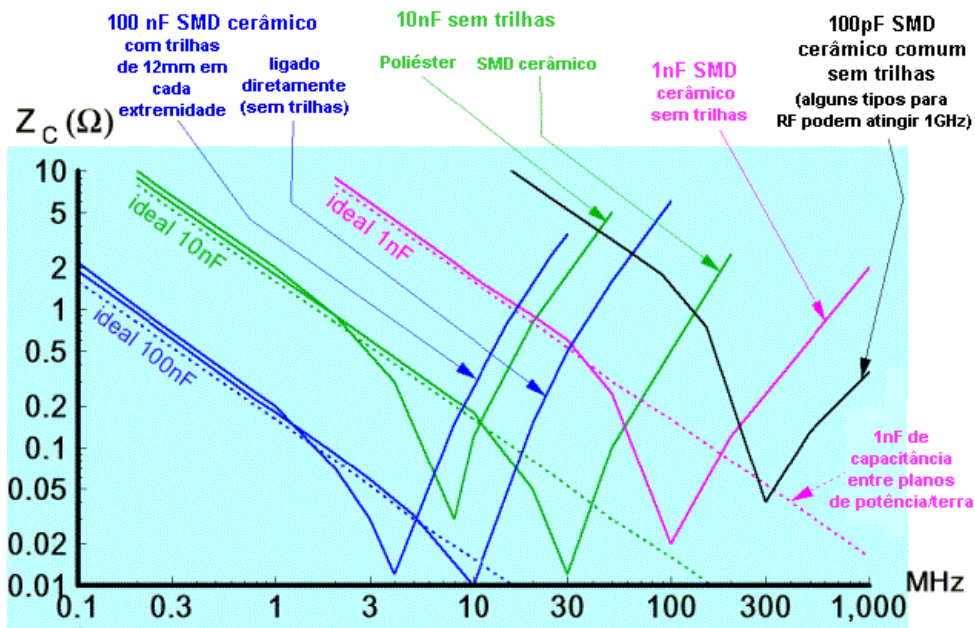


Fig. 3.20 – Ressonância série em capacitores de desacoplamento.

É interessante perceber que o capacitor de 100nF, mesmo sem trilhas, é praticamente inútil acima de 50MHz, apesar de que ele ainda seja utilizado em circuitos com *clocks* de 50MHz ou mais, onde ele não pode fazer nada para ajudar a controlar a frequência fundamental de *clock* e os seus componentes harmônicos [82].

Uma grande proximidade dos planos de 0V e de potência (com suas baixas indutâncias internas e de conexão) podem fornecer uma capacitância sem nenhuma FR abaixo de 1GHz. Dois planos separados por 0,15mm em uma PCI com FR4 (um dielétrico típico em PCI's) fornece aproximadamente 23pF/cm² de capacitância de RF de ótima qualidade. Um bom desacoplamento de 10 a 1000MHz pode ser obtido pela combinação de planos de 0V e de potência adjacentes com capacitores SMD cerâmicos. Os capacitores cerâmicos tipo COG ou NPO são os melhores. Algumas vezes é necessário se ter dois valores diferentes de capacitância (por exemplo, 100nF e 1nF) [82].

As ligações de baixa indutância nos pinos de potência do CI e os capacitores de desacoplamento para seus planos são essenciais, e os capacitores devem ser posicionados próximos ao seu respectivo CI. A prática comum de fazer uma trilha do pino de potência do CI até o capacitor de desacoplamento, e somente então ligá-lo ao plano, não é o melhor uso para a capacitância do plano.

Quando dois capacitores estão conectados em paralelo, um fator de qualidade “Q” elevado (um pico) de alta impedância, devido a uma ressonância, é criado e pode comprometer a impedância nesta frequência. Isso é facilmente solucionado em PCI’s que têm uma dúzia ou mais de capacitores de desacoplamento, porque para toda ressonância aguda há vários caminhos alternativos com baixa impedância para que a corrente seja absorvida. Pode ser uma boa idéia ajustar capacitores de desacoplamento de 10 a 100nF em áreas extensas dos planos que estejam isentas de CI’s, para colaborar nesse processo. As ressonâncias paralelas têm picos muito agudos e freqüentemente não correspondem a nenhum componente harmônico. A não ser que se saiba de antemão quais ressonâncias irão ocorrer para uma nova PCI (e que ninguém irá alterar suas frequências de *clock*) é arriscado ignorar seu potencial de gerar problemas [82].

Os problemas de ressonância paralela são os mais prováveis de ocorrer onde somente poucos capacitores de desacoplamento são utilizados, por exemplo, onde uma pequena área de circuito seja alimentada por um plano de potência dedicado. Ele pode ser controlado pelo ajuste de um resistor de baixo valor ($\cong 1\Omega$) ou de um pequeno *bead*⁴ de ferrita (de preferência SMD) em série com um terminal dos capacitores de capacitância elevada. Alternativamente, pode se adicionar vários outros capacitores com valores diferentes.

A mudança brusca da impedância característica nas extremidades de planos paralelos da PCI cria ressonâncias nos múltiplos inteiros de meio comprimento de onda. Por exemplo, a primeira ressonância para um comprimento ou largura de 150mm seria em torno da frequência de 500MHz para uma PCI vazia, decaindo na frequência à medida que a PCI seja carregada com capacitores de desacoplamento (que reduzem a velocidade de propagação nos planos). Essa era a razão da recomendação de se usar formas não retangulares (razões não triviais de largura x comprimento) em uma seção anterior. As impedâncias altas resultantes em várias áreas da PCI podem ser controladas pela disposição de vários capacitores de desacoplamento, portanto só haverá probabilidade de ocorrer problemas se o circuito for operado em altas frequências, com planos largos e com poucos capacitores de desacoplamento. Existe uma recomendação para se utilizar capacitores de 1 a 10nF nas extremidades dos planos, para ajudar a reduzir estes efeitos [83].

A Fig. 3.21 mostra um gráfico, no domínio do tempo, demonstrando como um bom desacoplamento da alimentação funciona. A corrente transitória, no seu primeiro nanossegundo, somente pode ser fornecida pela capacitância [0V/plano de potência],

e a corrente, de 1 a 3ns, é fornecida por capacitores cerâmicos SMD de até 10nF localizados na proximidade [82].

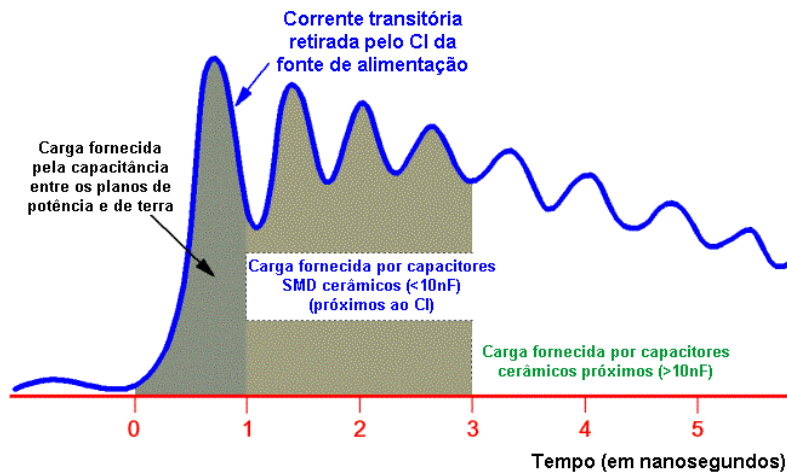


Fig. 3.21. – Desacoplamento da fonte de alimentação (exemplo)

Os capacitores de 10nF somente são capazes de contribuir à demanda de corrente após, pelo menos, 3ns. Os capacitores eletrolíticos (tântalo) somente fornecem uma corrente significativa após 20ns, mesmo se estiverem próximos (dielétricos não cerâmicos e eletrolíticos são lentos ao responder a uma demanda transitória de corrente devido aos efeitos dielétricos de absorção, também conhecidos como memória dielétrica ou relaxação dielétrica).

Existe um processo de manufatura de PCI's que usa um dielétrico especial entre os planos de [0V/plano de potência] para aumentar a sua capacitância e eliminar a necessidade da maioria dos valores pequenos de capacitores de desacoplamento. Capacitores de desacoplamento de três terminais, ou *feedthrough*, com tecnologia SMD, têm uma FR muito mais elevada do que os capacitores regulares de dois terminais, mas são mais caros. Há também capacitores laminares feitos para se ajustar embaixo de CI's com terminais.

3.5.3 Desacoplamento sem o uso de Planos de Potência

Uma maneira de se conseguir um desacoplamento adequado, sem o uso de planos de potência, é conectar uma extremidade do capacitor de desacoplamento do CI ao seu pino de potência com uma trilha curta e larga, e então conectar esta

4 Um bead é uma espécie de cilindro oco, construído com material de ferrita especial.

extremidade do capacitor à alimentação via uma trilha fina (para criar alguma indutância) ou usar um *bead* de ferrita que suporte a corrente do CI. Os capacitores de três terminais ou de especificação mais rigorosa podem ser usados com vantagens de modo que uma FR elevada é obtida com um único capacitor. Esta técnica ainda requer o uso de um plano de 0V. Onde quer que um grande número de *beads* ou capacitores caros seja requerido, as placas multi-camadas podem ser mais econômicas e requererem uma área menor.

3.6 Conclusões

Neste capítulo, foram explanadas as técnicas preventivas para a redução da EMI. Primeiramente, foi apresentada uma síntese das não-idealidades (comportamento em frequência) dos elementos principais de uma fonte chaveada. O conhecimento destas não-idealidades é essencial na solução de problemas gerados por interferências eletromagnéticas. Portanto, esta síntese foi elaborada antes da apresentação das técnicas preventivas propriamente ditas.

Em seguida, foram apresentadas as técnicas preventivas para a redução da EMI. Algumas das soluções apresentadas podem ser aplicadas mesmo após a fonte ter sido construída, e os critérios de aplicação dependem do projetista. Sugere-se que a etapa de projeto da fonte seja acompanhada sempre por um especialista em EMC, para minimizar a necessidade de soluções corretivas no futuro.

Apesar da eficiência das técnicas de redução de EMI preventivas [5], [8], [14], [82], [83], elas estão longe de serem ideais. Logo, o próximo Capítulo trata de apresentar técnicas corretivas para a redução da EMI (uso de filtros de linha, adição de capacitores de desacoplamento, etc.), que apesar de apresentarem algumas desvantagens (aumento de peso e volume, baixa eficiência, implementação mais custosa), são necessárias na maioria dos casos.

CAPÍTULO 4

TÉCNICAS CORRETIVAS PARA A REDUÇÃO DA EMI: FILTROS DE EMI

4.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar as técnicas corretivas para a redução da EMI, que se constituem, na maioria das vezes, na aplicação de filtros de EMI. Neste capítulo, são introduzidos conceitos básicos para a compreensão da operação dos filtros de EMI, bem como é sugerido um procedimento prático de projeto para filtros de EMI.

Os filtros são utilizados para atenuar sinais de frequências indesejáveis (EMI) que estejam presentes em condutores, e são caracterizados por curvas de atenuação em função da frequência.

O uso incorreto de filtros pode fazer com que as emissões ou a imunidade de um circuito sejam piores do que se eles não fossem utilizados. Em geral, não se pode escolher um filtro de um catálogo de fabricante, apenas observando seus dados, número de circuitos, e aplicações, e esperar que eles forneçam o desempenho desejado. Assim, os filtros mais dispendiosos não são necessariamente os que possuem o melhor desempenho [82].

4.2 Projeto do Filtro, Seleção e Instalação

O projeto e/ou a seleção dos filtros pode parecer algo "mágico". Não é, mas mesmo após todas as técnicas de projeto de filtros terem sido exaustivamente tentadas, ainda é necessário fazer várias tentativas para determinar o filtro ótimo [6], [7], [77], [81].

Esse texto assume que se esteja tratando de filtros que sejam colocados no limiar entre o circuito e seu ambiente externo. Aos filtros que ficam dentro do circuito (por exemplo, entre uma fonte chaveada e a carga) algumas, senão todas as considerações também se aplicam.

A resolução dos problemas de EMI conduzida não é uma “ciência exata”, no sentido estrito do termo. Tal resolução normalmente envolve um processo de tentativa e erro para que se obtenha um projeto correto do filtro. Assim, o projeto de um filtro é um processo que consome bastante tempo, tanto de engenheiros novatos como de engenheiros experientes quanto estes encaram novos projetos.

4.3 Princípio de Operação dos Filtros

Um filtro que funciona bem em uma situação pode não funcionar tão bem em outra, de modo que se precisa ter ao menos um entendimento básico de como eles operam [82].

Os filtros operam criando uma descontinuidade na impedância “vista” por um sinal viajando em um condutor, ou seja, o filtro gera um descasamento de impedância [6]. Quanto maior for a descontinuidade, maior será a atenuação. Deste modo, se a impedância de um sinal indesejado for de 100Ω e for colocada uma impedância de $1k\Omega$ em série com ela, somente cerca de 10% do sinal chega até a impedância elevada – uma atenuação de aproximadamente 20dB. Um efeito similar pode ser criado ao se derivar o condutor de 100Ω com uma baixa impedância: 10Ω , que também vai fornecer uma impedância de atenuação de 20dB.

Alguns filtros, de uso corrente em Compatibilidade Eletromagnética são apresentados na Fig. 4.1 [82].

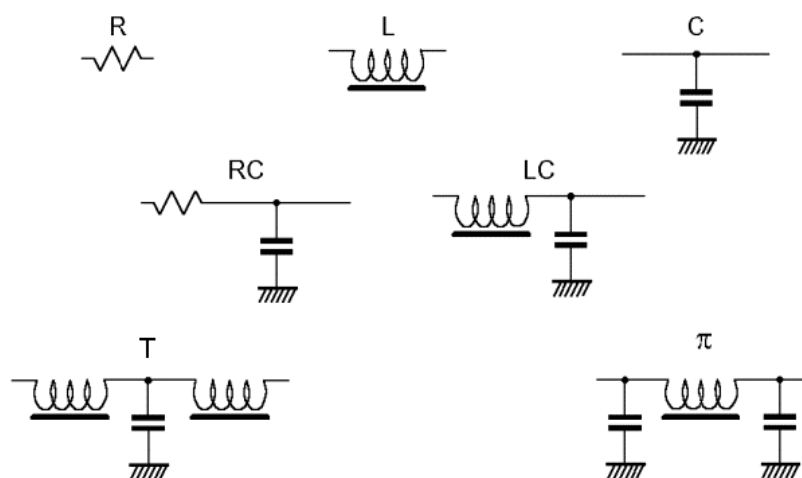


Fig. 4.1 – Topologias diferentes de filtro monofásicos para aplicação em EMC.

Os filtros simples, tipo "R" ou tipo "L", criam uma impedância série elevada e são utilizados onde a impedância dos sinais indesejados for baixa. Os filtros simples tipo "C" criam uma impedância em derivação baixa e são aplicados onde a impedância do sinal indesejado é alta. Os gráficos provenientes de catálogos de fabricantes para filtros tipo "C" são raramente verificados na prática, pois eles se baseiam na integridade de radiofrequência (RF) de seus aterramentos (impedância zero, idealmente, em toda a faixa de frequências), fato este que raramente se verifica.

Os resistores, eventualmente, diminuem seu desempenho em altas frequências devido à sua capacitância parasita em derivação. Os indutores também têm uma impedância parasita em derivação. Isso causa problemas de ressonância e limita sua aplicação em alta frequência. Os melhores indutores para se usar em filtros de EMC têm núcleos magnéticos fechados (tais como toróides, potes, etc., e outros formatos sem entreferro), mas infelizmente, isso implica que eles fiquem mais susceptíveis a efeitos de saturação quando se usa correntes de amplitude elevada [82].

Os capacitores possuem o problema da impedância intrínseca, mais a indutância dos terminais, impedâncias estas que causam ressonâncias e limitam o seu desempenho em altas frequências. O capacitor de três terminais tem menos problemas com indutância (desde que o terminal "terra" seja muito curto) e a eliminação efetiva dos efeitos indutivos somente é conseguida com o seu uso. Este tipo de capacitor, capacitor *feedthrough* ou de três terminais, tem um excelente comportamento em altas frequências. Os capacitores *feedthrough* clássicos são soldados ou parafusados em uma blindagem (seu terceiro terminal que é constituído pela carcaça), mas atualmente os de tecnologia SMD oferecem benefícios similares quando soldados ao plano de terra de uma placa de circuito impresso (PCI) [82].

Os filtros RC são os mais previsíveis de todos os filtros utilizados em EMC porque eles não entram em ressonância com muita intensidade. Valores elevados de "R" são preferidos (tipicamente, de 1 a 10k Ω) com baixos valores de "C" (tipicamente, $C \leq 3nF$). O uso mais comum para os filtros RC é onde um sinal CC ou de baixa frequência, oriundo de uma fonte com baixa impedância, entra em um circuito de alta impedância (sendo que o "R" é conectado do lado da fonte, e o "C" é conectado do lado do circuito), e nesse tipo de aplicação, eles podem prover uma grande atenuação com baixos custos [82].

Os filtros LC, T e Pi podem fornecer níveis maiores de atenuação com menores perdas do que filtros que utilizam resistores, mas eles são circuitos ressonantes e são mais sensíveis às impedâncias nas quais eles estão conectados. Além disso, os filtros

que utilizam resistores dissipam a EMI na forma de calor, e ela não é levada de volta ao circuito, fato este que pode ocorrer se o filtro for um circuito ressonante [82].

Os filtros T que usam resistores (RCR) têm uso crescente na conexão das placas-mãe de computadores até os monitores e outros periféricos que usem um *flat-cable* com sinais de alta frequência. Na realidade, este tipo de filtro é somente um filtro tipo "C", os resistores servem apenas para casar a impedância das linhas de transmissão de cada lado do capacitor a fim de manter a integridade de sinal. Os resistores estão usualmente na faixa de 22 a 100 Ω , e os filtros são usualmente fabricados em arranjos de pequenos dispositivos SMD [82].

4.4 Tipos de Capacitores para Filtros de EMI

Os capacitores para aplicação em EMI são divididos em duas classes, basicamente: Os capacitores tipo X e os capacitores tipo Y. Os capacitores tipo X são colocados entre os condutores fase e neutro. Os capacitores tipo Y são colocados entre os condutores fase e terra ou neutro e terra [1, 6, 7, 80].

A Tabela 4.1 apresenta as classificações dos capacitores tipo Y [80]. Estes capacitores devem ser utilizados em aplicações onde uma avaria no capacitor possa envolver perigo de choque elétrico.

TABELA 4.1 – Classificação dos capacitores tipo Y

Subclasse	Tipo de Isolação	Tensão Nominal (valores eficazes)	Tensão de Pico
Y1	Dupla	<250 V _{ef}	5000 V _{pico}
Y2	Simples	>150 V _{ef}	5000 V _{pico}
Y3	Simples	<250 V _{ef} <150 V _{ef}	-
Y4	Simples	<150 V _{ef}	2500 V _{pico}

A Tabela 4.2 apresenta as classificações dos capacitores tipo X [80]. Estes capacitores devem ser utilizados em aplicações onde uma avaria no capacitor não envolva perigo de choque elétrico.

TABELA 4.2 – Classificação dos capacitores tipo X

Subclasse	Tensão de Pico	Categoria IEC	Aplicação
1X	2500 – 4000 V	III	Pulsos de amplitude elevada
X2	<2500 V	II	Geral
X3	<1200 V	I	Geral

4.5 Considerações sobre Segurança (Safety)

Pode parecer que este não é o lugar mais apropriado para considerações sobre segurança. Contudo, isso se faz necessário porque as normas de segurança especificam um valor máximo de corrente de fuga para o terra, no intuito de minimizar o perigo de choque elétrico durante a ocorrência de curtos-circuitos entre os condutores fase e/ou neutro e o terra. Esta consideração não somente requer cuidados com a isolação, mas também coloca uma restrição severa no valor das capacitâncias que ficam entre as linhas de alimentação (condutores fase e neutro) e o terra. Esta limitação no valor da capacitância tem um impacto profundo no projeto de filtros de EMI.

Os limites permitidos para a corrente de fuga para a terra variam de acordo com a agência reguladora que os estabeleceu. Além disso, os limites também dependem da aplicação do equipamento relevante. Por exemplo, os equipamentos médicos possuem, como seria de se esperar, um limite muito restritivo denominado de corrente de fuga para a terra.

Para equipamentos que não sejam para aplicações médicas, os níveis seguros de corrente de fuga para terra foram determinados por uma organização internacional e documentados na norma IEC 950, que é a norma de segurança aplicável para fontes chaveadas. A grande maioria dos países adotou essa norma como referência. Os limites estão definidos na Tabela 4.3 [80].

TABELA 4.3 – Valores de corrente de fuga (IEC 950)

Equipamento	Tipo	Corrente de Fuga Máxima
Isolação dupla	Todos	0,25 mA
Aterrado	Portátil	0,75 mA
	Móvel ¹	3,5 mA
	Estacionário ²	3,5 mA ³
1 Que não seja portátil. 2 Conectado permanentemente. 3 Valores de corrente de fuga maiores que 3,5 mA são permitidos sob certas condições.		

4.6 As Vantagens das *Soft-Ferrites*

Os filtros LC, T e Pi também sofrem com as imperfeições intrínsecas dos indutores e capacitores e de seus terminais, que são uma causa significativa das diferenças entre cálculos simples (ou simulações) e a prática. O uso de *soft-ferrites* na fabricação de indutores para filtros de EMC ajuda a diminuir esses problemas [80].

As *soft-ferrites* se comportam como indutores em baixa frequência, mas começam a apresentar cada vez mais perdas (comportamento resistivo) à medida que a frequência aumenta. Quando utilizadas em um filtro tipo "L", as *soft-ferrites* usualmente fornecem uma atenuação de 3 a 20dB para cabos típicos, sem ressonâncias significativas. Quando as *soft-ferrites* são usadas em filtros mais complexos, elas fornecem uma performance muito mais previsível (embora alguns simuladores sejam incapazes de modelarem o comportamento complexo da impedância em função da frequência). Os materiais das *soft-ferrites* padrão para aplicações em EMC são efetivos até a frequência de 1GHz [80].

Uma ampla variedade de componentes feitos de *soft-ferrites* para supressão de sinais de RF existe, e está em contínuo crescimento. As descobertas recentes⁵ incluem elementos SMD que fornecem uma impedância de 1k Ω ou mais em 100MHz, apesar de possuírem resistências CC menores que 0,1 Ω para correntes contínuas de 3A. A escolha da *soft-ferrite* correta para sua aplicação requer que se investigue os gráficos de impedância em função da frequência, fornecidos pelo fabricante. Deve-se verificar qual é a impedância resistiva desejada na faixa de frequência de interesse. Uma *soft-ferrite* verdadeira não apresenta descontinuidades no seu gráfico de impedância [80].

4.7 Correntes de Modo Comum e Modo Diferencial

Para usar os filtros adequadamente, é necessário saber em quais condutores o filtro deve ser conectado. Para tanto, torna-se necessário saber a diferença entre correntes de modo comum e de modo diferencial.

⁵ Estes dados foram retirados da referência [83], que é de 1999.

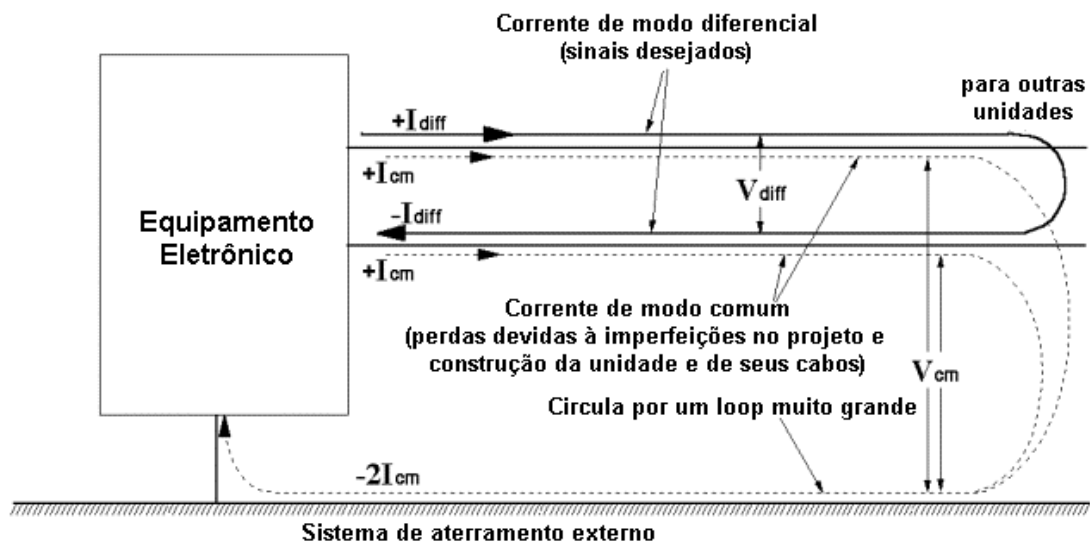


Fig. 4.2 – Sinais de modo diferencial (desejados, funcionais) e de modo comum (perdas, dispersão)

A Fig. 4.2 [84] mostra que os sinais desejados são geralmente de modo diferencial: a corrente sai por um condutor (fase), retorna por outro (neutro), e esses dois condutores têm uma tensão entre eles. Algumas vezes mais do que dois condutores são necessários para um sinal e todos os seus caminhos de retorno da corrente (por exemplo, +5, sinal, 0V; sistema de alimentação trifásico), mas o princípio é o mesmo.

Por outro lado, as tensões e correntes de modo comum são idênticas em todos os condutores de um cabo (incluindo quaisquer malhas), e todas as correntes de modo comum circulam na mesma direção. O caminho de retorno para as correntes de modo comum é via um sistema de aterramento externo, outros cabos, chassis, etc. As correntes e tensões de modo comum são usualmente de pequena amplitude, mas suas grandes áreas de malha criam problemas de EMC bem maiores do que seus sinais de modo diferencial equivalente [82].

As tensões e correntes de modo comum são, quase sem exceção, causadas por imperfeições no projeto e na construção de um equipamento. Estas imperfeições convertem uma fração dos sinais de modo diferencial em sinais de modo comum, gerando a EMI. Estas mesmas imperfeições também convertem uma fração da interferência externa de modo comum em sinais de modo diferencial, degradando a relação sinal-ruído ou a integridade de sinal e causando problemas de imunidade. Os cabos são uma contribuição significativa na conversão de modo diferencial para modo

comum, e a grandeza que quantifica essa conversão é denominada de “perda de conversão longitudinal”⁶ [82].

Quando um circuito magnético (tal como um toróide de ferrita) envolve um condutor único, ele vai atenuar todas as correntes presentes, seja de modo comum ou de modo diferencial. Mas quando um circuito magnético envolve os condutores de sinal e de retorno associados com um sinal diferencial ou circuito de potência, ele somente vai atenuar as correntes de modo comum. Os fluxos magnéticos criados pelos condutores de modo diferencial (sinal e retorno) se cancelam no indutor, e assim (idealmente) ele não tem efeito no sinal desejado ou na energia sendo transportada. Na prática, sempre existe uma indutância de dispersão, e, por conseqüência, uma atenuação das correntes de modo diferencial, e esse fato pode ser utilizado para obter a filtragem de modo comum e de modo diferencial usando somente um componente. A Fig. 4.3 mostra alguns aspectos dos indutores de modo comum [82].

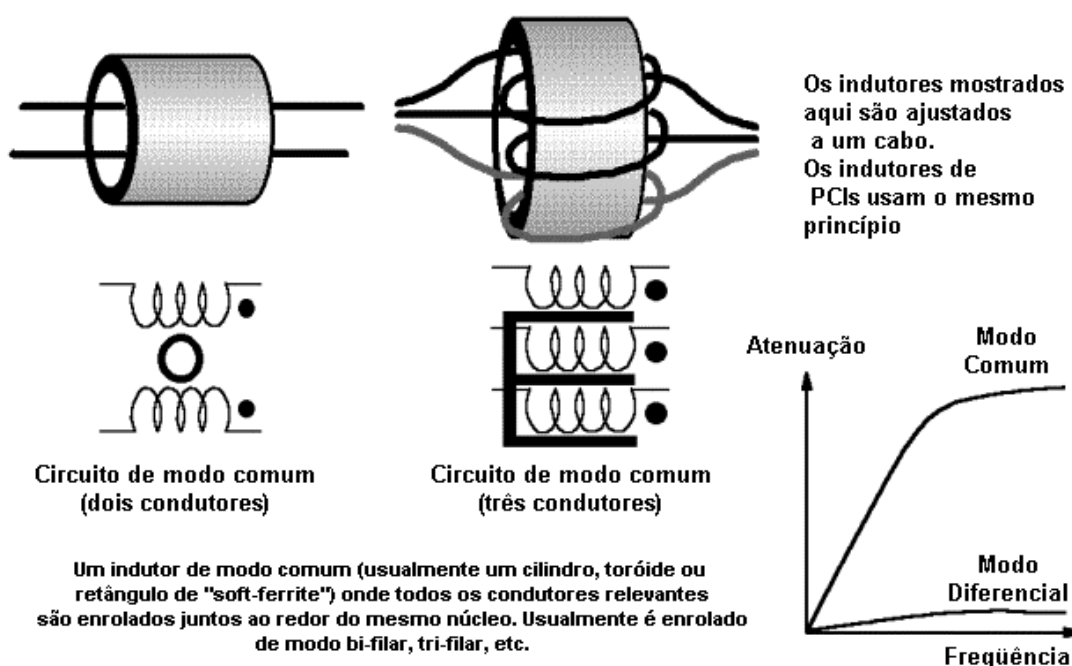


Fig. 4.3 – Aplicações de um indutor de modo comum.

Para a EMC, os indutores de modo comum são feitos de *soft-ferrites*. O cancelamento do fluxo de modo diferencial em indutores de modo comum (geralmente denominado de indutor balanceado, *balun* ou *common-mode choke*) permite que se obtenha valores de indutância na ordem de milihenrys (mH) com o uso de componentes de pequenas dimensões, ao passo que indutores de modo diferencial de

⁶ Este nome foi uma adaptação do nome original, encontrado na referência [83].

mesmas dimensões são medidos em microhenrys (μH), e tornam-se fisicamente maiores à medida que o valor da corrente aumenta [82].

Enrolar um conjunto de condutores várias vezes ao redor do mesmo circuito magnético aumenta a impedância de modo comum, mas não é efetivo em altas frequências porque as capacitâncias parasitas curto-circuitam o indutor. Para uma maior atenuação em altas frequências é melhor cascatear vários tubos de ferrita ou toróides ao longo do cabo, sendo que cada cabo só passa uma vez por dentro das estruturas.

Um componente de *soft-ferrite* útil é um cilindro cortado longitudinalmente e seguro por um invólucro plástico. Estes componentes são fáceis de aplicar aos cabos (e de remover quando não são efetivos), e estão disponíveis em vários formatos e tamanhos, até mesmo para *flat-cables*.

A Fig. 4.4 mostra como a filtragem de modo comum e de modo diferencial é combinada em vários filtros simples [82].

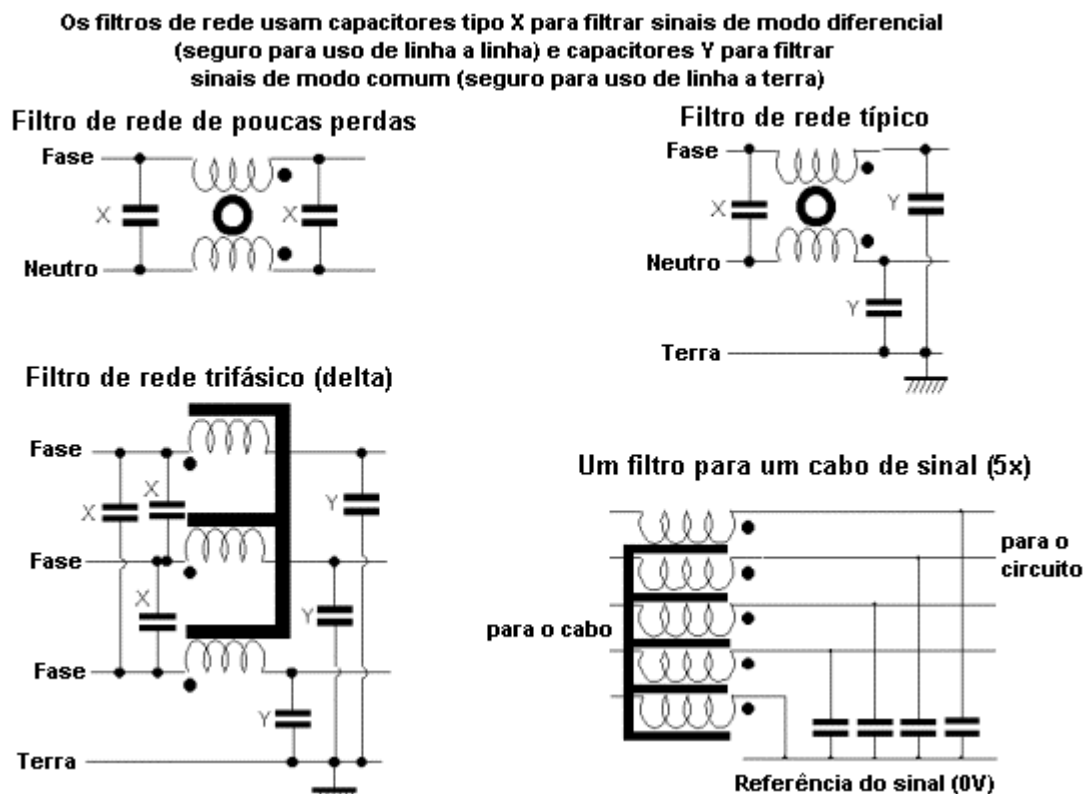


Fig. 4.4 – Filtros de estágio único que combinam técnicas de modo comum de modo diferencial.

4.8 Técnicas Práticas para o uso de Filtros

Pode-se definir as seguintes regras práticas para projeto de filtro:

- Se um sinal indesejado é de alta impedância e de modo diferencial, deve ser atenuado com um capacitor em derivação (conectado entre seus condutores de sinal e de retorno).
- Se um sinal indesejado for de baixa impedância e de modo diferencial deve ser atenuado com um indutor série (um bom desempenho de alta frequência requer um leiaute simétrico de indutores idênticos, um no condutor de sinal e outro no condutor de retorno).
- Se um sinal indesejado é de alta impedância e de modo comum, deve ser atenuado com capacitores em derivação idênticos, com uma extremidade no condutor e outra na referência de terra local (usualmente, o chassi).
- Se o sinal indesejado é de baixa impedância e de modo comum, deve ser atenuado com um indutor de modo comum aplicado a todos os condutores de sinal, simultaneamente.

Estas regras são bastante “simplificadas”, porque os termos: “baixa” e “alta” impedância estão relativamente mal definidos, e dependem das impedâncias dos componentes de supressão disponíveis para serem usados na filtragem do sinal (e também do custo e disponibilidade dos componentes, da qualidade da referência de terra, etc.). Deste modo, quando da aplicação das regras, pode ser que as mesmas não apresentem a eficiência que o texto sugere. Mais uma vez, recomenda-se parcimônia na aplicação de filtros para EMC em circuitos [7, 82].

4.9 Variação da Indutância com a Corrente

Todos os indutores sofrem uma redução na sua indutância à medida que a corrente aumenta. Essa é uma causa comum das diferenças entre cálculos simples ou simulações e a performance prática dos filtros.

Como uma regra prática, esse efeito deve ser levado em conta quando se quer que a corrente desejada exceda 20% da corrente nominal [82]. Deve ser levado em

conta o fato de que fontes de alimentação que não estejam em conformidade com a norma EN61000-3-2 retiram a corrente de alimentação da rede na forma de picos muito maiores do que a corrente RMS nominal.

4.10 Problemas de Ordem Prática

Grande parte dos dados dos filtros (retirados de catálogos de fabricantes) é oriunda de testes feitos com impedâncias de fonte e de carga de 50Ω , o que leva a um ponto importante: as especificações de filtros são excessivamente otimistas quando comparadas com a sua performance na prática [82].

Considere um filtro típico de fonte de alimentação, instalado na entrada CA da fonte de alimentação CC de um aparelho eletrônico. As impedâncias de modo comum e de modo diferencial da fonte CA podem variar de 2 a 2000Ω durante o dia, dependendo das cargas que estão conectadas a ela e da frequência de operação. A impedância de modo diferencial de um circuito conversor CA/CC se comporta como um curto-circuito quando os retificadores estão conduzindo no pico da forma de onda, mas em outros momentos se comporta como um circuito aberto. A impedância de modo comum da entrada CA da fonte CC é muito alta, devido à sua isolação do aterramento por razões de segurança (esse é o motivo pelo qual a maioria dos filtros usa capacitores Y de linha para terra no lado do equipamento de um filtro de rede: para criar uma descontinuidade de impedância máxima). E essa situação está bem longe de ser um casamento de impedâncias de $50\Omega/50\Omega$.

Como os filtros são feitos de indutores e capacitores, eles são circuitos ressonantes, e sua performance e ressonância podem depender sensivelmente de suas impedâncias da fonte e da carga. Um filtro caro com uma excelente performance na situação $50\Omega/50\Omega$ pode fornecer piores resultados do que um filtro mais barato com uma especificação $50\Omega/50\Omega$ que seja medíocre [82].

Filtros com um estágio único (tais como os da Fig. 4.4) são muito sensíveis em relação às impedâncias da fonte e da carga. Tais filtros podem facilmente fornecer ganho ao invés de atenuação, quando funcionam com impedâncias da fonte e da carga diferentes de 50Ω . Esse ganho do filtro usualmente aumenta na região de 150kHz-10MHz e pode ser tão ruim quanto 10dB ou 20dB, assim, é possível que o uso de um filtro de rede possa aumentar as emissões e/ou piorar a susceptibilidade [82].

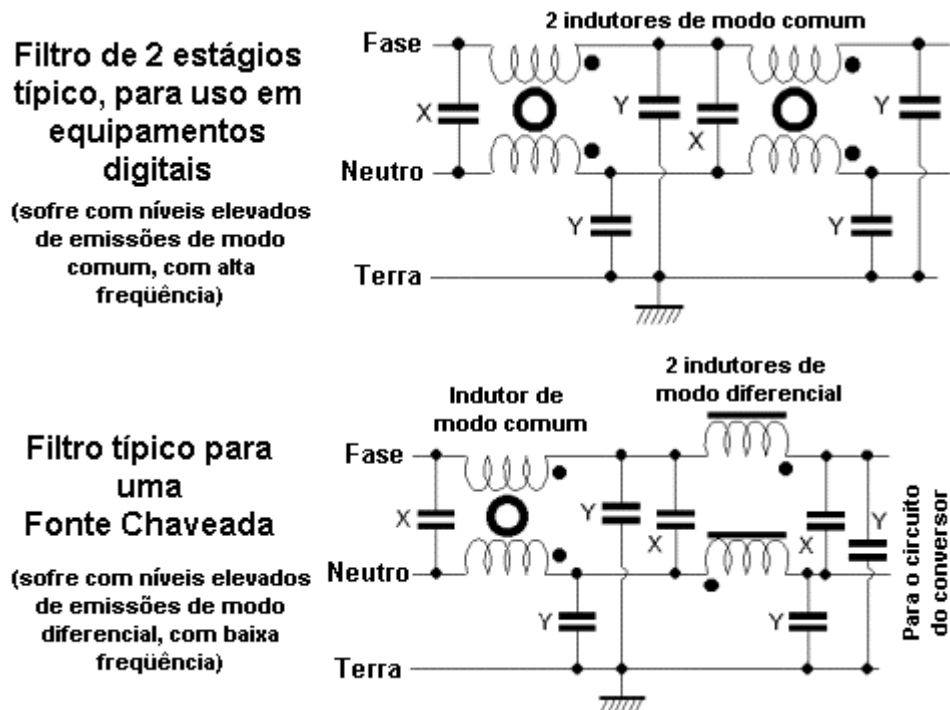


Fig. 4.5 – Exemplos de filtros de rede de 2 estágios.

Os filtros com dois ou mais estágios, tais como os da Fig. 4.5, mantêm um nó interno do circuito em um valor de impedância que não depende muito das impedâncias da fonte e da carga, de maneira que fornece uma performance aproximada daquela da situação na qual as impedâncias estão casadas ($50\Omega/50\Omega$). Obviamente, eles têm dimensões maiores e são mais caros.

A melhor maneira de lidar com o problema das impedâncias da fonte/carga é usar somente filtros cujo fabricante especificar a performance tanto para modo comum (algumas vezes denominado de “assimétrico”) quanto para modo diferencial (algumas vezes denominado de “simétrico”), tanto para a situação de $50\Omega/50\Omega$ quanto para a situação de impedâncias descasadas. As características da situação de impedância descasada são levantadas com base na seguinte configuração: $0,1\Omega$ de impedância da fonte e 100Ω de impedância da carga, e vice-versa, utilizando a norma CISPR 17 que também é usada para a situação de impedâncias casadas. A combinação de todos os “piores-casos” das curvas obtidas resulta em uma especificação de filtro que é mais confiável, desde que a corrente que passa pelo filtro esteja dentro dos limites nominais e que o filtro esteja aterrado corretamente.

4.11 Aterramento do Filtro

Um dos segredos dos filtros de RF que utilizam capacitores conectados ao plano de terra é que eles nunca podem ser muito melhores em performance do que sua referência (usualmente, o "terra" ou 0V) nos quais eles estão conectados. A grande maioria dos aterramentos dos ambientes residenciais, comerciais e industriais tem um desempenho ruim de RF e não se parecem nada com um "potencial nulo de RF" [82].

O melhor local para se montar um filtro é no limiar, entre o "mundo interior" do equipamento e os cabos no seu "mundo exterior". Para um chassi blindado, os filtros devem ter uma conexão de RF (metal a metal), preferivelmente utilizando uma estrutura que fique "parafusada" na carcaça. Para o caso de um chassi não-blindado, o melhor lugar para conectar o filtro é no plano de terra da placa de circuito impresso (PCI), em uma extremidade da PCI.

A conexão entre os capacitores dos filtros, e o que quer que esteja sendo usado para referência de RF, deve ser curta e direta, menor do que 1/100 de um comprimento de onda referente à maior frequência a ser atenuada, e deve ter uma indutância muito baixa. Isso significa que fios não podem ser usados para o aterramento do filtro, com exceção das baixas frequências ($\cong \leq 1\text{MHz}$). Por exemplo, se o filtro de uma fonte de alimentação com capacitores tipo Y de 2,2nF for aterrado somente por um fio de 100mm de comprimento, os capacitores Y serão inúteis para frequências maiores que 20MHz [82].

O valor de 1nH/mm é uma boa regra empírica [1], a ser adotada quando se calcula os efeitos das conexões ao terra. A maneira correta de conectar os filtros é ter ao menos uma (de preferência mais) conexão direta, metal a metal, do chassi do filtro à referência de terra.

Os filtros para uso militar tendem a se basear nas topologias "C" e "Pi" de filtros, aparentemente porque a maioria dos equipamentos militares tradicionais tem uma referência de RF de qualidade e bem projetada, de maneira que seus capacitores aterrados não sofrem com problemas de integridade da referência de RF.

Infelizmente, a integridade de RF da referência de terra é um problema nos equipamentos residenciais, comerciais e industriais, que são construídos com um baixo-custo como objetivo. Os filtros mais previsíveis nessas aplicações tendem a ser: RC, LC, ou tipo "T" (utilizando *soft-ferrites* para os componentes indutivos). Estes tipos de filtro impõem níveis menores de correntes de RF na referência de terra do que os tipos "C" ou Pi [82].

4.12 Procedimento Prático para Projeto de Filtros de EMI

4.12.1 Medição da EMI e Modelos das Fontes de Ruído

Para um melhor entendimento do projeto do filtro de EMI, é interessante que se faça uma breve revisão do processo de medição da EMI, já descrito no Capítulo 2. A rede fictícia em “V” ou LISN (*Line Impedance Stabilizing Network*), utilizada nas medições, contém indutores, capacitores e resistores de 50Ω . Para a frequência da rede de alimentação (60Hz), os indutores são, praticamente, curtos-circuitos, e os capacitores são praticamente, circuitos abertos; e assim a energia passa por estes elementos para alimentar o equipamento sob ensaio. Para as frequências da EMI, os indutores são, praticamente, circuitos abertos, e os capacitores são, praticamente, curtos-circuitos; e o ruído eletromagnético somente “vê” os resistores de 50Ω . A tensão de ruído medida na impedância de entrada de 50Ω de um Receptor de Campos Eletromagnéticos (*EMI Receiver*), na faixa de frequência de 150kHz a 30MHz para a norma CISPR, é por definição a EMI conduzida [77, 79, 80].

Esta tensão de ruído, medida nos resistores de 50Ω contém tanto ruído de modo comum (MC) quanto ruído de modo diferencial (MD). Cada modo é tratado com uma seção específica do filtro de EMI. A Fig. 4.6(a) mostra uma topologia usual para filtros de EMI, e a Fig. 4.6(b) e a Fig. 4.6(c) mostram, respectivamente, o circuito equivalente para a seção de MC e de MD [77, 79].

Ao se observar a Fig. 4.6(b) e a Fig. 4.6(c), verifica-se que alguns elementos do filtro afetam somente o ruído de MD (ou MC) e alguns afetam tanto o ruído de MD quanto o de MC. Os capacitores C_{x1} e C_{x2} afetam somente o ruído de MD. Um indutor de modo comum ideal L_{mc} afeta somente o ruído de MC, mas a indutância de dispersão ($L_{dispersão}$) entre os dois enrolamentos de L_{mc} afeta o ruído de MD. O capacitor C_y reduz tanto o ruído de MC quanto o de MD, mas seu efeito no ruído de MD é atenuado devido ao elevado valor de capacitância (em relação à C_y) de C_{x2} . De maneira similar, o indutor de modo diferencial L_{md} reduz tanto o ruído de MC quanto o de MD, mas seu efeito no ruído de modo comum é atenuado devido ao elevado valor de indutância (em relação a L_{md}) de L_{mc} [80].

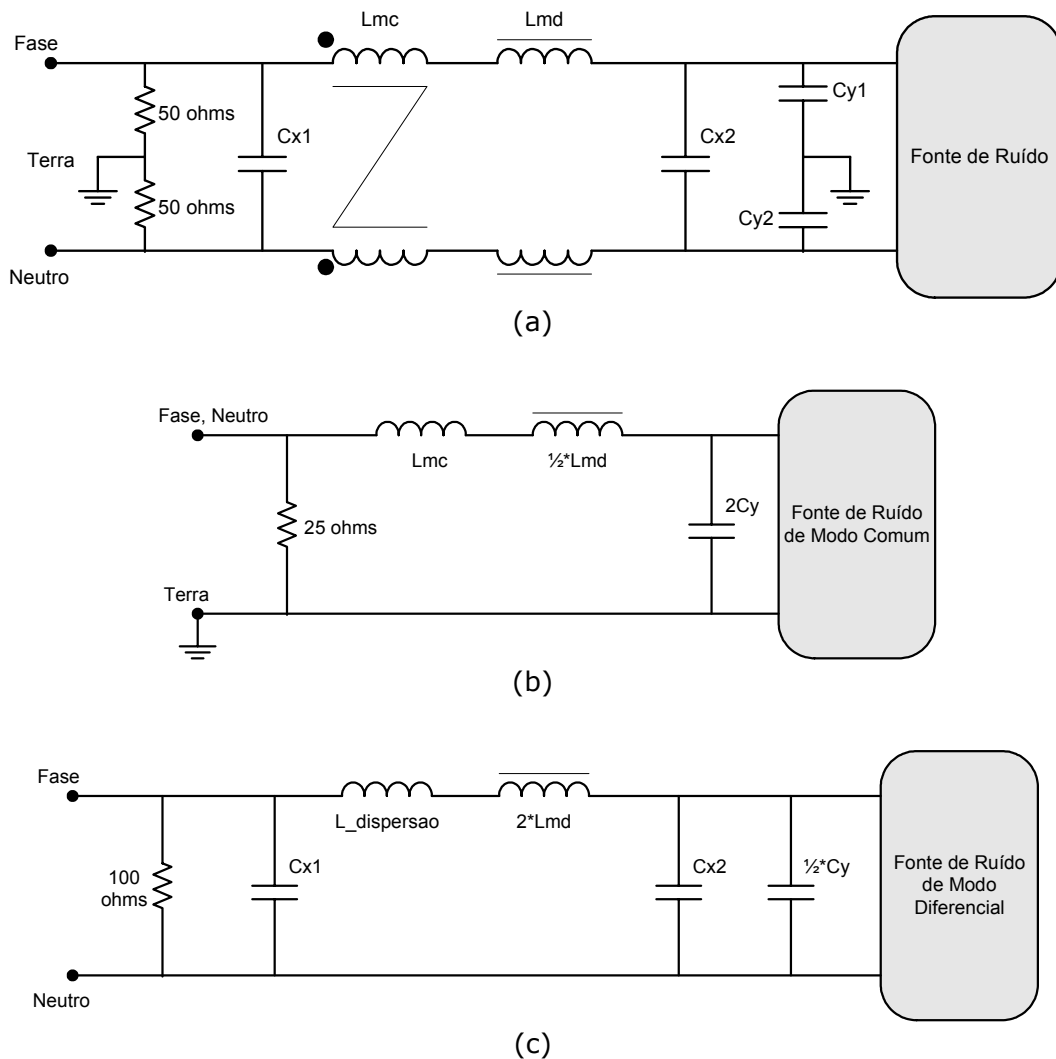


Fig. 4.6 (a) Topologia típica para filtros de EMI. (b) Modelo de propagação para o ruído de modo comum. (c) Modelo de propagação para o ruído de modo diferencial.

Os dois modos de ruído contribuem para a EMI total medida. As referências [1, 6, 77] citam exemplos de separação dos modos (MC e MD) via um dispositivo separador de ruído. Porém, tal dispositivo se aplica somente para uma rede fictícia que possua o terminal fase e o terminal neutro acessíveis simultaneamente. No caso deste trabalho, a rede fictícia em "V" utilizada possui apenas um terminal (fase ou neutro) disponível para leitura. A mudança de um terminal para outro se realiza através de uma chave. Assim, para poder obter a separação dos modos, foi realizada a separação através de um programa de computador. Esse processo de separação é uma simplificação, pois leva em conta que as emissões no condutor que não está sendo medido (fase, se for o neutro que está sendo lido, e vice-versa) permanecem as mesmas [77].

Considere o par de fios em que circulam as correntes I_f (corrente de fase) e I_n (corrente de neutro) na Fig. 4.7 [1].

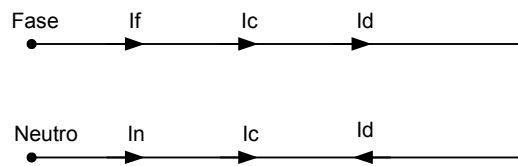


Fig. 4.7 – Decomposição das correntes em um sistema de alimentação a dois fios.

Sabe-se que [1]:

$$\vec{I}_F = \vec{I}_C + \vec{I}_D \quad (4.1)$$

$$\vec{I}_N = \vec{I}_C - \vec{I}_D \quad (4.2)$$

Resolvendo (4.1) e (4.2), tem-se [1]:

$$\vec{I}_D = \frac{1}{2}(\vec{I}_F - \vec{I}_N) \quad (4.3)$$

$$\vec{I}_C = \frac{1}{2}(\vec{I}_F + \vec{I}_N) \quad (4.4)$$

Conhecendo as relações acima e de posse das medidas da EMI conduzida para o terminal fase e para o terminal Neutro, uma de cada vez, pode-se manipulá-las posteriormente (via programa de computador ou planilha eletrônica) e obter tanto o ruído de modo comum quanto o ruído de modo diferencial [1].

4.12.2 Dificuldades na Estimativa da EMI Conduzida

Existem diversas razões, tanto práticas quanto teóricas, pelas quais é difícil estimar a EMI conduzida. As razões serão enumeradas a seguir. A partir de tais razões, será elaborado um procedimento prático de projeto de filtro:

- Os ruídos de modo diferencial (MD) e de modo comum (MC) se acoplam através de diferentes caminhos para gerar a EMI medida. O encapsulamento e o leiaute dos componentes e da PCI afetam os caminhos de acoplamento, mas os efeitos

são de difícil quantificação. É usual que pequenas alterações no leiaute podem levar a mudanças significativas na EMI medida [77, 80].

- A eficácia de um filtro de EMI depende não somente do filtro em si, mas também da impedância da fonte de alimentação [6]. A Fig. 4.8(a) mostra um conversor típico com as respectivas formas de onda de tensão e corrente de alimentação. Os modelos para as impedâncias das fontes de ruído de modo comum e diferencial do conversor da Fig. 4.8(a) estão nas Fig. 4.8(b) e 4.8(c), respectivamente. Para o ruído de modo comum, a fonte é modelada por uma fonte de corrente em paralelo com uma impedância (de valor elevado) da fonte de ruído. Para o ruído de modo diferencial, a fonte é modelada por uma fonte de tensão em série com uma impedância (de baixo valor) ou por uma fonte de corrente em paralelo com uma impedância (de alto valor), dependendo do estado dos diodos retificadores da entrada [6]. Quando dois diodos da ponte retificadora estiverem em condução, a fonte de ruído é modelada por uma fonte de tensão em série com uma impedância Z_s , e quando todos os quatro diodos estão bloqueados, a fonte de ruído é modelada por uma fonte de corrente em paralelo com uma impedância Z_p . Portanto, o circuito do modelo para modo diferencial varia entre estes dois modelos a uma frequência que é o dobro da frequência da rede de alimentação. A impedância Z_s está associada com a resistência e indutância dos fios e trilhas. A impedância Z_p está associada à capacitância parasita do diodo. Estas impedâncias das fontes dependem de parâmetros parasitas e, assim, são dependentes do tipo de encapsulamento utilizado nos semicondutores (transistor e diodos). Embora as impedâncias possam ser medidas, existe uma grande dificuldade prática [6], [76].
- Além de uma frequência específica, os efeitos dos elementos parasitas começam a surgir. Tal frequência é a linha divisória entre os termos “alta frequência” e “baixa frequência” utilizados neste texto. Os efeitos de alta frequência incluem: redução da permeabilidade do núcleo do indutor de modo comum; efeito da capacitância parasita do indutor; e o efeito da indutância parasita dos capacitores de filtro. Além dos efeitos dos elementos parasitas, o acoplamento via radiação e a ressonância existente entre a impedância da fonte de alimentação e o capacitor de filtro podem também afetar a propagação da EMI em altas frequências. Porém, tais efeitos são difíceis de prever sem experimentação [77].

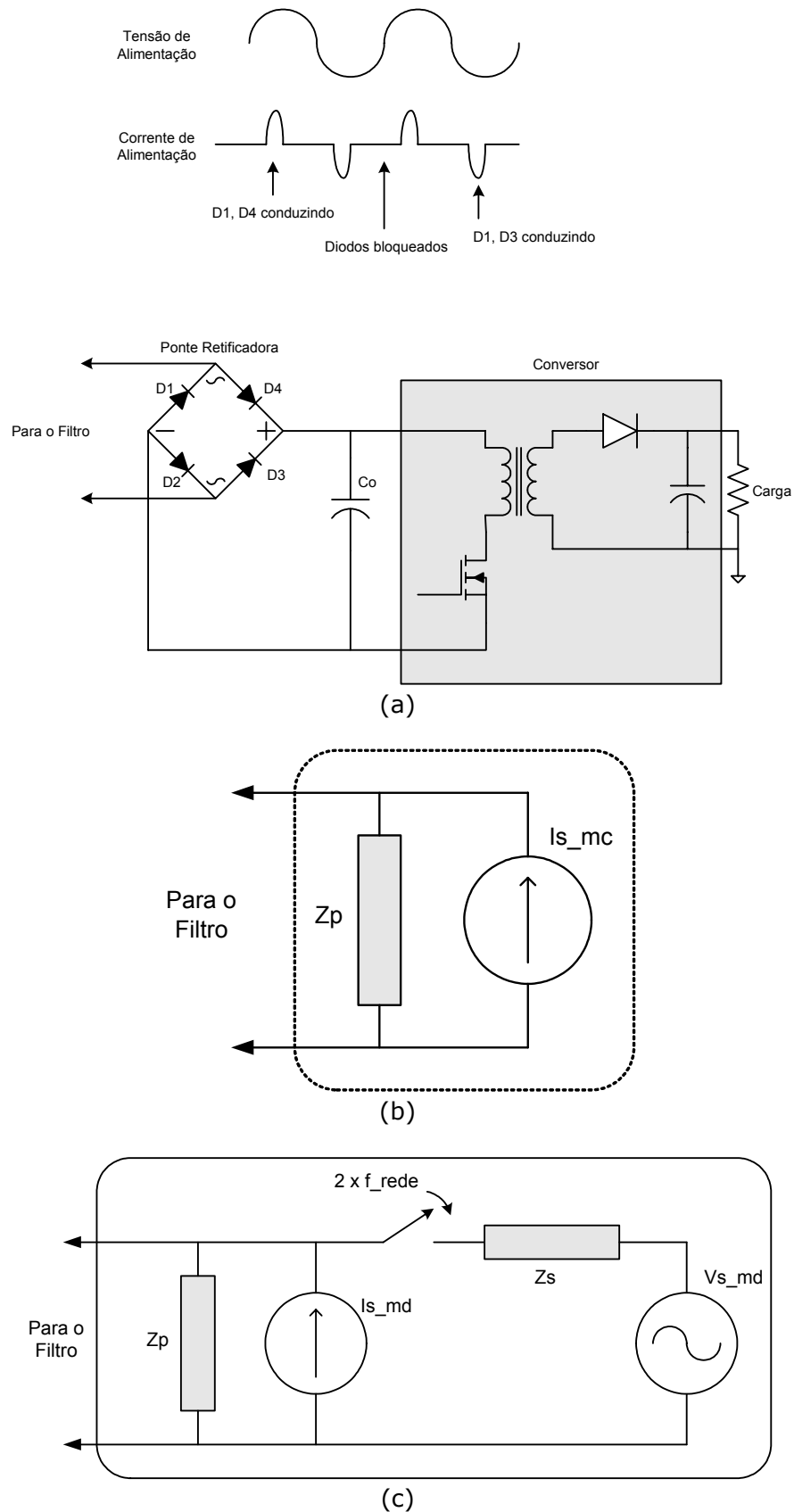


Fig. 4.8. (a) Conversor típico e formas de onda na alimentação.
 (b) Modelo da fonte de ruído de modo comum de (a).
 (c) Modelo da fonte de ruído de modo diferencial de (a).

4.12.3 Procedimento Prático para Projetar Filtros de EMI

Como pode se concluir da discussão do item anterior é extremamente difícil obter um projeto de filtro de EMI analiticamente. Assim, propõe-se um procedimento prático para lidar com essa questão. Este procedimento é baseado nas seguintes conjeturas:

1. As emissões conduzidas medidas, tanto do terminal fase quanto do terminal neutro, sem uso de filtro, devem ser fornecidas para o projetista do filtro.
2. Embora a impedância da fonte de alimentação afete a atenuação do filtro, se os elementos do filtro forem apropriadamente arranjados e dimensionados, a impedância da fonte tem pouco efeito [77].
3. Como é difícil prever o desempenho em alta frequência no estágio de projeto do filtro, o foco do projeto é fazer com que a parte de baixa frequência fique em conformidade com a norma. Depois que o filtro for projetado e construído é que os problemas de alta frequência devem ser tratados.

Baseado no que foi proposto é apresentado um fluxograma para o projeto do filtro de EMI na Fig. 4.9 [77].

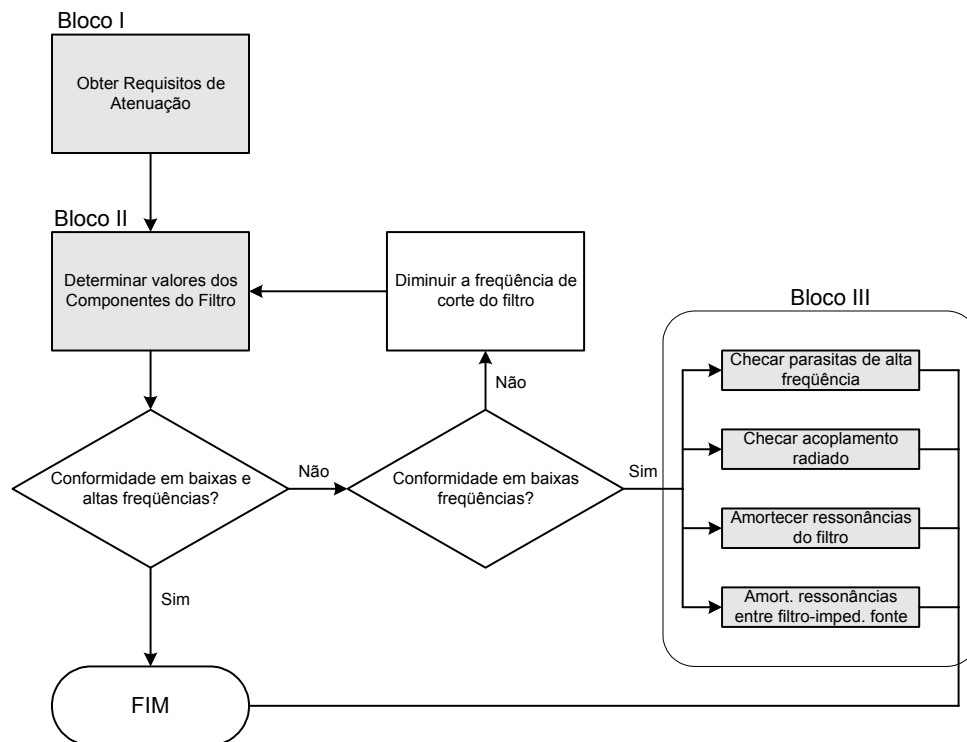


Fig. 4.9 – Fluxograma para projeto de filtros de EMI.

4.12.4 Procedimento de Projeto

Passo 1: Medir a EMI conduzida do Equipamento sob Ensaio e separa-la em ruído de modo comum (V_{mc}) e ruído de modo diferencial (V_{md}).

Passo 2: Determinar a atenuação necessária para modo comum (V_{r_mc}) dada em (4.5) e a atenuação necessária para modo diferencial (V_{r_md}) dada em (4.6).

$$(V_{r_mc})_{dB} = (V_{mc})_{dB} - (V_{limite})_{dB} + 3dB \quad (4.5)$$

$$(V_{r_md})_{dB} = (V_{md})_{dB} - (V_{limite})_{dB} + 3dB \quad (4.6)$$

Onde $(V_{mc})_{dB}$ e $(V_{md})_{dB}$ são obtidos no Passo 1 e $(V_{limite})_{dB}$ é o limite para emissões conduzidas especificado pela CISPR. O valor "+3dB" é utilizado como fator de garantia.

Passo 3: Determinação das frequências de corte. A frequência de corte para MC, fr_{mc} , pode ser obtida ao se traçar uma reta com inclinação de 40dB/dec que seja tangente à curva $(V_{r_mc})_{dB}$ obtida no passo 2. Onde a reta interceptar a linha, fica determinada a frequência de corte de modo comum. A obtenção da frequência de corte de modo diferencial, fr_{md} , pode ser determinada da mesma maneira de $(V_{r_md})_{dB}$.

Passo 4: Determinação dos valores dos componentes.

a) Componentes de MC L_{mc} e C_y : Devido a restrições de segurança (corrente de fuga para terra), C_y fica limitado em 3,3nF para operação em 60Hz. L_{cm} e $2 \cdot C_y$ devem ter uma frequência ressonante dada por fr_{mc} , obtida no Passo 3. Portanto:

$$L_{mc} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot fr_{mc}} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C_y} \quad (4.7)$$

b) Componentes de MD L_{md} , C_{x1} e C_{x2} : C_{x1} e C_{x2} possuem o mesmo valor C_{md} e são relacionados com o valor de L_{md} através da frequência de corte fr_{md} :

$$Cx1 = Cx2 = Cmd = \left(\frac{1}{2\pi \cdot fr_md} \right)^2 \cdot \frac{1}{Lmd} \quad (4.8)$$

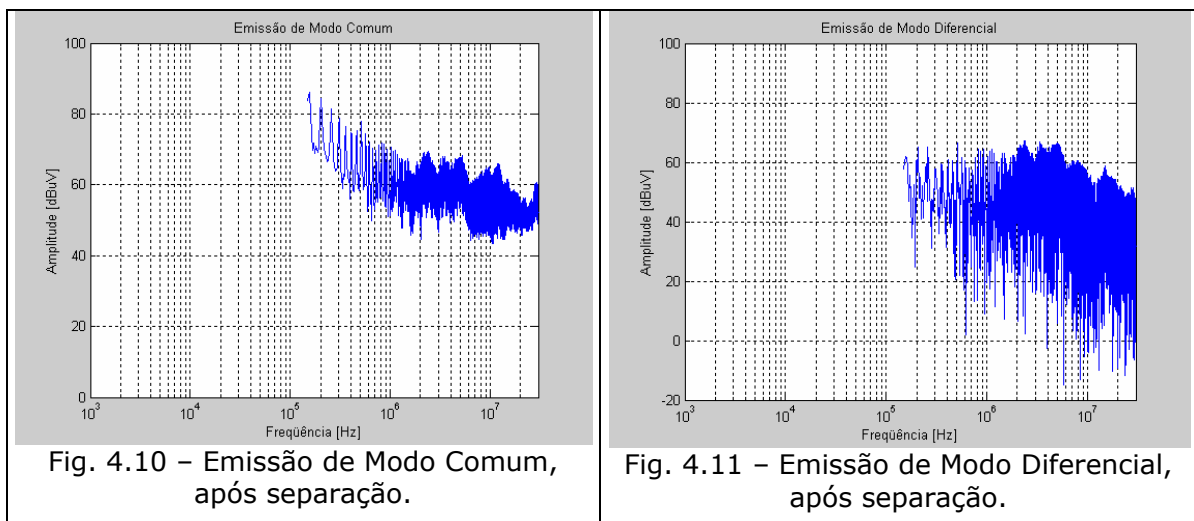
Em (4.8), o valor de fr_md foi determinado no Passo 3. $Cx1$, $Cx2$ e Lmd são incógnitas. Existe um grau de liberdade para a escolha dos valores destes componentes. Quanto maior for o valor do indutor Lmd escolhido, menor será o valor de $Cx1$ e $Cx2$, e vice-versa. Ao se escolher os valores para Cx , problemas de estabilidade da resposta do filtro devem ser considerados [77].

Como a indutância de dispersão do indutor de modo comum pode ser utilizada como um indutor de modo diferencial, indutores de modo diferencial separados podem não ser necessários. Tipicamente, o valor da indutância de dispersão ($L_{dispersão}$) fica na faixa de 0,5-2% do valor da indutância do indutor de modo comum [6], [77].

4.12.5 Exemplo de Projeto

Para tal projeto, foi escolhida a topologia da Fig. 4.6(a) para o filtro de EMI. A fonte chaveada escolhida para implementar o projeto do filtro de EMI é a Fonte α , cujas características podem ser encontradas no Capítulo 5.

Passo 1: Medir as emissões conduzidas geradas pela fonte A no terminal neutro e no terminal fase, sem o filtro de EMI. Separar via planilha de cálculo eletrônica as emissões medidas em ruído de modo comum e ruído de modo diferencial. A emissão de modo comum está na Fig. 4.10 e a emissão de modo diferencial está na Fig. 4.11



Passo 2: Determinar a atenuação necessária para modo comum (Vr_{mc}) e a atenuação necessária para modo diferencial (Vr_{md}). Para tanto, utiliza-se (4.5) e (4.6). A atenuação necessária para modo comum está plotada na Fig. 4.12 e a atenuação necessária para modo diferencial está plotada na Fig. 4.13.

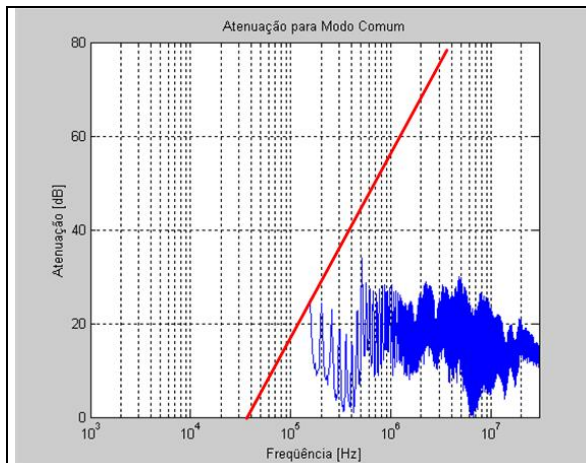


Fig. 4.12 – Atenuação necessária para as emissões de modo comum.

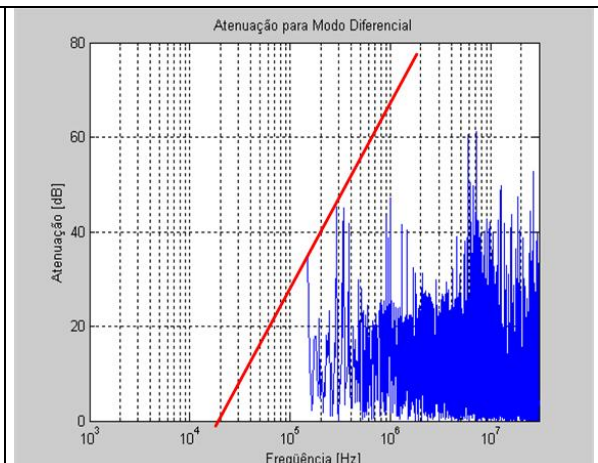


Fig. 4.13 – Atenuação necessária para as emissões de modo diferencial.

Passo 3: Determinar as frequências de corte de cada seção do filtro (MC e MD).

A linha vermelha em ambos os gráficos (Fig. 4.12 e Fig. 4.13) representa a linha de 40dB/dec, utilizada para obter a frequência de corte para as seções de modo comum e modo diferencial. A frequência de corte para a seção de modo comum pode ser observada na intersecção entre a linha de 40dB/dec e o eixo das frequências na Fig. 4.12, e possui o valor $fr_{mc} \cong 40\text{kHz}$.

A frequência de corte para a seção de modo diferencial pode ser observada na intersecção entre a linha de 40dB/dec e o eixo das frequências na Fig. 4.13, e possui o valor $fr_{md} \cong 20\text{kHz}$.

Passo 4: Determinação dos valores dos componentes

a) Componentes de Modo Comum [L_{mc} e C_y]

Devido a requisitos das normas de segurança, a corrente de fuga para o terra é limitada a 250 μ A nas normas mais restritivas e a 5mA nas mais liberais. Adotando o valor mais restritivo, parte-se para o cálculo do valor máximo da capacitância de C_Y (4.9).

$$C_Y \geq \frac{I_C}{2\pi f \cdot V_C} \quad (4.9)$$

Para uma tensão de alimentação de 220Vca com freqüência de 60Hz, tem-se:

$$C_Y \geq 3 \text{ nF}$$

O valor de L_{mc} pode assim ser calculado (4.7). Para uma $fr_{mc}=40\text{kHz}$, tem-se:

$L_{mc} = 2,4 \text{ mH}$ para um $C_Y=3,3\text{nF}$ (valor comercial mais próximo para capacitores tipo Y)

$L_{mc} = 3,6 \text{ mH}$ para um $C_Y=2,2\text{nF}$ (outro valor comercial típico para capacitores tipo Y)

b) Componentes de Modo Diferencial [L_{md} , C_{x1} , C_{x2}]

Os capacitores C_{x1} e C_{x2} possuem o mesmo valor de capacitância e estão relacionados com L_{md} através da freqüência de corte fr_{md} (4.8). Assim, pode-se arbitrar algum valor típico para C_x e obter o valor de L_{md} . De maneira inversa, pode-se aproveitar a indutância de dispersão do indutor de modo comum. A indutância de dispersão pode ser utilizada como indutor de modo diferencial. Desta maneira, projeta-se o indutor de modo comum, mede-se em seguida a indutância de dispersão e utiliza-se este valor para o cálculo do valor de capacitância de C_x .

Por exemplo: $C_{x1} = C_{x2} = 100 \text{ nF}$ (valor comercial típico para capacitores tipo X)

De acordo com o Passo 3, o valor de $fr_{md} = 20 \text{ kHz}$

Assim, aplicando estes valores em (4.8), obtém-se:

$$L_{md} = 633 \mu\text{H}$$

De acordo com [77], o valor da indutância de dispersão fica na faixa de 0,5-2% do valor da indutância de modo comum. Como o valor da indutância de dispersão, ou indutância de modo diferencial, deve ser de 633 μ H, foi utilizado um indutor de modo comum de 34mH, cuja indutância de dispersão a 2% é aproximadamente 680 μ H. Os valores obtidos podem ser visualizados na Tabela 4.4.

TABELA 4.4 – Valores dos componentes do filtro projetado

Componente	Valor
Lmc	34 mH ¹
Cy1=Cy2	2,2 nF
Cx1=Cx2	100 nF
Lmd=L _{dispersão}	680 μH

¹ Valor medido em uma ponte de medição HP com a frequência de 10kHz.

A topologia do filtro ficou de acordo com a Fig. 4.14.

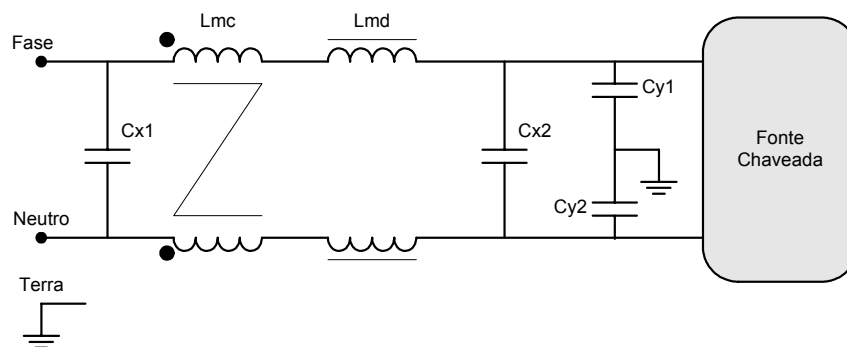


Fig. 4.14 – Topologia adotada para o filtro projetado.

As emissões conduzidas medidas da Fonte A, antes do uso do filtro, são mostradas na Fig. 4.15.

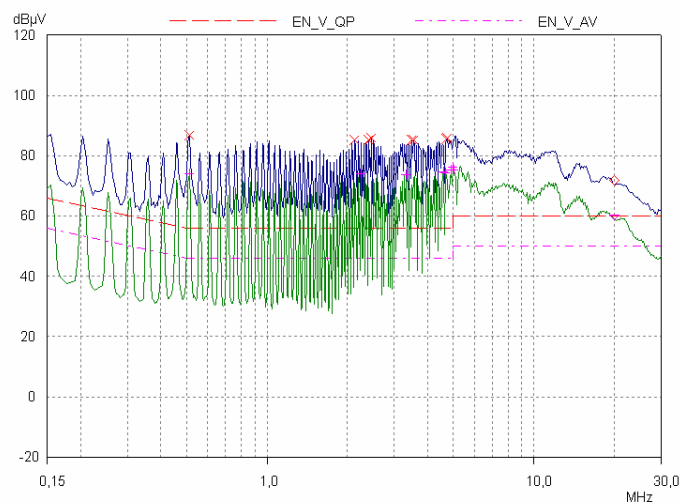


Fig. 4.15 – Emissões conduzidas da Fonte A, medidas sem o uso de um filtro de EMI.

As emissões conduzidas da Fonte A, medidas com o uso do filtro projetado, são apresentadas na Fig. 4.16.

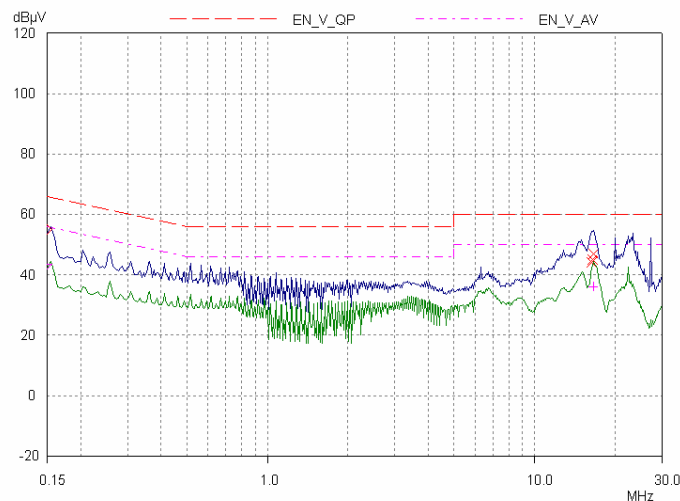


Fig. 4.16 – Emissões conduzidas da Fonte A, medidas como uso do filtro de EMI projetado.

Ao se comparar a Fig. 4.16 com a Fig. 4.15, pode-se perceber que a atenuação decorrente da inserção do filtro de EMI, na entrada da alimentação da fonte chaveada, foi suficiente para que as emissões ficassem dentro dos limites da norma, no caso, a norma CISPR 22.

4.13 Conclusões

Neste capítulo foi possível ter uma idéia abrangente do comportamento, aplicação e projeto de um filtro de EMI. Tais filtros, como já foi explanado anteriormente, são considerados técnicas corretivas de redução da EMI, ou seja, geralmente são aplicados quando a fonte já está fabricada e verifica-se que a mesma não está em conformidade com as normas de EMC. Desta maneira estes filtros, quando aplicados na fonte pronta, nem sempre vão oferecer os resultados esperados. Portanto, recomenda-se que desde as etapas iniciais do projeto da fonte chaveada se utilizem as técnicas preventivas redução da EMI, já apresentadas no capítulo 3. Além disso, recomenda-se deixar um espaço físico disponível para o uso de um possível filtro, já que somente a aplicação das técnicas não tem se demonstrado suficiente para a redução da EMI conduzida aos níveis requeridos pela norma [4], [5], [6], [7], [77], [81], [82].

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1. Introdução

No Capítulo 3 e no Capítulo 4 foram apresentadas técnicas preventivas e corretivas de redução da EMI, respectivamente. Neste capítulo serão apresentadas principalmente medições de EMI conduzida, e algumas medidas de EMI radiada, realizadas em fontes chaveadas com o intuito de avaliar quais técnicas são eficientes ou não na redução da EMI.

O critério utilizado para a escolha das fontes a serem ensaiadas foi baseado, principalmente, na potência (energia) processada pela fonte. Como a potência foi o critério escolhido decorre daí a topologia utilizada, que varia de acordo com a potência da fonte. Considerações quanto à frequência de chaveamento, quando for cabível, serão feitas no momento oportuno.

A medição da EMI conduzida é o principal foco deste capítulo. Porém, em alguns casos, serão apresentadas medições de EMI radiada para enriquecer o entendimento de como a EMI se comporta com a mudança de alguns elementos (leiaute, componentes) das fontes chaveadas.

Para uma melhor compreensão dos resultados apresentados, fazem-se necessárias algumas restrições no domínio de estudo, no caso, o espectro de frequências com as respectivas amplitudes de tensão referentes às emissões eletromagnéticas conduzidas que foram medidas. Como estas medidas de emissões foram realizadas de acordo com normas (no caso, a norma CISPR 22, classe B), também foram utilizados os limites da citada norma como padrão de referência para todas as medidas. No caso da faixa de frequências, a faixa vai de 150kHz a 30MHz.

Neste capítulo, adotar-se-ão algumas convenções para facilitar a apresentação dos resultados. Doravante, a faixa "A" refere-se à faixa de frequência que vai de 150kHz até 1MHz. A faixa "B" refere-se à faixa de frequência que vai de 1MHz até 10MHz. A faixa "C" refere-se à faixa de frequência que vai de 10MHz a 30MHz.

As fontes chaveadas utilizadas para as medições foram gentilmente cedidas pelos fabricantes. Devido a razões éticas, adotar-se-á uma convenção de denomina-

las por letras do alfabeto grego. Assim, as fontes ensaiadas foram denominadas de Fonte Alfa (α), Fonte Beta (β), Fonte Gama (γ) e Fonte Delta (δ).

5.2 Fonte α

As características da fonte α estão na Tabela 5.1.

TABELA 5.1 – Características da Fonte α

Topologia	Tensão de Alimentação	Tensão/Corrente de Saída	Potência (W)	Frequência Chaveamento
<i>Flyback</i>	93-240Vca, 60Hz	24V / 2A	48	$\cong 50\text{kHz}$

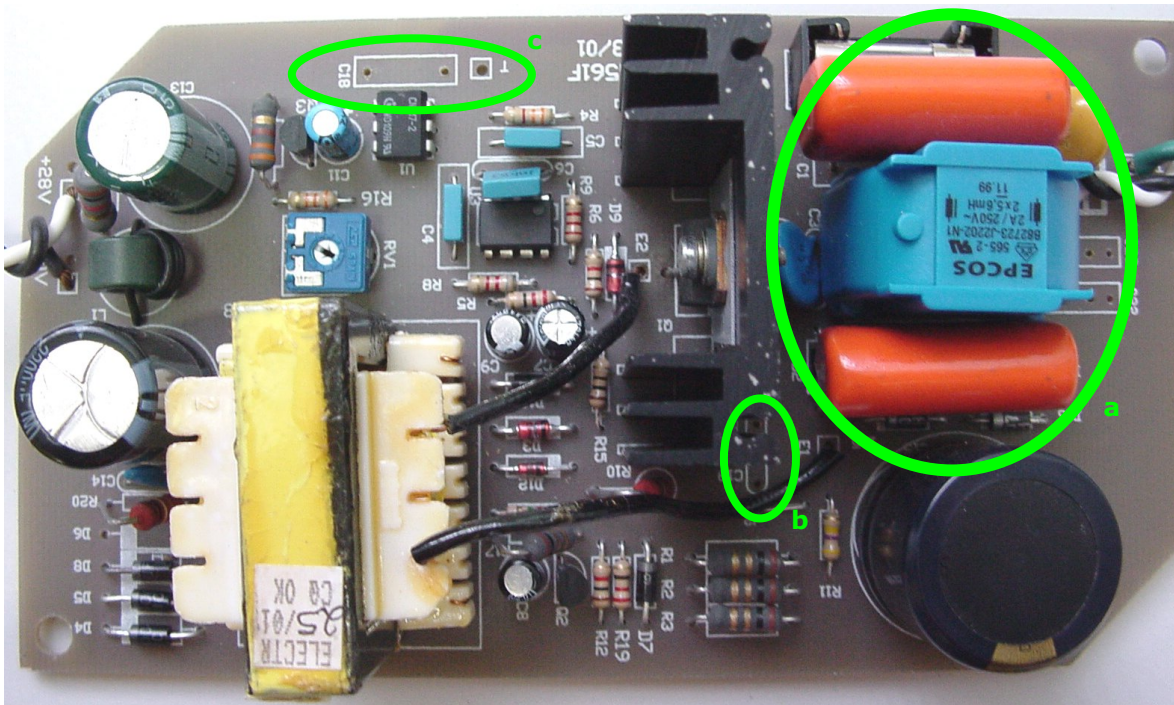


Fig. 5.1 – Foto da Fonte α

Na Fig. 5.1, pode-se verificar:

- Filtro de EMI, que não estava presente nos ensaios realizados.
- Lugar para o Capacitor entre Dissipador e Barramento Negativo.
- Lugar para o Capacitor entre Terra da rede e 0V da fonte (GND-0V).

5.2.1 Ensaio 1

A metodologia de realização dos ensaios foi a seguinte: Primeiramente a fonte foi ensaiada sem filtro de EMI, na configuração original fornecida pelo fabricante, que consiste de:

- Sem filtro de EMI
- Com capacitor entre Dissipador e Barramento Negativo ($C=2,2\text{nF}$)
- Com fio entre Terra da rede e 0V da saída da fonte (GND-0V)

A medição de EMI conduzida foi realizada, e o resultado é apresentado na Fig. 5.2.

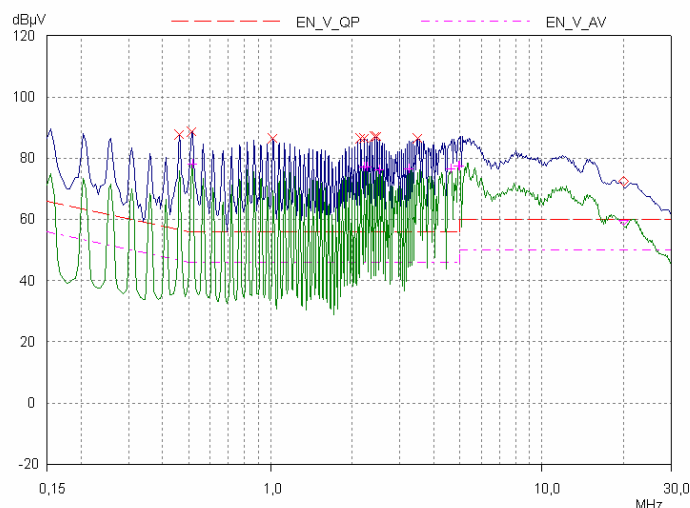


Fig. 5.2 – Espectro da emissão conduzida medida, com a fonte α na sua configuração original.

5.2.2 Ensaio 2

Como pode se observar na Fig. 5.2, as emissões estão bem acima do limites da norma. No intuito de reduzir a capacitância parasita entre transistor e dissipador – que é o caminho principal por onde se propaga a EMI conduzida de modo comum [1], [3], [26], foi inserida uma placa metálica condutora entre o transistor e o dissipador. Para isolar a placa metálica, foram adicionadas duas camadas isolantes, de acordo com a Fig. 5.3. Esta placa foi conectada no *Source* do transistor MOSFET, com a finalidade de

criar uma malha para a corrente de modo comum. O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.4. Comparando a Fig. 5.4 com a Fig. 5.2, pode-se verificar que na faixa A e na faixa B praticamente não houve alterações no espectro. Mas na faixa C, a Fig. 5.4 apresentou emissões com até 10dB a mais do que o espectro da Fig. 5.2.

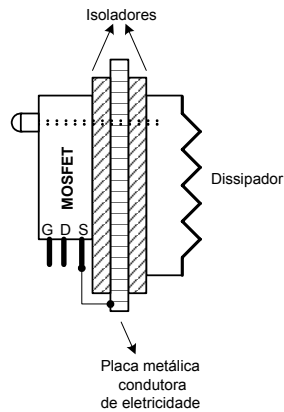


Fig. 5.3 – Diagrama da ligação física da placa metálica no *Source* do MOSFET.

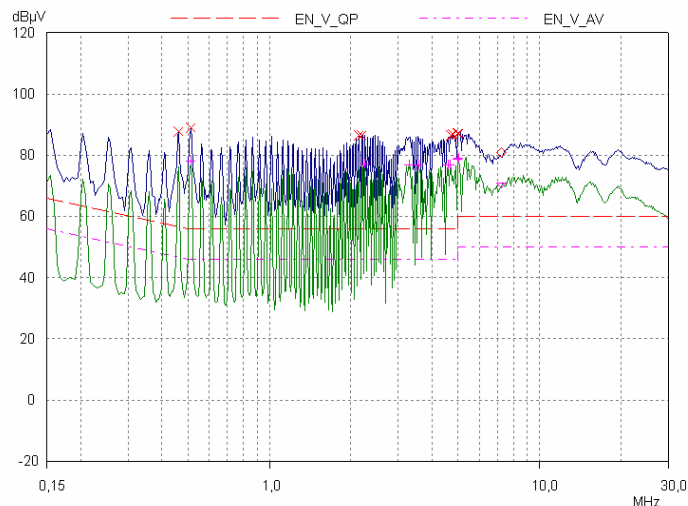


Fig. 5.4 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 2.

5.2.3 Ensaio 3

Como a inserção da placa metálica ligada no *Source* não apresentou resultados (redução da EMI), a placa metálica foi desconectada do *Source*, ou seja, ficou com um potencial elétrico flutuante.

A idéia de colocar a placa foi resultante da tentativa de se reduzir a capacitância entre transistor e dissipador. As Figs. 5.5 e 5.6 ilustram o esquemático da estratégia utilizada para reduzir a capacitância parasita.

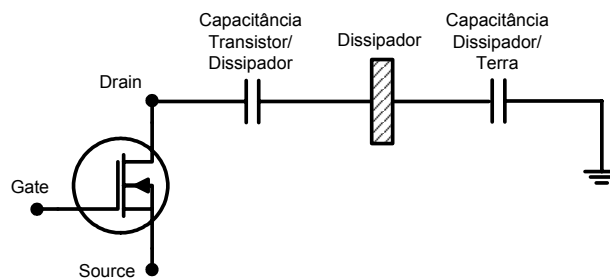


Fig. 5.5 – Situação original, antes da inserção da placa metálica entre o MOSFET e o dissipador.

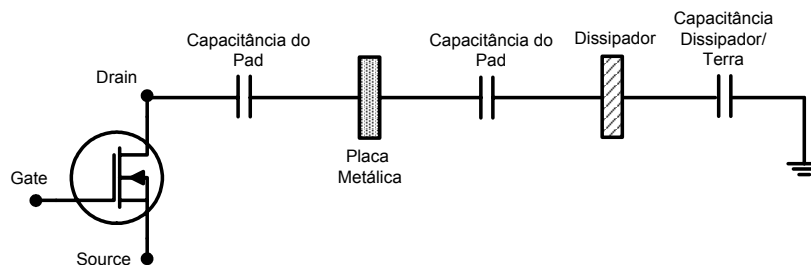


Fig. 5.6 – Situação modificada, isto é, esquemático da ligação da placa metálica entre MOSFET e dissipador, com o uso de *pads* de isolamento.

Ao colocar-se capacitâncias adicionais, em série, tenta-se diminuir a capacitância que serve de caminho para a corrente de modo comum (estratégia de redução da eficiência do caminho de propagação da EMI). Tenta-se assim reduzir as emissões de modo comum e, conseqüentemente, as emissões de forma geral.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.7. Ao comparar-se a Fig. 5.7 com a Fig. 5.4 pode-se verificar que praticamente não houve mudanças entre os espectros. Como as emissões não foram reduzidas, esse comportamento pode ser explicado da seguinte maneira: A capacitância que foi alterada (reduzida) foi a capacitância transistor/dissipador. Já a capacitância dissipador/terra não foi alterada. Portanto, pode-se perceber que a capacitância dissipador/terra é preponderante em relação à capacitância transistor/dissipador, e assim as emissões não foram reduzidas.

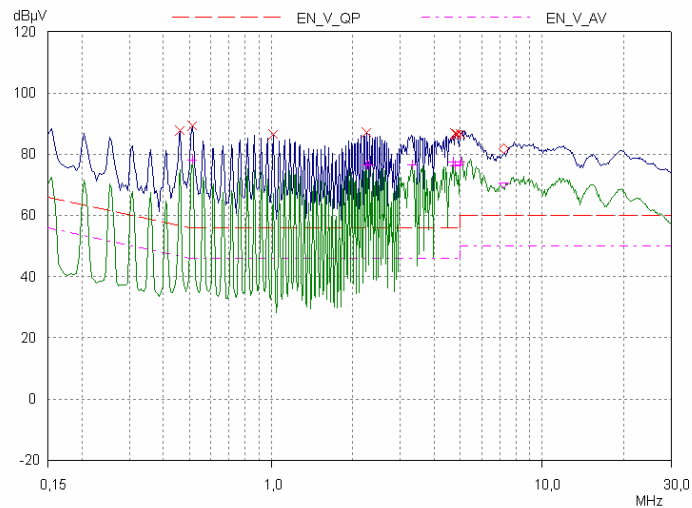


Fig. 5.7 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 3.

5.2.4 Ensaio 4

O próximo passo no estudo das emissões conduzidas da Fonte α foi o de retirar o capacitor entre dissipador e barramento negativo. Assim, o dissipador ficou com potencial elétrico flutuante.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.8. Ao comparar-se a Fig. 5.8 com a Fig. 5.7, pode-se perceber que praticamente não houve mudanças no espectro.

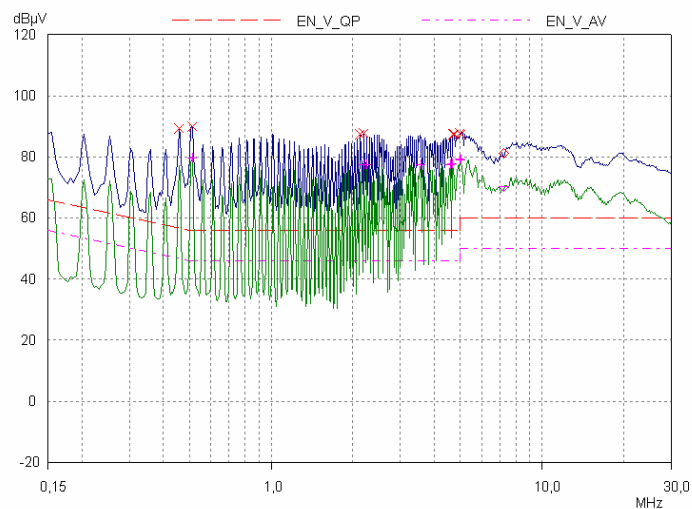


Fig. 5.8 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 4.

5.2.5 Ensaio 5

Neste ensaio, o dissipador foi ligado fisicamente no terra da placa de circuito impresso. O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.9. Ao comparar-se a Fig. 5.9 com a Fig. 5.8, pode-se perceber que houve um aumento das emissões conduzidas em toda a faixa de frequência (150kHz – 30MHz).

Assim, para este caso, pode-se afirmar que a conexão física do dissipador no terra gera um aumento das emissões conduzidas. Porém, deve-se salientar que o efeito deste aterramento para as emissões radiadas deve ser estudado, pois não há garantias de que este procedimento aumente as emissões radiadas também.

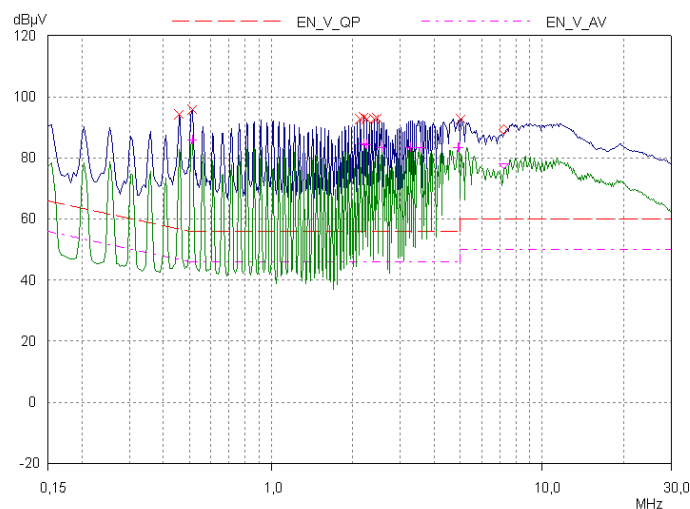


Fig. 5.9 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 5.

Do ponto de vista de circuitos, pode-se explicar o aumento das emissões. Como pode ser verificado na Fig. 5.10, o que foi feito neste ensaio foi adicionar um fio (curto-circuito) no lugar da capacitância parasita C_{p2} (capacitância entre Dissipador/Terra). Feito isto, foi criado um caminho com alta eficiência de propagação para as correntes de modo comum, e assim, as emissões tiveram um aumento, como denota a medição deste ensaio.

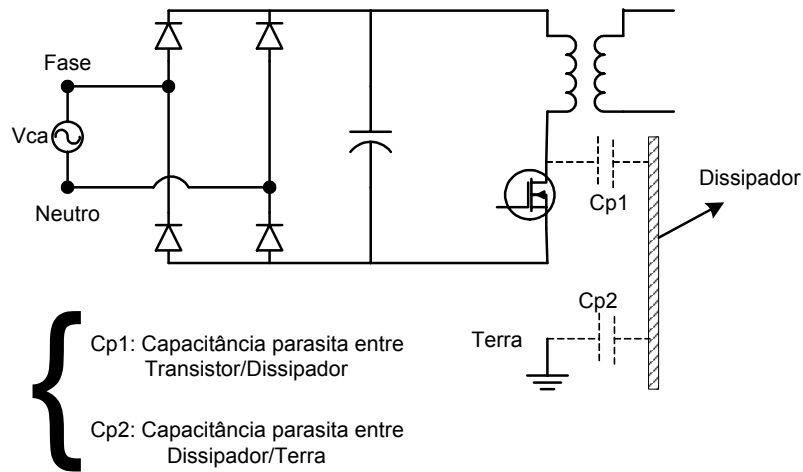


Fig. 5.10 – Esquemático simplificado do conversor *Flyback* com indicação das capacitâncias parasitas.

5.2.6 Ensaio 6

Neste ensaio, o dissipador foi ligado fisicamente no barramento negativo, para verificar qual é a influência na propagação da EMI. Este ensaio deve ser comparado com o ensaio 3 (Fig. 5.7), ensaio este onde o dissipador estava ligado no barramento negativo via capacitor.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.11. Ao se comparar a Fig. 5.11 com a Fig. 5.7, pode-se verificar que praticamente não houve mudança entre os espectros.

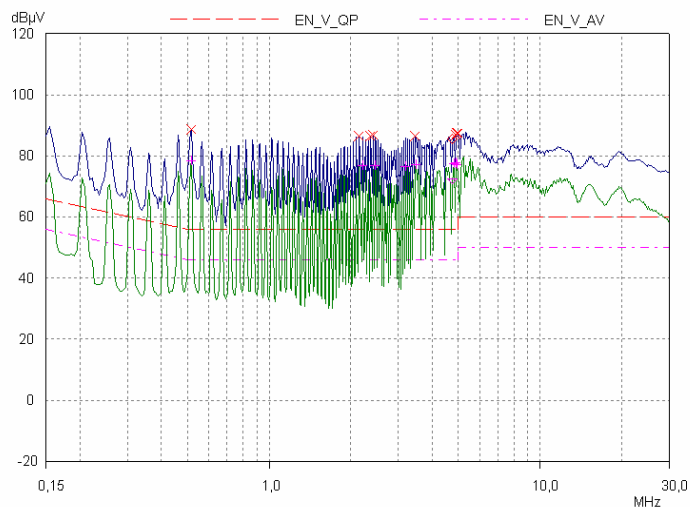


Fig. 5.11 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 6.

5.2.7 Ensaio 7

Neste ensaio, o dissipador ficou ligado fisicamente no barramento negativo. Como foi explicitado no início dos ensaios, havia um fio ligando o terra da rede com o 0V da fonte (GND-0V). Neste ensaio, tal fio foi retirado.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.12(a). Ao se comparar a Fig. 5.12(a) com a Fig. 5.2 (fonte nas condições originais), pode-se verificar que houve uma redução das emissões em toda a faixa de frequências (150kHz – 30MHz). Tal redução foi mais acentuada nas faixas de frequência B e C. Na faixa A houve uma redução de cerca de 3dB. Nas frequências de 460,5kHz e 515kHz houve uma redução de até 9dB. Pode-se perceber que a ligação entre GND-0V, tanto via capacitor quanto via fio, é problemática, pois aumenta as emissões em até 12dB nas faixas B e C.

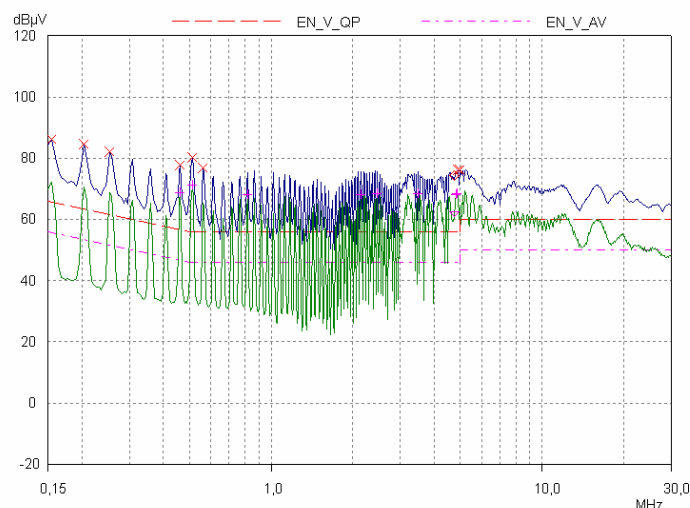


Fig. 5.12(a) – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 7.

Para verificar o efeito da ligação entre GND-0V nas emissões radiadas, foram realizadas duas medições de emissão radiada na faixa de 150kHz a 1GHz. A primeira medida foi feita sem conexão entre GND-0V, e está na Fig. 5.12(b). A segunda medida foi feita com conexão entre GND-0V via um fio, e está na Fig. 5.12(c).

Ao se comparar a Fig. 5.12(c) com a Fig. 5.12(b), se verifica que a presença de uma conexão (via capacitor ou física) entre GND-0V reduz as emissões radiadas, principalmente na faixa de frequências de 150kHz a 100MHz. É interessante tal observação, porque ela vai de contrário com a observação obtida no ensaio de emissão conduzida, no qual a presença de uma conexão entre GND-0V faz com que as

emissões conduzidas aumentem. Pode-se verificar assim que uma técnica de redução da EMI que é efetiva para as emissões conduzidas nem sempre será efetiva para a redução das emissões radiadas.

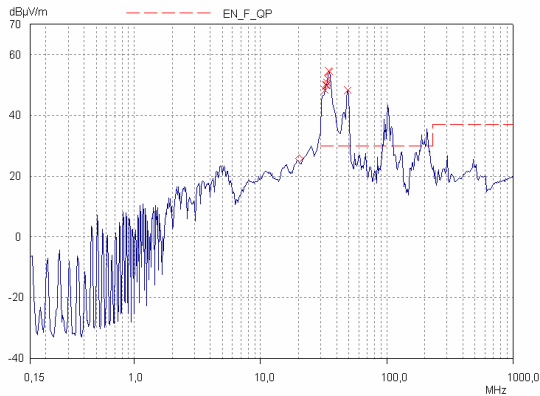


Fig. 5.12(b) – Espectro resultante do ensaio de emissão radiada, sem fio entre GND-0V.

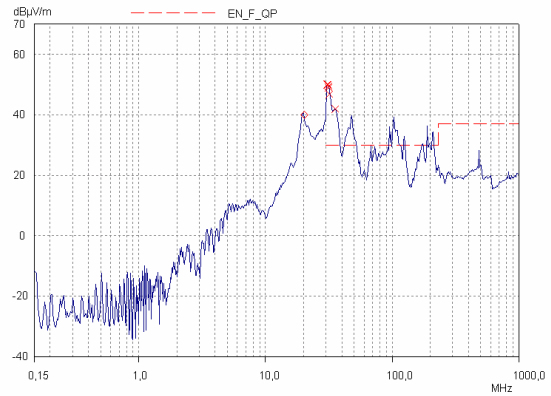


Fig. 5.12(c) – Espectro resultante do ensaio de emissão radiada, com fio entre GND-0V.

5.2.8 Ensaio 8

Neste ensaio, o dissipador foi desconectado do barramento negativo. O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.13. Ao se comparar a Fig. 5.13 com a Fig. 5.12, pode-se verificar que na faixa A, praticamente não houve mudanças nos espectros. Nas faixas B e C, houve um pequeno aumento das emissões conduzidas.

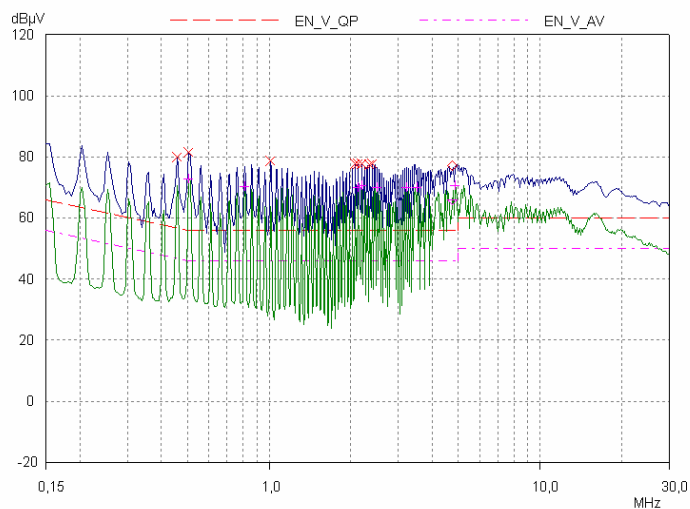


Fig. 5.13 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 8.

5.2.9 Ensaio 9

Neste ensaio, o dissipador ficou ligado fisicamente no barramento negativo. Foi colocado um capacitor $C=2,2\text{nF}$ entre GND-0V. O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.14. Ao se comparar a Fig. 5.14 com a Fig. 5.13, pode-se verificar que as emissões aumentaram novamente, para os níveis da Fig. 5.11 (GND-0V ligado por um fio). Mais uma vez fica evidenciado que a ligação entre GND-0V, tanto por fio quanto por capacitor, aumenta as emissões conduzidas.

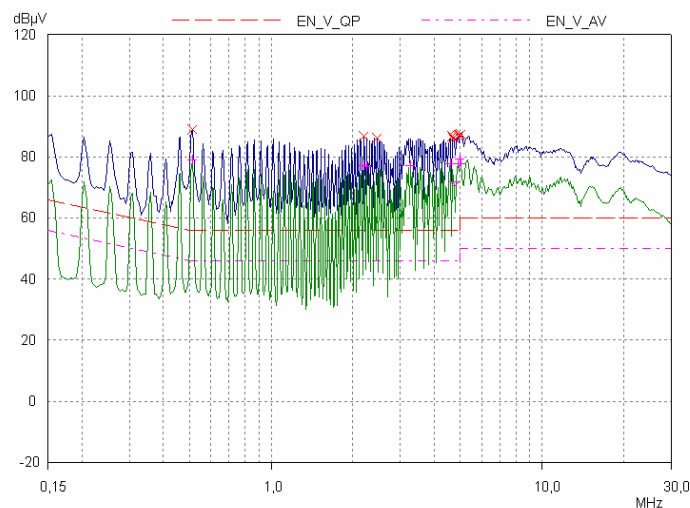


Fig. 5.14 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 9.

5.2.10 Ensaio 10

Neste ensaio, o dissipador foi desconectado do barramento negativo. O capacitor $C=2,2\text{nF}$ foi mantido entre GND-0V.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.15. Comparando a Fig. 5.15 com a Fig. 5.14, pode-se verificar que praticamente não houve alteração nos espectros. Assim verifica-se que, no caso da presença de um capacitor entre GND-0V, a ligação do dissipador no barramento negativo não causa nenhuma redução na EMI conduzida.

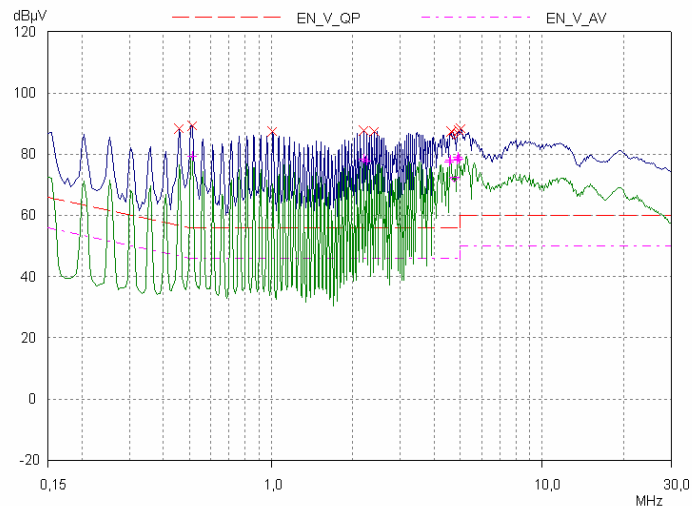


Fig. 5.15 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 10.

5.2.11 Ensaio 11

Neste ensaio e nos posteriores, foi retirada a placa metálica que ficava entre o transistor e o dissipador (Fig. 5.16). Agora, entre o transistor e o dissipador, ficou apenas um pad isolador. O dissipador está ligado ao barramento negativo através de um capacitor $C=2,2\text{nF}$. Não existe conexão entre GND-0V.

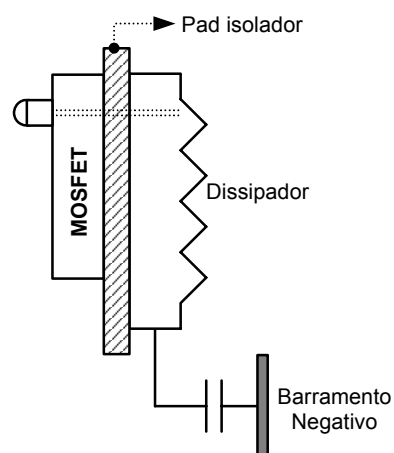


Fig. 5.16 – Esquemático da ligação do transistor MOSFET no dissipador via um *pad* isolador.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.17. Este ensaio é comparável com o ensaio 7 (Fig. 5.12(a), placa metálica conectada no *Source* e dissipador conectado no barramento negativo via condutor.

Ao comparar-se a Fig. 5.17 com a Fig. 5.12(a), pode-se verificar que praticamente não houve alteração nos espectros. Desta maneira, o uso de uma placa metálica para redução da capacitância entre transistor/dissipador se demonstrou ineficiente.

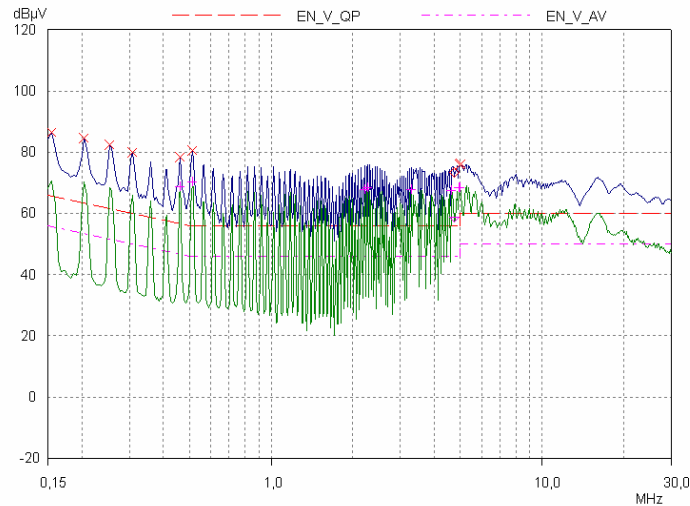


Fig. 5.17 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 11.

5.2.12 Ensaio 12

Neste ensaio, o capacitor $C=2,2\text{nF}$ entre dissipador e barramento negativo foi retirado. Não existe conexão entre GND-0V. O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.18. Ao comparar-se a Fig. 5.18 com a Fig. 5.17, pode-se verificar que os espectros são semelhantes, mas há um aumento das emissões nas faixas B e C. Em alguns pontos, tal aumento chega a 4dB.

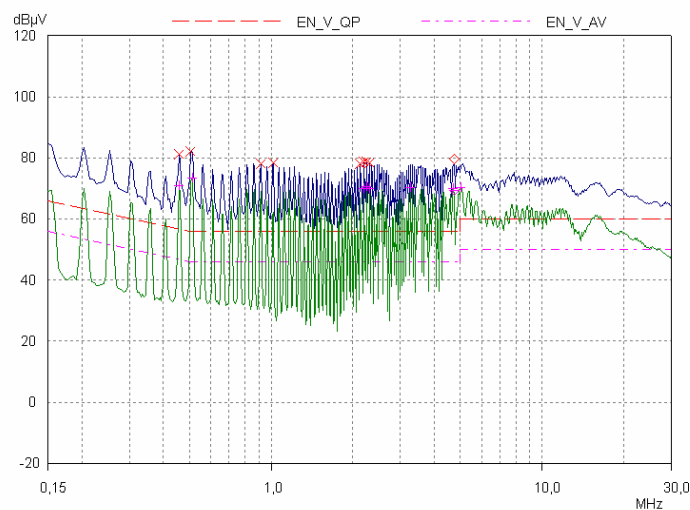


Fig. 5.18 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 12.

5.3. Fonte β – Unidade Retificadora para Telecomunicações

As características da fonte estão na Tabela 5.2.

TABELA 5.2 – Características da Fonte β

Topologia	Tensão de Alimentação	Tensão de Saída (Vcc)	Potência (W)
Boost Full-Bridge	220Vca 60Hz	Nominal: 48 Máxima: 60	600

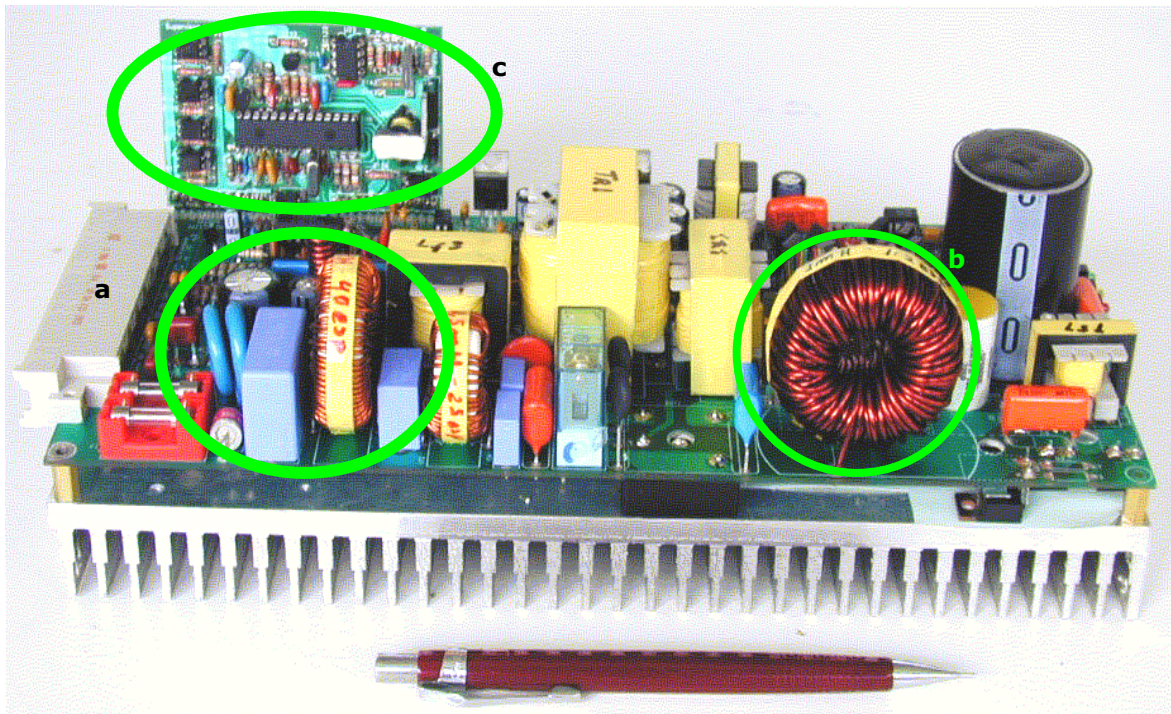


Fig. 5.19(a) – Foto da Fonte β , leiaute 1.

Na Fig. 5.19(a), pode-se verificar:

- a. Filtro de EMI.
- b. Indutor *Boost*.
- c. Placa do circuito de controle da Fonte β .

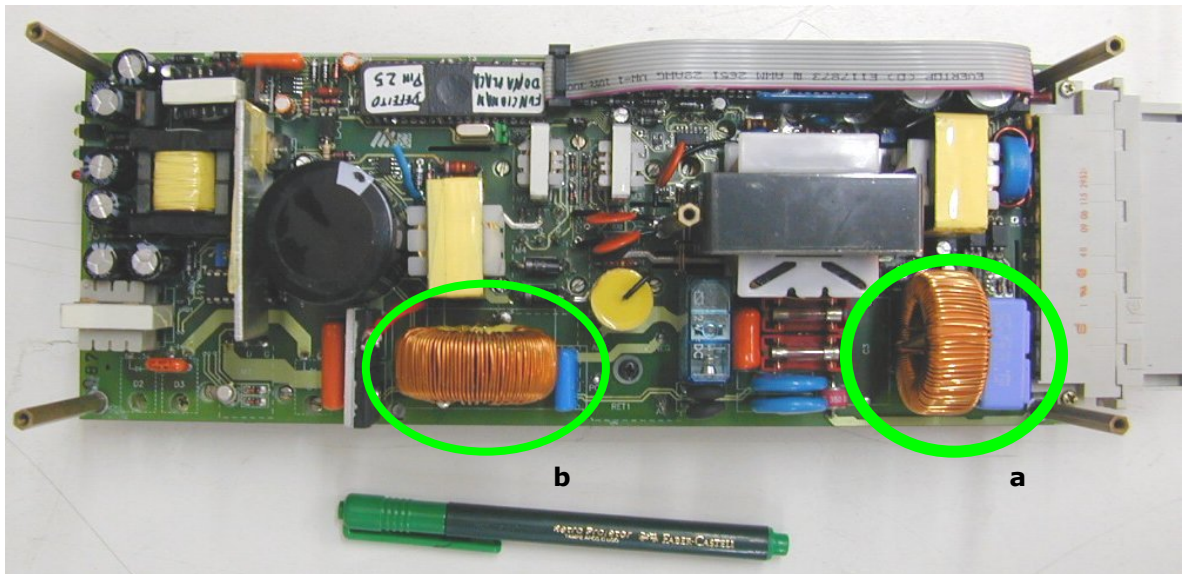


Fig. 5.19(b) – Foto da Fonte β , leiaute 2.

Na Fig. 5.19(b), pode-se verificar:

- a. Filtro de EMI.
- b. Indutor *Boost*

Os objetivos dos ensaios com a Fonte β são:

- Verificar o efeito que alterações na topologia do filtro de EMI causam nas emissões conduzidas.
- Aplicar algumas das técnicas de redução da EMI.
- Verificar a influência da mudança de leiaute da placa de circuito impresso.

O primeiro leiaute já possuía elementos de tecnologia SMD (*Surface Mounted Device*), mas a placa do circuito de controle ficava separada da placa principal, como mostra a Fig. 5.19(a).

O segundo leiaute da fonte foi modificado para atender a algumas distâncias estabelecidas pelas normas de segurança. Neste leiaute, a placa do circuito de controle ficou embutida na placa principal, como mostra a Fig. 5.19(b). A incorporação da placa do circuito de controle na placa principal decorre da aplicação das técnicas de redução da EMI fornecidas no Capítulo 3.

Depois de uma breve explanação do funcionamento da Fonte β e da apresentação dos diagramas esquemáticos mais relevantes, segue a apresentação dos ensaios realizados.

A Unidade Retificadora possui dois estágios de conversão de energia. O primeiro estágio é constituído por um conversor elevador (*Boost*) operando em condução contínua, com frequência de chaveamento de 115kHz e controlado por valores médios instantâneos de corrente. O esquemático do conversor *Boost* está na Fig. 5.20. Este conversor proporciona um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada. O segundo estágio é composto por um conversor CC/CC em ponte completa com comutação suave, operando a 127,3kHz, modulado por largura de pulso e com controle da potência transferida à saída por deslocamento de fase (*Full Bridge, Zero Voltage Switching, Pulse Width Modulation, Phase Shift, FB-ZVS-PWM-PS*). Este conversor é responsável pelo isolamento, adaptação e regulação da tensão de saída. O esquemático do conversor *Full-Bridge* está na Fig. 5.21.

Como esta Unidade Retificadora é projetada para operar em um ambiente industrial ou comercial, o limite aplicável para esta UR é o limite da norma CISPR 22, Classe A.

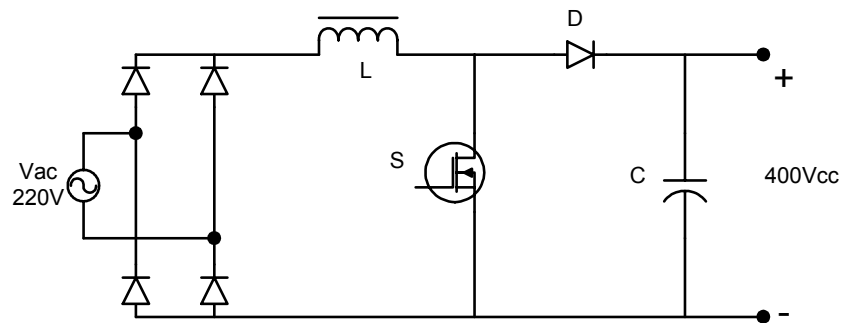


Fig. 5.20 – Esquemático do Estágio *Boost*.

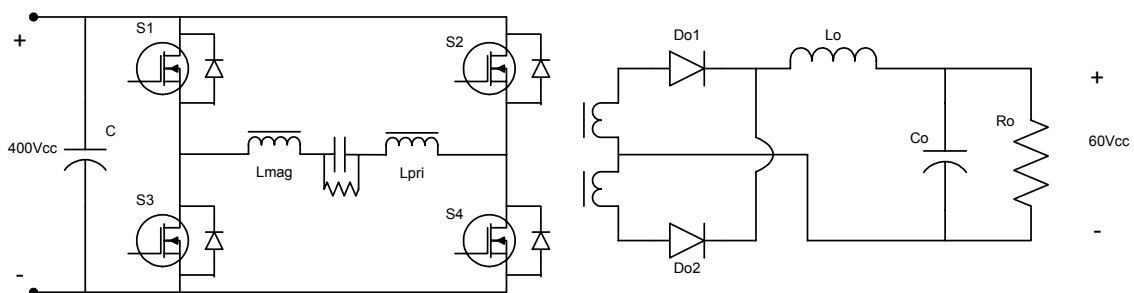


Fig. 5.21 – Esquemático do Estágio *Full-Bridge*.

Para comprovar os valores das freqüências de chaveamento de cada estágio do conversor, foi realizada uma medição da EMI conduzida na faixa de 9kHz-150kHz. O espectro resultante está na Fig. 5.22. Os valores das freqüências de chaveamento estão na Tabela 5.3.

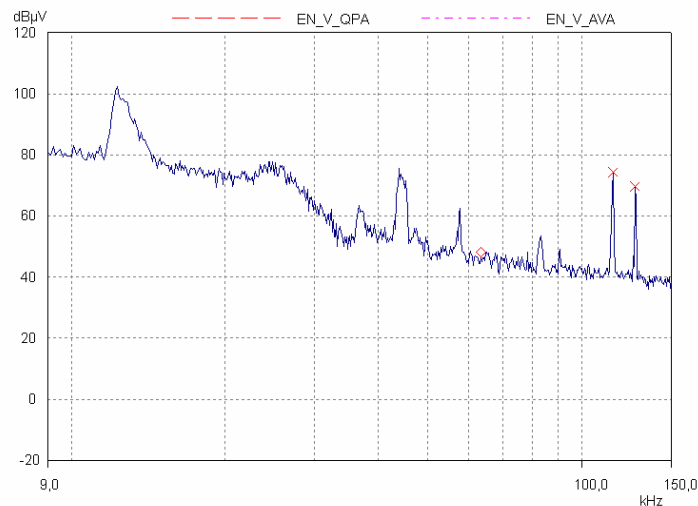


Fig. 5.22 – Espectro da emissão conduzida medida. Pode-se observar as freqüências de chaveamento assinaladas (dois últimos picos no gráfico).

TABELA 5.3 – Mapeamento das Freqüências de Chaveamento da Fonte β .

Estágio	Freqüência de Chaveamento
<i>Boost</i>	115 kHz
<i>Full-Bridge</i>	127,3 kHz

5.3.1 Ensaio 1

Para este ensaio, foi utilizada a primeira versão de leiaute, conforme a Fig. 5.19(a). Esta configuração já apresentava um filtro de EMI, cujo esquemático pode ser visto na Fig. 5.23.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.24. Pode-se verificar que os componentes harmônicos de 384kHz e 641kHz (faixa A) estão acima dos limites da norma.

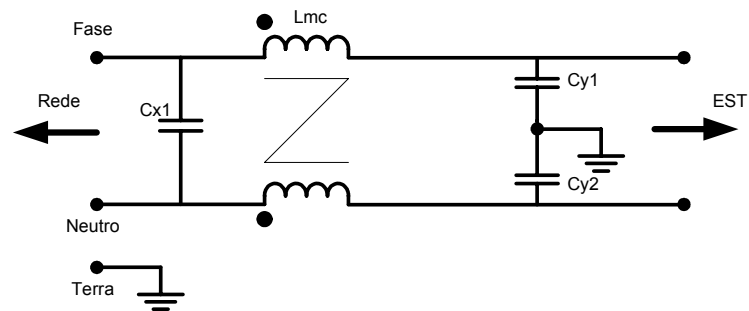


Fig. 5.23 – Esquemático do filtro da fonte original (primeiro leiaute).

Dados dos componentes do filtro:

$$\begin{cases} L_{mc} = 3\text{mH} \\ C_{x1} = 1\mu\text{F} \\ C_{y1} = C_{y2} = 4,7\text{nF} \end{cases}$$

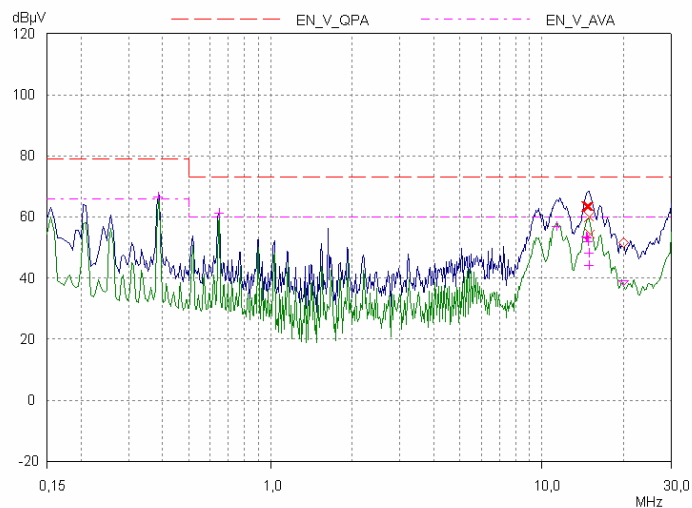


Fig. 5.24 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 1.

5.3.2 Ensaio 2

Neste ensaio, foi adicionado um capacitor tipo "X" $C_{x2}=1\mu\text{F}$, como mostra o diagrama esquemático da Fig. 5.25.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.26. Ao se comparar a Fig. 5.26 com a Fig. 5.24, pode-se verificar que os componentes harmônicos de 384kHz e 641kHz (faixa A) foram reduzidos e ficaram abaixo do limite da norma. Já na faixa C, especialmente no final da escala de frequência, as emissões aumentaram cerca de 10dB.

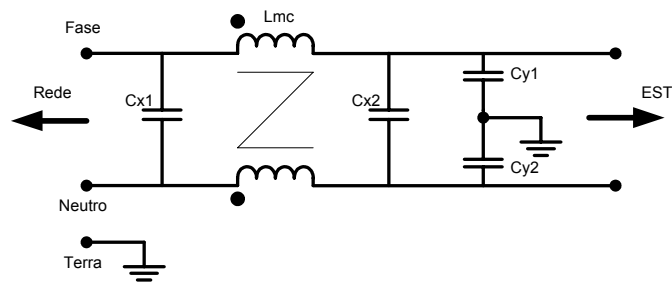


Fig. 5.25 – Topologia utilizada no Ensaio 2.

$$\text{Dados dos componentes do filtro: } \begin{cases} L_{mc} = 3\text{mH} \\ C_{x1} = C_{x2} = 1\mu\text{F} \\ C_{y1} = C_{y2} = 4,7\text{nF} \end{cases}$$

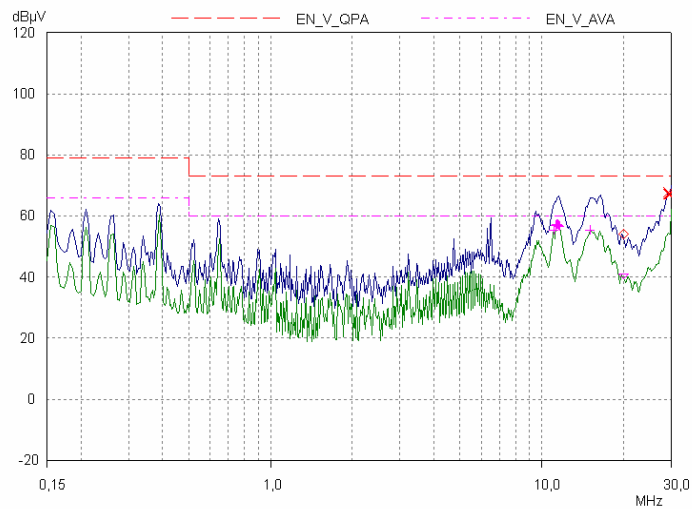


Fig. 5.26 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 2.

5.3.3 Ensaio 3

Deste ensaio em diante, foi utilizado um novo leiaute da PCI (Fig. 5.19b). O diagrama esquemático da topologia de filtro adotada para este ensaio e os seguintes pode ser visualizado na Fig. 5.27.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.28. Pode-se perceber que existem vários pontos onde o limite da norma para valor médio (linha rosa) foi ultrapassado.

O novo leiaute foi projetado seguindo algumas recomendações do Capítulo 3, principalmente a de que a placa do circuito de controle deveria ficar embutida na placa

principal. Como pode se observar neste ensaio, as emissões conduzidas aumentaram. Uma das causas deste aumento das emissões é justamente a maior proximidade dos componentes da placa do circuito de controle com os componentes do estágio de potência da placa, já que a primeira está agora embutida nesta última. Este comportamento, a princípio inesperado, pois foi aplicada uma das técnicas de redução da EMI, serve como exemplo da relatividade da aplicação das técnicas de redução da EMI. Uma técnica não pode ser aplicada sem que se saiba de antemão vários parâmetros relevantes no projeto da fonte chaveada, tais como leiaute, disposição dos componentes, etc.

Ao se observar o espectro da Fig. 5.28, pode-se verificar que os componentes harmônicos mais problemáticos estão nas faixas A e B de frequência. Ao se comparar estes valores de frequência com os valores das frequências de chaveamento (Tabela 5.3), pode-se verificar que tais harmônicos são múltiplos da frequência de chaveamento do estágio *Full-Bridge*. Partindo deste conhecimento, sabe-se de antemão em qual estágio do conversor deve-se agir para minimizar as emissões conduzidas.

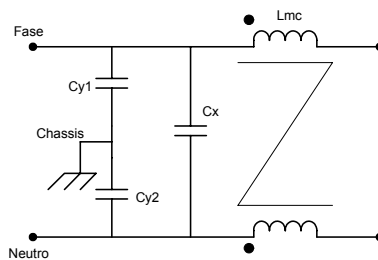


Fig. 5.27 – Topologia utilizada no Ensaio 3.

Dados dos componentes do filtro: $\begin{cases} L_{mc} = 3\text{mH} \\ C_{x1} = 1\mu\text{F} \\ C_{y1} = C_{y2} = 4,7\text{nF} \end{cases}$

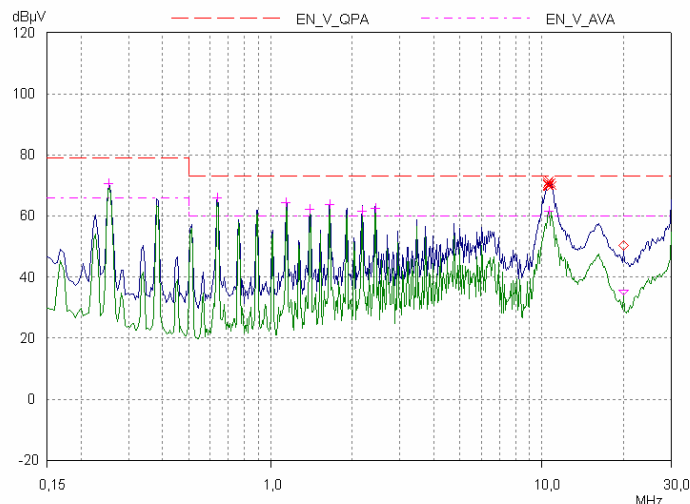


Fig. 5.28 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 3.

5.3.4 Ensaio 4

Neste ensaio, os fios de entrada (alimentação CA) e os fios de saída (saída CC) foram aproximados (Fig. 5.29), e a medida foi realizada.

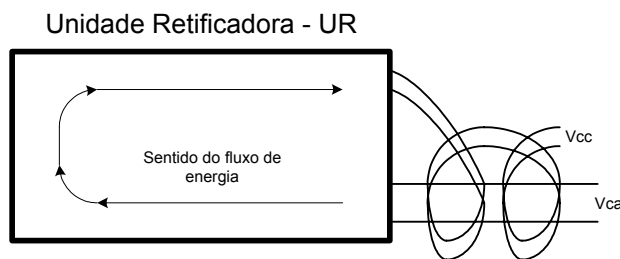


Fig. 5.29 – Diagrama com indicação da aproximação dos fios de entrada e saída.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.30. Ao se comparar a Fig. 5.30 com a Fig. 5.28, pode-se perceber que nas faixas A e B as emissões continuaram praticamente as mesmas. Mas na faixa C, principalmente nas frequências próximas a 30MHz, houve um aumento de até 18dB.

Devido ao leiaute da Fonte β ser em forma de "U", há grandes chances de que a energia que entra na UR se acople com a energia que sai [95]. Do ponto de vista da EMC, esta forma de leiaute não é recomendada, pois faz com que a técnica de segregação de circuitos por áreas se torne ineficiente, devido à proximidade das áreas de entrada e saída da energia.

A aproximação dos fios de entrada e saída no presente ensaio evidenciou o acoplamento que foi gerado. Tal acoplamento causou o aumento das emissões na faixa C de frequências. Esta aproximação dos fios pode significar a conformidade ou não de uma fonte com as normas de EMC.

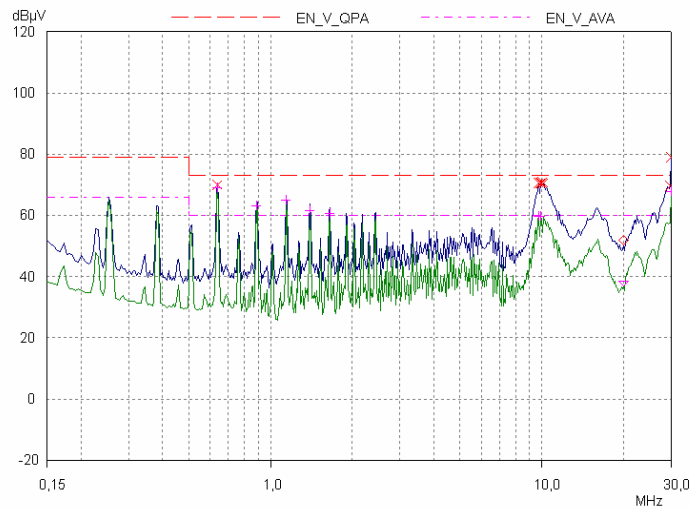


Fig. 5.30 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 4.

5.3.5 Ensaio 5

Neste ensaio, os fios de entrada (alimentação CA) e os fios de saída (saída CC) foram afastados (Fig. 5.31), e a medida foi realizada.

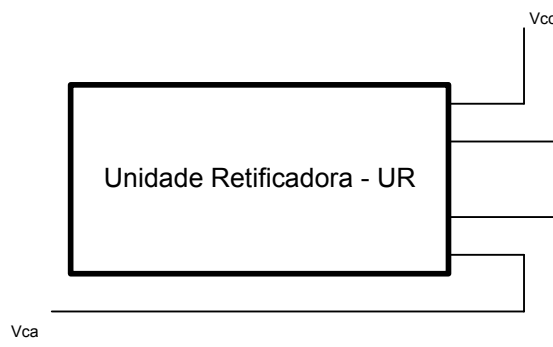


Fig. 5.31 – Diagrama com indicação do afastamento dos fios de entrada e saída.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.32. Ao se comparar a Fig. 5.32 com a Fig. 5.30, pode-se perceber que nas faixas A e B as emissões não se alteraram. Mas na faixa C, principalmente nas freqüências próximas a 30MHz, houve uma redução de aproximadamente 5dB, devido aos fios de entrada e saída terem sido afastados.

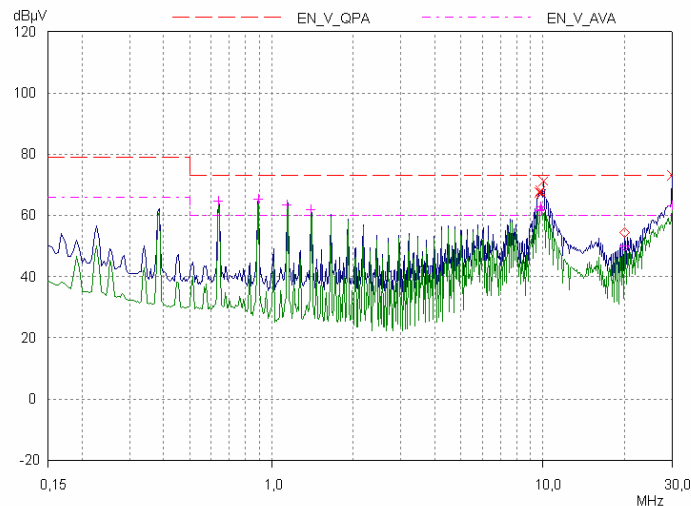


Fig. 5.32 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 5.

5.3.6 Ensaio 6

Neste ensaio, os fios de entrada (alimentação CA) e os fios de saída (saída CC) foram afastados ainda mais (Fig. 5.33), e a medida foi realizada.

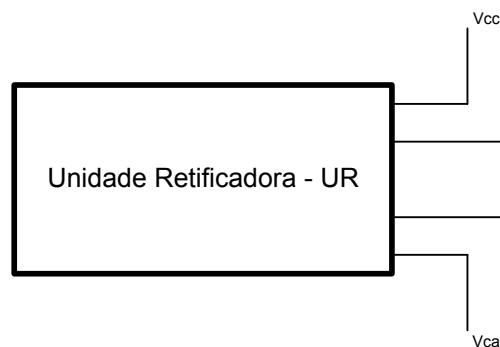


Fig. 5.33 – Diagrama com indicação do afastamento dos fios de entrada e saída, em forma de "T".

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.34. Ao se comparar a Fig. 5.34 com a Fig. 5.32, pode-se perceber que nas faixas A e B as emissões continuaram praticamente as mesmas. Mas na faixa C de frequência, principalmente nas frequências próximas a 30MHz, houve uma redução de até 6dB em relação ao ensaio 5, devido aos fios de entrada e saída terem sido afastados. Na frequência de 10MHz (pico) houve uma redução de 5dB.

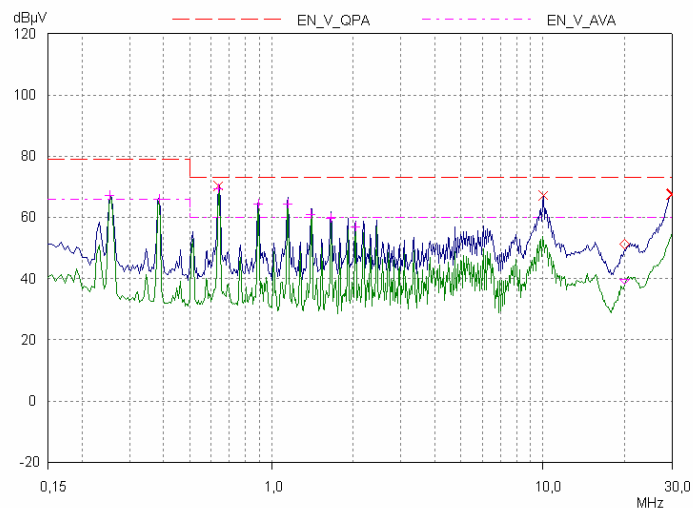


Fig. 5.34 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 6.

5.3.7 Ensaio 7

Neste ensaio, a indutância do indutor *boost* foi aumentada para $L_b=1,3\text{mH}$. Este aumento de indutância teve por finalidade aumentar o valor da indutância de modo diferencial, já que a indutância *boost* está em série com a linha e não está acoplada.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.35. Ao se comparar a Fig. 5.35 com a Fig. 5.34, pode-se perceber que as emissões praticamente não se alteraram, ou seja, o aumento da indutância *boost* não ajudou a reduzir a EMI.

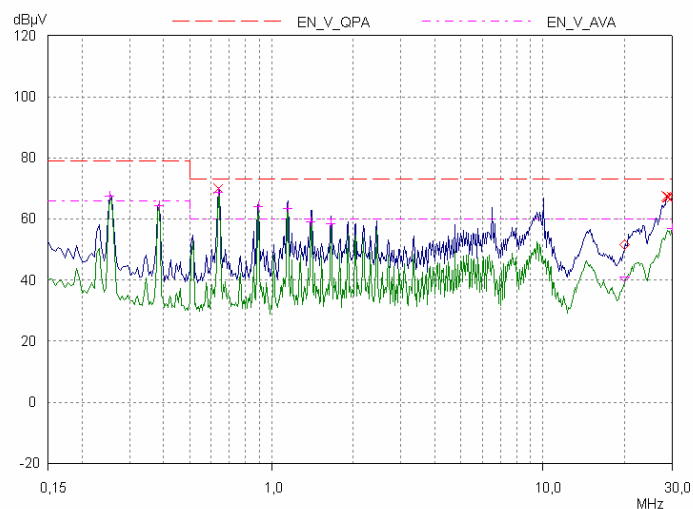


Fig. 5.35 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 7.

5.3.8 Ensaio 8

Neste ensaio, o estágio *Full-Bridge* foi desativado, e só foi mantido em operação o estágio *boost*. O conversor *boost* foi operado sem carga. Tal operação teve como objetivo verificar qual estágio contribui mais para a EMI conduzida gerada pelo conversor completo.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.36. Pode-se perceber que as emissões ficaram abaixo do limite da norma.

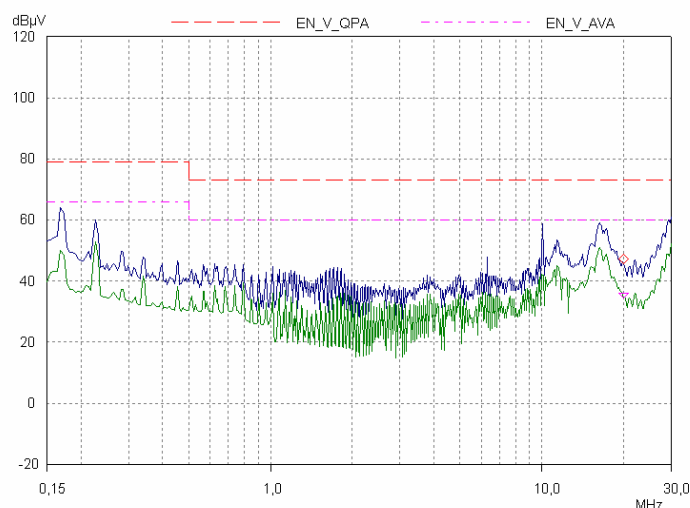


Fig. 5.36 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 8.

5.3.9 Ensaio 9

Neste ensaio, o conversor *Full-Bridge* foi desativado, e só foi mantido em operação o conversor *boost*. O conversor *boost* foi operado com 50% de carga.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.37. Pode-se perceber que as emissões ficaram abaixo do limite da norma. Ao se comparar a Fig. 5.37 com a Fig. 5.36, percebe-se que as emissões na faixa C aumentaram.

Ao se comparar a Fig. 5.37 com a Fig. 5.35, pode-se verificar que as componentes de frequência mais problemáticas, que estão nas faixas A e B, são geradas pelo estágio *Full-Bridge*, e não pelo estágio *Boost*. Este ensaio e o ensaio 8

evidenciam a observação feita no ensaio 3, de que é o estágio *Full-Bridge* que gera os componentes harmônicos mais problemáticos.

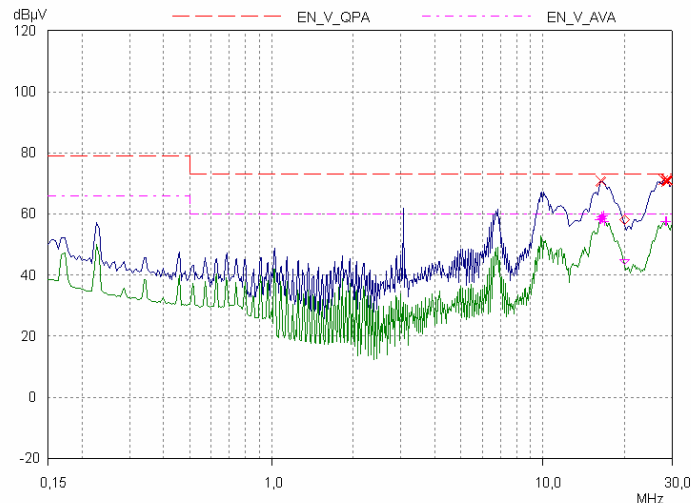


Fig. 5.37 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 9.

5.3.10 Ensaio 10

Neste ensaio, a unidade retificadora está operando com todos os estágios novamente. Sabendo que o estágio que está gerando as frequências mais problemáticas é o *Full-Bridge*, foi adicionado um capacitor $C=10\text{nF}$ entre o barramento negativo e o 0V da saída no intento de confinar uma parte das emissões conduzidas neste estágio do conversor.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.38. Pode-se perceber que as emissões ficaram abaixo do limite da norma, com a exceção de algumas frequências que ficaram acima do limite para valor médio. O uso deste capacitor ajuda a confinar o caminho que o ruído conduzido percorre, fazendo com que as emissões medidas na entrada da fonte (via rede fictícia) sejam menores, como pode ser percebido ao comparar a Fig. 5.38 com a Fig. 5.28 (ensaio 3).

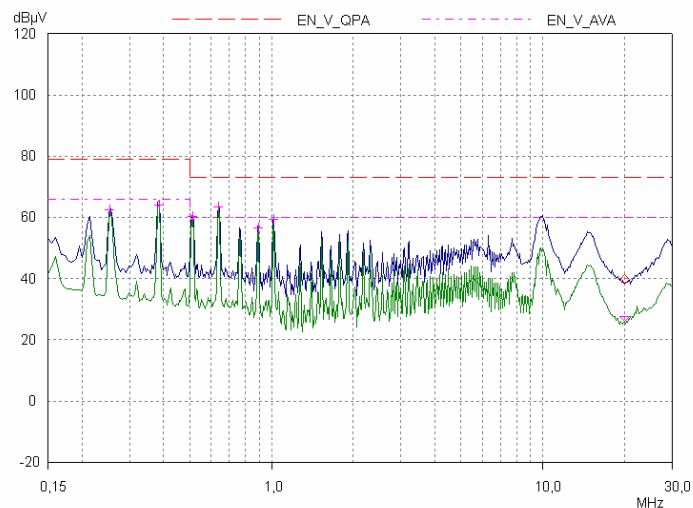


Fig. 5.38 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 10.

5.3.11 Ensaio 11

Neste ensaio, foi colocado um capacitor $C=52\text{nF}$ entre barramento negativo e 0V da saída.

O espectro da emissão conduzida medida está na Fig. 5.39. Ao se comparar a Fig. 5.39 com a Fig. 5.38, percebe-se que as emissões nas faixas A e B foram reduzidas ainda mais, em cerca de 2-4dB. Verifica-se assim a eficácia da aplicação de um capacitor de filtro localizado para a redução das emissões conduzidas.

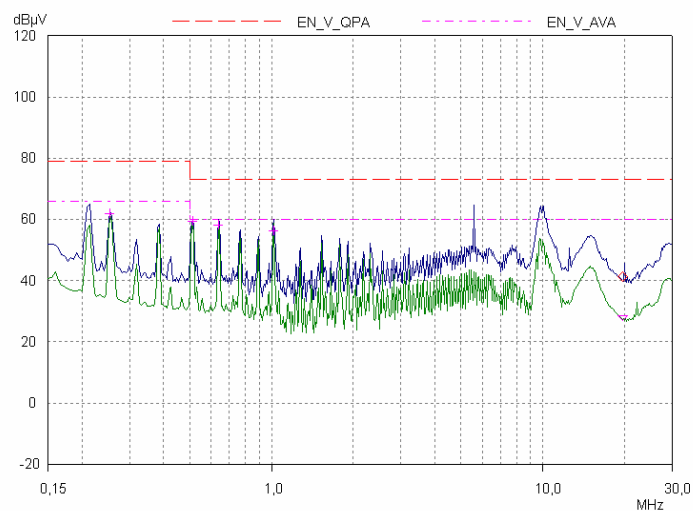


Fig. 5.39 – Espectro resultante da medição de emissão conduzida do ensaio 11.

5.4. Fonte γ

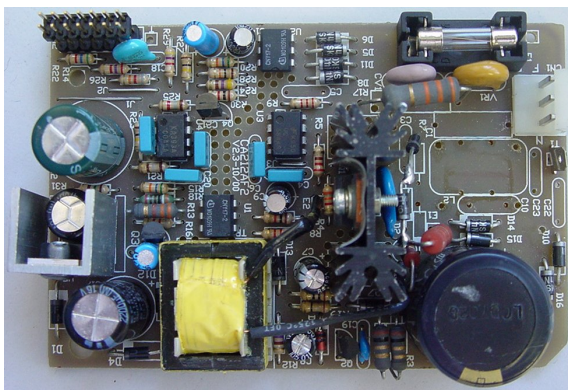
As características da fonte estão listadas na Tabela 5.3.

TABELA 5.3 – Características da Fonte γ

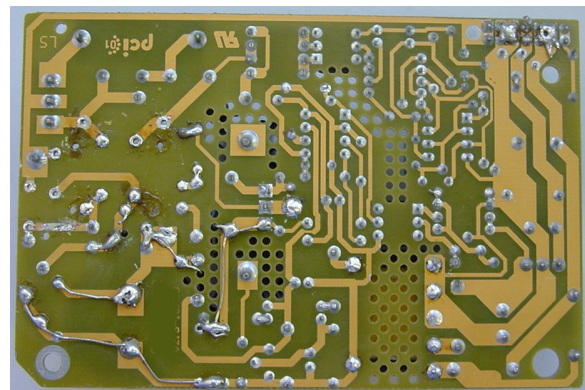
Topologia	Tensão de Alimentação	Tensões/Correntes de Saída	Potência (W)
<i>Flyback</i>	220Vca 60Hz	+5V/500mA +24/800mA	22

Esta fonte possuía um leiaute original, no qual não foram aplicadas as técnicas descritas no Capítulo 3. Assim, para testar a eficiência de tais técnicas, foi confeccionado um novo leiaute. Nesse novo leiaute, foram aplicadas algumas das técnicas descritas no Capítulo 3, tais como redução da área das malhas do transistor de potência e do diodo de saída. As trilhas também tiveram sua largura ampliada, para diminuir a indutância parasita. Salienta-se que todas estas modificações foram limitadas pelas dimensões físicas e disposição dos elementos da placa.

Nas Figs. 5.40(a) e 5.40(b) estão as fotos do leiaute antigo. Na Fig. 5.41(a) e 5.41(b) estão as fotos do leiaute novo.

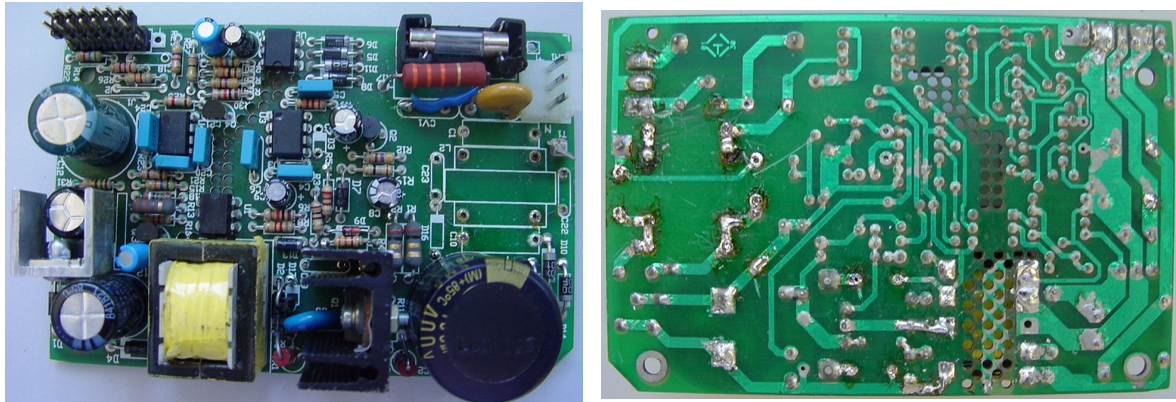


(a) Vista superior.



(b) Vista inferior.

Fig. 5.40 – Fotos do leiaute antigo (original).



(a) Vista superior.

(b) Vista inferior.

Fig. 5.41 – Fotos do leiaute novo (aperfeiçoado).

5.4.1 Ensaio 1

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte γ com o leiaute antigo, sem o uso de um filtro de EMI. O espectro da emissão conduzida medida pode ser visualizado na Fig. 5.42.

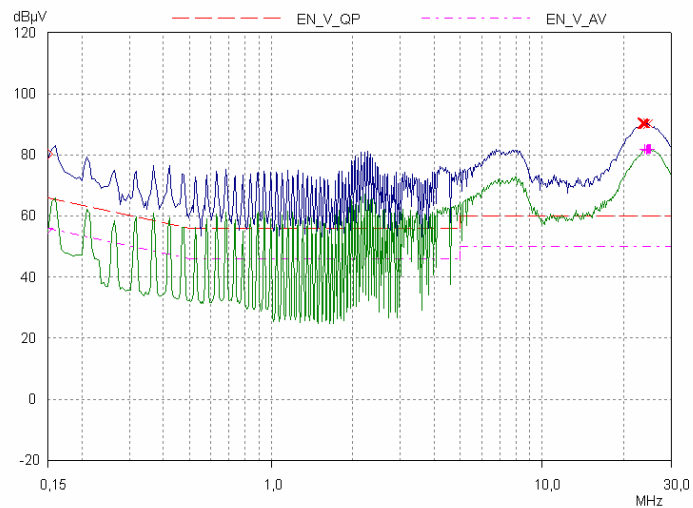


Fig. 5.42 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 1.

5.4.2 Ensaio 2

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte γ com o leiaute novo, sem o uso de um filtro de EMI. O espectro da emissão conduzida medida pode ser visualizado na Fig. 5.43.

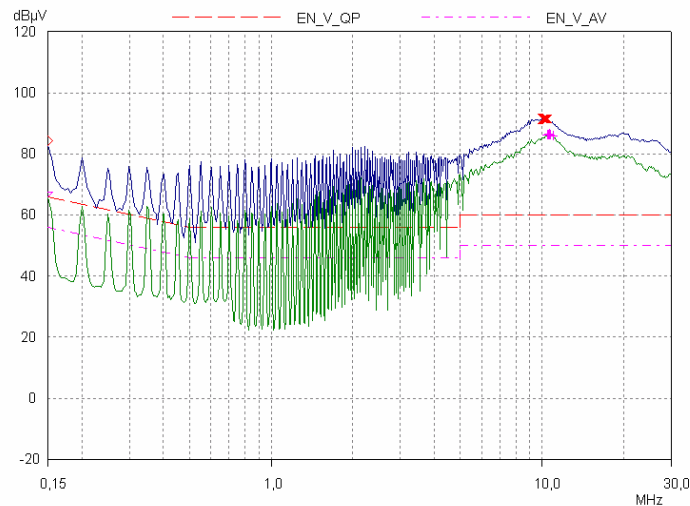


Fig. 5.43 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 2.

Ao se comparar a Fig. 5.43 com a Fig. 5.42, verifica-se que as emissões não foram reduzidas com o uso de um leiaute aperfeiçoado. Os próximos ensaios têm por objetivo a verificação da eficácia do uso de um leiaute aperfeiçoado na presença de um filtro de EMI.

5.4.3 Ensaio 3

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte γ com o leiaute antigo, utilizando um filtro de EMI. A topologia utilizada no filtro está na Fig. 5.44. O espectro da emissão conduzida medida pode ser visualizado na Fig. 5.45.

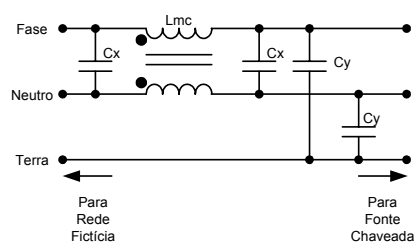


Fig. 5.44 – Topologia de filtro utilizada no Ensaio 3.

$$\text{Dados dos componentes do filtro: } \begin{cases} L_{mc} = 22,7 \text{ mH} \\ C_{x1} = C_{x2} = 100 \text{ nF} \\ C_{y1} = C_{y2} = 2,2 \text{ nF} \end{cases}$$

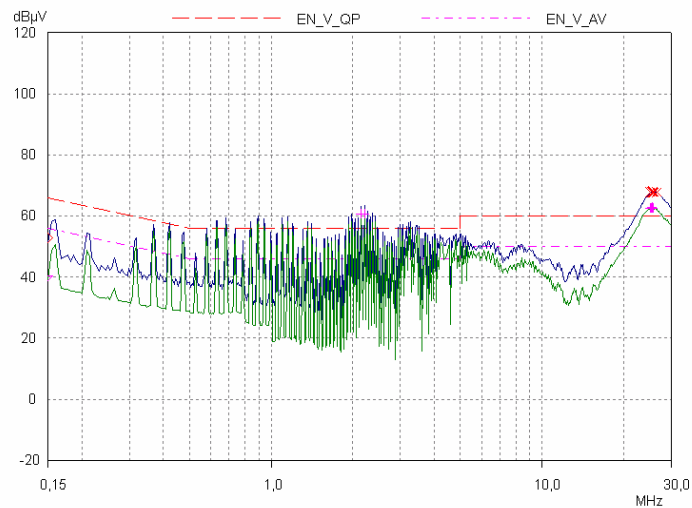


Fig. 5.45 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 3.

5.4.4 Ensaio 4

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte γ com o leiaute novo, utilizando um filtro de EMI. A topologia utilizada no filtro está na Fig. 5.44. O espectro da emissão conduzida medida pode ser visualizado na Fig. 5.46.

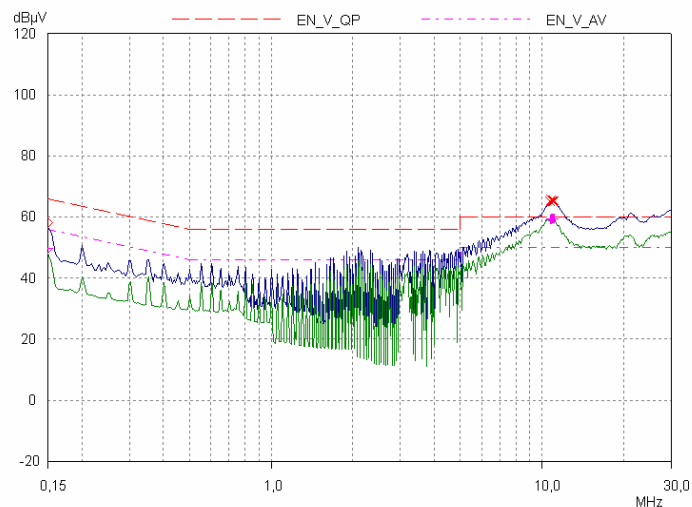


Fig. 5.46 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 4.

Ao se comparar a Fig. 5.46 com a Fig. 5.45, verifica-se que desta vez as emissões foram reduzidas sensivelmente, principalmente nas faixas de frequência A e B. A aplicação das técnicas de redução da EMI no leiaute da placa de circuito impresso só demonstrou ser eficiente após a adição de um filtro de EMI. A redução efetiva da EMI somente foi obtida com a sinergia entre as técnicas de redução da EMI e o uso de um filtro de EMI.

5.5. Fonte δ

As características da fonte estão listadas na Tabela 5.4.

TABELA 5.4 – Características da Fonte δ

Topologia	Tensão de Alimentação	Tensões de Saída	Potência (W)
<i>Forward / Flyback</i>	220Vca 60Hz	+27V +3,3V +5V	80

Os ensaios realizados com esta fonte tiveram como objetivo verificar a eficiência do uso de um plano de terra na redução da EMI conduzida. Tal estudo foi realizado primeiramente sem a aplicação de um filtro de EMI. Em seguida, foi adicionado um filtro de EMI com o intuito de verificar o efeito do conjunto plano de terra e filtro de EMI (técnica preventiva e técnica corretiva de redução da EMI).

O leiaute da fonte δ pode ser visualizado na Fig. 5.47(a). A mesma fonte, com um plano de terra colocado abaixo da PCI, pode ser visualizada na Fig 5.47(b). A fonte δ , com um plano de terra abaixo e acima da placa, pode ser visualizada na Fig. 5.47(c).



Fig. 5.47(a) – Vista superior do leiaute da Fonte δ .

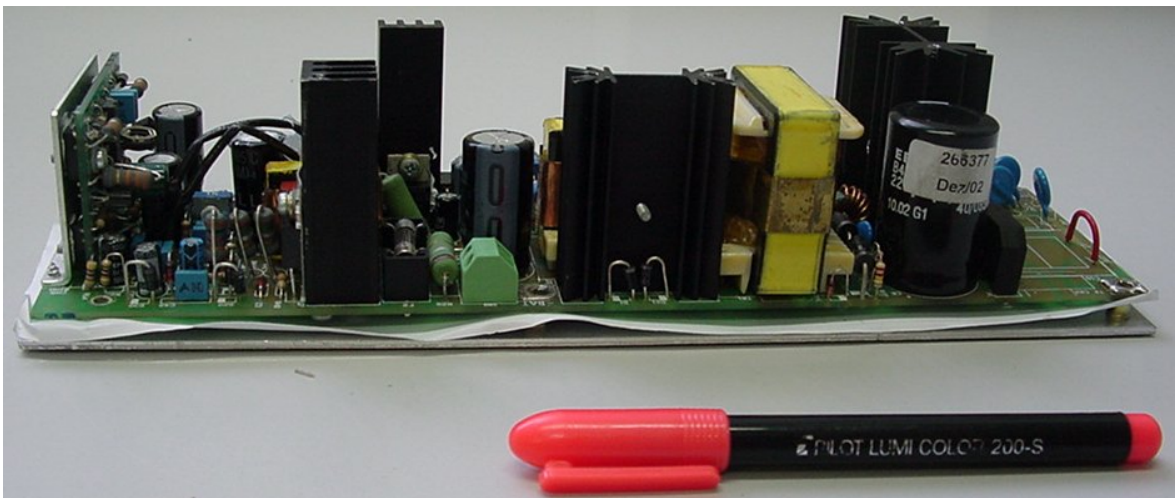


Fig. 5.47(b) – Fonte δ com plano de terra abaixo da PCI.



Fig. 5.47(c) – Fonte δ com planos de terra abaixo e acima da PCI. O plano superior está conectado nos dissipadores.

5.5.1 Ensaio 1

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte δ , sem o uso de um filtro de EMI, sem plano de terra, conforme a Fig. 5.47(a). Pode-se verificar na Fig. 5.48 que as emissões conduzidas estão acima dos limites da norma.

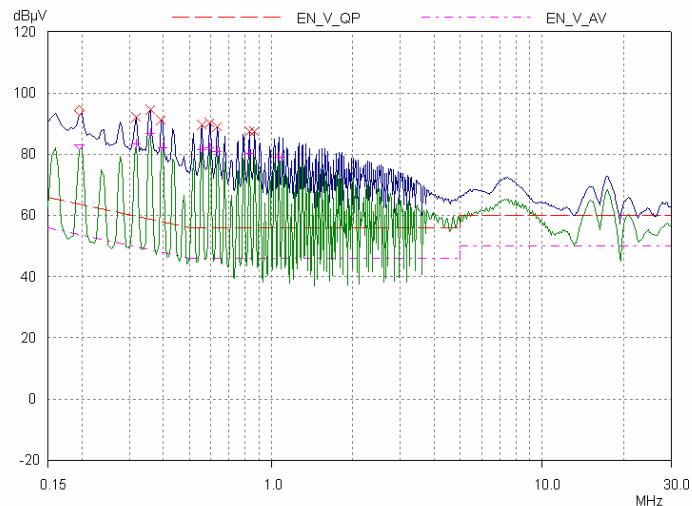


Fig. 5.48 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 1.

5.5.2 Ensaio 2

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte δ sem o uso de um filtro de EMI, com o uso de um plano de terra abaixo da PCI, conforme a Fig. 5.47(b). O espectro da EMI medida pode ser visualizado na Fig. 5.49.

Ao se comparar a Fig. 5.49 com a Fig. 5.48, pode-se perceber que o uso do plano de terra, sob a placa de circuito impresso, ocasionou um aumento do nível das emissões conduzidas.

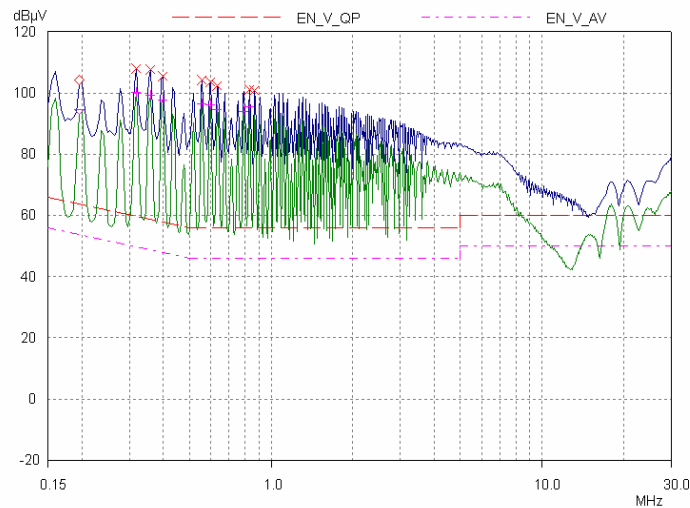


Fig. 5.49 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 2.

5.5.3 Ensaio 3

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte δ , sem o uso de um filtro de EMI, com o uso de dois planos de terra: um localizado abaixo da PCI e outro localizado acima da PCI, conforme 5.47(c). O espectro da EMI medida pode ser visualizado na Fig. 5.50.

Ao se comparar a Fig. 5.50 com a Fig. 5.49, pode-se perceber que o uso dos planos de terra, acima e abaixo da placa de circuito impresso, apresentou um espectro semelhante com o espectro resultante do uso do plano de terra abaixo da PCI somente (ensaio 2).

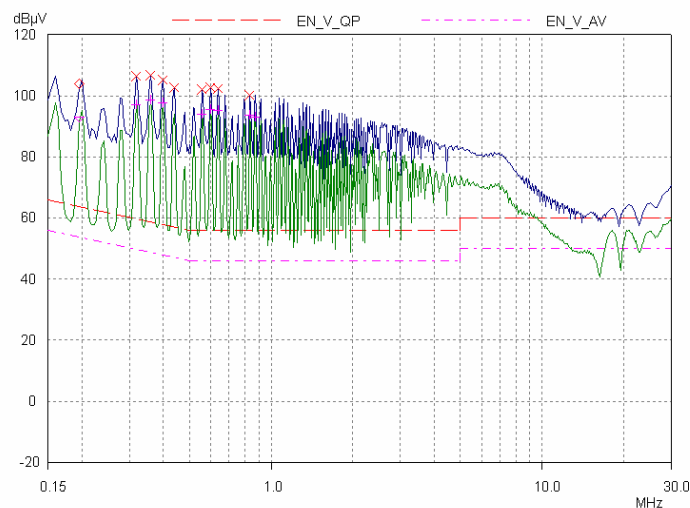


Fig. 5.50 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 3.

5.5.4 Ensaio 4

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte δ com a aplicação de um filtro de EMI. O espectro da EMI medida pode ser visualizado na Fig. 5.51. Os detalhes construtivos e de projeto do filtro de EMI não serão explicitados, pois o objetivo dos estudos com a Fonte δ é a análise do efeito causado pelo uso de planos de terra.

Ao se comparar a Fig. 5.51 com a Fig. 5.48 (ensaio 1), pode-se perceber que o filtro de EMI reduziu as emissões conduzidas, mas não o suficiente para que estas estejam em conformidade com a norma.

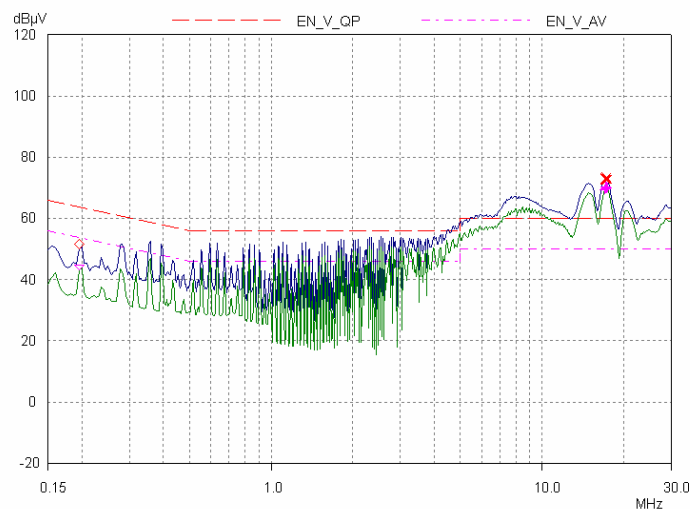


Fig. 5.51 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 4.

5.5.5 Ensaio 5

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte δ , com a aplicação de um filtro de EMI e com o uso de um plano de terra abaixo da PCI. O plano foi conectado no terra da rede de alimentação. O espectro da EMI medida pode ser visualizado na Fig. 5.52.

Ao se comparar a Fig. 5.52 com a Fig. 5.51, pode-se perceber que o uso do filtro de EMI em conjunto com o plano de terra aumentou as emissões conduzidas na

faixa A do espectro e nas faixas B e C as emissões apresentaram magnitudes semelhantes.

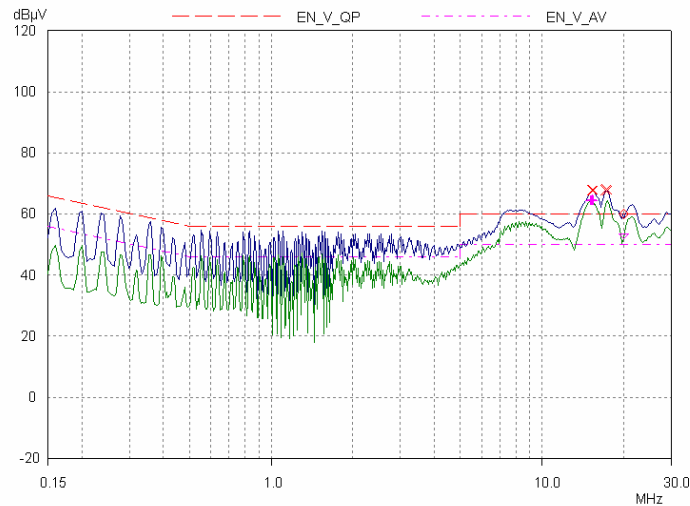


Fig. 5.52 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 5.

5.5.6 Ensaio 6

Neste ensaio, foi medida a EMI conduzida gerada pela Fonte δ , com a aplicação de um filtro de EMI, com o uso de um plano de terra abaixo da PCI e com o uso de um plano acima da PCI. O plano inferior conectado no terra da rede de alimentação e o plano superior foi fixado no topo dos dissipadores. O espectro da EMI medida pode ser visualizado na Fig. 5.53.

Ao se comparar a Fig. 5.53 com a Fig. 5.52, pode-se perceber que o uso do filtro de EMI em conjunto com o plano de terra e o plano superior reduziu a magnitude das emissões conduzidas de maneira que estas ficaram abaixo dos limites da norma.

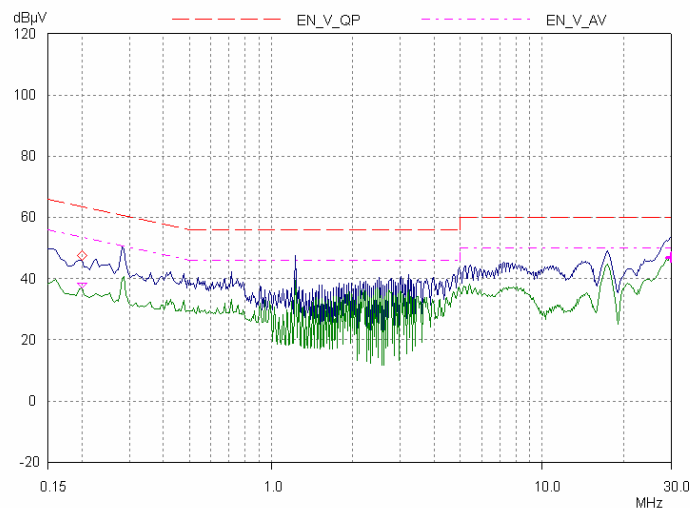


Fig. 5.53 – Espectro da emissão conduzida medida no ensaio 6.

5.5 Conclusões

Neste capítulo, foram aplicadas algumas das técnicas de redução da EMI apresentadas no Capítulo 3 (técnicas preventivas) e no Capítulo 4 (técnicas corretivas).

A tentativa de reduzir a eficiência do caminho de propagação da corrente de modo comum através da inserção de uma placa metálica entre o transistor de potência e o dissipador não se demonstrou eficiente na redução da EMI conduzida. Deste fato pode-se deduzir que a capacitância entre o dissipador e o terra deve ser preponderante em relação à capacitância entre transistor e dissipador.

A ligação do dissipador ao barramento negativo, tanto fisicamente quanto via capacitor, demonstrou ser mais eficiente na redução da EMI conduzida do que a ligação do capacitor ao terra. Este fato pode ser explicado da seguinte maneira: o capacitor, quando colocado entre o dissipador e o barramento negativo, confina uma parte do ruído eletromagnético conduzido. Dessa maneira, a EMI conduzida medida via rede fictícia é reduzida.

Um procedimento típico entre os fabricantes de fontes chaveadas é a ligação do terra da rede de alimentação ao 0V da fonte, via capacitor ou fio. Tal procedimento demonstrou ser um grande problema para as emissões conduzidas, pois estas aumentaram em até 12dB devido a esta ligação. Porém, no estudo dos efeitos desta ligação para as emissões radiadas, pode-se verificar que a ligação entre o terra e o 0V

é benéfica, ou seja, ela diminui as emissões radiadas na faixa de frequência de 150kHz a 1GHz.

O mapeamento das frequências de chaveamento no domínio da frequência – em um conversor com mais de um estágio, demonstrou ser um procedimento extremamente útil para a redução da EMI conduzida. Sabendo-se de antemão quais são as frequências de chaveamento de cada estágio, pode-se identificar com precisão qual é a origem dos componentes harmônicos (múltiplos da frequência de chaveamento) que estão gerando as frequências que ficam acima dos limites da norma. Assim, além do filtro de EMI utilizado na entrada da alimentação do conversor, como usual, pode-se colocar filtros localizados no estágio mais problemático do conversor.

O uso de planos de terra para a redução da EMI mostrou-se uma técnica eficaz somente quando foi utilizada em conjunto com um filtro de EMI. O uso do filtro de EMI não foi suficiente para que a Fonte δ ficasse em conformidade com a norma. Somente quando os planos de terra foram adicionados na Fonte δ é que a fonte ficou em conformidade com a norma de EMC para emissões conduzidas.

A aplicação de técnicas de projeto para redução da EMI, como alterações de layout, nem sempre vai oferecer bons resultados se tais técnicas forem utilizadas sem levar em conta o projeto como um todo. Este é um dos princípios básicos da EMC.

Finalmente, de acordo com os resultados, é possível perceber que a solução para os problemas de EMI de uma fonte chaveada não está nem totalmente ligada a técnicas de projeto nem totalmente ligada ao uso de filtros, e sim ao uso parcimonioso das duas soluções, preventivas e corretivas.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Durante este trabalho, foram realizadas medições de EMI conduzida e radiada em diversas fontes chaveadas. Optou-se por dar maior ênfase ao estudo das emissões conduzidas desde a fase de projeto de Tese. Foram realizadas também medições de EMI radiada, para ilustrar sua ligação com as emissões conduzidas.

Foram realizados diversos ensaios de emissão de interferência eletromagnética conduzida e irradiada, em vários conversores de energia (CA/CA, CA/CC, CC/CC, CC/CA), com várias potências. As fontes chaveadas constituíram a grande maioria de equipamentos ensaiados. Estes testes foram executados tanto em equipamentos comerciais como em protótipos experimentais.

É difícil o processo de redução das emissões conduzidas geradas pelas fontes chaveadas devido ao desconhecimento das variáveis que geram/controlam esse tipo de interferência, tais como a impedância da rede de alimentação e o caminho de propagação da EMI. Para encarar este problema são apresentadas tanto técnicas preventivas a serem utilizadas antes de confecção da fonte (estabelecimento de um projeto criterioso) quanto corretivas (a serem utilizadas após a fonte estar confeccionada e operando). O histórico da aplicação destas técnicas tem um denominador comum: uma solução eficiente para a redução da EMI geralmente envolve uma sinergia entre um projeto criterioso (leiaute da placa de circuito impresso, disposição dos componentes, aterramento, uso de planos de referência) e o uso de filtros de EMI, tanto na fronteira entre mundos exterior e interior quanto no interior da fonte. Em compatibilidade eletromagnética, cada unidade de "dB" reduzida representa um ganho enorme na redução das emissões de uma fonte. Um dos pontos fracos no processo de redução da EMI é o projeto dos filtros para supressão da EMI. Pode-se despendar muito tempo em algo que não funcionará de acordo com o esperado. Geralmente, existe uma tendência de se dar uma importância quase milagrosa ao uso de filtros. Os filtros não operam nenhum "milagre", e devem ser utilizados corretamente, como descrito neste texto, e com parcimônia.

As emissões irradiadas não constituíram um grande problema nos ensaios realizados. A grande maioria dos equipamentos não possuía sinais ruidosos no

espectro de freqüências do teste de emissão irradiada, fato esse que evidencia a necessidade de uma maior concentração de esforços na supressão das emissões conduzidas.

O uso de planos de referência (plano de terra, plano de potência) em uma PCI é uma técnica altamente recomendável para que um equipamento diminua a EMI gerada desde a fase de projeto do mesmo. A eficiência de um plano aumenta se ele for sólido, isto é, não tiver interrupções. A presença de orifícios e interrupções no plano aumenta a sua impedância (os sinais de retorno têm de se deslocar por um caminho maior → a área de malha percorrida é maior → a EMI gerada é maior).

Uma atenção especial deve ser dada aos cabos e componentes do sistema. Os terminais dos componentes adicionam uma indutância substancial ao sistema composto pela PCI. Esta indutância deve ser levada em conta quando de simulações ou cálculos para avaliar a EMI gerada. De uma maneira geral, deve-se deixar os terminais com o comprimento mínimo possível. Se houver a possibilidade, componentes de tecnologia SMD devem ser utilizados. Os componentes também podem entrar em ressonância com elementos parasitas presentes na PCI. Um capacitor, por exemplo, é eficiente até uma dada freqüência (limite este imposto por fatores físicos e construtivos do capacitor). Acima de tal freqüência, ele começa a se comportar como um indutor, degradando assim a performance do sistema. Um indutor, operando acima de sua freqüência de ressonância, acaba se comportando como um capacitor (a capacitância entre espiras não pode mais ser desprezada).

Outro ponto essencial a ser observado é a correta distribuição dos componentes na PCI. Deve-se dispor os mesmos de maneira que a EMI tenha a maior dificuldade possível para se propagar para fora da PCI. Os componentes com uma alta freqüência de operação devem ficar no centro da placa, os componentes de média freqüência devem ficar ao redor dos de alta freqüência e os componentes de baixa freqüência devem ficar na periferia da PCI, juntamente com os conectores externos. Os componentes digitais devem ficar separados dos analógicos.

O aterramento é um aspecto da maior importância em uma PCI. Se houverem vários subsistemas de aterramento (terra de potência, de controle, digital, etc.), deve-se conectá-los apenas em **um ponto** do sistema, ou deixá-los **desconectados**. Outras formas de aterramento podem implicar em problemas com interferências eletromagnéticas.

O dissipador pode ser conectado a um dos terminais do barramento CC (tensão CC que vem após a retificação e a filtragem do capacitor) ou ficar desconectado. Não

se deve conectá-lo no terra da placa, pois isso induz tensões flutuantes no terra do sistema, fato esse que pode gerar interferências em algumas partes do sistema.

Para apresentar os resultados experimentais obtidos (medições de EMI conduzida), foram escolhidas três fontes chaveadas, a saber: uma fonte com topologia *Flyback* (Fonte α) de 48W; uma fonte com topologia *Full-Bridge* (Fonte β) de 600W e uma fonte com topologia *Flyback* (Fonte γ) de 22W.

Foi realizada a medição das emissões conduzidas geradas pela Fonte α e foi verificado que suas emissões não estavam em conformidade com a norma que regula as emissões conduzidas. Assim, a primeira técnica para redução da EMI aplicada foi tentar reduzir a eficiência do caminho de propagação da EMI, no caso, a capacitância parasita entre transistor e dissipador. Para tanto, foi colocada uma placa metálica condutora entre o transistor e o dissipador, isolada por dois *pads* isolantes. Esta placa foi conectada no terminal *Source* do MOSFET. Na faixa de frequência próxima de 30MHz, houve um aumento das emissões. Assim, esta estratégia não se demonstrou eficiente. Em seguida, a placa metálica foi desconectada do *Source* e as emissões continuaram as mesmas. Não havendo resultado, foi retirado o capacitor presente entre dissipador e barramento negativo, e as emissões continuaram as mesmas. A seguir, o dissipador foi conectado no terra via fio. As emissões aumentaram, pois se criou um caminho de melhor eficiência para a corrente de modo comum. Em seguida, o dissipador foi conectado no barramento negativo e o fio entre terra e 0V da fonte (GND-0V) foi retirado. Houve uma redução efetiva nas emissões conduzidas. As emissões radiadas foram medidas e foi verificado o efeito inverso: a presença do fio entre GND-0V reduziu a EMI radiada da fonte.

Os ensaios com a Fonte β tiveram três objetivos: Verificar o efeito que alterações no leiaute causam na EMI conduzida; aplicar algumas das técnicas de redução da EMI e verificar o efeito que alterações na topologia do filtro de EMI causam nas emissões conduzidas. No caso da influência do leiaute, a mudança de leiaute em conjunto com a inserção da placa do circuito de controle na placa principal acabou sendo pior do ponto de vista da EMC. Isto demonstra que a aplicação de uma técnica de redução da EMI isoladamente, sem levar em conta o projeto da fonte como um todo, nem sempre vai fornecer bons resultados. O mapeamento das frequências de chaveamento dos dois estágios de potência da Fonte β se demonstrou de extrema utilidade, pois permitiu verificar qual estágio do conversor estava gerando os componentes harmônicos que estavam acima dos limites da norma. Feito o mapeamento e a identificação de qual estágio estava gerando os componentes harmônicos mais problemáticos, foi colocado um capacitor entre o barramento

negativo deste conversor e o 0V da saída, com o propósito de confinar a EMI conduzida neste estágio. Tal técnica permitiu a redução da EMI a ponto de colocar a fonte em conformidade com a norma que regula a EMI gerada. O acoplamento gerado pela aproximação dos cabos de alimentação (CA) e cabos de saída (CC) causou uma elevação das emissões no final da escala das frequências (frequências próximas a 30MHz). Verificou-se assim que um leiaute em forma de "U", no qual a entrada e a saída das fontes estejam próximas, possui um grande potencial de gerar acoplamentos que facilitem o caminho de propagação da EMI, além de desrespeitar a técnica de segregação de circuitos, em que entrada e saída de uma fonte devem ficar em extremidades opostas da PCI. Outra técnica aplicada foi a de aumentar a indutância do indutor *Boost*, no intento de aumentar a indutância de modo diferencial (indutância *Boost*) em série com o filtro de EMI. Esta técnica não apresentou resultados.

Os resultados dos ensaios de emissão conduzida com a Fonte γ mostraram que somente a sinergia entre as técnicas de redução da EMI (mudança de leiaute) e a aplicação de um filtro de EMI reduziram a EMI conduzida. O uso parcimonioso das técnicas preventivas e corretivas é, na maioria dos casos, a melhor solução para os problemas de EMI de uma fonte chaveada.

Finalmente, são sugeridos alguns tópicos para trabalhos futuros, tais como:

- Desenvolvimento de um programa de computador para o projeto de filtros de EMI, levando em conta as não-idealidades dos elementos do filtro e a interação do filtro com a fonte chaveada e a rede fictícia.
- Desenvolvimento de um programa de computador que utilize métodos numéricos para visualizar os campos eletromagnéticos gerados pela atividade elétrica de uma fonte chaveada. A partir do leiaute da placa de circuito impresso e da disposição dos componentes, tal programa teria condições de gerar um gráfico em duas dimensões (ou até três) dos campos eletromagnéticos presentes na fonte.
- Continuidade dos estudos sobre técnicas de redução da EMI e sua eficiência, estendendo o estudo para os demais conversores estáticos.
- Aplicação das técnicas de redução da EMI para equipamentos eletromédicos, cujas restrições para as amplitudes das correntes de fuga são extremamente exigentes.
- Estudo dos efeitos causados pela aplicação das técnicas de redução da EMI nas emissões radiadas.

- Aplicadas as técnicas de redução da EMI, verificar o seu impacto em termos da imunidade (susceptibilidade).
- Confecção de um software que optimize o leiaute da placa de circuito impresso levando em conta a geração de EMI.

ANEXO 1

ARTIGOS PUBLICADOS

- [1] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Electromagnetic Interference in Static Converters Due Switching Ringing. In: INDUSTRIAL APPLICATION CONFERENCE (4. : Nov. 2000 : Porto Alegre). *Proceedings of the INDUSCON 2000*. p. 640-645.
- [2] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. The Impact of the Commutation on Electromagnetic Interference Generated in Static Converters. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (6. : Nov. 2001 : Florianópolis). *Anais do COBEP 2001*. p. 384-387.
- [3] de LIZ, M. B.; SCHLICHTING, L. C. M.; RAIZER, A. Considerations in Designing the Printed Circuit Boards of Switching Power Supplies. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (6. : Nov. 2001 : Florianópolis). *Anais do COBEP 2001*. p. 388-392.
- [4] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Influence of Changes on the Switching Frequency in the Electromagnetic Interference Generated by a Static Converter. In: INDUSTRIAL APPLICATION CONFERENCE (5. : July 2002 : Salvador). *Proceedings of the INDUSCON 2002*. p. 381-385.
- [5] TRAVASSOS Jr., X. L.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Análise de Emissões de Ruídos Eletromagnéticos Gerados por Equipamentos Médicos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA (18. : set. 2002 : São José dos Campos). *Anais do CBEB 2002*. p. 27-32.
- [6] NYLAND, F.; SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Analysis of Harmonic Distortion and Electromagnetic Interference Due to Electronic and Electromagnetic Ballasts. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (10. : Oct. 2002 : Rio de Janeiro). *Proceedings of the 10th ICHQP*.

- [7] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Power Quality Related to Switched Mode Power Supplies Associations. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (10. : Oct. 2002 : Rio de Janeiro). *Proceedings of the 10th ICHQP*.
- [8] TRAVASSOS Jr., X. L.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Análise de Emissões Eletromagnéticas Geradas por Equipamentos Médicos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (5. : nov. 2002 : Gramado). *Anais do CBMAG 2002*. Trabalho #60.
- [9] NYLAND, F.; SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Análise da Interferência Eletromagnética Conduzida e Radiada Devido a Reatores Eletromagnéticos e Eletrônicos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (5. : nov. 2002 : Gramado). *Anais do CBMAG 2002*. Trabalho #73.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

• LIVROS

- [1] PAUL, C. R. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. New York : Wiley-Interscience, 1992.

- [2] TIHANYI, L. *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*. Oxford : Butterworth-Heinemann, 1995.

- [3] OTT, H. W. *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*. 2. ed. New York : Wiley-Interscience, 1988.

- [4] PEREZ, R. *Handbook of Electromagnetic Compatibility*. Academic Press, Inc., 1995.

- [5] TERRELL, D. L.; KEENAN, R. K. *Digital Design for Interference Specifications: A Practical Handbook for EMI Suppression*. Oxford : Butterworth-Heinemann, 2000.

- [6] NAVE, M. J. *Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies*. New York : Van Nostrand Reinhold, 1991.

- [7] OZENBAUGH, R. L. *EMI Filter Design*. New York : Marcel Dekker Inc., 1996.

- [8] MONTROSE, M. I. *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance*. New York : IEEE Press, 1996.

- [9] TARTER, R. E. *Solid-State Power Conversion Handbook*. New York : Wiley-Interscience, 1993.

- [10] KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. *Principles of Power Electronics*. Cambridge : Addison-Wesley Pub. Co., 1991.

- [11] HOROWITZ, P.; HILL, W. *The Art of Electronics*. 2. ed. New York : Cambridge University Press, 1989.
- [12] CARR, J. J. *Practical Radio Frequency Test and Measurement: A Technician's Handbook*. Boston : Butterworth-Heinemann, 1999.
- [13] CARR, J. J. *The Technician's EMI Handbook: Clues and Solutions*. Boston : Butterworth-Heinemann, 2000.
- [14] DARNELL, M.; MARSHMAN, C. *Electromagnetic Compatibility Course*. Stevenage : The Institution of Electrical Engineers – IEE, 1995.

• **NORMAS TÉCNICAS**

- [15] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *Vocabulário eletrotécnico internacional – Capítulo 161: Compatibilidade Eletromagnética*. Projeto 03:077.01-001, Rio de Janeiro, 1997.
- [16] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. Limites e métodos de medição de radioperturbação em equipamento para a tecnologia da informação (ETI). NBR 12304, Rio de Janeiro, 1990.
- [17] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part I: Radio disturbance and immunity measuring apparatus. CISPR 16-1, Genebra, 1993.
- [18] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part II: Methods of measurement of disturbances and immunity. CISPR 16-2, Genebra, 1996.
- [19] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Limits and methods of electromagnetic disturbance characteristics of industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment. CISPR 11, Genebra, 1990.

- [20] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Limits and methods of radio disturbance characteristics of information technology equipment. CISPR 22, Genebra, 1993.

- **DISSERTAÇÃO**

- [21] de LIZ, M. B. *Introdução à Compatibilidade Eletromagnética em Conversores Estáticos*. Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto de Eletrônica de Potência, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- **ARTIGOS EM ANAIS**

- [22] ROSSETTO, L.; TENTI, P.; ZUCCATO, A. Electromagnetic Compatibility of Industrial Equipment. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA – COBEP'97 (4. : 1997 : Belo Horizonte). *Anais*. p. 03-13.
- [23] ROSSETTO, L.; BUSO, S.; SPIAZZI, G. Conducted EMI Issues in a Boost PFC Design. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE (20. : 1998). *INTELEC'98 Record*. p. 188-195.
- [24] SPIAZZI, G.; POMILIO, J. A. Interaction Between EMI Filter and Power Factor Preregulators with Average Current Control: Analysis and Design Considerations. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION – APEC'99 (14. : Mar. 1999). v. 1. 1999. p. 382-388.
- [25] SPIAZZI, G.; ROSSETTO, L.; POMILIO, J. A. Analysis of EMI Filter Induced Instabilities in Boost Power Factor Preregulators. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'98 (29. : May. 1998). v. 2. 1998. p. 1048-1053.
- [26] SPIAZZI, G.; ZUCCATO, A.; TENTI, P. Analysis of Conducted and Radiated Noise of Soft-Switched Flyback DC-DC Converter. In: TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE – INTELEC'96 (18. : Oct. 1996). 1996. p. 297-304.

- [27] CITRON, M.; CORRADIN, M.; BUSO, S.; SPIAZZI, G.; FIORI, F. Susceptibility of Integrated Circuits to RFI: Analysis of PWM Current-Mode Controllers for Snips. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (28.). *Proceedings*, v. 4, 2002. p. 3227-3231.
- [28] FLOREAN, D.; SPIAZZI, G. Common Mode Filter Project by Means of Internal Impedance Measurements. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. v. 2. 2000. p. 541-545.
- [29] NAVE, M. J. The Effect of Duty Cycle on SMPS Common-Mode Emissions: Theory and Experiment. In: IEEE NATIONAL SYMPOSIUM ON EMC (May 1989). *Proceedings*, 1989. p. 211-216.
- [30] NAVE, M. J. Prediction of Conducted Emissions in Switched Mode power Supplies. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 167-173.
- [31] NAVE, M. J. On Modeling the Common Mode Inductor. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (Aug. 1991). p. 452-457.
- [32] ZHANG, Y. F.; YANG, L.; LEE, C. Q. Optimal Design of Integrated EMI Filter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (10. : Mar. 1995). *Proceedings of the APEC'95*. Lugar, 1995.
- [33] WU, T. F.; SIRI, K.; LEE, C. Q. A Systematic Method in Designing Line Filters for Switching Regulators. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (7. : Feb. 1992). *Proceedings of the APEC'92*. Lugar, 1992. p. 179-185.
- [34] ZHANG, Y. F.; YANG, L.; LEE, C. Q. Spectral Analysis and EMI Comparison of PWM, Quasi-Resonant, and Resonant Converters. In: MIDWEST SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS (37. : Aug. 1994). *Proceedings*, v.2 ., 1994. p. 1285-1288.

- [35] DONGBING ZHANG; CHEN, D. Y.; NAVE, M. J. *et al.* Measurement of Noise Source Impedance of off-line Converters. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION – APEC'98 (13. : Feb. 1998). v. 2. 1998. p. 918-923.
- [36] COCHRANE, D.; CHEN, D. Y.; BOROYEVICH, D. Passive Cancellation of Common Mode Noise in Power Electronic Circuits. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'01 (32. : 2001). v. 2. 2001. p. 1025-1029.
- [37] MOONGILAN, D. Image and Return Current Modeling of PCB Traces for Radiated Emissions. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 2001. v. 2 . p. 927-932.
- [38] MOONGILAN, D. Balanced and Unbalanced PCB Layer Stack-up for Controlling Radiated Emissions. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 2000. v. 1 . p. 453-458.
- [39] MOONGILAN, D.; PALANISWAMY, T. S. Backplane Grounding Models for Controlling Common Mode Noise and Radiation. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1999. v. 1 . p. 212-217.
- [40] MOONGILAN, D. Grounding Optimization Techniques for Controlling Radiation and Crosstalk in Mixed Signal PCBs. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1998. v. 1 . p. 495-500.
- [41] FESSLER, J. T.; WHITES, K. W.; PAUL, C. R. Effect of Image Plane Dimensions on Radiated Emissions. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1992. v. 1 . p. 106-111.
- [42] HARDIN, K. B.; PAUL, C. R.; NAISHADHAM, K. Direct Prediction of Common-Mode Currents. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1991. p. 67-71.

- [43] GERMAN, R. F.; OTT, H. W.; PAUL, C. R. Effect of an Image Plane on Printed Circuit Board Radiation. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1990. p. 284-291.
- [44] BOWLES, B. A.; PAUL, C. R. Modeling Interference Properties of SMPS DC Power Distribution Buses. In: IEEE NATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1989. p. 119-126.
- [45] PAUL, C. R. Printed Circuit Board EMC. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 107-114.
- [46] JERSE, T. A.; PAUL, C. R. A Hybrid Method for Efficiently Estimating Common Mode Radiation from Transmission-Line Structures. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1995. p. 145-149.
- [47] RUEHLI, A.; PAUL, C. R.; GARRETT, J. Inductance Calculations using Partial Inductances and Macromodels. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1995. p. 23-28.
- [48] dos REIS, F. S.; de LIMA, J. C. M.; CANALLI, V. M. *et al.* Matching Conducted EMI to International Standards. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC’02 (33. : June 2002). v. 1. 2002. p. 388-393.
- [49] UENO, O.; IGUCHI, D.; ARAKAKI, H. *et al.* Three-dimensional Noise Current Distribution on Power and Ground Planes in Printed Circuit Boards. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. v. 2. 1998. p. 1136-1141.
- [50] TANG, G. Surface Mount Capacitor Loop Inductance Calculation and Minimization. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. v. 1. 1998. p. 505-510.
- [51] ARCHAMBEAULT, B. Proper Design of Intentional Splits in the Ground Reference Plane of PC Boards to Minimize Emissions on I/O Wires and Cables.

- In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. v. 2. 1998. p. 768-773.
- [52] OTT, H. W. Ground – A Path for Current Flow. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 167-170.
- [53] GERMAN, R. F.; OTT, H. W.; PAUL, C. R. Effect of an Image Plane on Printed Circuit Board Radiation. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1990. p. 284-291.
- [54] MONTROSE, M. I. Overview on Design Techniques for Printed Circuit Board Layout used in High Technology Products. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1991. p. 61-66.
- [55] DOCKEY, R. W.; GERMAN, R. F. New Techniques for Reducing Printed Circuit Board Common Mode Radiation. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1993. p. 334-339.
- [56] FESSLER, J. T.; WHITES, K. W.; PAUL, C. R. Effect of image Plane Dimensions on Radiated Emissions. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1992. p. 106-111.
- [57] OTT, H. W. Digital Circuit Grounding and Interconnection. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 292-297.
- [58] TEULINGS, W.; SCHANEN, J. L.; ROUDET, J. A New Technique for Spectral Analysis of Conducted Noise of a SMPS Including Interconnects. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'97 (28. : June 1997). v. 2. 1997. p. 1516-1521.
- [59] HARDIN, K. B.; FESSLER, J. T.; WEBB, N. L. *et al.* Design Considerations of Phase-Locked Loop Systems for Spread Spectrum Clock Generation Compatibility. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1997. p. 302-307.

- [60] HARDIN, K. B.; FESSLER, J. T.; BUSH, D. R. A Study of the Interference Potential of Spread Spectrum Clock Generation Techniques. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1995. p. 624-629.
- [61] HARDIN, K. B.; McCLURE, G.; MENKE, R. Methods for Identifying Causes of EMI Emissions from Switched Mode Power Applications. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. v. 2. 2001. p. 1092-1096.
- [62] BRUNO, A. B. Conducted Emissions Models for Switching Power Supplies. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 188-196.
- [63] GERMAN, R. F. Use of a Ground Grid to Reduce Printed Circuit Board Radiation. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 133-138.
- [64] LABOURÉ, E.; COSTA, F.; GAUTIER, C. *et al.* Accurate Simulation of Conducted Interferences in Isolated DC to DC Converters Regarding to EMI Standards. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'96 (27. : June 1996). v. 2. 1996. p. 1973-1978.
- [65] ZHANG, D.; CHEN, D. Y.; LEE, F. C. An Experimental Comparison of Conducted EMI Emissions between a Zero-Voltage Transition Circuit and a Hard Switching Circuit. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'96 (27. : June 1996). v. 2. 1996. p. 1992-1997.
- [66] OTT, H. W. Controlling EMI by proper Printed Wiring Board Layout. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 127-132.
- [67] TANG, Y.; ZHU, H.; SONG, B. *et al.* EMI Experimental Comparison of PWM Inverters between Hard- and Soft-Switching Techniques. In: POWER ELECTRONICS IN TRANSPORTATION (Oct. 1998). 1998. p. 71-77.

- [68] JOBE, D. J.; JESPERSON, C. P. Selection and Test of Power Line Filters for Use in Equipment Designed to Meet Government Electromagnetic Compatibility Specifications. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 283-289.
- [69] VELLANO NETO, V. Requisitos e Métodos de Ensaio de EMC Aplicáveis a Sistemas de Energia Chaveados em Alta Frequência. In: CONGRESSO INTERNACIONAL DE INFRAESTRUTURA PARA TELECOMUNICAÇÕES - CININTEL'98 (2. : 1996 : Fortaleza). *Anais*. 1998. p. 243-253.
- [70] PRIETO, R.; ASENSI, R.; COBOS, J. A. *et al.* Model of the Capacitive Effects in Magnetic Components. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE - PESC'95 (26. : June 1995). v. 2. 1995. p. 678-683.

• **ARTIGOS EM PERIÓDICOS**

- [71] PAUL, C. R. Effectiveness of Multiple Decoupling Capacitors. *IEEE Transactions on EMC*, v. 34, n. 2 (May. 1992), p. 130-133.
- [72] PAUL, C. R. A Comparison of the Contributions of Common Mode and Differential Mode Currents in Radiated Emissions. *IEEE Transactions on EMC*, v. 31, n. 2 (May. 1989), p. 189-193.
- [73] FESSLER, J. T.; WHITES, K. W.; PAUL, C. R. The Effectiveness of an Image Plane in Reducing Radiated Emissions. *IEEE Transactions on EMC*, v. 38, n. 1 (Feb. 1996), p. 51-61.
- [74] PAUL, C. R.; HARDIN, K. B. Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions. *IEEE Transactions on EMC*, New York, v. 30, n. 4 (Nov. 1988), p. 553-560.
- [75] LIN, F.; CHEN, D. Y. Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 9, n. 1 (Jan. 1994), p. 132-137.

- [76] ZHANG, D.; CHEN, D. Y.; NAVE, M. J. et al. Measurement of Noise Source Impedance of Off-Line Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 15, n. 5 (Sep. 2000), p. 820-825.
- [77] SHIH, Fu-Yuan; CHEN, D. Y.; WU, Yan-Pei et al. A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 11, n. 1 (Jan. 1996), p. 170-181.
- [78] SONG QU; CHEN, D. Y.; Mixed-Mode EMI Noise and its Implications to Filter Design in Offline Switching Power Supplies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, New York, v. 17, n. 4 (July 2002), p. 502-507.

• **PUBLICAÇÕES**

- [79] BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. INEP/EEL/UFSC. Publicação interna, 1990.
- [80] POWER INTEGRATIONS Inc. *Techniques for EMI and Safety*. Application Note AN-15, 1996.
- [81] CHEN, D. Y. *Conducted EMI in Switching Power Supplies*. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (May 1998 : Fukoka). *Tutorial*. Fukoka, Japan, 1998.
- [82] ARMSTRONG, K. *Design Techniques for EMC*. <http://www.compliance-club.com/KeithArmstrongPortfolio.htm>.
- [83] _____. *EMC for Systems and Installations*. <http://www.compliance-club.com/KeithArmstrongPortfolio.htm>.
- [84] _____. *EMC Testing*. <http://www.compliance-club.com/KeithArmstrongPortfolio.htm>.

- [85] JOHANSSON, J. U. *Safety Requirements for EMI Suppression Capacitors*. Evox Rifa, Application Note, 1996.
- [86] ALVSTEN, B. *Interference and Capacitors*. Evox Rifa, Application Note, 1996.
- [87] EGEBO, H. *Decoupling Strategy for Two-layer Boards*. 1997.
- [88] FORRESTER, W. *Voltage Distortion on Computer Power Supplies*. Liebert Co., Application Note, 1996.
- [89] O'HARA, M. *Pre-Compliance Testing the Conducted Line Emissions of DC Supplied Circuits*. Newport Components Ltd., Application Note, 1998.
- [90] MAWDSLEY, D. *EMC Conducted Emissions Measurement*. Laplace Instruments Ltd., Application Note, 1998.
- [91] MAWDSLEY, D. *EMC Emissions Measurement. Pre-selectors.. what, why and when?*. Laplace Instruments Ltd., Application Note, 1998.
- [92] GÖPEL, K. D. *S-LINE A Newly Developed TEM Waveguide for EMC Measurements*. Munich : Rohde & Schwarz, 1997.
- [93] HEWLETT PACKARD. *Electromagnetic Compatibility Measurements Seminar*. HP. 1992.
- [94] CPqD. *Medição de Perturbações Eletromagnéticas na Faixa de Radiofrequência – Procedimentos*. Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações – CPqD. Publicação interna, 1991.

- **LISTAS DE DISCUSSÃO**

- [95] Lista de Discussão do IEEE na área de conformidade em EMC, "*IEEE EMC Society Product Safety Technical Committee discussion list*". e-mail: emc-pstc@majordomo.ieee.org.

- [96] Lista de discussão sobre integridade de sinais, "*Signal Integrity discussion list*".
e-mail: si_list@freelists.org.

• **MANUAIS**

- [97] ROHDE & SCHWARZ. *ESPC EMI Test Receiver – Operating Manual*. Munich, 1995.
- [98] ROHDE & SCHWARZ. *ESH3-Z5 V-Artificial Mains Network – Operating Manual*. Munich, 1995.
- [99] ROHDE & SCHWARZ. *EMC Test Cell S-LINE 700 – Operating Manual*. Munich, 1998.