

MURIEL BITTENCOURT DE LIZ

**INTRODUÇÃO À COMPATIBILIDADE
ELETROMAGNÉTICA EM
CONVERSORES ESTÁTICOS**



0.308.183-8

UFSC-BU

(BU)

FLORIANÓPOLIS

1999

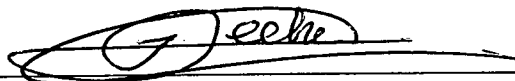
INTRODUÇÃO À COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM CONVERSORES ESTÁTICOS

MURIEL BITTENCOURT DE LIZ

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência*, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Hari Bruno Mohr, D.Sc.
Orientador

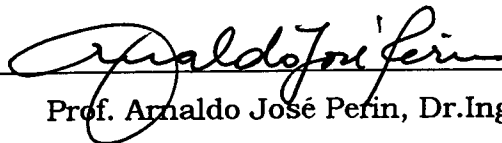


Prof. Ildemar Cassana Decker, D.Sc.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

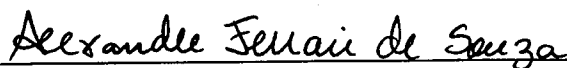
Banca Examinadora:



Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.



Prof. Arnaldo José Perin, Dr.Ing.



Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Introdução à Compatibilidade Eletromagnética
em Conversores Estáticos**

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

MURIEL BITTENCOURT DE LIZ

Florianópolis, março de 1999.

A meus Pais.

Navegadores antigos tinham uma frase gloriosa: "Navegar é preciso; viver não é preciso."

Quero para mim o espírito desta frase, transformada a forma para a casar com o que eu sou: Viver não é necessário; o que é necessário é criar.

Não conto gozar a minha vida; nem em gozá-la penso. Só quero torná-la grande, ainda que para isso tenha de ser o meu corpo e a minha alma a lenha desse fogo.

Só quero torná-la de toda a humanidade; ainda que para isso tenha de a perder como minha.

Cada vez mais assim penso. Cada vez mais ponho na essência anímica do meu sangue o propósito impessoal de engrandecer a pátria e contribuir para a evolução da humanidade.

"Fernando Pessoa - Obra Poética"

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Hari Bruno Mohr, pela dedicação, competência e amizade dispensada na orientação deste trabalho.

Aos professores participantes de minha banca examinadora: Ivo Barbi, Arnaldo José Perin e Alexandre Ferrari de Souza, pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho. Agradeço a estes e aos demais professores do INEP: Ênio Valmor Kassick, Denizar Cruz Martins e João Carlos S. Fagundes, pela lição de ensino e profissionalismo.

Aos técnicos e funcionários do INEP, em especial à Luiz Marcellus Coelho e Antônio L. S. Pacheco o meu agradecimento pela amizade e colaboração na realização deste e de outros trabalhos. Agradeço também à Secretária do Laboratório, Patrícia Schmidt, pela colaboração incondicional.

Aos colegas e ex-colegas de mestrado: Osvanil Oliveira Pereira, Marcelo Lobo H., Rogers Demonti, Faruk N. Silva, Marcos A. C. de Lima, Vanderlei A. de Mello e Luís Fabiano Celestrino pelo apoio e amizade.

Aos amigos e colegas do INEP, em especial à Ivan E. Colling, Alexandre Saccol, Domingo R. Caballero, Adriano Péres. Com sua ajuda e amizade, este trabalho foi muito enriquecido.

Aos meus Pais: Irineu X. de Liz e Marlene B. de Liz, pelo apoio e fé que em mim depositaram para que um dia eu pudesse chegar aqui.

Aos amigos em geral e companheiros de república, pelo companheirismo e pela lição de vida.

À minha namorada Laiza, pela compreensão, carinho e apoio nos bons e maus momentos.

À CAPES e ao Governo Brasileiro, pelo apoio financeiro e pelo apoio à Ciência e ao Desenvolvimento.

Enfim, à todos que me tenderam a mão..... Obrigado.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	iii
RESUMO	vi
ABSTRACT	vii
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO 1 – A COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA	3
1.1 Introdução	3
1.2 Unidades de EMC	6
1.3 Normas de Compatibilidade Eletromagnética	10
1.3.1 Normas para Equipamentos nos Estados Unidos	11
1.3.2 Normas Internacionais	15
1.4 Emissões por Condução	20
1.4.1 Medição das Emissões por Condução	21
1.4.2 A Rede de Estabilização de Impedância de Linha (LISN)	22
1.4.3 Correntes de Modo Comum e de Modo Diferencial	27
1.4.4 Filtros de Supressão de EMI por Condução	30
1.5 Conclusão	42
CAPÍTULO 2 – O LABORATÓRIO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DO INEP	43
2.1 - Introdução	43
2.2 - Equipamento Disponível	43
2.3 - Medição das Emissões Por Condução	44
2.4 - Medição das Emissões Irrradiadas	48
2.5 - Diagnóstico de Emissões	49
2.6 - A Técnica do Cancelamento Ativo	50
2.7 - O Analisador de Espectro	52
2.7.1 - Detectores de Pico (PK), Quase-Pico (QP) e de Valor Médio (AV)	53
2.8 - Conclusão	55

CAPÍTULO 3 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS	56
3.1 - Introdução	56
3.2 - Fonte Chaveada para Microcomputadores	56
3.2.1 - Projeto de um Filtro Completo de Rede	58
3.2.2 - Resultados Práticos Obtidos	66
3.3 - Um Transformador Eletrônico para Lâmpadas Halógenas	67
3.3.1 - Projeto, Implementação e Resultados do Filtro	68
3.3.2 - Diagnóstico de Campos Eletromagnéticos	76
3.3.2.1 - Resultados obtidos com a Sonda HP 11941A (9kHz-30MHz)	76
3.3.2.2 - Resultados obtidos com a Sonda HP 11940A (30MHz-1GHz)	78
3.4 Máquina de Vídeo-Bingo	79
3.5 Conclusão	81
CONCLUSÃO GERAL	83
Referências Bibliográficas	86

SIMBOLOGIA

τ :	Constante de tempo de um circuito.
ω :	Frequência angular.
ω_{3dB} :	Frequência angular de um sistema na qual a resposta decai em 3dB.
ψ_C :	Fluxo magnético que circula pelo núcleo.
ψ_I :	Fluxo magnético de dispersão (que não circula pelo núcleo).
C:	Capacitor.
$C_{1..7}$:	Capacitores da LISN utilizada no Laboratório de compatibilidade eletromagnética do INEP.
C_C :	Capacitor para filtrar correntes de modo comum.
C_{CL} :	Capacitor de linha à terra, incluído à esquerda de um filtro para atenuar EMI. É colocado entre os condutores fase e fio terra, para desviar as correntes de modo comum.
C_{CR} :	Capacitor de linha à terra, incluído à direita de um filtro para atenuar EMI. É colocado entre os condutores fase e fio terra, para desviar as correntes de modo comum.
C_D :	Capacitor para filtrar correntes de modo diferencial.
C_{DL} :	Capacitor de linha a linha incluído à esquerda de um filtro para atenuar EMI. É colocado entre os condutores fase e neutro, para desviar as correntes de modo diferencial.
C_{DR} :	Capacitor de linha a linha, incluído à direita de um filtro para atenuar EMI. É colocado entre os condutores fase e neutro, para desviar as correntes de modo diferencial.
C_P :	Capacitância parasita entre o chassis do equipamento e as paredes metálicas do local de medição.
C_T :	Capacitância parasita entre os enrolamentos primário e secundário do transformador.
$\hat{I}_C, I_C$:	Corrente de modo comum na saída do equipamento sob teste.
$\hat{I}_C'$:	Corrente de modo comum na entrada da LISN (saída do filtro).
$\hat{I}_D, \hat{I}_D$:	Corrente de modo diferencial na saída do equipamento sob teste.
$\hat{I}_D'$:	Corrente de modo diferencial na entrada da LISN (saída do filtro).

i_{IN} :	Corrente de entrada do amplificador.
IL :	Perda de inserção (<i>Insertion Loss</i>).
IL_{dB} :	Perda de inserção, medida em dB.
$\hat{I}_N$:	Corrente que circula por um dos resistores de 50Ω da LISN, oriunda do condutor neutro do equipamento sob teste.
i_{OUT} :	Corrente de saída do amplificador.
$\hat{I}_P$:	Corrente que circula por um dos resistores de 50Ω da LISN, oriunda do condutor fase do equipamento sob teste.
$\hat{I}_{TOTAL}$:	Corrente total de emissão por condução, ou seja, é a soma da corrente de modo diferencial com a corrente de modo comum.
k :	Coefficiente de acoplamento.
L :	Indutância própria de um enrolamento.
L :	Indutor.
$L_{1..5}$:	Indutores da LISN utilizada no Laboratório de compatibilidade eletromagnética do INEP.
L_{fuga} :	Indutância de dispersão.
L_{GW} :	Indutor de modo comum no fio terra.
M :	Indutância mútua de um enrolamento.
P_{IN} :	Potência de entrada do amplificador.
$P_{L,w}$:	Potência medida na carga, com a inserção do filtro.
$P_{L,wo}$:	Potência medida na carga, sem a inserção do filtro.
P_{OUT} :	Potência de saída do amplificador.
R :	Resistor.
$R_{1..8}$:	Resistores da LISN utilizada no Laboratório de compatibilidade eletromagnética do INEP.
R_{IN} :	Impedância de entrada do amplificador.
R_L :	Carga.
R_s :	Impedância interna da fonte de tensão V_s .
$S_{1,2}$:	Chaves de seleção da LISN utilizada no Laboratório de compatibilidade eletromagnética do INEP.
$\hat{V}_C$:	Tensão de modo comum, medida no resistor de 50Ω da LISN.
$\hat{V}_{CM}$:	Fonte de tensão que modela a fonte das emissões de modo comum.

$\hat{V}_D$:	Tensão de modo diferencial, medida no resistor de 50Ω da LISN.
V_{IN} :	Tensão de entrada do amplificador.
$\hat{V}_{L,w}$:	Tensão medida na carga com o filtro inserido.
$\hat{V}_{L,wo}$:	Tensão medida na carga sem o filtro inserido.
$\hat{V}_N$:	Tensão medida pela LISN entre o condutor neutro e o fio terra.
V_{OUT} :	Tensão de saída do amplificador.
$\hat{V}_P$:	Tensão medida pela LISN entre o condutor fase e o fio terra.
$V_s, \hat{V}_s$:	Fonte de tensão.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma introdução sobre Compatibilidade Eletromagnética em Conversores Estáticos. São apresentadas as diversas formas de interferência eletromagnética. As normas de compatibilidade eletromagnética para equipamentos eletrônicos são apresentadas e analisadas. Este trabalho se concentra no estudo das emissões por condução. A teoria e as topologias básicas dos filtros de atenuação de emissões por condução são apresentadas.

As principais características dos equipamentos disponíveis no INEP para a medição de grandezas relevantes para a Compatibilidade Eletromagnética são apresentadas, bem como a metodologia correta de medição.

Foram realizados testes de emissão por condução em alguns equipamentos a fim de verificar se os mesmos estavam em conformidade com as normas de compatibilidade eletromagnética. Foram implementados filtros para atenuar as emissões por condução destes equipamentos. Com a inserção dos filtros projetados, os equipamentos passaram a atender as condições impostas pelas normas.

Palavras-Chave: compatibilidade eletromagnética, conversores estáticos, emissões por condução, filtros de EMI

ABSTRACT

This work presents an introduction to Electromagnetic Compatibility for Static Converters. The several aspects of electromagnetic interference are presented. Electromagnetic compatibility standards for electrical and electronic equipments are presented and analyzed. This work emphasizes the study of conducted emissions. The theory and the basic topologies of attenuating filters for conducted emissions are presented.

The main characteristics of the Power Electronics Institute's available equipments for doing emissions measurements are presented, as well as the correct methodology for measuring.

Conducted emission tests were realized in some equipments to verify if these comply with the standards of electromagnetic compatibility. Filters were implemented to attenuate the conducted emissions from these equipments. With the insertion of the projected filters, the equipments could comply with the regulatory limits set by the standards.

Key Words: electromagnetic compatibility, static converters, conducted emissions, EMI filters.

INTRODUÇÃO GERAL

A Compatibilidade Eletromagnética (*Electromagnetic Compatibility* – EMC) é uma área da Engenharia Elétrica que se desenvolveu após ser verificado que vários equipamentos eletro-eletrônicos podiam interferir em outros e/ou receber interferência do meio ambiente, e vice-versa. Historicamente, todos os equipamentos eletro-eletrônicos foram desenvolvidos para suprir uma necessidade funcional, sem uma maior preocupação com a poluição eletromagnética que o equipamento poderia gerar. Logo foi possível perceber que equipamentos que funcionavam bem em um certo ambiente não funcionavam de forma esperada em outro. Há vários exemplos, como um eletrodoméstico que gera linhas de interferência na tela de uma TV ou Monitor; um bisturi elétrico que pode interferir em outros equipamentos de uma sala de cirurgia; um circuito de comando de um conversor estático que sofre interferência devido à comutação em alta frequência dos interruptores; marcapassos que podem deixar de funcionar quando expostos a interferências eletromagnéticas, etc. Assim, surgiu a necessidade de estudar, analisar e limitar essas interferências a níveis aceitáveis. O que culminou com o desenvolvimento da Compatibilidade Eletromagnética.

O objetivo deste trabalho se concentra no estudo das emissões por condução e das normas aplicáveis a estas emissões, já que o Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do INEP tem condições plenas de fazer este tipo de medição. O estudo das emissões irradiadas não é viável devido à falta de um local adequado para as medições, o que impossibilita a obtenção de resultados confiáveis. É apresentada uma série de medições de emissão com sondas de campo próximo para detectar problemas a nível de circuito impresso, a fim de verificar que elemento de circuito contribui mais para as emissões.

Sendo a Compatibilidade Eletromagnética uma área nova, é necessário um intenso levantamento bibliográfico, tanto a nível de literatura técnica quanto a nível de normas de compatibilidade eletromagnética. A referência principal utilizada neste trabalho é o livro de Clayton R. Paul: *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Este livro desenvolve conceitos que são fundamentais. Esta tarefa inicial constitui o capítulo 1, onde as noções básicas do que é a Compatibilidade Eletromagnética são desenvolvidas. O estudo das normas sobre Compatibilidade Eletromagnética também faz parte do capítulo 1. Após o

levantamento bibliográfico, partiu-se para a aprendizagem de como utilizar corretamente os instrumentos de medição das grandezas eletromagnéticas disponíveis no Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do INEP, tais como o Analisador de Espectro, a Rede de Estabilização de Impedância de Linha, etc. As características dos instrumentos e sua operação são descritas no capítulo 2, no qual também é apresentado um esquema básico de como interligar, ajustar e operar corretamente os instrumentos de medição. No capítulo 3 realiza-se a análise de alguns equipamentos disponíveis no INEP para verificar como estes se comportam do ponto de vista da Compatibilidade Eletromagnética. Também apresenta-se projetos e implementações de filtros para atenuar as emissões por condução dos equipamentos analisados que não estavam em conformidade com os limites da norma.

No Anexo A se encontram comentários sobre a técnica de “Cancelamento Ativo”, técnica esta utilizada nas medições de emissão por condução. Estes comentários são oriundos de uma lista de discussão sobre Compatibilidade Eletromagnética via WWW. No Anexo B está um glossário dos termos mais comuns em Compatibilidade Eletromagnética. O Anexo C contém o projeto do filtro completo de rede utilizado em uma fonte chaveada.

CAPÍTULO 1 – A COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

1.1 Introdução

O uso da energia elétrica no nosso cotidiano tem crescido rapidamente durante as últimas décadas do século XX. Nas primeiras décadas deste século, especialistas em várias áreas partiram para uma abordagem direta para alcançar seus objetivos, sem levar em consideração ou entender o efeito negativo de suas inovações tecnológicas. Assim, as consequências negativas do rápido desenvolvimento vieram à luz somente mais tarde. Nas últimas décadas, algumas dessas consequências têm alcançado proporções internacionais, sendo necessário estudá-las, com o objetivo principal de reduzir ou eliminar os efeitos desagradáveis.

Um desses problemas é a poluição eletromagnética. Perturbações eletromagnéticas inaceitáveis de níveis elevados podem fazer com que equipamentos elétricos e eletrônicos não operem corretamente em um ambiente eletromagnético comum. Um equipamento ou sistema tem compatibilidade eletromagnética somente se ele satisfaz os seguintes critérios:

1. Ele não causa interferência em outros sistemas.
2. Ele não é susceptível a emissões de outros sistemas.
3. Ele não causa interferência a si mesmo.

Para assegurar que esta compatibilidade exista, uma área relativamente nova da engenharia, a Compatibilidade Eletromagnética (*Electromagnetic Compatibility - EMC*), está sendo desenvolvida. A EMC é o campo da engenharia elétrica que estuda, analisa e resolve problemas de interação eletromagnética.

Para alcançar a EMC, exige-se que se visualize as perturbações de dois pontos distintos: emissões eletromagnéticas e susceptibilidade eletromagnética. Como o ruído eletromagnético se propaga por condução e por irradiação, o escopo dos problemas citados acima continua a se alargar, como mostra a Fig. 1.1.

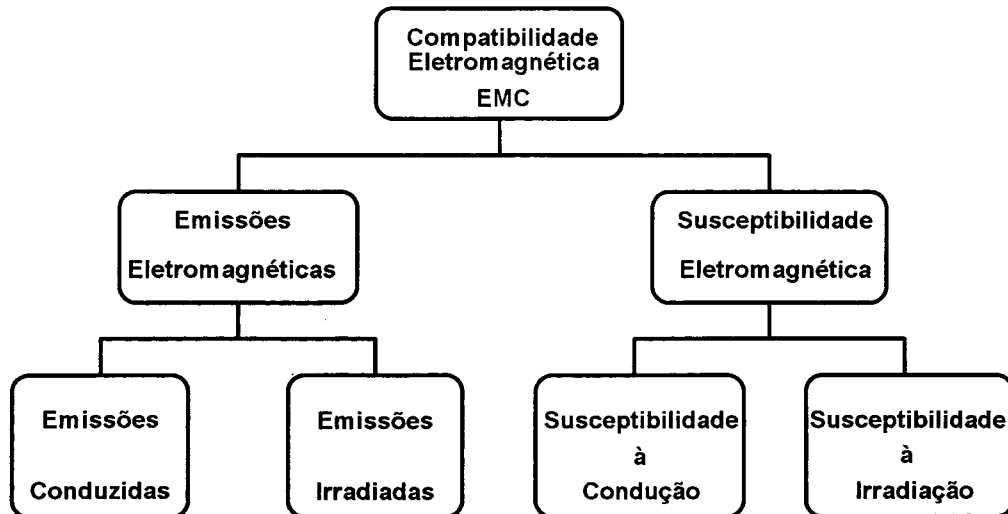


Fig. 1.1 – Áreas da Compatibilidade Eletromagnética.

A Compatibilidade Eletromagnética está relacionada com a geração, transmissão e recepção da energia eletromagnética. Assim, o problema básico da EMC está mostrado na figura abaixo:

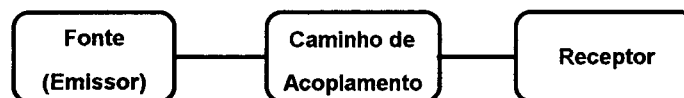


Fig. 1.2 – O problema básico de EMC.

Deste modo, uma fonte produz a emissão e um caminho de acoplamento (ou transferência) transfere a energia do emissor para um receptor, onde ela é processada, resultando num comportamento desejado ou indesejado. A interferência ocorre se a energia recebida faz com que o receptor se comporte de modo indesejado. A transferência da energia eletromagnética ocorre frequentemente através de acoplamentos não intencionais. Tal transferência não intencional, no entanto, somente causa interferência se a energia recebida for de magnitude e conteúdo espectral suficientemente grande a ponto de ocasionar um comportamento indesejável. A transmissão ou a recepção não intencional da energia eletromagnética não é necessariamente má; o comportamento indesejado do receptor é que constitui a interferência. O processamento da energia recebida pelo receptor é que define a existência ou não de interferência.

Há três maneiras de prevenir a interferência:

Suprimir ou reduzir a emissão na sua fonte.

Fazer com que o caminho de acoplamento se torne tão ineficiente quanto for possível.

Fazer com que o receptor se torne menos susceptível às emissões.

Deve-se ter em mente essas três alternativas ao se enfrentar algum problema de EMC. A primeira alternativa é suprimir tanto quanto possível a emissão na fonte. Por exemplo, percebe-se que os tempos curtos de subida/descida dos sinais em circuitos de comando são os principais responsáveis pelo elevado conteúdo espectral de alta frequência desses sinais.

Geralmente, a eficiência do caminho de acoplamento aumenta com a frequência do sinal que o percorre. Deve-se então aumentar os tempos de subida/descida dos sinais de comando. Porém, os tempos de subida/descida dos sinais só podem ser aumentados até certo ponto sem prejudicar o funcionamento do sistema. Esta é uma razão para não se usar sinais de comando que têm um tempo de subida/descida de 1ns, enquanto o sistema pode muito bem funcionar com tempos de 10ns. A redução do conteúdo espectral de alta frequência de uma emissão reduz a eficiência do acoplamento. Colocar o receptor em uma caixa metálica (blindagem) também ajuda a reduzir a eficiência do acoplamento [1]; este procedimento, no entanto, pode ser mais oneroso do que reduzir o intervalo de tempo de subida/descida do emissor. É uma tarefa bastante difícil reduzir a susceptibilidade, conservando-se as características desejadas do equipamento. A minimização do custo adicional de um sistema para que este tenha Compatibilidade Eletromagnética continua sendo uma consideração importante no projeto de EMC. Poder-se-iam, por exemplo, colocar todos os equipamentos eletrônicos em caixas metálicas e acioná-los com baterias internas, mas a aparência, a viabilidade e o custo desses equipamentos seriam inaceitáveis para o consumidor.

A interferência eletromagnética foi inicialmente discutida na área de telecomunicações (ou, em particular, em radiodifusão), e por esse motivo ela tende a ser abordada, até o presente, dentro do escopo dessa área.

Na primeira parte deste século, as fontes de perturbações eletromagnéticas, na maior parte, eram limitadas a máquinas e a mecanismos de comutação. Com a rápida difusão dos semicondutores de potência e sistemas utilizando a tecnologia da eletrônica de potência, os níveis de interferência na rede de alimentação têm crescido sensivelmente em intensidade e frequência de ocorrência. Ao mesmo tempo, o mundo está se tornando cada vez mais densamente preenchido com equipamentos que são cada vez mais sensíveis a perturbações eletromagnéticas, e muitos deles não têm proteção adequada. No meio industrial, sistemas

de controle eletrônico, equipamentos de processamento de dados e outros equipamentos sensíveis têm uma prioridade cada vez maior.

Na área das telecomunicações, métodos adequados para computar e resolver problemas de EMC foram desenvolvidos durante os anos. Infelizmente, muitos desses métodos não podem ser aplicados diretamente no campo da eletrônica de potência, que tem suas próprias peculiaridades.

A EMI produzida pelos equipamentos que utilizam semicondutores de potência decresce rapidamente acima da faixa de alguns MHz [1]. Em várias normas e especificações, as perturbações de alta frequência que afetam a rede de alimentação são limitadas à faixa de 10kHz a 1000MHz. Como soluções diferentes são aplicadas a faixas diferentes de frequência, dar-se-á ênfase à faixa de 150kHz a 30MHz, onde se concentram as emissões eletromagnéticas que se propagam por condução.

1.2 Unidades de EMC

As grandezas envolvidas em Compatibilidade Eletromagnética são as utilizadas para medir as emissões por condução – tensão em volts (V) e corrente em ampères (A). E as utilizadas para medir as emissões irradiadas – campo elétrico em volts por metro (V/m) e campo magnético em ampères por metro (A/m). Associadas com essas grandezas estão a potência em watts (W) ou a densidade de potência em watts por metro quadrado (W/m^2). O intervalo numérico que essas grandezas podem atingir pode ser bastante largo. Os campos elétricos podem ter valores entre $1\mu V/m$ a $200V/m$. Isto representa uma faixa dinâmica de 10^8 vezes a magnitude. Como essas faixas largas nas unidades são comuns em EMC, as unidades de EMC são expressas em **decibéis (dB)**. Os decibéis têm a propriedade de comprimir dados, isto é, uma faixa de tensões de 10^8 é 160dB. Há também outras razões para expressar essas quantidades em dB. É importante compreender os valores das unidades de EMC quando elas estão em dB.

O decibel foi originalmente utilizado na indústria da telefonia para descrever o efeito do ruído nos circuitos telefônicos. Já que o ouvido tem uma resposta logarítmica aos sons que o excitam, descrever o efeito do ruído em dB é natural. Considere-se o circuito amplificador mostrado na Fig. 1.3.

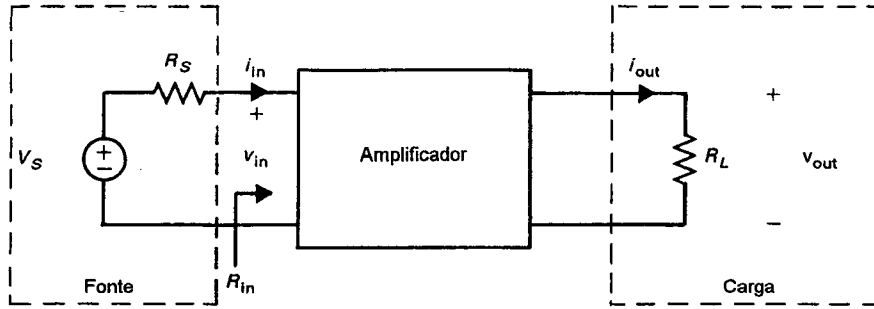


Fig. 1.3 – Circuito amplificador para ilustrar a definição e o uso do decibel.

Uma fonte de tensão V_S com uma impedância R_S fornece um sinal para um amplificador cuja carga é representada por R_L . A impedância de entrada do amplificador é denotada por R_{in} e a potência entregue ao amplificador é:

$$P_{in} = \frac{v_{in}^2}{R_{in}} \quad (1.1)$$

A potência entregue à carga é:

$$P_{out} = \frac{v_{out}^2}{R_L} \quad (1.2)$$

O ganho de potência do amplificador é:

$$\text{Ganho de Potência} \equiv \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{v_{out}^2}{v_{in}^2} \cdot \frac{R_{in}}{R_L} \quad (1.3)$$

O ganho de potência expresso em decibéis é definido como:

$$\text{Ganho de Potência} \equiv 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (1.4)$$

O ganho de tensão e o ganho de corrente do amplificador são definidos por:

$$\text{Ganho de Tensão} \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}} \quad (1.5)$$

$$\text{Ganho de Corrente} \equiv \frac{i_{out}}{i_{in}} \quad (1.6)$$

Em dB, tem-se:

$$\text{Ganho de Tensão}_{dB} \equiv 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{v_{out}}{v_{in}} \right) \quad (1.7)$$

$$\text{Ganho de Corrente}_{dB} \equiv 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{i_{out}}{i_{in}} \right) \quad (1.8)$$

Percebe-se que os decibéis são a razão entre duas quantidades. Os níveis de potência, tensão ou corrente absolutas são expressos em dB com o seu valor referenciado a alguma quantidade de base. As tensões são normalmente expressas com relação a $1\mu V$ como $dB\mu V$:

$$dB\mu V \equiv 20 \log_{10} \left(\frac{volts}{1\mu V} \right) \quad (1.9)$$

Portanto, uma tensão de 1V é equivalente a 120dB μV porque:

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

Pode-se entender o valor acima como “1V é 120dB acima de um microvolt”.

Algumas outras unidades padrões normalmente usadas são dBmV (dB acima de um milivolt), dB μA (dB acima de um microampère) e dBmA (dB acima de um miliampère), sendo:

$$dBmV \equiv 20 \log_{10} \left(\frac{volts}{1mV} \right) \quad (1.10)$$

$$dB\mu A \equiv 20 \log_{10} \left(\frac{ampères}{1\mu A} \right) \quad (1.11)$$

$$dBmA \equiv 20 \log_{10} \left(\frac{ampères}{1mA} \right) \quad (1.12)$$

A potência também é expressa relativa a um microwatt, dBμW, e dB acima de 1 miliwatt, dBmW, mais conhecida por dBm:

$$\text{dB}\mu\text{W} \equiv 10 \log_{10} \left(\frac{\text{watts}}{1\mu\text{W}} \right) \quad (1.13)$$

$$\text{dBm} \equiv \text{dBmW} \equiv 10 \log_{10} \left(\frac{\text{watts}}{1\text{mW}} \right) \quad (1.14)$$

Os campos eletromagnéticos irradiados se apresentam como termos de intensidade de campo elétrico, com a unidade de volts por metro, V/m, ou como termos de intensidade de campo magnético, com a unidade de ampères por metro, A/m. As unidades de EMC para 1μV/m, 1mV/m, 1μA/m ou 1mA/m são dBμV/m, dBmV/m, dBμA/m ou dBmA/m. Um dos limites legais de campo elétrico irradiado é 100μV/m, o que é equivalente a 40dBμV/m. Assim, essas unidades podem ser calculadas como:

$$\text{dB}\mu\text{V/m} \equiv 20 \log_{10} \left(\frac{V/m}{1\mu\text{V}/m} \right) \quad (1.15)$$

$$\text{dB}\mu\text{A/m} \equiv 20 \log_{10} \left(\frac{A/m}{1\mu\text{A}/m} \right) \quad (1.16)$$

Também é importante saber como converter uma unidade dada em dB para o seu valor absoluto. Para fazer isto, utiliza-se a definição de um logaritmo de um número na base m:

$$\log_m A = n \quad (1.17)$$

Assim, sabe-se que:

$$m^n = A \quad (1.18)$$

Portanto, para converter um valor dado em dB para o seu valor absoluto, realiza-se a operação dada em (1.18). Por exemplo:

$$108 \text{ dB}\mu\text{V} = 20 \log_{10} \left(\frac{V}{10^{-6}} \right)$$

O valor absoluto de V é:

$$V = 10^{\frac{108 \text{ dB}\mu V}{20}} \times 10^{-6} = 0,2512V$$

As conversões mais comuns são:

$$\text{volts} = 10^{\frac{\text{dB}\mu V}{20}} \times 10^{-6} \quad (1.19)$$

$$\text{volts} = 10^{\frac{\text{dBmV}}{20}} \times 10^{-3} \quad (1.20)$$

$$\text{watts} = 10^{\frac{\text{dB}\mu W}{10}} \times 10^{-6} \quad (1.21)$$

$$\text{watts} = 10^{\frac{\text{dBm}}{10}} \times 10^{-3} \quad (1.22)$$

1.3 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 a quantidade de “poluição eletromagnética” que o equipamento gera/recebe. Para um equipamento ser vendido no Mercado Europeu, por exemplo, deve estar em conformidade com as suas normas, que estão em vigor desde 1996.

Por outro lado, as normas de EMC que os fabricantes impõem nos seus equipamentos são feitas para satisfazer o consumidor. Elas são impostas com o propósito

de garantir um equipamento confiável e de qualidade. Nos tempos atuais de globalização, manter uma boa reputação no mercado é de importância fundamental.

A norma brasileira que trata da Compatibilidade Eletromagnética é a NBR12304 – Limites e Métodos de Medição de Radio-Perturbação em Equipamentos de Tecnologia da Informática (ETI), editada em abril de 1992 [14]. Esta norma foi baseada na CISPR22 [1] que será abordada mais adiante neste texto.

Com a disponibilidade de transportes e comunicações globais, o mercado de hoje envolve o mundo todo. Consequentemente, 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 vendidos nos Estados Unidos e aquelas impostas em equipamentos vendidos no Mercado Comum Europeu. Além disso, as normas de cada país são subdivididas em normas para uso comercial e 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.

1.3.1 Normas para Equipamentos nos Estados Unidos

Nos Estados Unidos, a Comissão Federal para Comunicações (*Federal Communications Commission – FCC*) é a encarregada da normalização das comunicações via rádio e via cabo. Uma parte importante desta responsabilidade é o controle da interferência oriunda das comunicações via rádio e cabo. A Parte 15 [1] se aplica a equipamentos de rádio-freqüência e será tratada especialmente aqui. A faixa de freqüências definida pela FCC como de “rádio-freqüência” vai de 9kHz a 3GHz [28]. Um equipamento de rádio-freqüência é qualquer equipamento que seja capaz de emitir energia de rádio-freqüência por irradiação, condução ou outros meios, seja intencionalmente ou não. O propósito da Parte 15 é controlar a interferência desses emissores. Alguns exemplos de equipamentos que produzem interferência são: motores CC nos quais o arco elétrico nas escovas gera um conteúdo harmônico elevado, fontes chaveadas, transformadores eletrônicos, equipamentos utilizando semicondutores como interruptores, etc.

Em 1979, a FCC publicou sob a Parte 15, uma norma que teve um impacto considerável na comunidade da engenharia elétrica e na indústria eletrônica. Com a crescente proliferação de computadores digitais e outros dispositivos eletrônicos, a FCC percebeu que era necessário impor alguns limites nas emissões eletromagnéticas desses equipamentos para minimizar o seu potencial de interferir nas comunicações via rádio e via cabo. Interferências desse tipo começaram a surgir com regularidade, resultando na publicação da norma, que tem força de lei.

A FCC divide os equipamentos em Classes A e B. Os equipamentos da Classe A são aqueles destinados a uso industrial ou comercial. Os equipamentos da Classe B são destinados a uso residencial. Os limites da Classe B são mais restritivos do que os limites da Classe A, com a suposição de que a interferência por condução de um equipamento no meio industrial pode ser mais facilmente corrigida do que no ambiente residencial, onde a fonte de interferência e o equipamento susceptível estão mais próximos.

Os limites da FCC abrangem as emissões por condução e irradiadas. As emissões por condução são aquelas correntes que passam pelo cabo de alimentação da unidade e vão para a rede de alimentação comercial, de onde podem se irradiar mais facilmente devido ao tamanho maior da “antena” e assim causar interferência em outros equipamentos. A faixa de frequência das emissões por condução definida pela FCC vai de 450kHz a 30MHz. A conformidade com a norma é verificada pela inserção de uma Rede de Estabilização de Impedância de Linha (*Line Impedance Stabilization Network – LISN*) entre o cabo de alimentação e a rede. Embora a emissão a ser controlada seja a da corrente saindo do cabo de alimentação, os limites são dados em volts, visto que a LISN mede uma tensão que é diretamente proporcional à corrente de interferência.

As emissões irradiadas abrangem os campos elétricos e magnéticos irradiados pelo equipamento que possam ser recebidos por outros equipamentos eletrônicos, causando interferência. A FCC, assim como outras agências, requer somente a medição do campo elétrico irradiado [1] e os limites da norma são dados em termos de dB μ V/m. A faixa de frequências para as emissões irradiadas começa em 30MHz e se estende até 40GHz. A conformidade com a norma é verificada medindo-se os campos elétricos irradiados pelo equipamento em uma câmara semi-anecóica ou em um campo aberto de testes. As emissões irradiadas devem ser medidas com a antena de medição nas polarizações horizontal e vertical, com respeito ao plano de terra do local de teste.

Os limites de emissão são dados na Tabela 1.1 para os equipamentos de Classe B e na Tabela 1.2 para os equipamentos de Classe A.

Emissões Irradiadas (3m)		
Frequência (MHz)	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu\text{V/m}$
30 – 88	100	40
88 – 216	150	43,5
216 – 960	200	46
> 960	500	54
Emissões Por Condução		
Frequência (MHz)	μV	$\text{dB}\mu\text{V}$
0,45 – 30	250	48

*Tabela 1.1 – Limites da FCC – Parte 15
para Equipamentos de Classe B.*

Emissões Irradiadas (10m)		
Frequência (MHz)	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu\text{V/m}$
30 – 88	90	39
88 – 216	150	43,5
216 – 960	210	46
> 960	300	49,5
Emissões por Condução		
Frequência (MHz)	μV	$\text{dB}\mu\text{V}$
0,45 – 1,705	1000	60
1,705 – 30	3000	69,5

*Tabela 1.2 – Limites da FCC – Parte 15
para Equipamentos de Classe A.*

Representam-se graficamente os limites das emissões por condução referente à classe B na Fig. 1.4, e os referentes à classe A na Fig. 1.5. Podem-se visualizar também os limites das emissões irradiadas para ambas as classes, respectivamente na Fig. 1.6 e na Fig. 1.7.

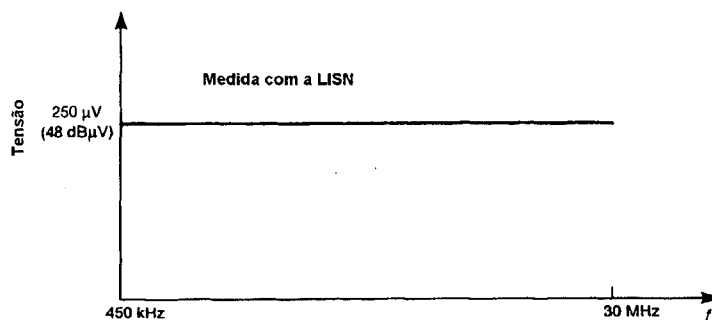


Fig. 1.4 – Limites de emissões por condução da FCC – Parte 15 para equipamentos de Classe B.

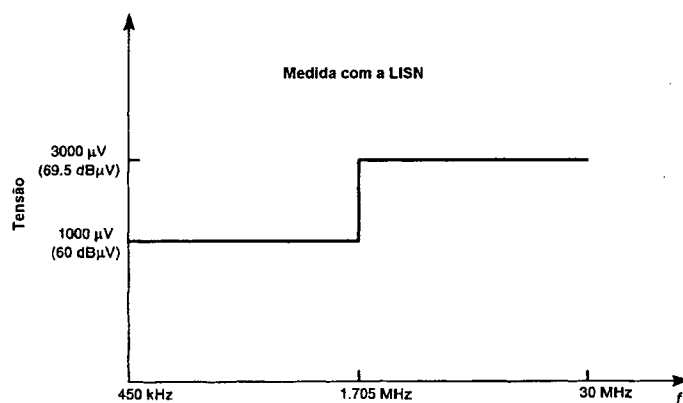


Fig. 1.5 – Limites de emissões por condução da FCC – Parte 15 para equipamentos de Classe A.

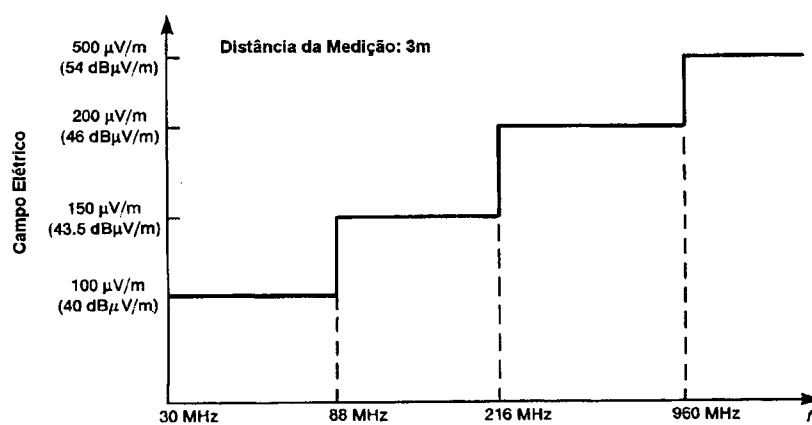


Fig. 1.6 – Limites de emissão irradiada da FCC – Parte 15 para equipamentos de Classe B.

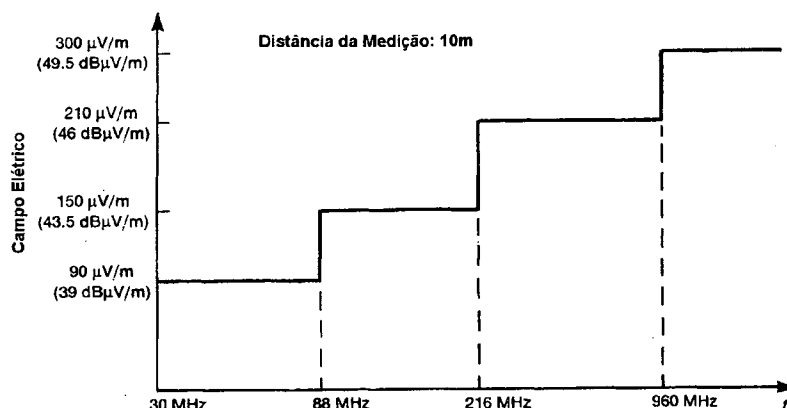


Fig. 1.7 – Limites de emissão irradiada da FCC – Parte 15 para equipamentos de Classe A.

1.3.2 Normas Internacionais

No passado, cada país tinha as suas próprias normas de EMC e os equipamentos a serem vendidos na Alemanha, por exemplo, deviam estar em conformidade com as normas da VDE (*Verband Deutscher Elektrotechniker*). As linhas gerais desta norma são bastante similares com a norma da FCC, mas as faixas de frequências e os níveis dos limites são diferentes. Atualmente há uma tendência à adoção de um padrão único para as normas internacionais de EMC. O primeiro candidato a norma internacional foi desenvolvido pelo Comitê Internacional Especial de Radiointerferência (*CISPR – Comité International Special des Perturbations Radioelectriques*), um órgão da Comissão Eletrotécnica Internacional (*IEC – International Electrotechnical Commission*), que por sua vez é uma agência responsável pela criação de padrões para facilitar o comércio entre os países. O CISPR não é uma agência normalizadora propriamente dita, mas frequentemente suas normas são adotadas por algum país, tomando então força de lei. Em 1985, o CISPR publicou um conjunto de padrões sobre emissões eletromagnéticas, conhecido como Publicação Número 22, englobando os equipamentos da tecnologia da informática (*ITE – Information Technology Equipment*), que incluem dispositivos digitais. Muitos países da Europa e do resto do mundo adotaram os padrões da CISPR 22 (ou alguma variação deles) como seus padrões nacionais, antecipando sua aceitação como norma internacional. A norma brasileira NBR 12304 também foi baseada na CISPR 22 [14].

O CISPR também adota a divisão dos equipamentos em duas Classes, A e B, sendo a Classe A para equipamentos de uso industrial e a Classe B para equipamentos de uso

residencial. Os limites para as emissões irradiadas para os equipamentos de Classe B são medidos a 10m de distância e são dados na Tabela 1.3.

Frequência (MHz)	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu\text{V/m}$
30 – 230	31,6	30
230 – 1000	70,8	37

Tabela 1.3 – Limites da CISPR 22 para emissões irradiadas em equipamentos de Classe B (10m).

Esses limites são mostrados graficamente na Fig. 1.8. Para efeito de comparação, exibem-se também os limites da FCC para a classe B, extrapolados para uma distância de medição de 10m. Pode-se verificar que os limites da CISPR 22 são mais restritivos que os da FCC na faixa de 88MHz a 230MHz; de 88MHz a 216MHz há uma diferença de 3dB, e de 216MHz a 230MHz, a diferença é de 5,5dB. Já entre 230MHz e 960MHz, os limites da FCC são mais restritivos, na ordem de 1,5dB.

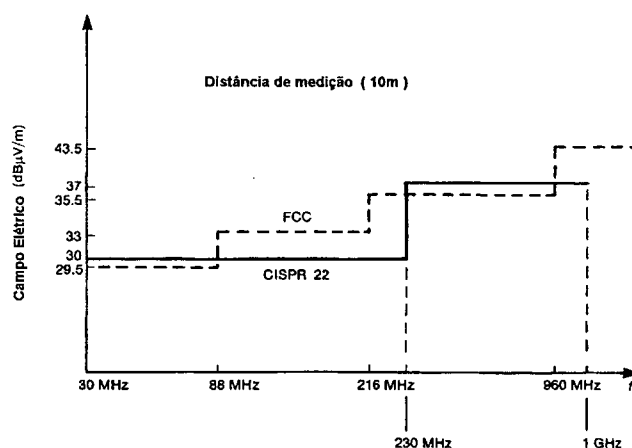


Fig. 1.8 – Limites das emissões irradiadas comparados aos limites da FCC, para Classe B.

Os limites para as emissões irradiadas pelos equipamentos de classe A estão listados na Tabela 1.4 e mostrados na Fig. 1.9. Os valores da Tabela 1.4 são os mesmos da Tabela 1.3, porém a distância de medição da emissão irradiada varia.

Frequência (MHz)	$\mu\text{V/m}$	$\text{dB}\mu\text{V/m}$
30 – 230	31,6	30
230 – 1000	70,8	37

Tabela 1.4 – Limites da CISPR 22 para emissões irradiadas em equipamentos de Classe A (30m).

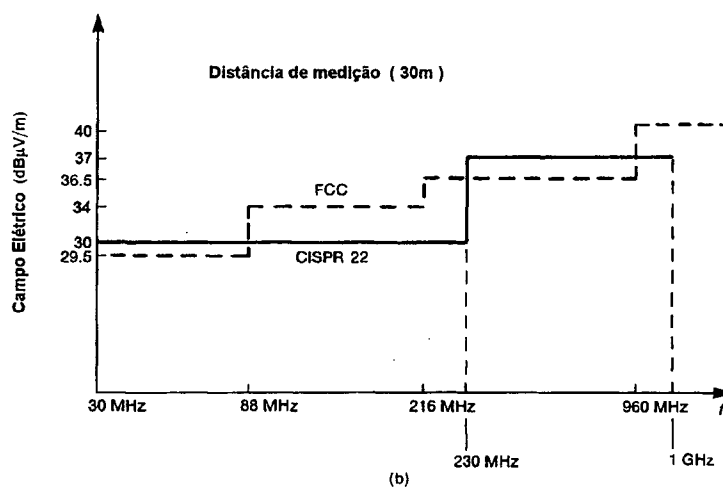


Fig. 1.9 – Limites das emissões irradiadas comparados aos limites da FCC, para Classe A.

Os limites da CISPR 22 e da FCC para emissões por condução são comparados na Fig. 1.10(a) e 1.10(b)

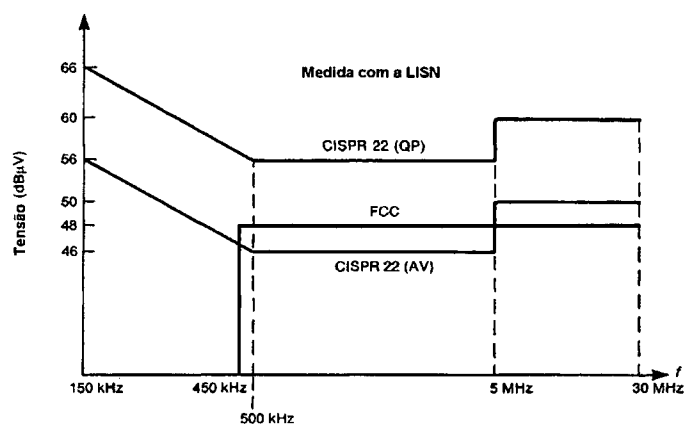


Fig. 1.10(a) – Limites da emissão por condução da CISPR 22 e FCC, para Classe B.

Frequência (MHz)	μV QP(AV)	$\text{dB}\mu\text{V}$ QP(AV)
0,15	8912,5 (1995)	79 (66)
0,5 – 30	4467 (1000)	73 (60)

Tabela 1.6 – Limites da CISPR 22 para emissões por condução em equipamentos de Classe A.

Essas tabelas mostram os valores dos limites quando o analisador de espectro ou *receiver* de EMC utiliza um detetor de **Quase-Pico (QP)** e quando o analisador usa o detetor de **Valor Médio (AV)**. Tanto os limites de emissão irradiada da FCC quanto os da CISPR 22 e os limites de emissão por condução da FCC utilizam um detetor de quase-pico.

A diretiva 89/336/EEC [29] da Comunidade Européia trata da Compatibilidade Eletromagnética e envolve o teste de componentes harmônicos de corrente e de *flicker*. Esta diretiva abrange todo equipamento conectado à rede de baixa tensão.

A primeira norma a cobrir as emissões de componentes harmônicos de corrente foi a IEC 555-2, que foi substituída pela denominação EN 60555-2. Após o dia 1 de janeiro de 2001 a norma que vai ser efetiva é a EN 61000-3-2. A aplicação desta norma consiste em medir os primeiros quarenta (40) componentes harmônicos da corrente de entrada do equipamento sob teste e verificar se as mesmas se encontram em conformidade com a norma.

A primeira norma a cobrir as emissões de *flicker* foi a IEC 555-3, que foi substituída pela denominação EN 60555-3. Após o dia 1 de janeiro de 2001, a norma que vai ser efetiva é a EN 61000-3-3. O teste de *flicker* mede a frequência com que o equipamento sob teste retira energia da rede. Equipamentos tipicamente problemáticos são: impressoras a laser, fornos de microondas, etc.

A compatibilidade eletromagnética tem requisitos de emissão e de imunidade. Para equipamentos de tecnologia da informática, as especificações relevantes são:

Norma	Relativa a
EN 55022	Emissões
EN 60555.2 [EN 61000-3-2]	Componentes Harmônicos
EN 60555.3 [EN 61000-3-3]	<i>Flicker</i>
EN 50082-1	Imunidade para indústria leve
EN 50082-2	Imunidade para indústria pesada

1.4 Emissões por Condução

O Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do INEP está equipado para fazer ensaios e verificar se as emissões por condução provenientes do equipamento sob teste estão ou não em conformidade com as normas. No entanto, não se dispõe ainda de um local adequado para os ensaios de emissões irradiadas. Por este motivo, no presente trabalho dá-se mais ênfase às emissões por condução.

Os ruídos conduzidos são o maior problema de EMC dos conversores estáticos. Basicamente, todo conversor estático retifica a tensão da rede por meio de uma ponte de diodos. Isto é uma fonte de interferência, pois no processo de retificação introduzem-se componentes harmônicos de corrente na rede. Além disso, cada fonte chaveada possui um oscilador de alta potência que além de possuir uma frequência fundamental com alta potência, também gera uma série de componentes harmônicos. Os circuitos de *flyback* e diodos de recuperação também são fontes geradoras de EMI. Um problema especial é a ligação mecânica dos transistores aos dissipadores, que gera um acoplamento capacitivo (capacitância parasita) ao dissipador com o retorno pelo condutor fase ou neutro [1].

A condução é basicamente o mecanismo pelo qual as emissões são geradas e conduzidas para fora de um equipamento ou sistema qualquer pelo cabo de alimentação. As agências normalizadoras impõem limites às emissões por condução justamente porque elas se propagam através da rede, podendo afetar outros sistemas nela conectados. O sistema de distribuição de energia é, de fato, uma grande “antena”, por meio da qual os ruídos conduzidos podem se irradiar. Assim, as emissões por condução podem criar

emissões irradiadas, que por sua vez causam interferência. Ordinariamente, a redução dessas emissões por condução é mais simples que a redução das emissões irradiadas porque só há um caminho para essas emissões, que deve ser controlado: o cabo de alimentação da unidade. Porém, é importante perceber que se um equipamento não está em conformidade com os limites de emissões por condução, a conformidade com os limites de irradiação não é viável. Por esse motivo, a prioridade maior recai sobre o controle das emissões por condução.

Cada vez mais, os fabricantes de equipamentos eletro-eletrônicos percebem que a conformidade com as normas de emissões por condução e irradiação não representa um projeto completo do ponto de vista da compatibilidade eletromagnética. Um equipamento deve ser razoavelmente insensível a distúrbios que estão presentes na rede de alimentação para garantir uma operação confiável. Por exemplo, relâmpagos que atingem as linhas de transmissão podem ocasionar distúrbios que variam desde uma perda completa de energia (que nenhum equipamento é obrigado a suportar) até uma perda momentânea de energia (que um equipamento deve suportar sem perda de dados de operação). As normas de emissão por condução se restringem a controlar o potencial de interferência das emissões irradiadas devido às correntes ruidosas que são injetadas na rede de alimentação comercial. Normalmente essas correntes ruidosas têm amplitude muito pequena para causar interferência direta quando injetada em um equipamento conectado na rede. Por outro lado, distúrbios tais como os induzidos por um raio são de magnitude suficiente para causar interferência pela injeção direta em um equipamento via cabo de alimentação. Este tipo de interferência representa um problema de susceptibilidade à condução, que os fabricantes devem levar em conta na etapa de projeto de seus equipamentos.

Uma solução para o problema da interferência por condução inclui a inserção de um filtro de linha de modos comum e diferencial na entrada, a diminuição do acoplamento parasita com os dissipadores e um projeto criterioso do *lay-out* do circuito impresso.

1.4.1 Medição das Emissões por Condução

É importante compreender o procedimento de medição utilizado para verificar a conformidade com as normas de emissão por condução. Conforme anteriormente citado, os limites da FCC para emissões por condução são 450kHz e 30MHz, e os limites da CISPR 22 são 150kHz e 30MHz [1]. As emissões medidas para a verificação da conformidade

com os limites devem ser medidas com uma **Rede de Estabilização de Impedância de Linha (Line Impedance Stabilization Network – LISN)** inserida entre a tomada e o cabo de alimentação do equipamento. As topologias ou estruturas dessas LISN's para os testes da FCC e da CISPR 22 são bem semelhantes e serão tratadas no item seguinte. Uma configuração típica de teste é ilustrada na figura 1.11.

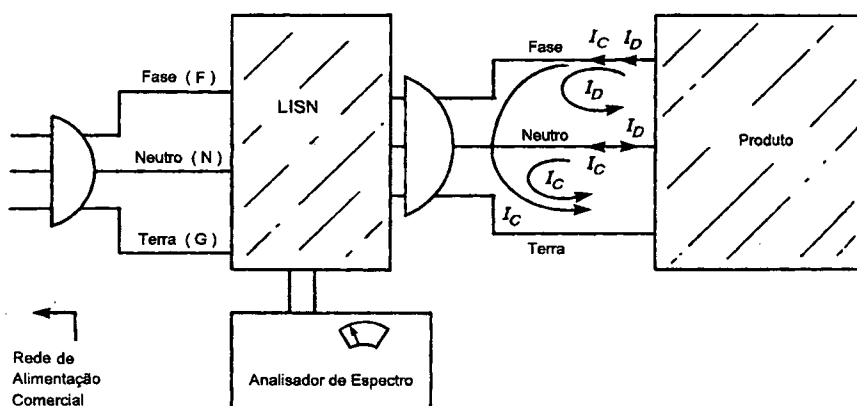


Fig. 1.11 – Uso de uma rede de estabilização de impedância de linha (LISN) na medição das emissões por condução.

Observa-se que a energia que alimenta o equipamento circula através da LISN. A ela está acoplado um analisador de espectro por meio do qual se analisam as emissões por condução.

1.4.2 A Rede de Estabilização de Impedância de Linha (LISN)

O propósito do teste de emissão por condução é medir as correntes ruidosas (harmônicos de corrente) que saem pelos condutores de alimentação do equipamento. À primeira vista, pode parecer que essas emissões poderiam simplesmente ser medidas com o uso de uma ponteira de corrente. De fato, a norma MIL-STD-461 (norma militar) [1] indica que as emissões por condução sejam medidas por uma ponteira de corrente. Por outro lado, a necessidade de que os dados medidos sejam correlacionáveis entre si nos locais de medida pode tornar este teste irreal. A impedância da rede de alimentação varia sensivelmente na faixa de frequência de medição, de tomada para tomada e de prédio para prédio. Esta variação na carga apresentada ao equipamento afeta a quantidade de ruído que circula pelo cabo de alimentação.

Para que as medidas de interferência sejam consistentes em todos os locais de medição, a impedância de alimentação percebida pelo equipamento deve ser estabilizada nos pontos de medida. Este é o primeiro objetivo da LISN – apresentar uma impedância constante para o cabo de alimentação do equipamento em toda a faixa de frequência do teste de emissão por condução.

O montante de ruído que está presente no sistema de alimentação também varia de local para local. Este ruído “externo” entra no cabo de alimentação e, a menos que seja de alguma maneira excluído, soma-se às emissões por condução medidas. Deseja-se medir somente as emissões por condução devidas ao equipamento, e esse é o segundo objetivo da LISN: bloquear as emissões por condução que não são oriundas do equipamento sendo testado. Portanto, os dois objetivos da LISN são:

Apresentar uma impedância constante ($50\ \Omega$) entre o condutor fase e o fio terra e entre o condutor neutro e o fio terra em toda a faixa de frequência de medição.

4. Fazer com que ruídos conduzidos oriundos do sistema de alimentação não contaminem a medição.

Esses dois critérios devem ser satisfeitos em toda a faixa de frequências das emissões por condução (450kHz – 30MHz para a FCC e 150kHz – 30MHz para a CISPR 22). Um critério sutil, mas não descrito, para a LISN é que ela deve ser capaz de deixar passar a energia de 60Hz (50Hz) requerida para a operação do equipamento.

A título de exemplo, a LISN especificada pela FCC para a medição de emissões por condução é mostrada na Fig. 1.12. O propósito dos capacitores de $1\mu\text{F}$ entre fase e terra e entre neutro e terra nos terminais de alimentação da LISN é repelir “ruídos externos” provenientes da rede de alimentação comercial e prevenir que este ruído circule pelo equipamento de medição e contamine a medida.

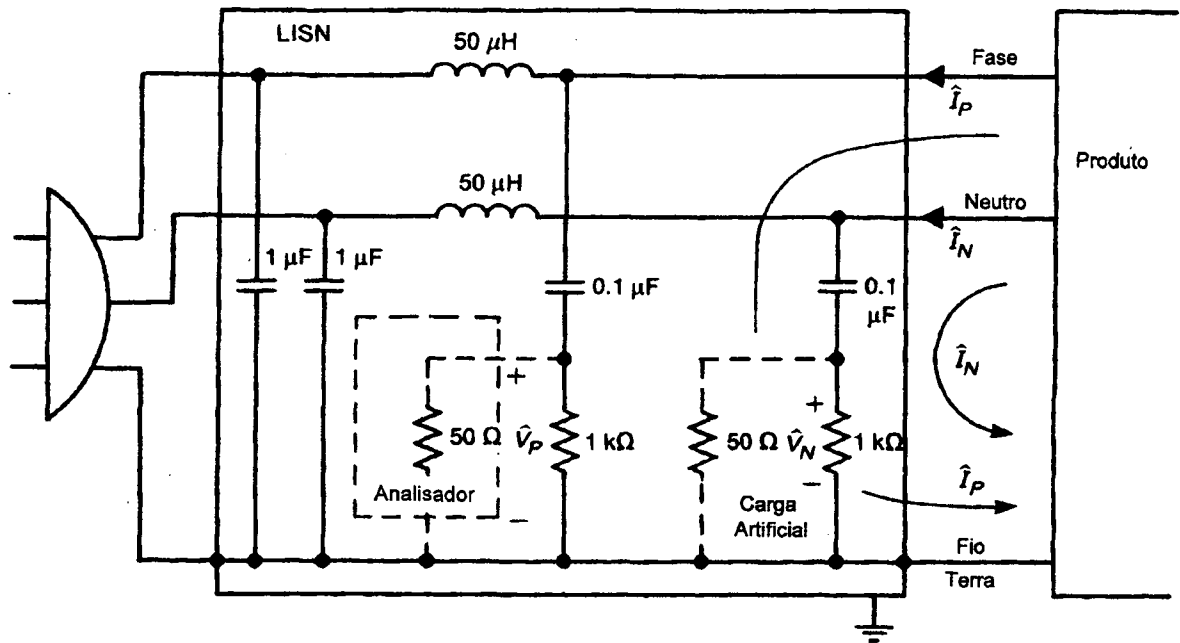


Fig. 1.12 – LISN especificada pela FCC.

Similarmente, o propósito dos indutores de $50\mu\text{H}$ é bloquear este ruído. O propósito do capacitor de $0,1\mu\text{F}$ é prevenir que qualquer sinal CC sobrecarregue a entrada do analisador de espectro. É interessante calcularem-se as impedâncias desses elementos no limite inferior de frequência, 450kHz , e no limite superior de frequência, 30MHz da norma da FCC. Elas são:

Elemento	$Z_{450\text{ kHz}}$	$Z_{30\text{ MHz}}$
$50\mu\text{H}$	$141,3\ \Omega$	$9420\ \Omega$
$0,1\mu\text{F}$	$3,54\ \Omega$	$0,053\Omega$
$1\mu\text{F}$	$0,354\ \Omega$	$0,0053\Omega$

Desse modo, os capacitores são essencialmente curtos-circuitos na faixa de frequência de medição e o indutor apresenta uma alta impedância. Os resistores de $1\text{k}\Omega$ agem como caminhos para descarregar os capacitores de $0,1\mu\text{F}$ quando os resistores de 50Ω são removidos.

Uma dessas resistências de 50Ω representa a impedância de entrada do receptor de teste (analisador de espectro), enquanto a outra é uma carga artificial de 50Ω que garante que as impedâncias entre os condutores fase e fio terra e os condutores neutro e fio terra

fique sempre em torno de 50Ω . As tensões medidas, denotadas por $\hat{V}_P$ e $\hat{V}_N$, são medidas entre o condutor fase e o fio terra e entre o condutor neutro e o fio terra. Tanto a tensão de fase quanto a de neutro devem ser medidas em toda a faixa de frequências do limite de emissão por condução, devendo permanecer abaixo do limite especificado em cada frequência particular. Pode-se perceber por que os limites de emissões por condução são especificados em termos de tensões quando, de fato, se está interessado em correntes.

A corrente de fase, $\hat{I}_P$, e a corrente de neutro, $\hat{I}_N$, estão relacionadas com as tensões medidas por:

$$\hat{V}_P = 50 \cdot \hat{I}_P \quad (1.23a)$$

$$\hat{V}_N = 50 \cdot \hat{I}_N \quad (1.23b)$$

Os capacitores (indutores) da LISN são essencialmente curtos-circuitos (circuitos abertos) em todo o espectro de frequência do teste de emissão por condução. Portanto o circuito equivalente da LISN consiste de resistores de 50Ω entre fase e terra e entre neutro e terra, como mostra a Fig. 1.13a.

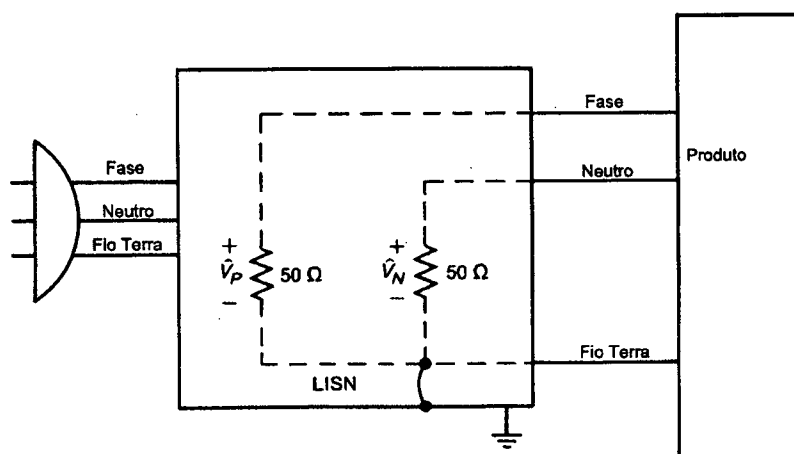
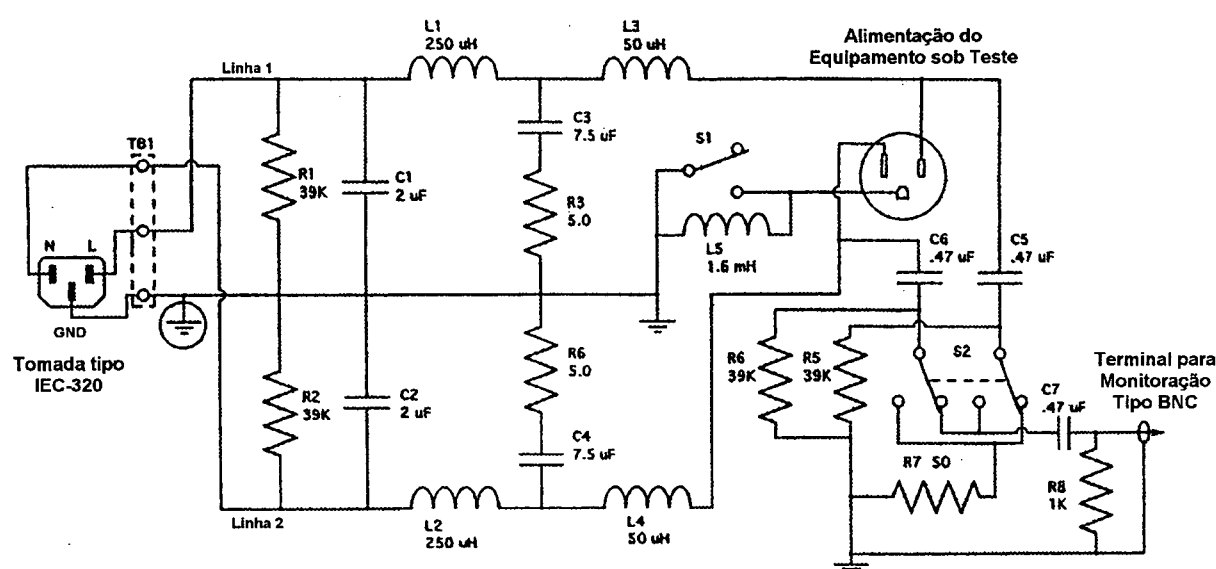


Fig. 1.13a – Circuito equivalente da LISN percebido pelo equipamento na faixa de frequência de medição.

Na frequência da rede (60Hz), a impedância dos indutores é de apenas $18,8m\Omega$, e os capacitores de $0,1\mu F$ e de $1\mu F$ apresentam, respectivamente, impedâncias de $26,5k\Omega$ e

2,7k Ω . Conclui-se que na frequência da rede a LISN não representa nenhum obstáculo à transferência de energia para o equipamento.

Como a faixa de frequências das emissões por condução na norma CISPR 22 é diferente daquela da FCC (150kHz – 30MHz), os capacitores e indutores da LISN devem ter valores diferentes para que suas impedâncias se comportem de modo desejado. Isso requer uma topologia um pouco mais complexa. Um diagrama esquemático da LISN utilizada nos testes do Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do INEP está na Fig. 1.13b.



Observações:

1. Valores de resistência dados em Ohms
2. Chave de seleção do "Ground Choke" (S1) mostrada na posição "IN"
3. Chave de monitoração de linha (S2) mostrada na posição "L2-NTL"
4. Conector de solda tipo NEMA

Fig. 1.13b – Diagrama esquemático da Rede de Estabilização de Impedância de Linha Modelo 3810/2, de acordo com as normas CISPR 22 (NBR12304) e VDE 0871.

Qualquer corrente que circule pelo cabo de alimentação do equipamento, com frequência dentro do espectro de medição, é medida pela LISN, podendo contribuir para que o equipamento não esteja em conformidade com a norma. Um exemplo comum é a existência de componentes harmônicos de frequência de oscilador. Supondo-se que o oscilador de um sistema eletrônico seja de 10MHz, a LISN poderá perceber sinais de 10MHz, 20MHz e 30MHz.

1.4.3 Correntes de Modo Comum e de Modo Diferencial

Representa-se a LISN como resistores de 50Ω entre o condutor fase e o fio terra e entre o condutor neutro e o fio terra, como mostra a figura 1.13a, que simplifica a análise das emissões por condução. As tensões a serem medidas para verificar a conformidade com as normas são as tensões nesses resistores de 50Ω , denotadas por $\hat{V}_P$ e $\hat{V}_N$. Essas tensões são relacionadas às correntes de emissão via lei de Ohm de acordo com (1.23). Podem-se decompor essas correntes em um componente de modo diferencial que sai do condutor fase e retorna pelo condutor neutro, e um componente de modo comum que sai dos condutores fase e neutro e retorna pelo fio terra, como mostra a figura 1.14:

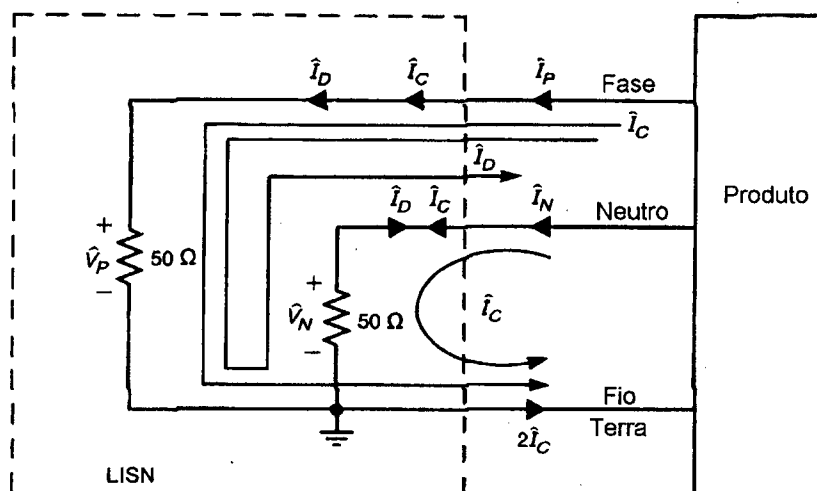


Fig. 1.14 – Contribuições dos componentes de modos diferencial e comum na medição das emissões por condução.

Tem-se:

$$\hat{I}_P = \hat{I}_C + \hat{I}_D \quad (1.24a)$$

$$\hat{I}_N = \hat{I}_C - \hat{I}_D \quad (1.24b)$$

Resolvendo, obtém-se:

$$\hat{I}_D = \frac{1}{2} \cdot (\hat{I}_P - \hat{I}_N) \quad (1.25a)$$

$$\hat{I}_C = \frac{1}{2} \cdot (\hat{I}_P + \hat{I}_N) \quad (1.25b)$$

As tensões medidas são:

$$\hat{V}_P = 50 \cdot (\hat{I}_C + \hat{I}_D) \quad (1.26a)$$

$$\hat{V}_N = 50 \cdot (\hat{I}_C - \hat{I}_D) \quad (1.26b)$$

É importante lembrar que as correntes de modo diferencial originadas das emissões por condução não são as correntes de linha de 60Hz.

Observa-se que a corrente de modo diferencial circula em sentidos opostos nos resistores, enquanto a corrente de modo comum circula no mesmo sentido. As contribuições devidas a cada corrente se somam em $\hat{V}_P$ e se subtraem em $\hat{V}_N$. Portanto, se as correntes de modos comum e diferencial são da mesma magnitude, as tensões medidas nos condutores fase e neutro não são as mesmas. Geralmente, um componente domina o outro, de modo que as magnitudes das tensões medidas nos condutores fase e neutro são as mesmas:

$$\hat{V}_P = 50 \cdot \hat{I}_C, \quad \hat{I}_C \gg \hat{I}_D \quad (1.27a)$$

$$\hat{V}_N = 50 \cdot \hat{I}_C, \quad \hat{I}_C \gg \hat{I}_D \quad (1.27b)$$

ou

$$\hat{V}_P = 50 \cdot \hat{I}_D, \quad \hat{I}_D \gg \hat{I}_C \quad (1.28a)$$

$$\hat{V}_N = -50 \cdot \hat{I}_D, \quad \hat{I}_D \gg \hat{I}_C \quad (1.28b)$$

Teoricamente, todos os equipamentos contêm o filtro da fonte de alimentação como último circuito, por onde as correntes ruidosas passam antes de deixar o equipamento pelo cabo de alimentação para então circular pela LISN. Os filtros das fontes de alimentação contêm elementos projetados para reduzir tanto as correntes de modo diferencial quanto as de modo comum. A decomposição das correntes totais em componentes de modo comum e

modo diferencial, juntamente com a noção de que cada elemento do filtro da fonte de alimentação afeta um e somente um desses componentes, que é a chave para projetar filtros de fontes de alimentação efetivos na redução das emissões por condução, que possibilitam colocar-se o equipamento em conformidade com as normas.

Dois métodos comuns para se bloquear o caminho das correntes de modo comum são mostrados na Fig. 1.15.

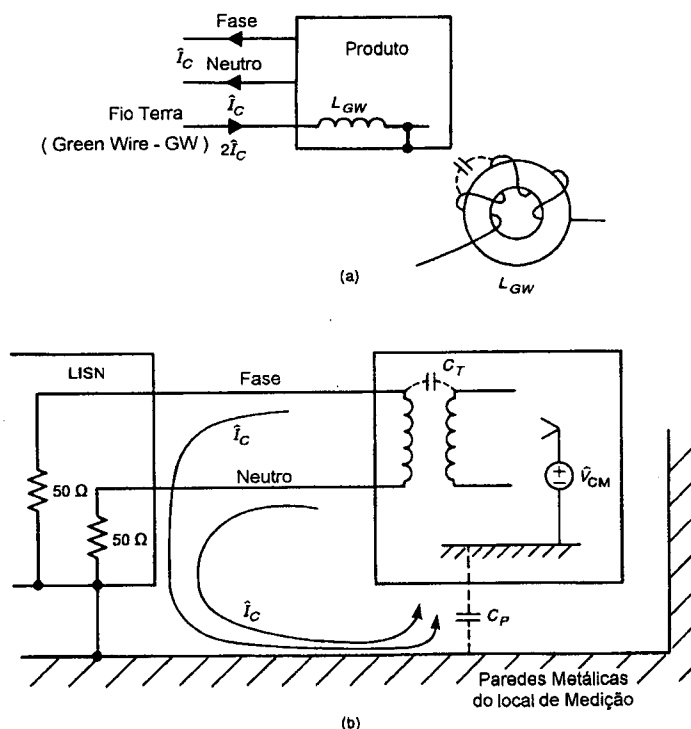


Fig. 1.15 – Métodos de redução da contribuição de modo comum para as emissões por condução: (a) Indutor do fio terra; (b) Equipamento de dois fios.

Em muitos sistemas eletrônicos, um indutor é colocado no fio terra logo na entrada do equipamento, como mostra a Fig. 1.15(a). Esse indutor apresenta uma alta impedância para as correntes de modo comum que estão na faixa de frequências dos limites de emissão por condução. Por razões de segurança, é indesejável soldar fisicamente um indutor no fio terra. Isto porque a junta da solda pode se tornar defeituosa, abrindo o fio terra e expondo o usuário a um perigo potencial de choque. Para prevenir isto, o indutor é construído enrolando-se várias espiras do fio terra ao redor de um toróide de ferrite (que tem características recomendáveis na faixa de frequências de interesse). Valores típicos desta indutância do fio terra são da ordem de 0,5mH, que tem uma impedância de aproximadamente 1400Ω no limite mais baixo da norma da FCC (450kHz). Poder-se-ia esperar que esta impedância aumentasse no limite superior de 30MHz, mas isso não é

necessariamente verdadeiro, pois as capacitâncias parasitas entre os enrolamentos do toróide causam uma deterioração de seu desempenho em altas frequências.

Uma outra técnica para bloquear o caminho das correntes de modo comum é construir “equipamentos de dois fios”, nos quais somente dois fios são utilizados na alimentação – o condutor terra não é utilizado. Um equipamento de dois fios tem um perigo de choque inerente porque o neutro do sistema de distribuição está no potencial de terra e o condutor fase está polarizado em relação à terra. Não se deve ligar o fio neutro ao chassi do equipamento, pois não se sabe se o usuário conectará o plugue na posição correta na tomada. Se o usuário ligasse os terminais invertidos, o chassi ficaria polarizado em relação à terra, incorrendo em sério risco de choque elétrico. Os projetistas contornam esse problema colocando um transformador de 60Hz na entrada do equipamento, como mostra a Fig. 1.15(b). O chassi pode ser ligado ao secundário do transformador, não estando portanto diretamente conectado aos condutores fase ou neutro. A eliminação do fio terra neste tipo de equipamento frequentemente é vista como uma solução para eliminar as correntes de modo comum. Isso não é necessariamente verdadeiro, pelas razões ilustradas na Fig. 1.15(b). As capacitâncias parasitas entre o chassi do equipamento e as paredes metálicas do local de medição (C_p) se comportam como um caminho alternativo para as correntes de modo comum. Qualquer tensão de modo comum entre a parte eletrônica do equipamento e o seu chassi tende a fazer com que essas correntes sigam este caminho. Além disso, existem capacitâncias parasitas entre os enrolamentos primário e secundário do transformador (C_T).

1.4.4 Filtros de Supressão de EMI por Condução

Hoje em dia, praticamente não há equipamentos eletrônicos que estejam em conformidade com a norma de emissões por condução sem o uso de algum tipo de filtro inserido onde o cabo de alimentação deixa o equipamento. Alguns equipamentos parecem não conter um filtro quando este, de fato, existe. Um exemplo é o uso de um transformador de 60Hz na entrada de um equipamento de “dois fios” ou quando uma fonte de alimentação linear é utilizada. Os transformadores propriamente projetados podem funcionar como um bom filtro, tornando desnecessária a inclusão de outro tipo de filtro “intencional”.

Os filtros estão presentes em todos os ramos da engenharia elétrica, tais como comunicações, processamento de sinais e controle automático, havendo, pois, muita informação disponível sobre como os projetar. Deve-se ter em mente que os filtros de fontes de alimentação projetados para reduzir as emissões por condução raramente são dimensionados usando-se as técnicas de projeto tradicionais. Apesar disso, uma discussão sobre os princípios clássicos serve como elucidação de alguns pontos comuns a todos os filtros.

Os filtros são tipicamente caracterizados pela sua **Perda de Inserção (*Insertion Loss* – *IL*)**, normalmente expressa em dB. Considere-se o problema de fornecer um sinal para uma carga como mostra a Fig. 1.16(a). Um filtro é inserido entre a fonte e a carga para prevenir que certos componentes de frequência da fonte atinjam a carga, como mostra a Fig. 1.16(b).

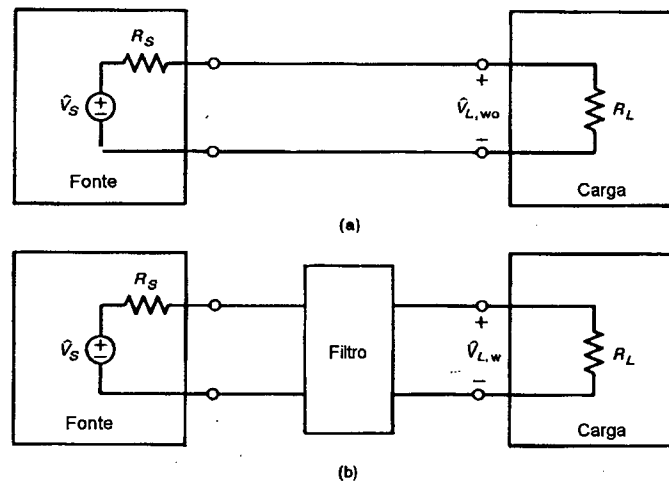


Fig. 1.16 – Definição da perda de inserção de um filtro:
 (a) tensão medida na carga sem o filtro; (b) tensão medida na carga com o filtro.

A tensão da carga sem o filtro inserido é denominada $\hat{V}_{L,wo}$ e com o filtro, é denominada de $\hat{V}_{L,w}$. A perda de inserção é definida como:

$$IL_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{L,wo}}{P_{L,w}} \right) \quad (1.29)$$

$$IL_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_{L,wo}^2}{R_L} \cdot \frac{R_L}{V_{L,w}^2} \right)$$

$$IL_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_{L,wo}}{V_{L,w}} \right)$$

As tensões nesta expressão estão em módulo. A perda de inserção mostra a redução da tensão na carga, na frequência de interesse, devido à inserção do filtro. Tipicamente, a perda de inserção é apresentada como uma função da frequência.

Algumas topologias clássicas de filtros são apresentadas na Fig. 1.17.

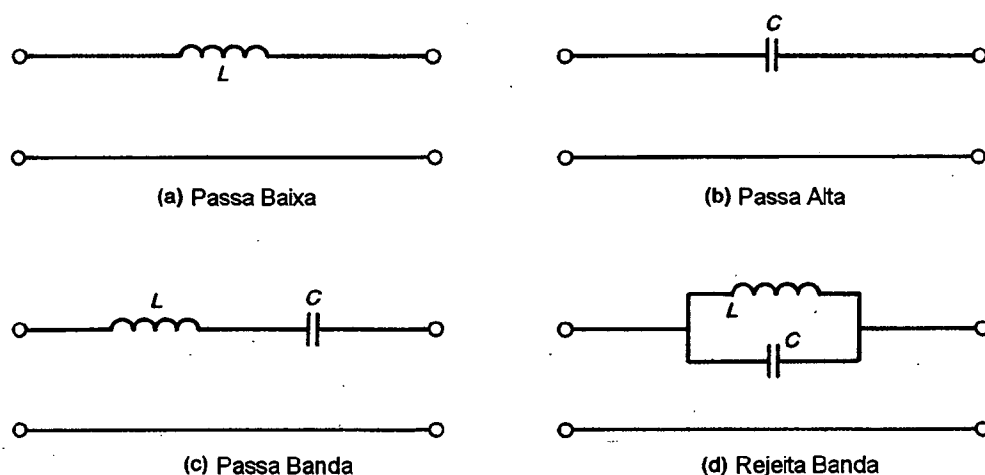


Fig. 1.17 – Diagramas esquemáticos de quatro topologias básicas de filtros.

Determina-se a perda de inserção do filtro passa-baixa simples da Fig. 1.17(a) para ilustrar como se calcula a perda de inserção. A tensão na carga sem o filtro é:

$$V_{L,wo} = \frac{R_L}{R_s + R_L} \cdot V_s \quad (1.30)$$

A tensão na carga com o filtro inserido é:

$$V_{L,w} = \frac{R_L}{R_s + j \cdot \omega \cdot L + R_L} \cdot V_s$$

$$V_{L,w} = \frac{R_L}{R_L + R_S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j \cdot \omega \cdot L}{R_S + R_L}} \cdot V_S \quad (1.31)$$

A perda de inserção é a razão entre (1.30) e (1.31):

$$\begin{aligned} IL &= 20 \cdot \log_{10} \left| 1 + \frac{j \cdot \omega \cdot L}{R_S + R_L} \right| \\ IL &= 20 \cdot \log_{10} \left[\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau)^2} \right] \\ IL &= 10 \cdot \log_{10} \left[1 + (\omega \cdot \tau)^2 \right] \end{aligned} \quad (1.32)$$

sendo

$$\tau = \frac{L}{R_S + R_L} \quad (1.33)$$

a constante de tempo do circuito. Um diagrama da perda de inserção mostraria 0dB desde o ponto de frequência zero (CC) até o ponto de 3dB ($\omega_{3dB} = 1/\tau$) e um crescimento a uma taxa de 20 dB/década acima deste ponto. Para frequências acima do ponto de 3dB a perda de inserção se simplifica para:

$$\begin{aligned} IL &\cong 10 \cdot \log_{10} ((\omega \cdot \tau)^2), & \omega >> \tau \\ IL &\cong 20 \cdot \log_{10} \omega \cdot \tau \\ IL &\cong 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\omega \cdot L}{R_S + R_L} \right) \end{aligned} \quad (1.34)$$

Os outros filtros são analisados de maneira similar.

O exemplo acima ilustrou um ponto importante: a perda de inserção de um filtro em particular depende das impedâncias da fonte e da carga e, portanto, não pode ser expressa independentemente das impedâncias dos terminais. A maioria dos fabricantes de filtros fornecem diagramas de resposta em frequência da perda de inserção de um filtro em particular. Sabe-se que a perda de inserção de um filtro é dependente das impedâncias da

fonte e da carga; mas que valores de impedância são usados nessas especificações? Assume-se que $R_S = R_L = 50\Omega$. A “impedância da carga” corresponde às impedâncias de 50Ω da LISN entre fase e fio terra e entre neutro e fio terra. A “impedância da fonte R_S ” é desconhecida, já que esta é a impedância da fonte sob a perspectiva dos terminais de alimentação do produto. É duvidoso que ela seja de 50Ω e que além disso se mantenha constante na faixa de frequências do teste de emissão por condução. Assim, o cálculo do desempenho do filtro com base nos dados de perda de inserção fornecidos pelo fabricante poderá não oferecer resultados realísticos. Deve-se, portanto, avaliar as impedâncias existentes na entrada e na saída do filtro.

Além disso, são duas as correntes que devem ser reduzidas: a de modo comum e a de modo diferencial. Os fabricantes de filtros normalmente fornecem dados de perda de inserção separados para essas correntes. Esses dados são obtidos como mostra a Fig. 1.18.

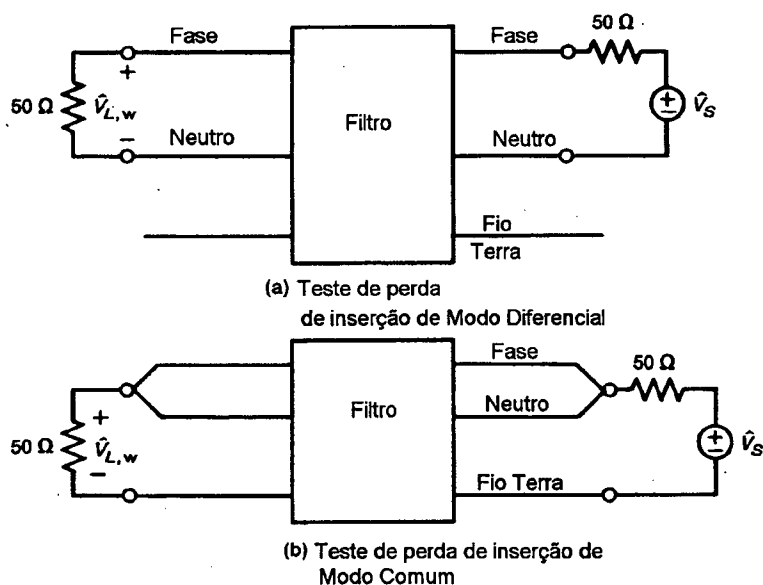


Fig. 1.18 – Testes de perda de inserção.

Para a medição da perda de inserção de modo diferencial, os terminais do fio terra são desconectados e os fios fase e neutro formam o circuito a ser testado, como mostra a Fig. 1.18(a), já que a corrente de modo diferencial, por definição, circula pelo fio fase com retorno pelo neutro e nenhuma corrente de modo diferencial retorna pelo fio terra. Para o teste de modo comum, os fios fase e neutro são curto-circuitados e formam o circuito de teste juntamente com o fio terra, conforme mostrado na Fig. 1.18(b). Mais uma vez, assume-se que as impedâncias da fonte e da carga para cada teste são de 50Ω .

A topologia mais comum de filtro de fonte de alimentação é uma versão da topologia de filtro genérica mostrada na Fig. 1.19.

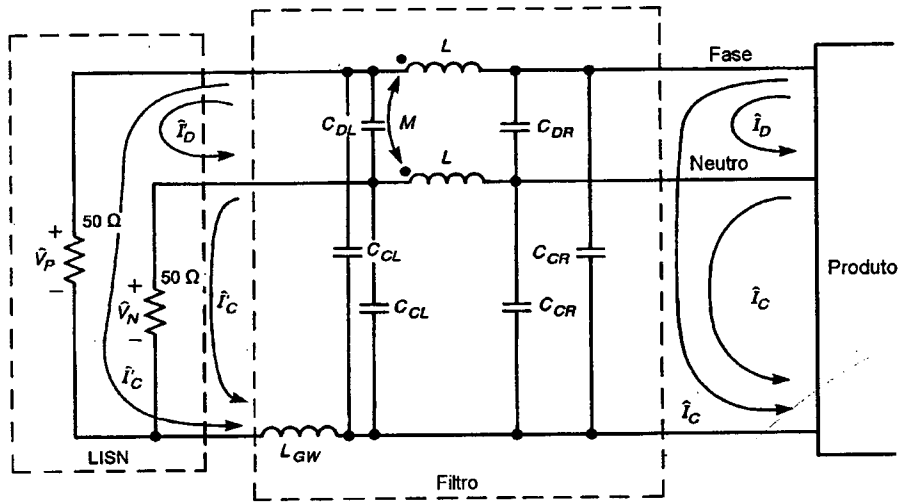


Fig. 1.19 – Topologia genérica de filtro para fonte de alimentação.

As correntes de modos diferencial e comum na entrada do equipamento sob teste são denominadas de $\hat{I}_D$ e $\hat{I}_C$, enquanto as correntes na saída da LISN (na entrada do filtro) são denotadas pelo símbolo (') como $\hat{I}_D'$ e $\hat{I}_C'$.

O objetivo do filtro é reduzir os níveis de $\hat{I}_D$ e $\hat{I}_C$ para os níveis de $\hat{I}_D'$ e $\hat{I}_C'$, de tal modo que se meçam $\hat{V}_P$ e $\hat{V}_N$ [equações (1.35a) e (1.35b)] abaixo do limite de emissão por condução em todas as frequências de interesse.

$$\hat{V}_P = 50 \cdot (\hat{I}_C' + \hat{I}_D') \quad (1.35a)$$

$$\hat{V}_N = 50 \cdot (\hat{I}_C' - \hat{I}_D') \quad (1.35b)$$

O indutor L_{GW} é incluído no fio terra entre a entrada do filtro e a saída da LISN para bloquear as correntes de modo comum. Os capacitores C_{DL} e C_{DR} são incluídos entre os condutores fase e neutro para desviar as correntes de modo diferencial. Esses capacitores são denominados de **capacitores de linha a linha**. Os capacitores com propriedades de

isolamento aprovadas pelas agências normativas e que são recomendáveis para uso como capacitores de linha a linha são denominados de “Capacitores X”. Os subscritos L e R denotam “esquerda” e “direita”, respectivamente com respeito ao lado do filtro onde eles são colocados. Os capacitores C_{CL} e C_{CR} são incluídos entre o condutor fase e o fio terra e entre o condutor neutro e o fio terra para desviar as correntes de modo comum. Esses capacitores são denominados de **capacitores de linha a terra**. Os capacitores recomendáveis para uso como capacitores de linha a terra são denominados de “Capacitores Y”. Empregam-se capacitores diferentes para essas tarefas por razões de segurança. Se um dos capacitores Y, linha a terra, entrar em curto-circuito e estiver conectado ao condutor fase, uma tensão de 220V (ou 120V) será aplicada ao fio terra, que usualmente é conectado ao gabinete do produto, o que apresenta um risco de choque. As agências normativas, tais como a *Underwriters Laboratory – UL* nos Estados Unidos, especificam a corrente de fuga máxima que pode circular pelos capacitores de linha a terra em 60Hz, para minimizar perigos de choque elétrico. Dependendo da especificação da UL, pode-se ter uma corrente de fuga máxima da ordem de 1mA em 60Hz. Assumindo-se esse limite, para uma tensão de 120V, a capacitância máxima de linha a terra é:

$$C_C < \frac{\frac{1}{2} \times 1 \times 10^{-3}}{120 \times 2\pi \times 60} = 5526 pF$$

Especifica-se que cada capacitor possa absorver no máximo metade da corrente de fuga total. Alguns filtros incluem somente os capacitores à esquerda ou à direita; alguns incluem ambos. Outros filtros podem, por exemplo, incluir somente C_{DL} e C_{CR} e omitir C_{DR} e C_{CL} . Os valores típicos desses capacitores são $C_D \cong 0.047 \mu F$ e $C_C \cong 2200 pF$. Observa-se que os capacitores de linha a terra à esquerda, C_{CL} , estão em paralelo com os resistores de 50Ω da LISN. Portanto, se suas impedâncias na frequência de interesse não forem significativamente mais baixas do que 50Ω , esses capacitores não serão efetivos em desviar a corrente de modo comum. Para julgar se os capacitores de linha a terra à esquerda serão efetivos, calcula-se a sua impedância para valores típicos de $C_{CL} \cong 2200 pF$. Se a impedância desses capacitores se igualar a 50Ω na frequência de 1,45MHz, então os capacitores C_{CL} serão efetivos em desviar as correntes de modo comum dos resistores de 50Ω da LISN somente acima desta frequência.

Como elemento final, normalmente inclui-se um **indutor de modo comum** (*common mode choke*) representado pelos indutores acoplados. As indutâncias próprias de cada enrolamento são representadas por L e a indutância mútua é representada por M . Geralmente, esse elemento consiste em dois enrolamentos idênticos em um núcleo de ferrite comum a ambos (que tem características adequadas na faixa de frequência das emissões por condução), e por isso se assemelha a um transformador, como mostra a Fig. 1.20(a).

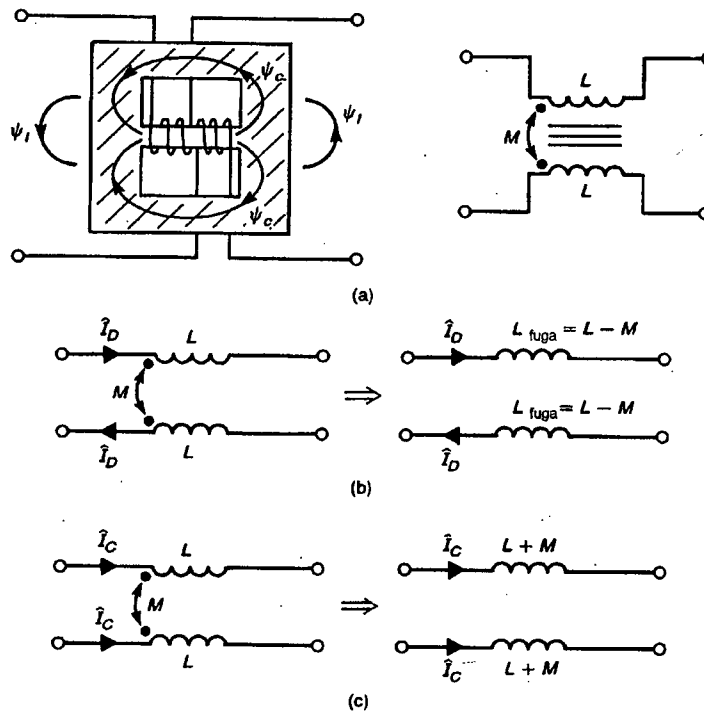


Fig. 1.20 – Indutor de modo comum para bloquear emissões por condução:

- (a) construção física e circuito equivalente;
- (b) circuito equivalente para correntes de modo diferencial;
- (c) circuito equivalente para correntes de modo comum.

Devido aos enrolamentos serem idênticos e enrolados firmemente no mesmo núcleo, a indutância mútua é aproximadamente igual à indutância própria, $L \cong M$, e o coeficiente de acoplamento é próximo da unidade:

$$\hat{V}_P = 50 \cdot \left(\hat{I}_C + \hat{I}_D \right) \quad (1.36a)$$

$$\hat{V}_N = 50 \cdot \left(\hat{I}_C - \hat{I}_D \right) \quad (1.36b)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (1.37)$$

$$k \cong \frac{M}{L}$$

$$k \cong 1$$

O propósito do indutor de modo comum é bloquear as correntes de modo comum. Idealmente, esse indutor não afeta as correntes de modo diferencial. Considerem-se apenas correntes de modo diferencial circulando pelo indutor, como mostra a Fig. 1.20(b). A queda de tensão em um lado do indutor é:

$$\begin{aligned} \hat{V} &= j\omega L \hat{I}_D - j\omega M \hat{I}_D \\ \hat{V} &= j\omega(L - M) \cdot \hat{I}_D \end{aligned} \quad (1.38)$$

Portanto o elemento insere uma indutância $L - M$ em cada terminal com respeito às correntes de modo diferencial. Esta indutância é denominada de **indutância de dispersão**, e é devida à porção do fluxo magnético que se dispersa do núcleo e não se acopla entre os enrolamentos. Idealmente ela é nula. Verifica-se, no entanto, que esta indutância de modo comum não é nula em indutores reais e tem um papel importante no bloqueio das correntes de modo diferencial. Considere-se agora o efeito do indutor nas correntes de modo comum, mostrado na Fig. 1.20(c). A queda de tensão em um lado do indutor é:

$$\begin{aligned} \hat{V} &= j\omega L \hat{I}_C + j\omega M \hat{I}_C \\ \hat{V} &= j\omega(L + M) \cdot \hat{I}_C \end{aligned} \quad (1.39)$$

Deste modo, o elemento insere uma indutância $L + M$ em cada terminal com respeito às correntes de modo comum, contribuindo para bloqueá-las. Os valores típicos para esta indutância são da ordem de 10mH, com impedância de $j\omega(L + M) = 56,5k\Omega$ em 450kHz e $3,77M\Omega$ em 30 MHz. Cumpre salientar-se que esses são valores idealizados. As capacitâncias parasitas entre os enrolamentos, assim como o tipo de material do núcleo, influenciam fortemente no comportamento do indutor de modo comum em função da frequência.

É importante destacar-se uma outra característica do indutor de modo comum. Em adição ao nível de sinal da corrente de modo diferencial, há um outro componente importante – a corrente retirada da rede de alimentação, com frequência de 60Hz, que pode

ser de vários ampères. As correntes neste nível saturam facilmente um núcleo de ferrite, reduzindo assim sua permeabilidade a valores próximos à do ar. A capacidade do indutor de bloquear as correntes de modo comum se baseia em valores elevados de L e M , que por sua vez se baseiam em um alto valor de permeabilidade do núcleo. Se o material do núcleo fosse saturado pela corrente de carga de 60Hz, não se obteria uma indutância alta o suficiente para bloquear as correntes de modo comum. Por outro lado, não se deseja uma queda elevada de tensão no indutor. Devido à disposição dos enrolamentos, os fluxos magnéticos neles gerados pela corrente de modo diferencial se anulam mutuamente, de maneira que, no caso ideal, o indutor é transparente (apresenta impedância nula) para essas correntes. Também por esse motivo as correntes de 60Hz não saturam o núcleo.

Desenvolvem-se aqui alguns circuitos equivalentes para representar o efeito do filtro nas correntes de modos diferencial e comum. Suponha-se um filtro que seja simétrico com respeito à fase e ao neutro. Isso significa que o circuito fase-fio terra e o circuito neutro-fio terra são idênticos. Isso é verdadeiro para o filtro genérico mostrado na Fig. 1.19, no qual os capacitores de linha a terra entre a fase e o fio terra são idênticos àqueles entre o neutro e o fio terra, e as indutâncias próprias em ambos os lados do indutor de modo comum são idênticas. Primeiramente, considera-se o efeito nas correntes de modo comum, mostrado na Fig. 1.21.

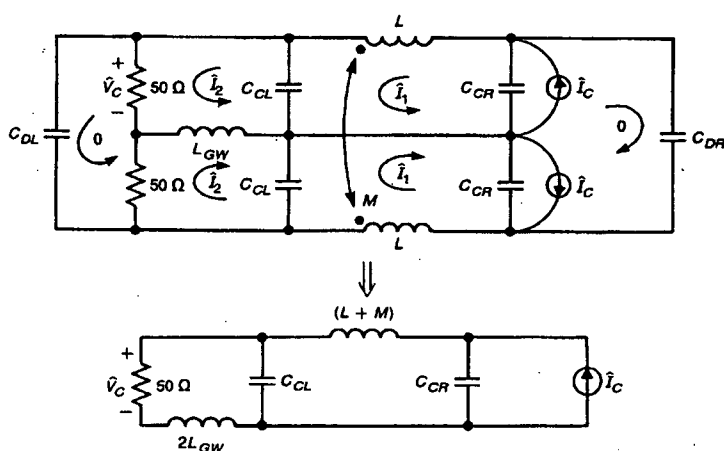


Fig. 1.21 – Circuito equivalente do filtro e da LISN para correntes de modo comum.

As correntes de modo comum foram simuladas utilizando-se fontes de corrente. Pela simetria da estrutura, pode-se supor que certas correntes sejam idênticas. Escrevendo-se as equações das malhas, é possível demonstrar-se que o circuito equivalente apresentado para cada corrente de modo comum está de acordo com a figura. É intuitivamente óbvio que o

indutor aparece como uma indutância $L+M$ e que os capacitores de linha a linha não têm efeito. O indutor do fio terra aparece com o dobro de seu valor porque uma corrente de $2 \cdot \hat{I}_C$ circula pelo mesmo.

Em seguida, considera-se o efeito nas correntes de modo diferencial. Também elas foram simuladas utilizando-se fontes de corrente, como mostra a Fig. 1.22.

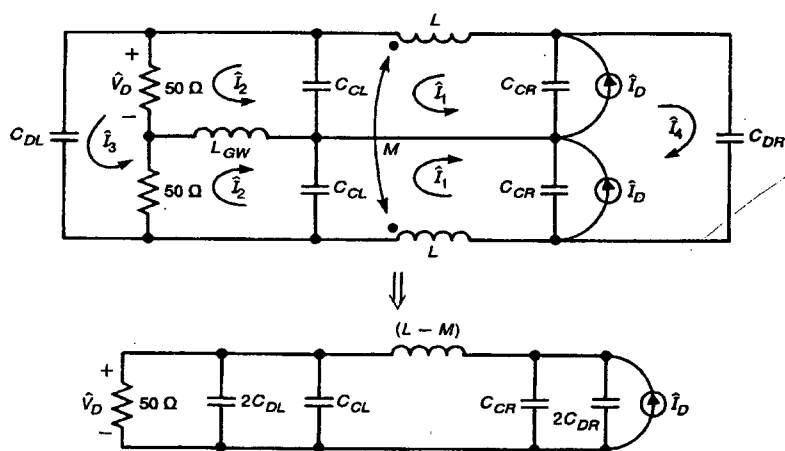


Fig. 1.22 – Circuito equivalente do filtro e da LISN para correntes de modo diferencial.

Novamente, a simetria do filtro dita que certas correntes de malha devem ser idênticas. Escrevendo as equações de malha, pode-se perceber que o circuito equivalente para correntes de modo diferencial está de acordo com a figura. Nota-se que os capacitores de linha a linha aparecem com duas vezes o seu valor para as correntes de modo diferencial e que os capacitores de linha a terra estão presentes. Portanto, C_{CL} e C_{CR} afetam as correntes de modo diferencial (e não somente as correntes de modo comum). Isto normalmente não é relevante porque os valores dos capacitores de linha a terra tipicamente são muito menores do que os de linha a linha¹. Com um indutor de modo comum no qual $L=M$, as correntes de modo diferencial são completamente ignoradas pela LISN, o que novamente demonstra a importância de um projeto criterioso desse indutor.

Toda a discussão até aqui se concentra no comportamento ideal do filtro. Se os capacitores se comportarem idealmente, então uma pequena corrente de modo diferencial alcança a LISN. Podem-se obter valores suficientemente altos para a indutância do indutor de modo comum, os capacitores de linha a terra e o indutor do fio terra, de maneira que uma corrente de modo comum muito pequena alcance a LISN. Na prática, isso quase

¹ Eles somente devem ser considerados caso os capacitores de linha a linha estiverem ausentes.

nunca acontece, devido à elementos parasitas e às não-idealidades do circuito, e o produto pode ainda não estar em conformidade com o limite da norma de emissão por condução, mesmo após um cuidadoso projeto do filtro.

Quando um equipamento é testado e se verifica não estar o mesmo em conformidade com a norma em algumas frequências, a questão passa a ser como diagnosticar e corrigir o problema. Para ilustrar a problemática, a referência [10] cita casos de projetos em que várias horas foram gastas na mudança de valores de componentes do filtro, sem que se observasse qualquer alteração nos níveis das emissões por condução. Os projetos de desenvolvimento de produtos não podem tolerar essa ineficiência na correção do problema. Há outras maneiras de reduzir os níveis de emissão por condução, mas atacar o filtro da fonte de alimentação é um primeiro passo viável.

O ponto mais importante a ser notado quando se deseja modificar o valor de um elemento da fonte de alimentação visando uma redução nas emissões por condução é mostrado na Fig. 1.23.

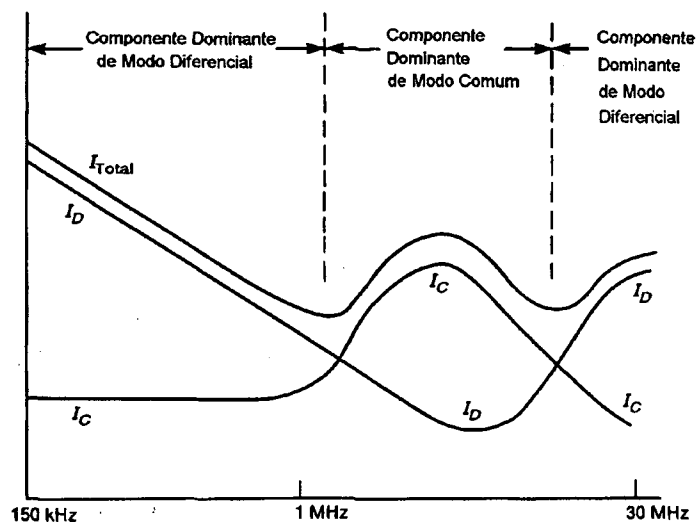


Fig. 1.23 – Um componente de corrente pode dominar o outro em uma faixa de frequência específica do teste de emissão por condução.

Normalmente, apresenta-se os resultados das emissões por condução medidos nos condutores fase ou neutro. Sabe-se que essas emissões podem ser decompostas em componentes de modos comum e diferencial. Portanto, verifica-se que a emissão por condução medida (total) é a soma ou a diferença dos componentes de modo comum e diferencial como mostra (1.40):

$$\hat{I}_{Total} = \hat{I}_C \pm \hat{I}_D \quad (1.40)$$

Se um componente for maior do que o outro, a corrente total é o componente dominante. Este comentário aparentemente óbvio ilustra que um componente pode ser dominante em certas faixas de frequências. Se o filtro da fonte de alimentação for alterado de modo a reduzir o componente dominante, a corrente total diminui. Por outro lado, se ele for alterado de modo a atenuar um componente não dominante, não há uma redução na corrente total.

Para se reduzir o nível de um componente em particular (dominante), deve-se mudar o valor do elemento do filtro que afeta esse componente. Supondo-se por exemplo que o componente de modo comum seja dominante em determinada frequência, na qual as emissões por condução ultrapassam o limite aceitável. O aumento da capacitância de linha a linha, neste caso, não acarreta uma melhora considerável, pois atua somente no componente diferencial. De forma análoga, em sendo dominante o componente diferencial, muito pouco adianta aumentar-se o valor da indutância do fio terra.

1.5 Conclusão

Neste capítulo introdutório foram apresentados os conceitos básicos para um entendimento amplo do que é e qual a necessidade do estudo da Compatibilidade Eletromagnética, abordando-se também as unidades das grandezas utilizadas nessa área.

Apresentou-se uma introdução com análise das normas sobre compatibilidade eletromagnética. A importância deste tópico reside no fato de que essas normas norteiam os projetos de desenvolvimento de equipamentos eletrônicos na atualidade. Também há a necessidade de mercado, já que em muitos países, os equipamentos eletro-eletrônicos não podem ser vendidos se não estiverem de acordo com as normas de Compatibilidade Eletromagnética.

As emissões eletromagnéticas foram explanadas, com uma análise mais abrangente das emissões por condução, assim como um estudo dos filtros empregados para reduzir essas emissões.

CAPÍTULO 2 – O LABORATÓRIO DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA DO INEP

2.1 - Introdução

Neste capítulo é apresentada a estrutura do Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do INEP, assim como as características básicas dos equipamentos disponíveis. Ao lidar-se com compatibilidade eletromagnética, faz-se necessária uma metodologia precisa e confiável, tanto para a medição das grandezas como no manuseio dos equipamentos de medida. Por esse motivo, descreve-se o método de medição das emissões por condução e irradiadas, bem como dos testes de diagnóstico com a sonda de campo próximo.

2.2 - Equipamento Disponível

O Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do INEP tem os equipamentos necessários para fazer a medição de emissões por condução e irradiadas.

No entanto, somente estão sendo realizados os testes de emissões por condução e o diagnóstico, devido à falta de um local apropriado (Câmara Semi-Anecóica ou Local para Testes em Campo Aberto – *Open Area Test Site-OATS*) para fazer o teste de emissões irradiadas.

O Laboratório dispõe dos seguintes equipamentos:

- ⇒ Analisador de Espectro HP8591EM, 9 kHz – 1,8 GHz.
- ⇒ Amplificador de Sinais HP8447F, 9 kHz – 1,3 GHz.
- ⇒ Rede de Estabilização de Impedância de Linha (LISN)
EMCO 3810/2, 9 kHz – 30MHz.
- ⇒ Limitador de Transientes HP11947A.

- ⇒ Sonda de Campo Próximo (Close Field Probe) HP11941A, 9 kHz – 30 MHz.
- ⇒ Sonda de Campo Próximo (Close Field Probe) HP11940A, 30 MHz – 1 GHz.
- ⇒ Cartão de Memória com os fatores de correção para os instrumentos e com os limites de várias normas.
- ⇒ Antena Log-Periódica HP11956A, 30 MHz – 300 MHz.
- ⇒ Antena Bicônica HP11955A, 200 MHz – 1 GHz.

2.3 - Medição das Emissões Por Condução

Para executar a medição das emissões por condução e verificar se estas estão em conformidade com alguma norma em particular, deve-se seguir o procedimento abaixo detalhado, no qual se emprega a seguinte convenção: entre colchetes indicam-se botões do teclado do analisador de espectro ([SETUP], por exemplo); ao referir-se ao teclado anexo à tela do analisador, utilizam-se os sinais $\diamond$ (<LOAD FILE>, por exemplo).

Conectar o analisador de espectro, o limitador de transientes, a LISN e o Equipamento Sob Teste (*Equipment Under Test* – EUT), como mostra a Fig. 1.

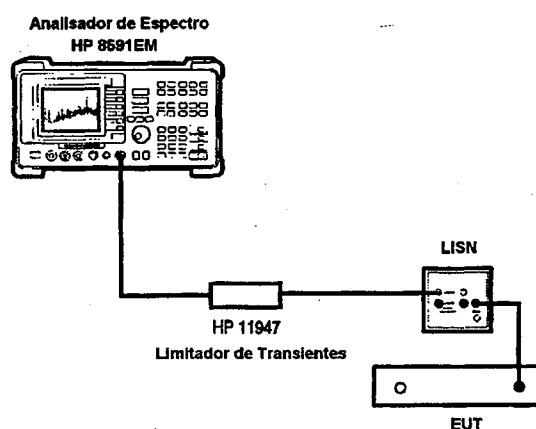


Fig. 2.1 – Conexão dos equipamentos

5. Ligar o analisador de espectro.
6. Ajustar a faixa de frequências correta. Pressionar [SETUP], <150kHz – 30MHz>.

13:10:42 NOV 24, 1998

```

859xRM 512
nBICONICAL ASCII 99 3 09:11:24 JAN 16, 1995
nHF_LOG ASCII 102 4 09:11:24 JAN 16, 1995
nHORN ASCII 106 3 09:11:24 JAN 16, 1995
nHP11940 ASCII 109 3 09:11:24 JAN 16, 1995
nHP11941 ASCII 112 2 09:11:24 JAN 16, 1995
nHP11966P ASCII 114 3 09:11:24 JAN 16, 1995
nLISN ASCII 117 2 09:11:24 JAN 16, 1995
nLISN10A ASCII 119 2 09:11:24 JAN 16, 1995
nLOG_PERD ASCII 121 3 09:11:24 JAN 16, 1995
nMAC_LOOP ASCII 124 2 09:11:24 JAN 16, 1995

LOAD
FILE

DELETE
FILE

SELECT
PREFIX

EXIT
CATALOG

Previous
Menu

```

Fig. 2.3a – Lista de transdutores típicos.

13:11:38 NOV 24, 1998

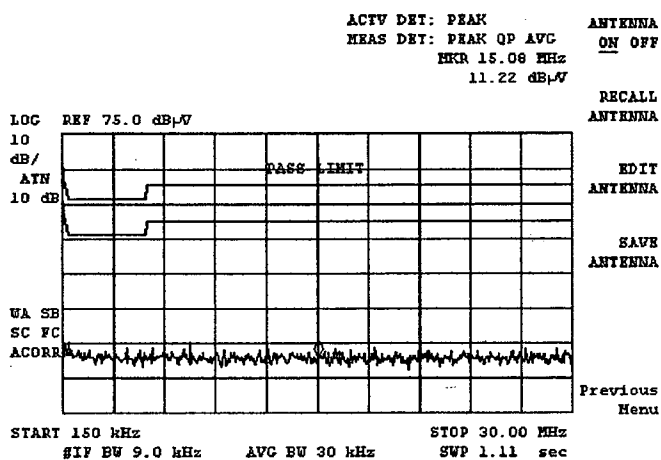


Fig. 2.3b – Visor exibindo os fatores de correção da LISN carregados.

- Carregar o fator de correção do limitador de transientes HP 11947A pressionando: [SETUP], <More>, <Correctn Factors>, <Other Factors>, <RECALL OTHER>; selecionar HP11947A e <LOAD FILE>, como mostra a Fig. 2.4a.

13:12:39 NOV 24, 1998

859xEM 512
 0HP11947A ASCII 127 2 09:11:24 JAN 16, 1995
 08447FLO ASCII 129 1 09:11:24 JAN 16, 1995
 08447FHI ASCII 130 2 09:11:55 JAN 16, 1995

LOAD
 FILE

DELETE
 FILE

SELECT
 PREFIX

EXIT
 CATALOG

Previous
 Menu

Fig. 2.4a – Lista de amplificadores e do limitador.

13:13:18 NOV 24, 1998

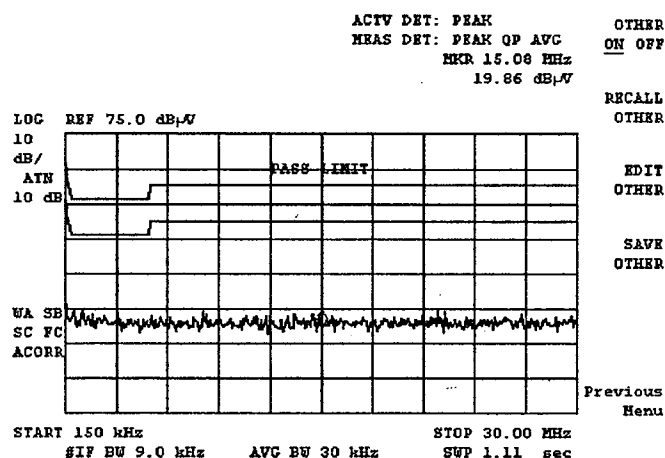


Fig. 2.4b – Visor exibindo os valores corrigidos com o fator de correção do limitador.

Neste ponto, o analisador de espectro está ajustado com todos os parâmetros corretos, incluindo a largura da banda, a faixa de frequências, a compensação da LISN e do Limitador e as linhas dos limites da norma. Há mais um fator a ser levado em consideração – o efeito do ambiente nos resultados. O cabo de alimentação entre a LISN e o Equipamento sob Teste (*Equipment under Test – EUT*) pode agir como uma antena, gerando respostas falsas no visor. Para verificar se este fenômeno não está acontecendo, deve-se desligar o EUT e observar o visor para ter certeza de que o “ruído de base” (*noise floor*) está, pelo menos, 6dB abaixo da linha de limite da norma. Se surgirem sinais acima da linha de limite, o cabo de alimentação precisa ser encurtado ou pode ser necessária uma blindagem ao redor do mesmo. Não se utiliza um núcleo de ferrite ao redor do cabo de

alimentação porque os sinais de modo comum oriundos do EUT também podem ser atenuados, incorrendo em indicações falsas.

Ligar o EUT e observar o visor. Se nenhum sinal aparecer acima da linha de limite, o EUT passou no teste de emissões por condução. Geralmente, porém, há sinais acima do limite que necessitam de uma análise mais apurada. As emissões por condução que ultrapassam os limites especificados pelas normas usualmente ocorrem na banda inferior da faixa de frequências de medição [1]. Uma das maneiras de observar mais atentamente a banda inferior de frequências é usar a varredura de frequência logarítmica. A varredura logarítmica expande as décadas mais baixas. Pressionar [FREQUENCY], <SWEEP LOG>. A tela ficará como mostra a Fig. 2.4c.

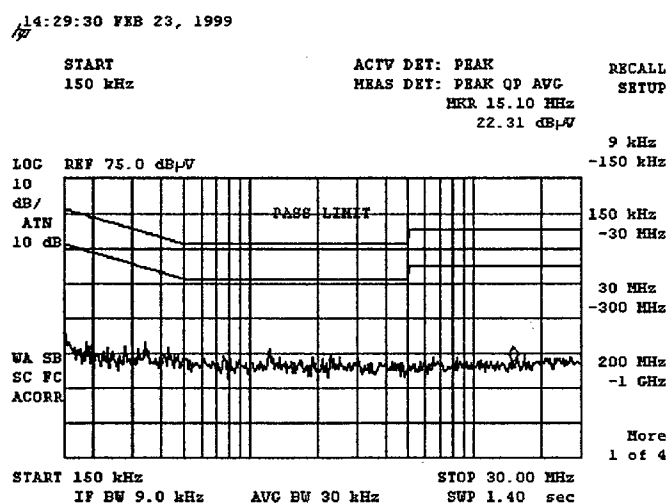


Fig. 2.4c – Visor exibindo as frequências em escala logarítmica

2.4 - Medição das Emissões Irradiadas

A medição das emissões irradiadas não é tão direta quanto a medição de emissões por condução. Há a complexidade adicional do ambiente, que pode interferir nas emissões oriundas do EUT. Existem métodos para diferenciar os sinais do ambiente dos sinais oriundos do EUT.

Arranjar a antena, o EUT e o analisador de espectro como mostra a Fig. 2.5.

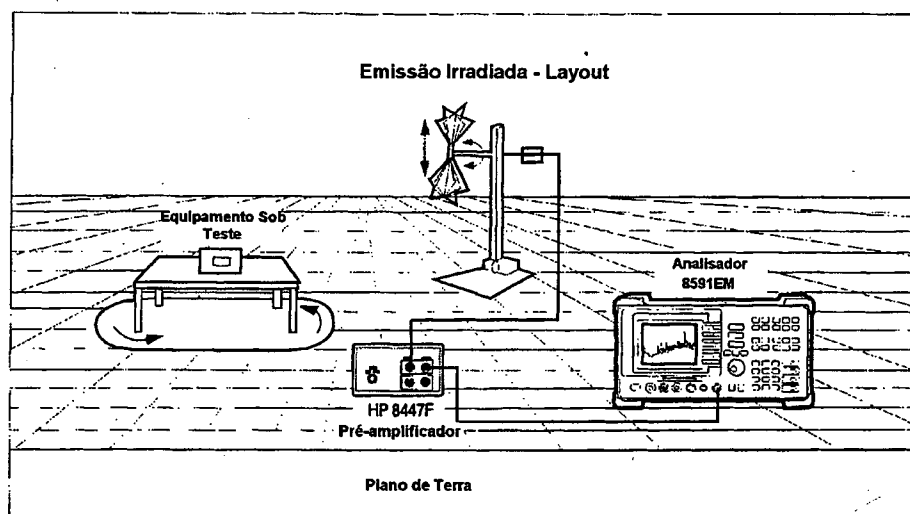


Fig. 2.5 – Ajuste para a medição das emissões irradiadas

10. Ajustar o analisador de espectro com a faixa correta de frequências, os fatores de correção da antena e os limites da norma

2.5 - Diagnóstico de Emissões

No teste de diagnóstico de emissões, o analisador de espectro deve ser interligado como mostra a Fig. 2.6.

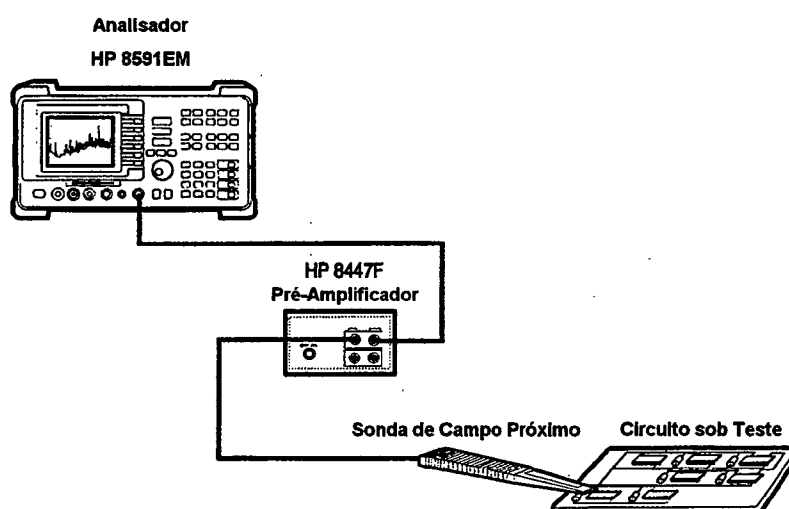


Fig. 2.6 – Interligação dos equipamentos para o teste de diagnóstico.

Primeiramente, as correções para a sonda e para o pré-amplificador devem ser carregadas no analisador. Estão disponíveis uma sonda específica para a faixa de 9kHz a

30MHz e outra para 30MHz a 1GHz. Conecta-se a sonda apropriada e carregam-se os fatores de correção, pressionando: [SETUP], <More>, <Correctn factors>, <Antenna factors> e <RECALL ANTENNA>. Utilizam-se as setas para escolher qual a sonda a ser utilizada e pressiona-se <LOAD FILE>.

O próximo passo é carregar os fatores de correção do amplificador através da sequência: [SETUP], <More>, <Correctn factors>, <Other factors> e <RECALL OTHER>. Escolhe-se HP 8447F HI ou LO de acordo com a sonda que está sendo utilizada e pressiona-se <LOAD FILE>. Assim, o analisador está calibrado em $\text{dB}\mu\text{A/m}$, que é a unidade de intensidade de campo magnético.

2.6 - A Técnica do Cancelamento Ativo

Nas medições de emissões por condução, verificou-se que havia um sinal presente no ruído ambiente que ultrapassava o limite que estivesse sendo testado. Após várias baterias de testes, percebeu-se que o sinal é de uma rádio AM (*Amplitude Modulation*), na frequência de 1,2MHz. Para enfrentar este problema, foi utilizada uma função do analisador de espectro que é a subtração de dois sinais. Assim, com o EUT desligado, o sinal de ruído ambiente era mostrado e memorizado. Quando o EUT era ligado, era feita uma subtração do sinal Ambiente+EUT do sinal Ambiente que foi memorizado. Deste modo, quaisquer picos que estivessem ali eram eliminados. Esta técnica é denominada de “Cancelamento Ativo” e é proposta pela referência [7] para uso em medições de emissões irradiadas. Como não havia certeza de que esta técnica estava de acordo com os procedimentos de medição, enviou-se uma pergunta à uma Lista de Discussão via “Internet” sobre Compatibilidade Eletromagnética e Conformidade com as Normas [11]. A pergunta e as respostas principais, com o respectivo endereço eletrônico (*e-mail*) dos membros que responderam está no Anexo A.

As respostas foram, em sua maioria, desfavoráveis ao uso desta técnica. Concluiu-se que o uso desta técnica pode mascarar emissões provenientes do EUT, assim como não oferecer resultados que possam ser confiáveis, em termos de conformidade com as normas. Assim, optou-se por não utilizar esta técnica nas medições realizadas no laboratório.

Para ilustrar a técnica, o procedimento do Cancelamento Ativo consiste em:

⇒ tomar uma medição do ruído ambiente, *noise-floor*, como mostra a Fig. 2.7.

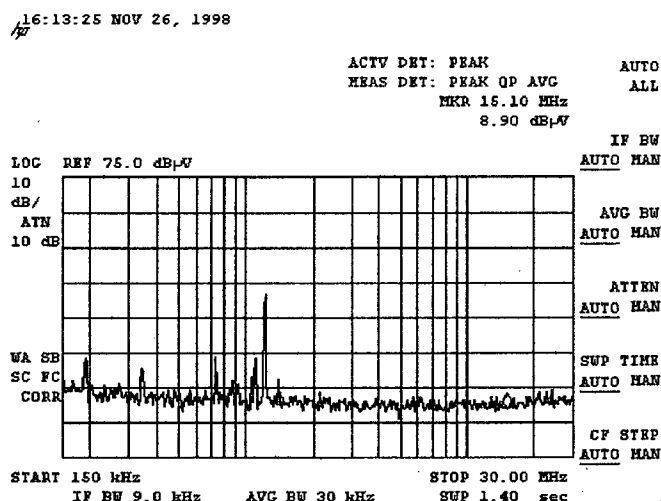


Fig. 2.7 – Ruído ambiente.

⇒ Sabe-se que, estatisticamente, o ruído ambiente muito pouco se altera no decorrer do tempo. Desta forma, pode-se assumir que ele se mantenha constante durante o processo de medição.

⇒ Gravar o sinal do ruído ambiente em um dos traços adicionais do analisador. Para tanto, pressionar: [TRACE], <More>, <More>, <A <--> B>. A tela fica em branco. Pressionar <More>, <More>, <CLEAR WRITE A> para que o sinal seja novamente exibido. Depois, pressionar <More>, <More>, <More>, <A-B→A ON OFF>. Vê-se então, no canto superior direito da tela, o termo “ON” sublinhado

(Fig. 2.8.).

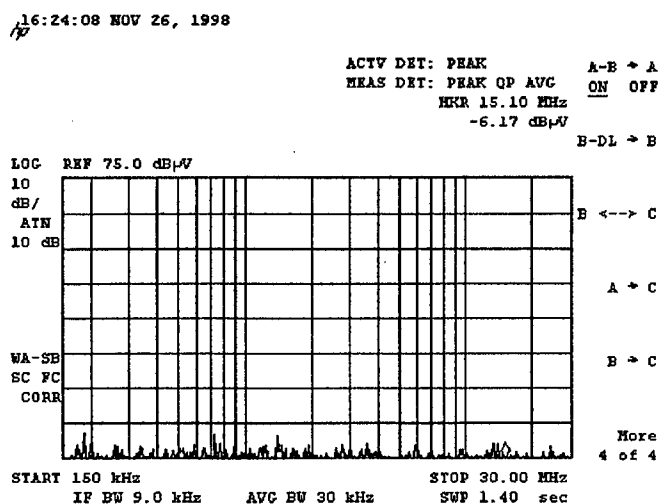


Fig. 2.8 – Sinal resultante após o Cancelamento Ativo.

2.7 - O Analisador de Espectro

Já que este é o instrumento básico na medição de grandezas em EMC, este item é dedicado a uma visão mais detalhada do equipamento. Os analisadores de espectro servem para mostrar a magnitude do espectro de sinais periódicos. Eles são basicamente receptores de rádio dotados de filtro passa-banda com varredura de tempo.

O conceito-chave para determinar o nível de sinal a ser mostrado no analisador em uma frequência é a largura de banda do analisador (escolhida pelo operador), como mostra a

Fig. 2.9.

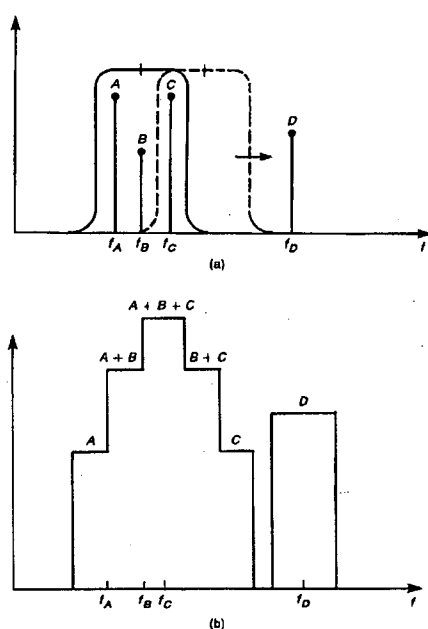


Fig. 2.9 – Efeito da largura de banda no espectro medido.

(a) uma largura de banda que é larga o suficiente para conter vários sinais de banda curta;

(b) o resultado apresentado no visor.

A largura de banda é medida entre as frequências nas quais a resposta é 6dB inferior ao valor máximo. Ao congelar-se a varredura em algum ponto de seu ciclo, o nível mostrado na frequência central é a soma de todos os componentes harmônicos envolvidos naquele instante pela largura de banda. Assim, tomando-se como exemplo o espectro da Fig. 2.9a, a soma dos três componentes, $A+B+C$, é mostrada para a frequência f_C . Em uma sintonia mais a direita, perde-se o sinal A, percebendo-se somente $B+C$ e, ainda mais à direita, somente o nível C. Conclui-se, portanto, que se pode conseguir uma amostragem

com nível de ruído mais baixo, escolhendo-se uma largura de banda menor². Relacionam-se nas tabelas 2.1 e 2.2 as larguras de banda mínimas (para 6dB) das normas FCC e CISPR 22.

Tipo de Emissão	Faixa de Frequência	Largura de Banda
Irradiada	30 MHz – 40 GHz	100 kHz
Por Condução	450 kHz – 30 MHz	9 kHz

Tabela 2.1 – Larguras de banda mínimas de acordo com a FCC (6dB)

Tipo de Emissão	Faixa de Frequência	Largura de Banda
Irradiada	30 MHz – 1 GHz	100 kHz
Por Condução	150 kHz – 30 MHz	9 kHz

Tabela 2.2 – Larguras de banda mínimas de acordo com a CISPR 22 (6dB)

2.7.1 - Detectores de Pico (PK), Quase-Pico (QP) e de Valor Médio (AV)

Geralmente, utiliza-se no analisador o detector de pico, isto é, mostra-se o valor máximo do componente harmônico sinusoidal. Um detector de pico simples é mostrado na Fig. 2.10(a), na qual a senóide de entrada representa um componente harmônico cujo nível de pico é V_o (os analisadores de espectro típicos usam detectores de pico mais sofisticados do que este).

² Por esse motivo, ela deve obedecer a limites mínimos estabelecidos pelas agências normalizadoras.

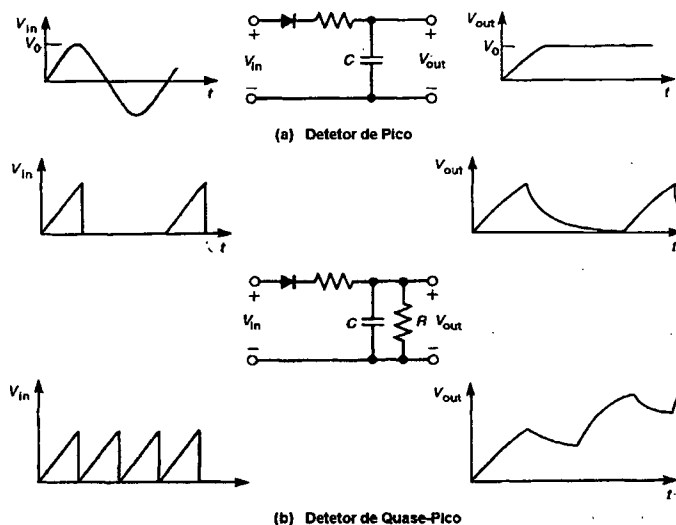


Fig. 2.10 – Detectores

As normas, porém, estabelecem que se utilize um detector de quase-pico (QP) na aferição do nível ao se verificar sua conformidade com os limites. Um detector de quase-pico simples é mostrado na Fig. 2.10(b). O capacitor se carrega até que o primeiro pico do sinal de entrada cesse. Posteriormente, ele se descarrega pelo resistor R. Se o próximo pico ocorrer após um intervalo de tempo que permita a descarga do capacitor, o analisador exibe a primeira forma de onda da Fig. 2.10(b). Porém, se o pico ocorrer logo (em um intervalo curto, com relação à constante RC), a tensão do capacitor aumenta até um certo limite. Embora essa seja uma descrição simplificada da operação de um detector de quase-pico, ela esclarece a razão por que sinais de baixas frequências geram um nível de quase-pico consideravelmente menor ao que seria mostrado por um detector de pico. Assim sinais de frequências baixas (em relação à constante de tempo) podem ser de magnitude suficiente para mostrar níveis altos em um analisador que usa o detector de pico, ao passo que os níveis de quase-pico podem não exceder o limite da norma. Por outro lado, se os níveis de quase-pico excederem o limite da norma, os níveis de pico excedem o limite com toda certeza.

A razão para o uso de um detector de quase-pico se relaciona com a intenção dos limites da norma, que é prevenir a interferência em receptores via rádio e via cabo. Os picos de frequências baixas (em relação à constante de tempo RC) e outros eventos não são obstáculo à recepção da informação correta por parte do usuário. Porém, uma modulação de sinal contínua resulta em um sinal detectado continuamente no rádio, podendo portanto interferir substancialmente na capacidade de obtenção da informação desejada.

Os limites de emissão por condução da CISPR 22 são dados em níveis de quase-pico (QP) e de valor médio (*Average* – AV). Este último é obtido por meio de um detector de valor médio, que é basicamente um filtro estreito (filtro de vídeo), colocado após o detector de envoltória, que por sua vez fornece o componente CC da envoltória variante com o tempo. Ele é útil na detecção de sinais de onda contínua (*continuous wave* – CW), camuflados no espectro de banda larga, como ocorre freqüentemente nas forma de onda de fontes chaveadas.

2.8 - Conclusão

Foram apresentadas as características dos principais equipamentos necessários e disponíveis no Laboratório do INEP para a medição de grandezas relacionadas à Compatibilidade Eletromagnética, descrevendo-se também a metodologia a ser seguida nas medições, para a obtenção de resultados precisos. A técnica de “Cancelamento Ativo” foi apresentada e considerada inviável para testes de conformidade.

O detalhamento de algumas funcionalidades do analisador de espectro se fez necessário, pois este é o principal instrumento na medição e investigação de problemas de Interferência Eletromagnética.

CAPÍTULO 3 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

3.1 - Introdução

Este capítulo apresenta os resultados experimentais de testes de emissão e de diagnóstico de emissão de campos próximos realizados no Laboratório de Compatibilidade Eletromagnética do INEP.

3.2 - Fonte Chaveada para Microcomputadores

Foi realizado um teste de emissão por condução em uma fonte chaveada com o intuito de verificar se a fonte está em conformidade com a norma de emissão por condução. Utilizou-se nesse teste a norma para equipamentos de tecnologia da informática, EN55022 (Equipamentos de Tecnologia da Informática), Classe B, a qual se aplica às fontes chaveadas.

A fonte tem as seguintes especificações:

⇒ Tensão de Entrada: 110/220 V

⇒ Potência nominal: 200W

⇒ Tensões e Correntes de Saída:

Tensão (V)	+5	-5	+12	-12
Corrente (A)	20	0,5	8,0	0,5

A carga utilizada foi uma carga resistiva, com resistores de fio. As cargas foram agrupadas da seguinte maneira:

Tensão de Alimentação (V)	+5	+12	-12	-5
Carga (Ω)	0,285	1,85	24,7	10
Potência (W)	87,5	78	5,9	2,5
Corrente (A)	17,5	6,5	0,5	0,5

Realizou-se o teste da emissão da fonte. Os resultados obtidos estão nas Fig. 3.1 e 3.2.

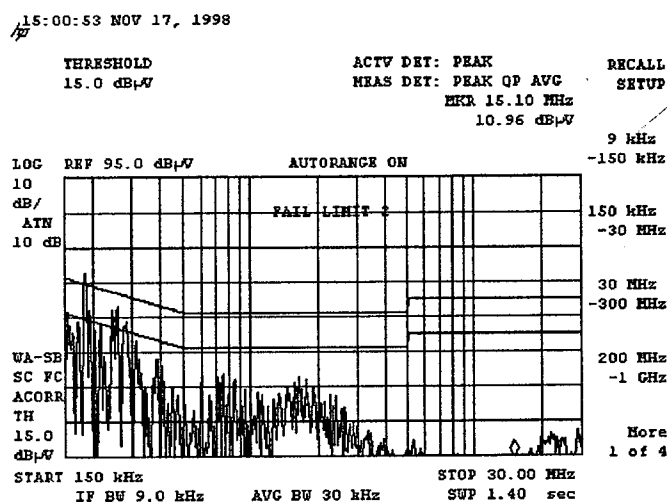


Fig. 3.1 – Emissão por condução da fonte medida no condutor Neutro

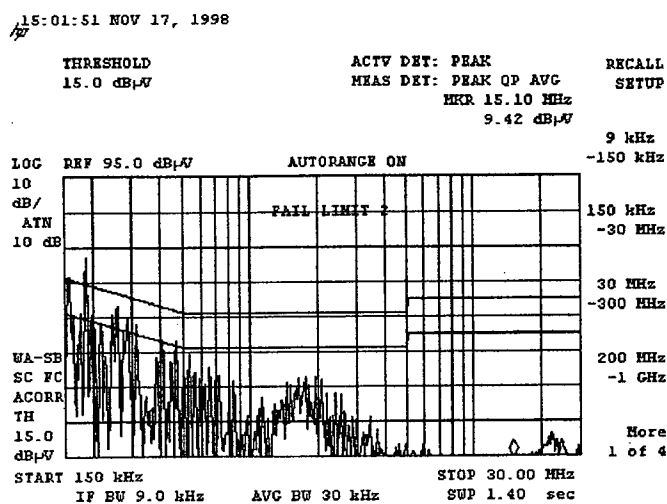


Fig. 3.2 – Emissão por condução da fonte medida no condutor Fase.

Pode-se verificar, observando as Figuras 3.1 e 3.2, que as emissões da fonte não estão em conformidade com a norma. Em consequência, parte-se para o projeto de um

filtro completo de rede com o intuito de atenuar as emissões por condução, com base no projeto descrito na referência [5]. Objetiva-se eliminar tanto os componentes de modo comum como os de modo diferencial.

3.2.1 - Projeto de um Filtro Completo de Rede

O material escolhido para o núcleo do indutor de modo comum é o ferro-silício, que aumenta sensivelmente o volume e o peso do filtro. Este material foi escolhido porque no início do trabalho havia uma idéia de que um filtro em série com a rede deveria utilizar este material como núcleo dos indutores do filtro, mas depois percebeu-se que a ferrite, que tem características recomendáveis para altas frequências e volume e peso compatíveis para um filtro de fonte chaveada, pode e deve ser utilizada. Assim, a montagem deste filtro teve finalidade puramente experimental.

O projeto do Filtro Completo de Rede foi realizado com o software *MathCad*, e se encontra descrito abaixo. O esquemático do filtro de rede, com os valores dos componentes calculados no projeto, está na Fig. 3.3.

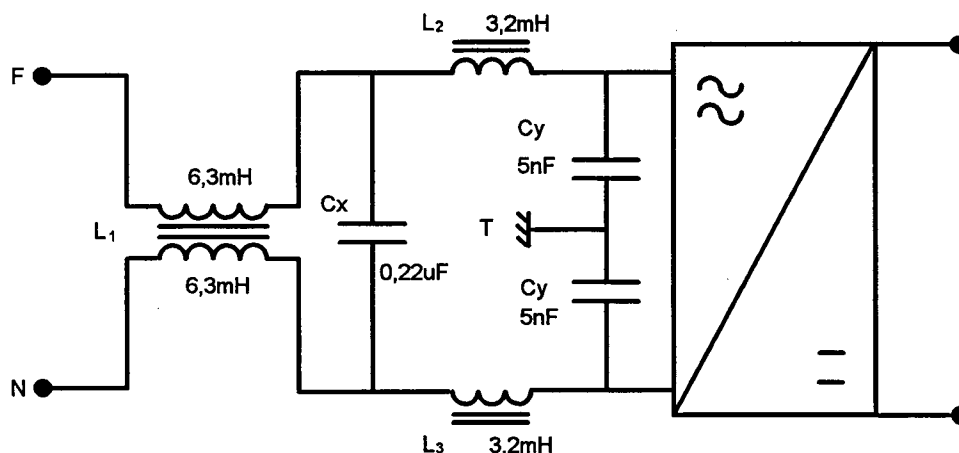


Fig. 3.3 – Diagrama esquemático do Filtro Completo de Rede.

ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO:

Tensão da Rede	$V_{in} = 220V$
Frequência da Rede:	$f = 60Hz$
Potência de Entrada da Fonte	$P = 200W$

Tensão no estágio de corrente contínua, após o retificador de entrada	$E = 300V$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50 kHz$
Frequência em radianos	$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad \omega_s = 314 \times 10^3 \text{ rad} / s$
Período de chaveamento	$T_s = \frac{1}{f_s} \quad T_s = 20 \mu s$
Tempo de subida da tensão de coletor do transistor	$\tau = 500 ns$
Capacitância entre o transistor e a carcaça	$C_{cc} = 50 pF$
Nível máximo de tensão permitido nos resistores da rede artificial, para 150kHz	$V_r = 54 dB / \mu V$
Resistores da rede artificial	$R = 150 \Omega$

PROJETO

Primeiro Passo

$$n = 3 \quad f_n = f_s \cdot n \quad f_n = 150 kHz$$

$$V_n = \left[\frac{E}{2} \cdot \left(\frac{1}{n^2 \cdot f_s \cdot \pi^2 \cdot \tau} \cdot \text{sen} \left(n \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{n \cdot \pi \cdot \tau}{T_s} \right) - \frac{\text{sen}(n \cdot \pi)}{n \cdot \pi} \right] - 1$$

$$V_n = 15,77 V$$

Segundo Passo: Verificação do nível de interferência de modo comum produzido sem o filtro de rede:

XC_n : Reatância oferecida pelo capacitor C_{cc} para f_n ($n=3$)

$$XC_n = \frac{1}{n \cdot \omega_s \cdot C_{cc}} \quad XC_n = 21,3 k\Omega$$

i_{Cn} : Corrente parasita através de C_{∞} , na frequência f_n ($n=3$)

$$i_{Cn} = \frac{V_n}{XC_n} \quad i_{Cn} = 743 \text{ mA}$$

A queda de tensão nos dois resistores da rede artificial associados em paralelo será:

$$VR_n = \frac{R}{2} \cdot i_{Cn} \quad VR_n = 0,06 \text{ V}$$

$$VR_n \text{ dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{VR_n}{1 \cdot 10^{-6}}\right) \quad VR_n \text{ dB} = 94,92 \text{ dB} / \mu\text{V}$$

Seja ΔV_n a atenuação a ser oferecida pelo filtro:

$$\Delta V_n \text{ dB} = VR_n \text{ dB} - V_r \text{ dB}$$

$$\Delta V_n \text{ dB} = 40,92 \text{ dB} / \mu\text{V}$$

Terceiro Passo: Em geral, adota-se o valor de 5nF para C_y , a fim de limitar as correntes de fuga para o chassis e para proteger os usuários.

$$C_y = 5 \text{ nF}$$

Quarto Passo: Escolha do indutor 'L' para filtrar as correntes de modo comum.

$$XC_n = 21,2 \cdot 10^3 \Omega$$

$$XC_y = \frac{1}{n \cdot \omega_s \cdot 2 \cdot C_y} \quad XC_y = 106,1 \Omega$$

$$\frac{XC_n}{XC_y} = 200$$

Como $XC_n \gg XC_y$, a corrente i_{Cn} torna-se independente do filtro de modo comum.

Para: $V_0 \text{ dB} = 54$

$$V_0 = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{\frac{V_0 \text{ dB}}{20}} \quad V_0 = 501 \mu\text{V}$$

$$i_0 = \frac{V_0}{\left(\frac{R}{2}\right)} \quad i_0 = 6,68 \mu A$$

$$\frac{i_{Cn}}{i_0} = 111,2$$

Como $i_0 \ll i_{Cn}$, a tensão V_{ob} é dada por:

$$V_{ob} = XC_y \cdot i_{Cn} \quad V_{ob} = 0,08 V$$

$$\omega_3 L_0 = \frac{V_{ob}}{i_0} \quad \omega_3 L_0 = 11,8 \cdot 10^3$$

$$L_0 = \frac{\omega_3 L_0}{2 \cdot \pi \cdot n \cdot f_s} \quad L_0 = 12,5 mH$$

a indutância de cada enrolamento do indutor será a metade de L_0 .

$$L_1 = \frac{L_0}{2}$$

Quinto Passo: Seja i_{Cx} a corrente com frequência da rede de alimentação, e que circula em C_x . O valor de i_{Cx} é limitado a 1% da corrente de entrada da fonte i_{in} .

$$i_{in} = \frac{P}{V_{in}} \quad i_{in} = 0,91 A$$

$$i_{Cx} = \frac{1}{100} \cdot i_{in} \quad i_{Cx} = 9,1 mA$$

$$C_x = \frac{i_{Cx}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{in}} \quad C_x = 110 nF$$

Deve-se escolher um valor comercial para C_x . Se o valor obtido não for comercial, um valor superior é válido. No caso deste projeto, o valor escolhido foi: $C_x = 200 nF$

Sexto Passo: A queda de tensão ΔV_L provocada pelos indutores L_3 e L_4 associados em série deve ser menor ou igual a 1% da tensão de alimentação.

$$\Delta V_L = \frac{1}{100} \cdot V_{in} \quad \Delta V_L = 2,2 V$$

$$L_2 L_3 = \frac{\Delta V_L}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot i_{in}} \quad L_2 L_3 = 6,419 \text{ mH}$$

$$L_2 = \frac{L_2 L_3}{L_3} \quad L_2 = 3,21 \text{ mH}$$

$$L_3 = L_2 \quad L_3 = 3,21 \text{ mH}$$

Sétimo Passo: As normas prevêem a inclusão de um resistor de descarga em paralelo com o capacitor C_x , cujo valor é calculado pela seguinte expressão:

$$R_d = \frac{1}{2,21 \cdot C_x} \quad R_d = 2,26 \text{ M}\Omega$$

Oitavo Passo: Aqui são apresentados os resultados obtidos via cálculo:

$C_x = 200 \text{ nF}$ tensão de 250V - polipropileno

$C_y = 5 \text{ nF}$ tensão de 250V – polipropileno

$L_2 = 3,21 \text{ mH}$

$L_3 = 3,21 \text{ mH}$

$L_1 = 6,259 \text{ mH}$ para cada enrolamento do núcleo toroidal de ferrite

$R_d = 2,3 \text{ M}\Omega$ com dissipação de 1/8W

OBSERVAÇÕES:

O capacitor C_y não pode entrar em curto-circuito, pois colocaria a carcaça metálica da fonte em contato com um terminal da rede, oferecendo risco de choque elétrico. Por isto, devem ser empregados capacitores especialmente projetados para a supressão de interferências assimétricas, e que resistam a tensões alternadas de 1500V_{AC} e 3000V_{DC}.

As especificações para o capacitor C_x são menos rigorosas, pois uma eventual ruptura provocaria apenas um curto-circuito entre os condutores fase e neutro. Ele é projetado para suportar picos de tensão menores ou iguais a 1200V.

É válido observar que os indutores para filtragem das correntes assimétricas, L_2 e L_3 não são utilizados pela maioria dos fabricantes de fontes chaveadas.

CÁLCULO DOS INDUTORES

Cálculo do Indutor L_1

$$XL_1 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_1$$

$$XL_1 = 2,36 \, \Omega \text{ reatância}$$

$$\Delta V = XL_1 \cdot i_{in}$$

$$\Delta V = 2,15 \, V \text{ queda de tensão}$$

$$W_a = \Delta V \cdot i_{in}$$

$$W_a = 1,95 \, VA \text{ potência aparente}$$

$$W_2 = \frac{W_s}{2}$$

$$W_2 = 0,98 \, VA \text{ secundário imaginário}$$

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{W_2}{f}}$$

$$S_m = 0,96 \, cm^2$$

$$S_g = 1,1 \cdot S_m$$

$$S_g = 1,05 \, cm^2$$

Como não se dispõe de uma lâmina de ferro nesta medida, utiliza-se uma lâmina padronizada número zero (Nº 0) com seção do núcleo de $1,6 \times 1,6 \, cm^2$.

$$S_g = 1,6 \cdot 1,6$$

$$S_g = 2,56$$

$$S_m = \frac{S_g}{1,1}$$

$$S_m = 2,33 \, cm^2$$

Cálculo do número de espiras

$$\frac{\text{espiras}}{\text{volt}} = \frac{40}{S_m}$$

$$\frac{\text{espiras}}{\text{volt}} = 17,19$$

$$N = \frac{\text{espiras}}{\text{volt}} \cdot \Delta V$$

$$N = 36,87 \text{ espiras}$$

Cálculo da bitola do condutor

$$d = 2,5 \text{ A} / \text{mm}^2$$

$$S = \frac{i_{in}}{d} \quad S = 0,36 \text{ mm}^2$$

Para esta seção de cobre, utiliza-se a bitola de fio AWG27

Cálculo do entreferro

$$\alpha = 1,6 \text{ cm}$$

$$B_m = 10000 \text{ gauss}$$

$$l_f = 5,6 \cdot \alpha$$

$$l_f = 8,96 \text{ cm}$$

$$N = 40 \text{ espiras}$$

$$NI_m = N \cdot i_{in} \cdot \sqrt{2}$$

$$NI_m = 51,43$$

$$A_{cm} = 5,6$$

$$A_{ef} = A_{cm} \cdot l_f$$

$$A_{ef} = 50,18$$

$$A_{ee} = NI_m - A_{ef}$$

$$A_{ee} = 1,25$$

$$l_e = \frac{A_{ee}}{0,8 \cdot B_m \cdot 2}$$

$$l_e = 78,1 \times 10^{-6} \text{ cm}$$

$$S_{fo} = 0,1021 \text{ mm}^2$$

para o fio AWG27

$$S_{Cu} = N \cdot S_{fo}$$

$$S_{Cu} = 4,08 \text{ mm}^2$$

$$S_j = 168 \text{ mm}^2$$

$$\frac{S_j}{S_{Cu}} = 41,14 \quad \text{Como a razão entre a área da janela do núcleo e a seção de}$$

cobre enrolado é maior que três (3), é possível o enrolamento do indutor.

Cálculo dos Indutores L₂ e L₃

$$XL_2 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_2$$

$$XL_2 = 1,21 \Omega$$

reatância

$$\Delta V = XL_2 \cdot i_{in}$$

$$\Delta V = 1,1 \text{ V}$$

queda de tensão

$$W_a = \Delta V \cdot i_{in}$$

$$W_a = 1 \text{ VA}$$

potência aparente

$$W_2 = \frac{W_a}{2}$$

$$W_2 = 0,5 \text{ VA}$$

secundário imaginário

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{W_2}{f}} \quad S_m = 0,68 \text{ cm}^2$$

$$S_g = 1,1 \cdot S_m \quad S_g = 0,75 \text{ cm}^2$$

Assim, utiliza-se uma lâmina padronizada número zero, com seção do núcleo de $1,6 \times 1,6 \text{ cm}^2$.

$$S_g = 1,6 \cdot 1,6 \quad S_m = \frac{S_g}{1,1} \quad S_m = 2,33 \text{ cm}^2$$

Cálculo do número de espiras

$$\frac{\text{espiras}}{\text{volt}} = \frac{40}{S_m} \quad \frac{\text{espiras}}{\text{volt}} = 17,19$$

$$N = \frac{\text{espiras}}{\text{volt}} \cdot \Delta V \quad N = 19 \text{ espiras}$$

Cálculo da bitola do condutor

$$d = 2,5 \text{ A} / \text{mm}^2$$

$$S = \frac{i_{in}}{d} \quad S = 0,36 \text{ mm}^2$$

Para esta seção, utiliza-se o fio AWG27

Cálculo do entreferro

$$a = 1,6 \text{ cm} \quad B_m = 10000 \text{ gauss}$$

$$l_f = 5,6 \cdot a \quad l_f = 8,96 \text{ cm} \quad N = 40 \text{ espiras}$$

$$NI_m = N \cdot i_{in} \cdot \sqrt{2} \quad NI_m = 51,43$$

$$A_{cm} = 5,6 \quad A_{ef} = A_{cm} \cdot l_f \quad A_{ef} = 50,18$$

$$A_{ee} = NI_m - A_{ef} \quad A_{ee} = 1,25$$

$$l_e = \frac{A_{ee}}{0,8 \cdot B_m \cdot 2} \quad l_e = 78,1 \times 10^{-6} \text{ cm}$$

$$S_{fio} = 0,1021 \text{ mm}^2 \quad \text{para o fio AWG27}$$

$$S_{Cu} = N \cdot S_{fio} \quad S_{Cu} = 4,08 \text{ mm}^2$$

$$S_j = 168 \text{ mm}^2$$

$$\frac{S_j}{S_{Cu}} = 41,14 \quad \text{Como a razão entre a área da janela do núcleo e a seção de}$$

cobre enrolado é maior que três (3), é possível o enrolamento do indutor.

3.2.2 - Resultados Práticos Obtidos

Os resultados do teste de emissão por condução após a inserção do filtro são apresentados nas Figuras 3.4a e 3.4b.

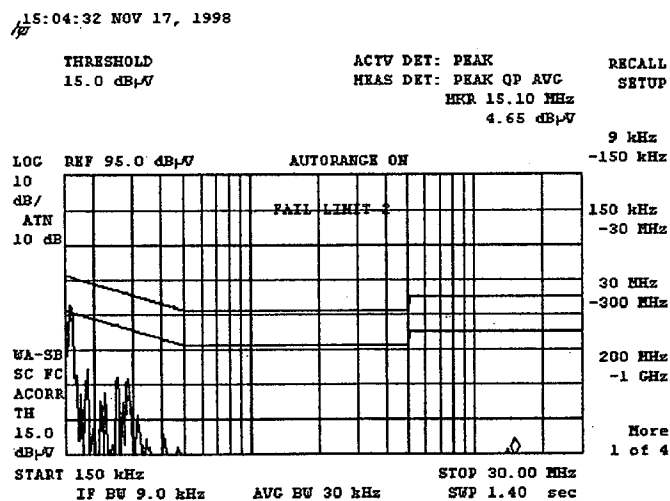


Fig. 3.4a – Emissão por condução da fonte com o uso do filtro de rede: medição no condutor fase.

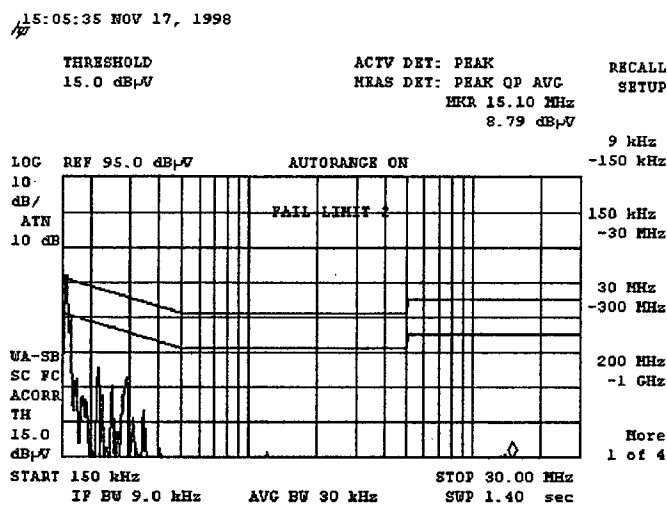


*Fig. 3.4b – Emissão por condução da fonte com o uso do filtro de rede:
medição no condutor neutro.*

Como se pode perceber, o filtro de rede atenua consideravelmente as correntes de ruído, colocando-as no limiar da conformidade com a norma de emissões por condução.

3.3 - Um Transformador Eletrônico para Lâmpadas Halógenas

Foram realizados testes de emissões por condução e testes de diagnóstico em diversos Transformadores Eletrônicos para Lâmpadas Halógenas. Verificou-se que todos não estavam em conformidade com as normas de emissão por condução para equipamentos de iluminação. Assim, um destes transformadores foi escolhido para ser utilizado em um teste com um filtro para atenuação das emissões por condução. Este transformador possui as seguintes características elétricas:

- ⇒ Lado Primário: 127V +5% -10% AC 50/60Hz
- ⇒ Lado Secundário: 12V AC ($\cong$ 45 kHz)
- ⇒ Corrente Máxima: 5 A
- ⇒ Fator de Potência: 0,98

O resultado do teste de emissão por condução é mostrado na Figura 3.5.

18:04:19 OCT 19, 1998

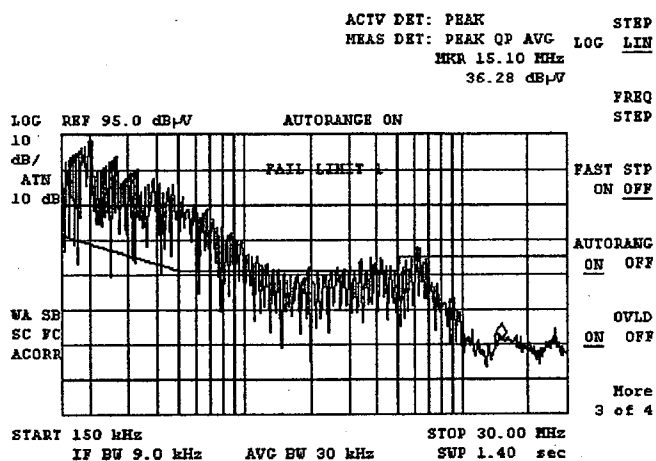


Fig. 3.5 – Resultado do teste de emissão por condução do transformador eletrônico

Pode-se perceber na Figura 3.5 que o espectro de frequências da corrente que sai do transformador não está em conformidade com a norma EN 55015, aplicável para dispositivos de iluminação. Parte-se assim para o projeto de um filtro de supressão de EMI por condução. Para o projeto do filtro, foi utilizada uma versão demonstrativa do programa computacional COMPUFILT para projeto de filtros de EMI.

3.3.1 - Projeto, Implementação e Resultados do Filtro

Projetou-se o filtro por intermédio do programa COMPUFILT, da seguinte forma:

Inicia-se o programa, Fig. 3.6.

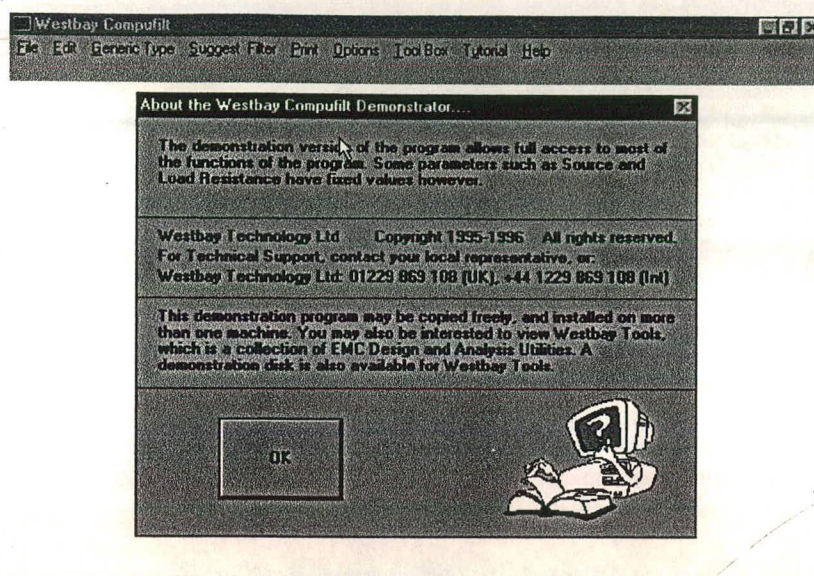


Fig. 3.6 – Tela de início do programa

11. Após clicar o OK, surge a tela de projeto do filtro, Fig. 3.7.

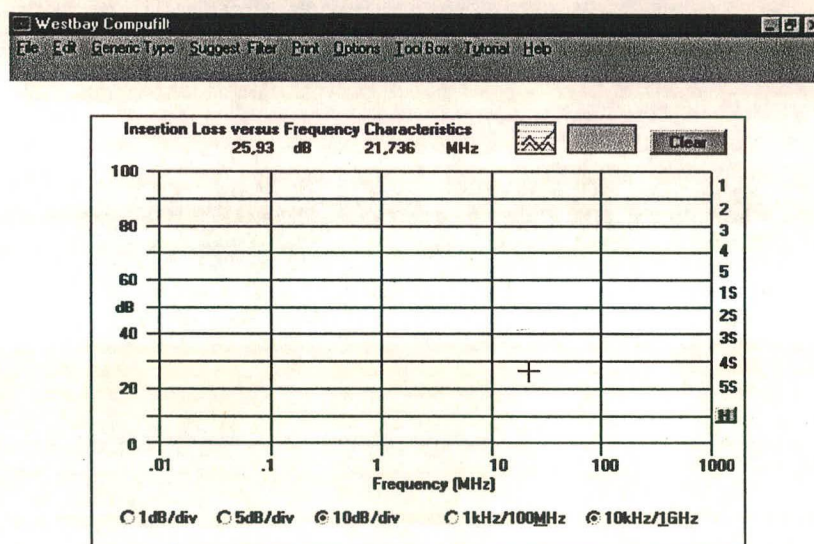


Fig. 3.7 – Tela de início de projeto

12. Esta tela apresenta as frequências no eixo das abcissas e a atenuação, em dB, no eixo das ordenadas. Assim, escolhe-se qual a faixa de frequências e a atenuação mais apropriadas para o projeto. Observando-se o espectro da emissão por condução do transformador na Figura 3.5, escolhem-se 10 pontos relevantes para iniciar o projeto do filtro. Neste caso, os pontos escolhidos são:

Frequência (MHz)	Atenuação (dB)
0,2	95
0,4	80
0,6	75
0,8	70
1	65
2	55
4	60
6	60
8	45
10	35

com estes pontos, entra-se na opção de definição dos limites, Figura 3.8.

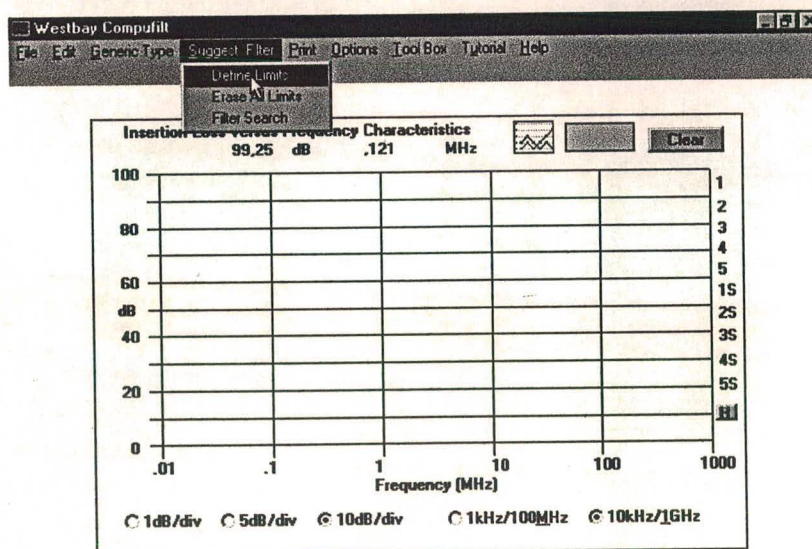


Fig. 3.8 – Definição dos limites

13. A seguir, marcam-se na tela os pontos desejados. A atenuação desejada é mostrada na Figura 3.9.

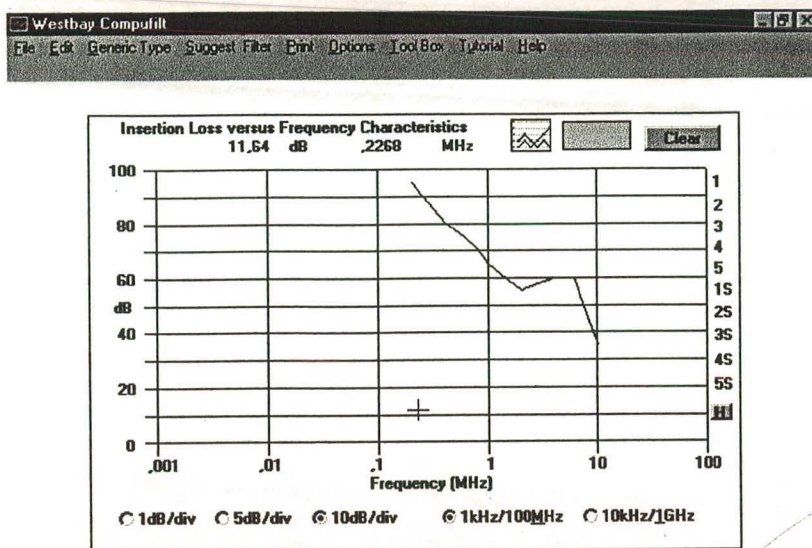


Fig. 3.9 – Atenuação desejada.

14. Com o gráfico da atenuação, entra-se no módulo de procura de filtros, Figuras 3.10 e 3.11.

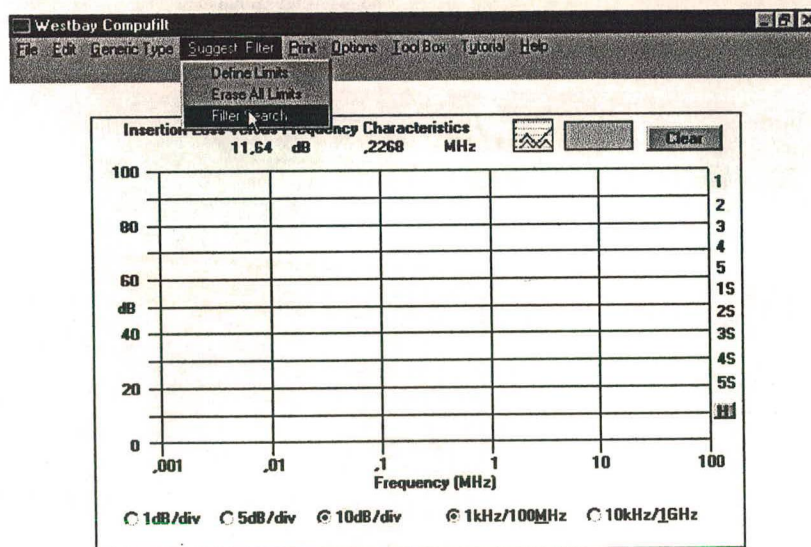


Fig. 3.10 – Menu com opção de procura de filtro.

Fig. 3.11 – Tela da opção de procura de filtros

15. Neste momento, escolhe-se qual o passo e a variação da indutância/capacitância necessárias para que o projeto tenha êxito. Normalmente, ajustam-se estes valores de modo que existam componentes disponíveis para a realização do filtro. A variação escolhida é mostrada na Figura 3.12.

Fig. 3.12 – Tela de procura de filtro com faixas adequadas de capacitâncias e indutâncias.

16. Parte-se para a procura de uma topologia que atenda às especificações desejadas, como mostra a Figura 3.13.

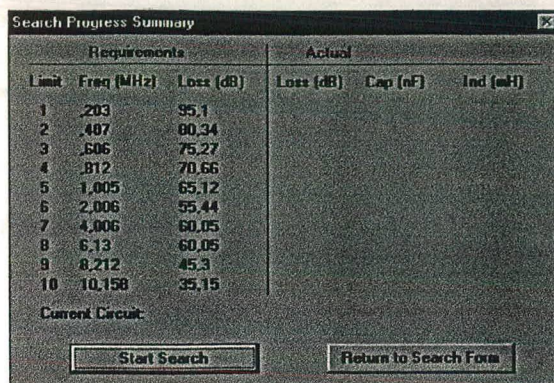


Fig. 3.13 – Tela inicial da procura de topologias.

17. Procura-se até que se encontre uma topologia que atenda às necessidades, como mostram as Figuras 3.14a e 3.14b.

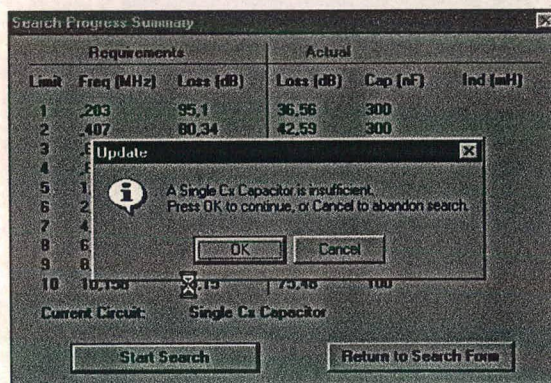


Fig. 3.14a – Tela indicando que somente um capacitor não é suficiente para atender às especificações.

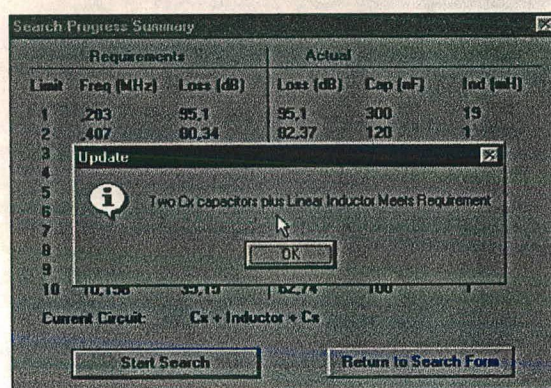


Fig. 3.14b – Tela indicando que um filtro composto por um indutor de modo comum mais dois capacitores do tipo X2 atende às especificações.

18. Conhecendo-se a topologia correta, utilizam-se os valores de indutância e capacitância disponíveis (aproximados) e o filtro pode ser construído. A atenuação resultante do filtro é mostrada na Figura 3.15.

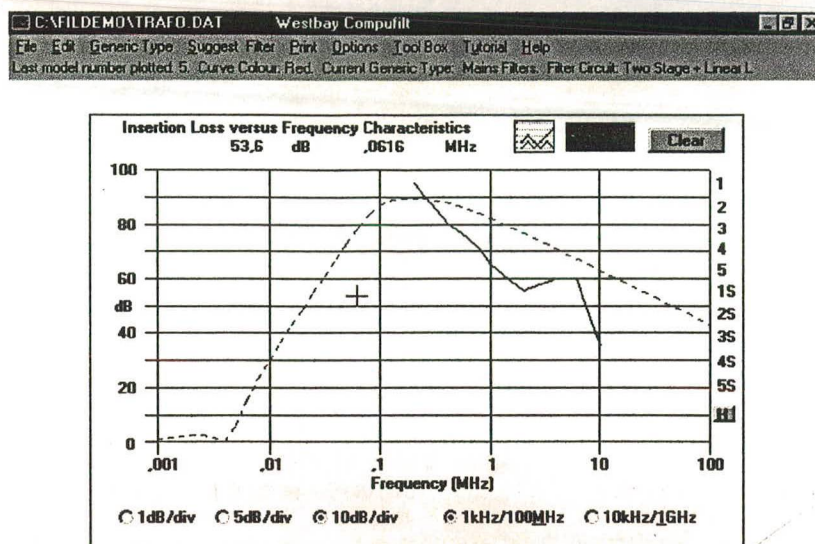


Fig. 3.15 – Atenuação esperada do filtro (teórica).

A topologia sugerida pelo programa é a topologia “PI”, com capacitores em paralelo com a entrada e com a saída e um indutor de modo comum no caminho da corrente, como mostra a Fig. 3.16.

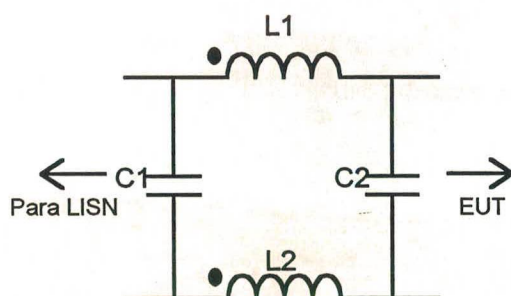


Fig. 3.16 – Diagrama esquemático do filtro

sendo:

$$C1 = C2 = 0,22\mu F$$

$$L1 = L2 = 12mH$$

Os capacitores utilizados foram:

Tipo / Fabricante	Quantidade (Un.)	Capacitância (μF)	Tensão Nominal (VCA)
Supressor X1 / Siemens	2	0,22	380

Para o indutor de modo comum, é interessante que o coeficiente de acoplamento seja próximo da unidade, ou seja, que a dispersão do fluxo no núcleo seja praticamente nula. O núcleo mais apropriado para tanto é o núcleo toroidal, que foi escolhido para a realização deste projeto. Abaixo segue a especificação do núcleo utilizado no filtro:

Modelo / Material Magnético / Fabricante	Quantidade (Un.)	Indutância (mH)³
Núcleo Toroidal NT-23/IP6/ Thornton	1	L1 = 12 L2 = 12

Para obter este valor de indutância (12mH), são necessárias 87 espiras, utilizando-se para o cálculo uma permeabilidade inicial de 2000G/Oe à 23°C.

Construiu-se o filtro com base nos valores acima, realizando-se em seguida o teste de emissão do transformador associado ao filtro, conforme a Fig. 3.17.

³ Medida com uma ponte de medição de indutância, utilizando a frequência de 10kHz

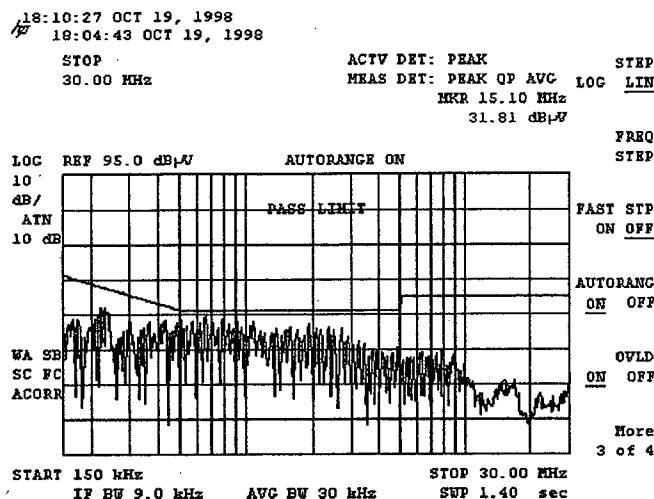


Fig. 3.17 – Resultado do teste de emissão por condução com o uso do filtro de supressão de EMI

Pode-se perceber que as emissões por condução foram atenuadas, logrando-se colocar o transformador em conformidade com a norma de emissão por condução de dispositivos de iluminação.

3.3.2 - Diagnóstico de Campos Eletromagnéticos

O diagnóstico de campos eletromagnéticos via sondas é útil para se fazer a detecção local (no circuito impresso) dos elementos críticos na emissão de irradiações eletromagnéticas em um circuito. Para realizar o teste, basta levar-se a sonda ao local de interesse e observar o espectro no analisador. As sondas disponíveis no laboratório são a HP 11941A (para a faixa de 9kHz-30MHz) e a HP 11940A (para a faixa de 30MHz-1GHz).

Realizou-se um teste de diagnóstico de emissão eletromagnética irradiada em um transformador eletrônico com o objetivo de verificar quais são os componentes críticos do circuito na emissão.

3.3.2.1 - Resultados obtidos com a Sonda HP 11941A (9kHz-30MHz)

Foi realizado um ensaio com um transformador eletrônico para lâmpadas halógenas com invólucro metálico, medindo-se o ruído ambiente, o ruído sem o invólucro metálico e o ruído com o invólucro metálico. Os resultados dos testes são apresentados nas figuras 3.18, 3.19 e 3.20.

17:18:10 OCT 01, 1998

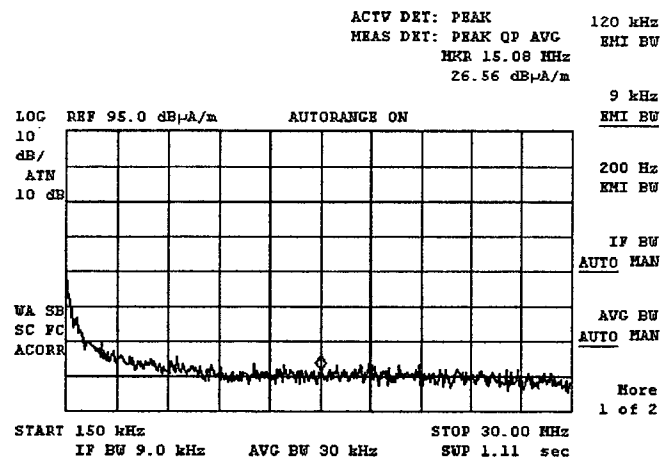


*Fig. 3.18 – Ruído Ambiente (noise floor).
Faixa de medição: 9kHz – 30MHz.*

17:21:42 OCT 01, 1998

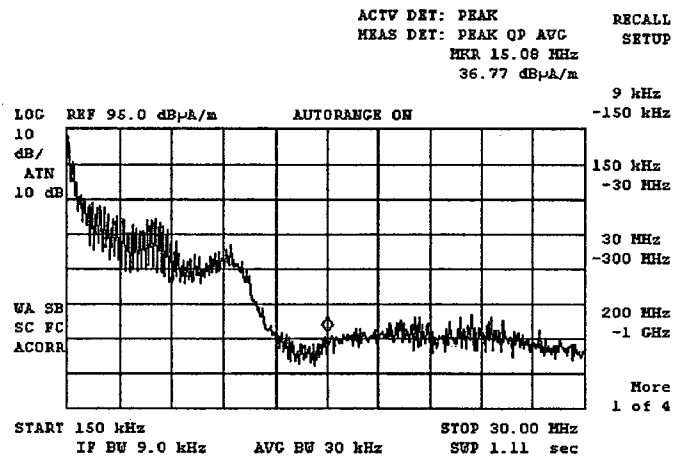


*Fig. 3.19 – Sonda "Sniffer" no meio do circuito
(acima do circuito, sem o invólucro metálico).
Faixa de medição: 9kHz – 30MHz.*

17:25:25 OCT 01, 1998

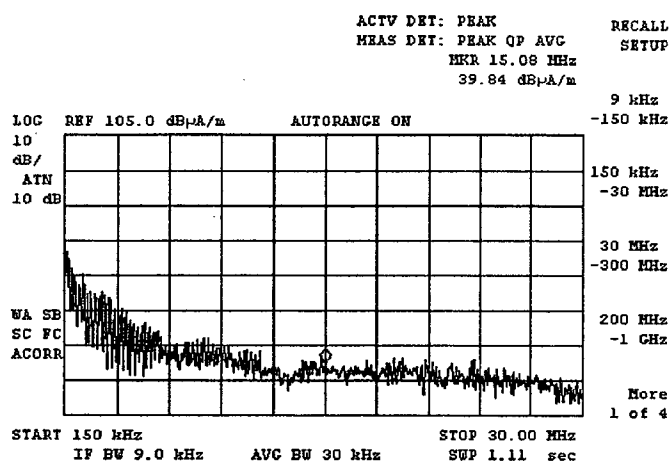


Fig. 3.20 – Sonda sobre o circuito, com o invólucro metálico.
Faixa de medição: 9kHz – 30MHz.

Comparando-se as figuras 3.19 e 3.20 pode-se observar a atuação do invólucro metálico como elemento de blindagem para a interferência irradiada.

3.3.2.2 Resultados obtidos com a Sonda HP 11940A (30MHz-1GHz)

Os mesmos testes realizados no item anterior foram repetidos, utilizando-se a sonda HP 11940A. Os resultados obtidos podem ser vistos nas Figuras 3.21, 3.22 e 3.23

17:02:00 JAN 18, 1999

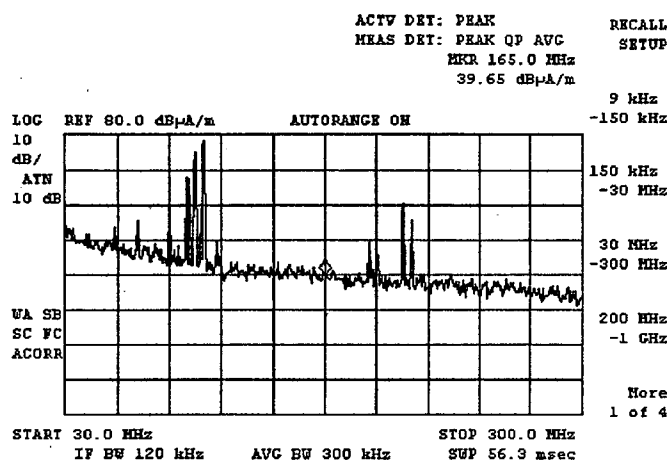


Fig. 3.21 – Ruído Ambiente (noise floor).
Faixa de medição: 30MHz – 1GHz.

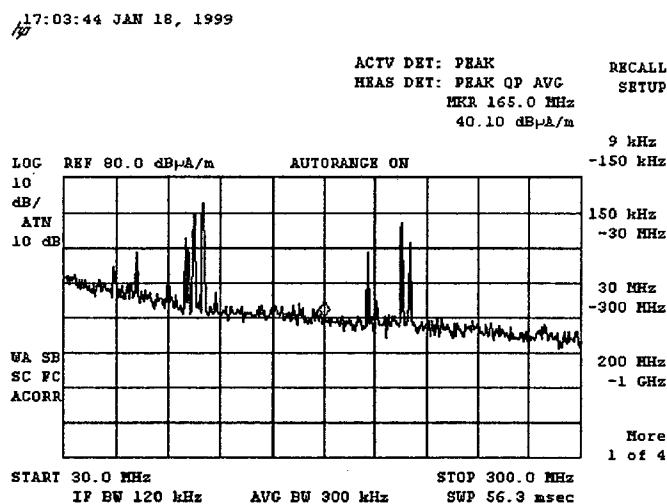


Fig. 3.22 – Sonda (Sniffer) no meio do circuito (acima do circuito, sem o invólucro metálico).

Faixa de medição: 30MHz – 1GHz.

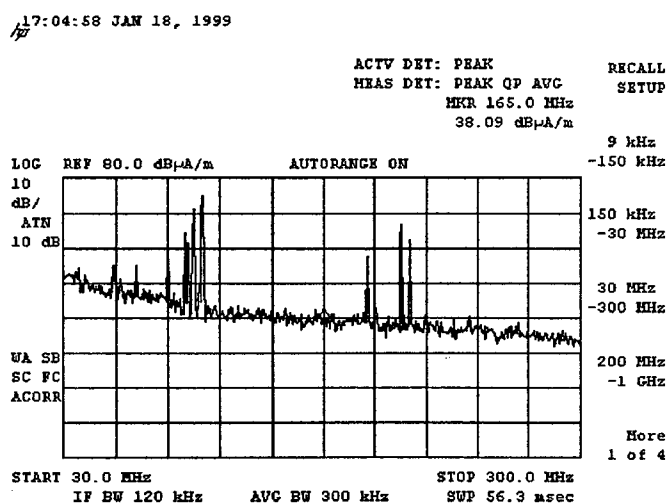


Fig. 3.23 – Sonda sobre o circuito, com o invólucro metálico.

Faixa de medição: 30MHz – 1GHz.

Observa-se nas Figuras 3.21, 3.22 e 3. 23 que praticamente não há variação no espectro apresentado, o que denota que o transformador eletrônico praticamente não gera interferência eletromagnética irradiada acima de 30MHz.

3.4 Máquina de Vídeo-Bingo

Foram realizados ensaios de emissão por condução em uma máquina de vídeo-bingo disponível para testes no laboratório. Os dados da máquina são:

- ⇒ Fabricante: Williams Gaming Inc.
- ⇒ Modelo: 550-00
- ⇒ CID: 71291, número de série: 1008753
- ⇒ Tensão de Alimentação: 120/240V
- ⇒ Corrente de Alimentação: 4,0/2,0A
- ⇒ Frequência da Rede: 50/60Hz
- ⇒ Data de Fabricação: 27/03/1997.

A máquina é de procedência de Chicago, IL, Estados Unidos. Observando-se o interior do equipamento, é possível perceber que o projeto foi realizado levando em conta a Compatibilidade Eletromagnética (apresentando elementos como blindagem, filtros, etc.). A norma utilizada para estes testes foi a CISPR 22. As figuras 3.24 e 3.25 mostram os resultados.

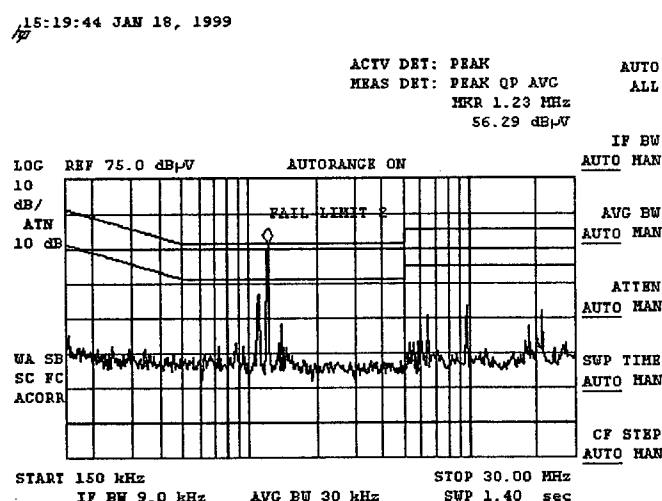


Fig. 3.24 – Teste de emissão por condução com a máquina ligada.

Pode-se observar que as emissões da máquina estão dentro dos limites da norma, com exceção de um único pico na frequência aproximada de 1,2MHz. Em testes anteriores, verificou-se que nesta frequência existe uma estação de rádio AM. Para ter certeza de que nesta frequência não havia nenhuma emissão camuflada, foi utilizada a função de demodulação do analisador de espectro e foi possível ouvir a estação de rádio nesta frequência. Para demonstrar que a emissão nesta frequência realmente é devida ao ambiente, realizou-se um teste de emissão com a máquina desligada, que é apresentado na figura 3.25.

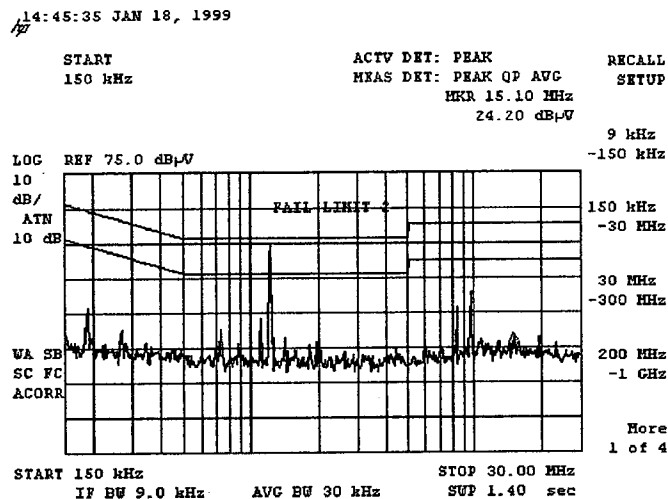


Fig. 3.25 – Teste de emissão com a máquina desligada (ruído ambiente).

Pode-se perceber que o espectro apresentado praticamente não se altera, ou seja, que as emissões por condução estão dentro do limite estabelecido pela norma na faixa de frequência de interesse.

3.5 Conclusão

É possível perceber as diferenças entre a teoria apresentada e os resultados práticos obtidos. Algumas noções essenciais, tais como a interferência do ambiente, somente são percebidas pela análise prática dos problemas de Compatibilidade Eletromagnética.

A experiência de projeto de um filtro de rede completo para eliminar componentes de modos comum e diferencial demonstrou ser eficaz, apesar de ter sido utilizado o ferro-silício como material do núcleo dos indutores do filtro. Em trabalhos posteriores, sugere-se o uso de ferrite como material dos indutores, devido às características em frequência e à relação volume/peso. Apesar de ter sido utilizado o ferro-silício, o procedimento de projeto está correto.

O resultado do diagnóstico de emissão deixa claro que os transformadores eletrônicos (que utilizam a tecnologia da eletrônica de potência) emitem componentes relevantes somente até 30MHz. Também se comprova a eficiência de uma blindagem metálica na supressão das emissões irradiadas.

O teste com a máquina de vídeo-bingo revela que, se a compatibilidade eletromagnética for considerada uma parte integrante do projeto, o produto final pode facilmente estar em conformidade com a norma

CONCLUSÃO GERAL

Foi realizado um levantamento bibliográfico intenso, já que a Compatibilidade Eletromagnética, aplicada em eletrônica de potência, ainda é um assunto novo e em estudo. Deste modo, grande parte deste trabalho dedicou-se a um embasamento teórico e à aprendizagem da operação dos instrumentos de medição das grandezas da Compatibilidade Eletromagnética.

A idéia inicial era fazer medições de interferência por condução e irradiada em protótipos produzidos pelos mestrandos/doutorandos do INEP. As emissões irradiadas não puderam ser medidas devido à falta de local adequado, apesar do laboratório ter as antenas e o equipamento necessário. O que inviabiliza as medições é o ruído ambiente, que mascara as emissões do equipamento a ser medido. Deste modo, as emissões por condução foram o alvo de grande parte dos testes. Devido à rede de alimentação comercial agir como uma grande “antena” para captar sinais, foi verificado desde o início das medições a presença de um pico na faixa de frequência adotada pela norma (150kHz – 30MHz), aproximadamente na frequência de 1,2MHz. Utilizando a função de demodulação de sinais FM/AM do analisador de espectro, verificou-se que este sinal é oriundo de uma estação de rádio AM local. Utilizou-se uma técnica para eliminar este pico, denominada de “Cancelamento Ativo”. Esta técnica foi utilizada originalmente em medições de emissões irradiadas, de acordo com [7]. A técnica denominada de “Cancelamento Ativo” foi utilizada nas medições de emissões por condução para que a interferência do ruído ambiente fosse minimizada. Para verificar se a técnica realmente era viável, utilizou-se de uma lista de discussão via WWW para saber se a técnica era aplicada corretamente. A opinião final é de que a técnica não pode ser empregada, pois pode mascarar ruídos que são oriundos do Equipamento sob Teste. Deste modo, para as medições realizadas e apresentadas neste trabalho, não foi utilizada esta técnica.

Outro tipo de emissão eletromagnética medida foi a de campo próximo. No laboratório há sondas de campo próximo apropriadas para tanto. Este tipo de medição se mostrou útil na detecção de elementos críticos em circuitos impressos. Deste modo, pode-se investigar qual é a área mais problemática em um circuito impresso e partir para a correção, seja reprojetoando o circuito, alternado o *layout* ou utilizando técnicas de blindagem.

O analisador de espectro, o instrumento principal nas medições, foi analisado em detalhes. Nas medições de emissão por condução, sempre deve ser utilizado o limitador de transientes, pois em caso contrário há risco de danificar o analisador. No Anexo A, há um comentário sobre um usuário que relata um caso de queima do analisador.

O teste de emissão por condução realizado com a fonte chaveada demonstrou que este produto não estava em conformidade com a norma referente à emissões de fontes chaveadas. Optou-se por construir um filtro de rede completo, para eliminar as componentes de modo comum e as de modo diferencial. O filtro ficou com um volume grande para aplicação como filtro de fonte chaveada, e assim teve finalidade de teste apenas. O filtro foi efetivo em atenuar as emissões por condução da fonte chaveada. Com este teste, verificou-se que o material a ser utilizado no núcleo dos indutores para filtro de EMI deve ser a ferrite devido às suas características recomendáveis (resposta em frequência e relação volume/peso).

Realizou-se testes com diversos transformadores eletrônicos para lâmpadas halógenas, e verificou-se que as emissões por condução dos mesmos não estavam em conformidade com a norma aplicável. Partiu-se para o projeto de um filtro de atenuação de emissões por condução para ser aplicado em um dos transformadores testados, desta vez utilizando um software demonstrativo para projeto de filtro de EMI, o COMPUFILT. Com o filtro projetado, partiu-se para a implementação do mesmo. Verificou-se que o filtro foi efetivo em atenuar as emissões por condução do transformador e fazer com que o mesmo esteja em conformidade com a norma.

Utilizou-se uma máquina de vídeo-bingo disponível no laboratório para testes de emissão por condução. Observando-se o interior da máquina, pode-se verificar que ela já tem incorporada vários dispositivos para que a máquina tenha compatibilidade eletromagnética. (filtros, blindagens, etc.). Verificou-se que a máquina está em conformidade com a norma, sem praticamente nenhum componente de frequência na faixa de medição da norma. Partindo do pressuposto de que esta máquina sai de fábrica da maneira que chegou aqui, este teste mostra que um projeto de equipamento, levando em conta a Compatibilidade Eletromagnética, pode ser muito econômico, já que dispensa futuras adições de filtros e blindagens adicionais (maior custo) no equipamento.

Sugestões para a continuidade deste trabalho incluem:

- ⇒ Uso de um local adequado para a medição de emissões irradiadas.
- ⇒ Medição das emissões por condução dos protótipos produzidos no INEP, tanto em AC como em DC.
- ⇒ Criação de modelos para simulação.
- ⇒ Simulação das emissões e do efeito dos filtros com auxílio do software Pspice.
- ⇒ Estudo de compatibilidade a nível de circuito impresso (PCB's), inclusive com a criação de modelos para estudo a nível de simulação.
- ⇒ Uso de software para projeto de filtros para atenuar emissões por condução.
- ⇒ Criação e desenvolvimento de um sistema automático de emissão de relatórios para os teste realizados no laboratório.

Referências Bibliográficas

- [1] PAUL, Clayton R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility** : Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, 1992.
- [2] TIHANYI, L. **Electromagnetic Compatibility in Power Electronics** : IEEE Press, 1995.
- [3] CHEN, Dan Y. **Conducted EMI in Switching Power Supplies**. Tutorial. PESC'98. Fukoka-Japan : May 17-22, 1998.
- [4] MARTINS, Marcelo C. V. **Introdução à Compatibilidade Eletromagnética**. MM Editora Ltda.
- [5] BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. INEP-UFSC. Publicação interna, 1990.
- [6] LINKWITZ, S.; WILCOX, A. **Techniques for measuring narrowband and broadband EMI signals using spectrum analysers**. Hewlett-Packard.
- [7] MILLER, P. A technique for the measurement of radiated emissions in the presence of interference. In: **IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility**, 1997. p. 109-111.
- [8] ROSSETTO, L., TENTI, P., ZUCCATO, A. Electromagnetic Compatibility of industrial equipment. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA-COBEP (4. : 1997 : Belo Horizonte). **Anais**. Belo Horizonte : 1997. p 3-13.
- [9] SIEMENS-MATSUSHITA. **Databook of EMC Components**, 1996.
- [10] OZENBAUGH, Richard L. **EMI Filter Design** : Marcel Dekker Inc., 1996.

- [11] Lista de Discussão do IEEE na área de conformidade em Compatibilidade Eletromagnética, "EMC-PSTC Discussion List". e-mail: emc-pstc@majordomo.ieee.org

- [12] SUGASAWARA, D.; PAETAU, J. **Safety, EMI and RFI Considerations.** : Application Note. Microlinear Corp., 1996.

- [13] Software para projeto de filtros de EMI. **COMPUFILT.** United Kingdom : Westbay Technology Ltd., 1995.

- [14] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **Referências Bibliográficas**, NBR 12304. Rio de Janeiro, 1990.

- [15] NAVE, Mark J. THE EFFECT OF DUTY CYCLE ON SMPS COMMON MODE EMISSIONS: THEORY AND EXPERIMENT. **IEEE Symposia Records (1955-1995) CD-ROM**, The Institute of Electrical and Electronic Engineer, Inc., EMC Society, p. 211-216, 1989.

- [16] BOWLES, Betty A.; PAUL, Clayton R. MODELLING INTERFERENCE PROPERTIES OF SMPS DC POWER DISTRIBUTION BUSSES. **IEEE Symposia Records (1955-1995) CD-ROM**, The Institute of Electrical and Electronic Engineer, Inc., EMC Society, p. 119-126, 1989.

- [17] JOBE, David J.; JESPERSON, Carl P. SELECTION AND TEST OF POWER LINE FILTERS FOR USE IN EQUIPMENT DESIGNED TO MEET GOVERNMENT ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY SPECIFICATIONS. **IEEE Symposia Records (1955-1995) CD-ROM**, The Institute of Electrical and Electronic Engineer, Inc., EMC Society, p. 283-289.

- [18] NAVE, Mark J. PREDICTION OF CONDUCTED EMISSIONS IN SWITCHED MODE POWER SUPPLIES. **IEEE Symposia Records (1955-1995) CD-ROM**, The Institute of Electrical and Electronic Engineer, Inc., EMC Society, p. 167-173, 1986.

- [19] ALVSTEN, Bengt. Interference and Capacitors. **EMCNET Technical Paper**. <http://www.emcnet.com/papers>, 1998.
- [20] JOHANSSON, Jan-Ulf. Safety requirements for EMI suppression capacitors. **EMCNET Technical Paper**. <http://www.emcnet.com/papers>, 1998.
- [21] O'HARA, Martin. Pre-Compliance Testing the Conducted Line Emissions of DC Supplied Circuits. **EMCNET Technical Paper**. <http://www.emcnet.com/papers>, 1998.
- [22] FORRESTER, W. Voltage Distortion on Computer Power Supplies. **EMCNET Technical Paper**. <http://www.emcnet.com/papers>, 1998.
- [23] MAWDSLEY, David. EMC Conducted Emissions measurement. **EMCNET Technical Paper**. <http://www.emcnet.com/papers>, 1998.
- [24] MAWDSLEY, David. EMC Emissions measurement – Pre Selectors... what, why and when?. **EMCNET Technical Paper**. <http://www.emcnet.com/papers>, 1998.
- [25] CHAMBERS, Jeff. MODELLING EMI SUPPRESSION FILTER BEHAVIOUR. **EMCNET Technical Paper**. <http://www.emcnet.com/papers>, 1998.
- [26] VELLANO NETO, Victor. Requisitos e Métodos de Ensaio de EMC Aplicáveis a Sistemas de Energia Chaveados em Alta Frequência. Congresso Internacional de Infra-estrutura para Telecomunicações-CININTEL (2. : 1998 : Fortaleza). **Anais**. Fortaleza, 1998.
- [27] HP 8590 EM-Series EMC Analyzer User's Guide. Hewlett Packard Co. : Agosto, 1995.
- [28] OTT, Henry W. **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems** : Wiley-Interscience , 1988.

[29] Comunidade Européia. **Directive 89/336/EEC COUNCIL DIRECTIVE OF 3 MAY 1989 ON THE APPROXIMATION OF THE LAWS OF THE MEMBER STATES RELATING TO ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (89/336/EEC).**

ANEXO A

COMENTÁRIOS SOBRE O USO DA TÉCNICA DO “CANCELAMENTO ATIVO”

AUTOR: Muriel Bittencourt
E-mail: muriel@inep.ufsc.br

Hello all,

I'm doing my measurements of conducted emissions using a Spectrum Analyzer, but my site isn't shielded, i.e. some interference (radio stations) appears at the screen of the SA. So, I'm doing this: I record the signal with the product tested at "off" and when I turn the product "on", I subtract the signal of "on" minus the signal of "off". This means that I subtract the "ambient noise" from the noise being generated by the product itself.

What I really want to know is: Is this procedure correct? Am I doing a nonsense thing? Any comments will be welcome.

Thanks, Muriel

AUTOR: Mike Mertinooke
E-mail: mmertino@modicon.com

Your method is not nonsense, but you must understand its limitations.

- 1) Are you really doing "conducted" emissions tests? Your comment about receiving radio stations makes it sounds like "radiated" emissions.
- 2) All measurements must be "quasi-peak". If you take peak measurements, you will get a different reading. Sometimes the difference is large. If your spectrum analyzer cannot measure "quasi-peak" readings, then try taking "average" readings. They are generally closer to the quasi-peak reading.
- 3) Your equipment might have signals hiding among the radio station signals. Your "subtract the ambient" method would not show you these signals.
- 4) Conducted emissions testing can be done in a non-shielded site, but the results cannot be used to declare conformity (in my opinion). I have found that the LISN must be very solidly grounded, and your test setup must be very, very carefully assembled.

Small changes in grounding or in cable routing can make large changes in the results. In my opinion, a test station inside a screen room gives more reproducible results.

5) If you really are doing conducted emission testing, do not forget to put a surge arrestor / transient protector on the input to your analyzer. When you shift the wires around or otherwise alter current through the LISN, the transients can destroy your analyzer! (I ruined my analyzer this way once).

AUTOR: Eric Lifsey

E-mail: eric.lifsey@natinst.com

We also run conducted emission tests without a shielded room in an office area. The office partitions, about 1.7 meters tall, are made of steel modules. We have a 3/16 inch thick aluminum ground reference that is bonded to the office partition at several locations about 2 meters apart. The entire EMC lab is about 3.6 by 7.2 meters in size. A HP 6842A harmonics analyzer generates our AC power (because 50 Hz is very rare here).

We do not have problems with conducted ambient signals; we test mostly Class A CISPR, but Class B on occasion too.

No - you can't subtract the ambients that way; that introduces a large error. I suggest you filter the ambient to at least 6 or 8 dB below the limit. Try adding an AC line filter (maybe more than one) to the AC supply side before your line stabilization networks, and maybe several large ferrites as well, to reduce the ambients.

Several years ago I used a low cost filtered power strip to reduce conducted noise on my old shielded room at another employer (when I was waiting for the 100 dB line filters to be installed on the room) and it actually worked well enough to run Class B tests for FCC (above 450 kHz).

AUTOR: H.Ahamdi

E-mail: Hahmadi@cortechsyst.com

Although the screen room is helpful for conducted emissions, but lack of it should not matter a great deal. In addition to that you can't mathematically subtract one peak from another and use the difference for your evaluation. If you use input filter before your LISN, then a large number of your problem should disappear.

AUTOR: Mark Briggs
E-mail: mbriggs@elliottlabs.com

Don't subtract the two traces - simply compare them and make sure you measure the "new" signals. You should be able to plot the two traces on one graph to make this easier. Also look carefully around the ambient signals (i.e. those signals that are there when the equipment is switched off) to make sure that there aren't signals from the EUT "hiding" underneath them.

Always have 10 or 20dB of attenuation selected in the analyzer to avoid overloading the mixer (which gives very erroneous results).

AUTOR: Brent DeWitt
E-mail: bdewitt@ix.netcon.com

The only problem to be concerned with from measurements with a spectrum analyzer is the effect of "out of band" signals. Your methodology is good, but requires an additional check.

You should examine the entire conducted spectrum (I expect you have, and this is a redundant process) and assure that none of the ambient signals are of higher strength than specified by the measurement equipment vendor for overload.

The other issue is: are conducted emissions "hiding" under the ambients? It's hard to answer. I try to deal with the problem by narrowing my resolution bandwidth to something like 10kHz while searching. While this is not a "legal" RBW for compliance, it allows for a much greater operator discrimination of signals.

AUTOR: Gert Gremmen
E-mail: cetest@cetest.nl

What you are trying to do is a valid method of pré-compliance testing but: make sure your subtraction is done in the linear domain. If subtracting dB's you will obviously make huge mistakes. FA a 40dBuV signal is present as a FM radio station in your set-up. The EUT makes interference at 43 dBuV. The difference in uV is only 30% if you subtract both signals only 3 dBuV will reside. That clearly is a big error.

As no correlation between the signals can be present, the sum of two signals rarely is the double of both. This means that an interfering environment source, which is less than 6 dB below the requested signal, DOES NOT contribute significantly to the output of your measurements. No subtraction required thus, just take the EUT signal level value. If you want to estimate the sum of two uncorrelated signals, try the root from the sum of the mean squares method (in uVolts, not in dB) make sure your subtracted signal consists of continuous signal only. Do not take a spectrum analyzers sweep, because it might contain intermittent signals.

The only useful subtraction you can make is subtracting "peaks that should not be there" and that interfere with the interference plot that you want to make. This requires you to measure and identify peaks in a mathematical way, and then selectively subtracting them from your plot.

Be especially very careful if you suspect that environment interference is at the same frequency as EUT signal. They might be different in relation to narrowband broadband character, therefore give different results in your "peak" "quasi-peak" and average detector and thus invalidating every method of subtraction you may try.

AUTOR: Ian Ball
E-mail: iball@dmicros.com

Now this depends on the size of the equipment but the easiest solution would be to build a cage around the equipment and screen the test. This can be a very simple wooden frame covered with chicken wire or similar. Since we're only talking about conducted emissions, presumably up to 30MHz size of the mesh is not critical. The main points to remember are:

1. The enclosure should be 0.5 m larger than the equipment on all faces.
2. All cable screens entering or leaving the enclosure should be tied down to the same potential as the enclosure.
3. The enclosure should be earthed.
4. The incoming mains should, preferably be filtered.

Whatever you do don't simply pass any cables through the wire and into the test volume as this negates the efficacy of the Faraday cage.

AUTOR: Richard A. Schumacher
E-mail: schumach@valencia.rsn.hp.com

I do this for an initial survey. It's not entirely reliable because any external interference may turn off (or on) after doing the background sweep and before starting the measurement sweep, so one must usually repeat the procedure several times. It's useful for finding gross problems but I would not rely on it for seeking approval unless it shows more than about 15 dB of margin.

AUTOR: Bob Cresswell
E-mail: bcresswell@Intellistor.com

There is yet another approach to the problem of common mode currents on cables, which are produced by AM, TV, FM. broadcast station. In the past I have made a common mode Balun which is simply 2 or 3 ferrite rings (maybe 2.5 to 3 inch diam.) and route your coax cable around the ferrite, maybe 5 turns. This will limit the interference current while leaving the conducted emissions currents untouched. This has worked well for me in the past.

AUTOR: Mirko Matejic
E-mail: mmatejic@foxboro.com

You asked for comments on your CONDUCTED emissions testing procedure in a presence of ambient noise. Provide clean ac power to LISN. Either have "clean" ac power generator or insert 10 kHz low pass filter between ac power line and LISN. In addition, add common mode filter as already commented.

The method you suggested is not acceptable for final compliance measurements. This test method might be useful during engineering work, in which case you are allowed to use any test method you want.

AUTOR: Tom Cokenias
E-mail: trephonc@macconnect.com

It depends on how you are subtracting. When measuring with EUT on, you are looking at ambient + EUT signal - in a logarithmic representation when using the analyzer log scale. Since subtracting logs is equivalent to dividing numbers, you have to be careful.

A worst-case scenario is when you have an EUT signal at the same frequency as an ambient, but at only slightly lower amplitude than the ambient. I don't know of any way of extracting the EUT signal using conventional EMI instrumentation. As I recall, using the subtraction function available on most analyzers will cancel out the ambient+EUT, giving the impression there is no EUT signal there.

Your task is to reduce the ambients being received by your measuring system to a level more than 6 dB below the spec limit you are measuring to, hopefully by a lot more than 6 dB. Most specifications consider a measurement valid only if signal+ambient is at least 6 dB greater than ambient alone. This way, if the EUT signal is near the limit, you will see it come and go as you turn the EUT on and off.

For line conducted tests, try using an AC EMI line filter at the AC input to the LISN, placed as close as you can to the LISN. The filter should attenuate the radio signals being picked up by the mains (antenna) wires. The LISN and the filter should be mounted on the same ground plane. I have had good results in on-site tests with LISN's, filters, and a portable ground plane.

If you are still measuring strong ambient in the .150-30 MHz region, you may need to take steps to shield your equipment and set-up.

AUTOR: Ed Price

E-mail: ed.price@cubic.com

CONDUCTED EMISSIONS measured on your open field site!!!?

Well, I'm sorry; I read right past that and addressed your problem as a radiated one. Fortunately, other posters didn't make that slip and have offered a number of good tips and practices. But let me add a couple of more.

It's possible that powerline conducted noise, originating off-site, is obscuring the real data from the EUT. And powerline filters and/or an isolation transformer may reduce your problem adequately. But the noise may be radiated off of nearby powerlines, and is also reaching your site by radiated means as well as conducted. The EUT's powerlines then pick

up the radiated energy, and all of your filtering of the site is useless. (This would also be the case for a completely dedicated generator.)

My approach has always been to use a powerline filter at the edge of my open field site and to route my filtered power under the ground plane inside steel conduit. But I have always used a shielded enclosure for doing my conducted emission data acquisition. If your EUT is so big that it can't fit into a shielded room, then you can try to find another site, wait for the ambient signal to go away, or try to construct a crude shield structure using grounded, parallel wires strung over the site.

Finally (and again, assuming that you have treated the conductive path onto your site), I have heard of active cancellation equipment which can generate a phase shifted image of the offending signal and locally radiate this signal so as to create a limited "null" zone. How big of a null zone, the uniformity of cancellation, the stability and agility of the cancellation and the cost/complexity of the equipment are all unknowns to me. I wonder if any in our group has every tried active cancellation?

AUTOR: Randy Flinders
E-mail: Randall.Flinders@emulex.com

I had a similar problem with my Conducted Emissions test site. The Power Cord of the EUT was actually acting as an antenna picking up local AM Radio stations, and passing them through the LISN to the receiver. My solution - Shield the Test Site.

AUTOR: Barry Ma
E-mail: bma@namg.us.anritsu.com

>Ed Price said: "I have heard of active cancellation equipment which can generate a phase shifted image of the offending signal and locally radiate this signal so as to create a limited "null" zone. How big of a null zone, the uniformity of cancellation, the stability and agility of the cancellation and the cost/complexity of the equipment are all unknowns to me. I wonder if any in our group has every tried active cancellation?"

A friend of mine told me a few years ago that the active cancellation technology was successfully applied in Acoustics. IF it is true, I guess the difficulty to transplant it to Electromagnetic is that Acoustic field is scalar, whereas EM fields are vectors.

AUTOR: Keith Armstrong
E-mail: karmstrong@iee.org

Dear all: There is a UK EMC test equipment company called Laplace Instruments that claims to have done considerable work on this sort of issue, having found that A-B does not work. They have special software that uses a calibrated Comparison Noise Emitter to compensate for site variations. It may also be useful against ambients. It is a low-cost pre-compliance system and not intended for full compliance tests. I only know of it through talking to them at the IEEE show in Denver. For more info: their site is www.laplace.co.uk or you could Email David Mawdsley at tech@laplace.co.uk.

AUTOR: Scott Douglas
E-mail: s_douglas@ecrm.com

Barry, I have actually spent some effort in looking at active cancellation for acoustical problems. It really does work and is quite amazing. I have also seen it applied to mechanical vibration problems. Obviously, in both cases, there are considerations and it may not always work as well as one would prefer. I even recall there was once some interest by various military outfits in EM cancellation. Can't recall enough to comment otherwise. I will say that if someone knows of such a system or product, I surely would like to look at it to help solve some problems with my lab.

ANEXO B

GLOSSÁRIO DE TERMOS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

A -

Absorber - Material, for HF purposes often ferrite, which is capable of absorbing HF radiation.

AC - Alternating current

A.C.E.C - Advisory Committee on Electromagnetic Compatibility

ACB - Association of Competent Bodies

AE - Auxiliary equipment

AF - Antenna factor

AFC - Automatic frequency control

AGC - Automatic gain control

ALC - Absorber lined chamber

A/m - Ampere per metre (unit of magnetic field strength)

AM - Amplitude Modulation

AMN - Artificial mains network

Anechoic - A shielded room which is covered with HF absorbers and as such has a completely homogeneous field.

ANL - Automatic noise limiter

ANSI - American National Standards Institute

APD - Amplitude probability distribution

AR - Arrester

ASIC - Application specific Integrated circuit

ASU - Automatic interference suppression

ATE - Automatic test equipment

- B -

B-field - Magnetic flux field density (in Teslas)

BABT - British Approvals for Telecommunications

BALUN - Balanced to unbalanced (transformer)

BCI - Bulk current injection

BCIT - Bulk-current injection test

BD - Lightning protection diode

BEM - Boundary Element Method

BEMS - Bioelectromagnetics Society (devoted to electric effects in living organisms.)

BS - British Standard

BSI - British Standards Institute

BSA - Lightning protection system

- C -

CB - Citizens band (radio), however also CB - Competent Body

CCIR - Comité Consultatif International Radiocommunications - International consulting committee for radiocommunicationsconsultatif international des radiocommunications

CCITT - Comité consultatif international télégraphiqueet téléphonique – International consulting committee for telegraphy and telephony (Geneva)

CC - Compilation of Comments on CD

CD - Committee Draft for Comments

CDM - Charged device model

CDN - Coupling-decoupling-network

CDT - Conducted disturbance test

CDV - Committee Draft for Vote

CE - Communauté - European Community (see CE-Marking)

CE - Conducted emission

CECC - CENELEC Electronic Components Committee

CE-Marking . The mark consists of the letters CE and indicates compliance with all relevant EC-directives which concern the marked product. It means that the natural or juristic person which executed or ordered marking has made sure that the good complies with all harmonized Community directives and has passed all conformity testing procedures required.

CEM - Compatibilité électromagnétique- electromagnetic compatibility (French)

CEN - Comité Européen de Normalisation - European Standardization Committee

CENELEC - (European Committee for Electrotechnical Standardization) Comité Européen de NormalisationElectrotechnique (located in Bruxelles, in charge of harmonizing electro-technical standards in the frame of the European Community and the European Economic Area EEA)

CEOC - Confédération Européenne d' Organismes de Contrôle / European Confederation of Independent Inspecting Bodies

CEU - Commission of the European Union

CI - Conduced interference

CIGRE - Conférence internationale des grands réseauxélectriques á haute tension - International Conference for High-Voltage Networks

CIP - Current injection probe

CISPR - Comité international spécial des PerturbationsRadioélectriques

CMC - Common mode coupling

CMI - Common mode interference

CMR - Common mode rejection ($CMR/dB = 20 \log CMRR$)

CMRR - Common mode rejection rate
 CMV - Common mode voltage
 CNC - Common mode to normal mode conversion
 CPF - Current Probe Factor
 CRD - Current regulative diode
 CS - Conducted susceptibility
 CSA - Canadian Standards Association
 CUT - Circuit under test
 CW - Continuous waves
 CX - Coaxial

- D -

DA - Draft Agenda
 D/A - Digital to Analogue
 DAC - Digital to analogue converter
 DAS - Disturbance analysis system
 DAR - German Accrediting Council (Central organ covering all federal and private industrial activities to determine competences of test laboratories and certifiers)
 dB - Decibel
 dBc - dB beyond carrier level
 dBm - dB above one Milliwatt
 dBuV - dB above one microvolt
 DC - Direct Current
 DCM - Direct current noise margin
 DCS - Digitally coded squelch
 DEMP - Dispersed EMP
 DEP - Double Exponential Pulse
 DF - Decoupling filter
 DIN - Deutsches Institut for Normung
 DIS - Draft international standard
 DMC - Differential-mode-coupling
 DNL - Dynamic noise limiter
 DNR - Dynamic noise reduction

 doa - Date of announcement
 DOC - Declaration of Conformity
 dop - . Date of publication
 dor - Date of ratification

dow - Date of withdrawel

DOW - Damped Oscillating Wave

DRA -Defence Evaluation & Research Agency

DTI - Department of Trade and Industry

DUT - Device under test

- E -

EAF - Electrical Antenna factor

EC Declaration of Conformity - Declaration of a supplier certifying the compliance of his product with a particular European standard. In accordance with the Electromagnetic Compatibility Act, the declaration has to contain the following: the description of the corresponding device respectively devices, the source of the specification to which the declaration of conformity is relating, data concerning the internal measures taken with respect to EMC and the signature of the person entitled to sign on behalf of the manufacturer or his representatives and, if applicable the location of a EC-type certification issue by a notified body.

ECE - Economic Commission for Europe

ECMA - European Computer Manufacturers Association

EEA - European Economic Area (The EEA consists of the member states of the European Community Austria, Belgium, Denmark, Finland, France, Germany, Great Britain, Greece, Ireland, Italy, Luxembourg, Portugal, Spain, Sweden and the Netherlands as well as the EFTA member states Iceland, Liechtenstein and Norway.)

EED - Electro-explosive devices

EEE, E3 - Electromagnetic environmental effects

EEN - Environmental electromagnetic noise

EES - Electromagnetic environment simulator

E-Field - Electric field

EFT - Electrical fast transient

EFT/B - Electrical Fast Transient Burst

EFTA - European Free Trade Association

EGB - Electrostatic sensitive components

EHF - Extremely high frequency

EIA - Electronic Industries Association

Electro-sensitivity - A vegetative reaction to extremely low fields

ELF - Extremely low frequency

ELSECOM - European Electrotechnical Sectoral Committee for Testing and Certification

EM - Electromagnetic environment

EMAS - Emission measurement automatic system

EMB - Electromagnetic influence

EMC - Electromagnetic compatibility - elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

EMC-Directive of the EC: Directive harmonizing standards concerning EMC-related questions in the European Economic Area (EEA). It is covering devices which can cause electromagnetic interferences or which can be influenced by electromagnetic interferences and lays down EMC-protection limits. All electric

and electronic appliances, installations and systems containing electric and electronic components are considered as devices in the eyes of the law.

EMCAB - Electromagnetic Compatibility Advisory Board

EMCDAS - Electromagnetic compatibility data acquisition system

EMCNET - The world-wide focal point for EMC/EMI news, information, products and services.

EMCS - Electromagnetic Compatibility Society - (within the IEEE)

EMCTLA - EMC Test Laboratories Association

EME - Electromagnetic emission

EME - Electromagnetic environment

EMI - Electromagnetic interference

EMIC - Electromagnetic interference control

EMIE - Electromagnetic interference effects

EMISMS - Electromagnetic interference safety margins

Emission - A HF Field emitted from a certain source, most often a piece of electronic equipment.

EMP - Electromagnetic pulse

EMR - Electromagnetic radiation

EMRE - Electromagnetic radiation effects

EMS - Electromagnetic susceptibility

EMSCAN - Electromagnetic scanner

EMVU - Electromagnetic Compatibility Environment

EMVV - Electromagnetic Compatibility directive (Austrian EMC-law)

EN - European Standard (see CENELEC)

Endo-NEMP - Endo-atmospherical nuclear electromagnetic pulse

ENI - Equivalent noise input

ENR - Equivalent noise resistance

ENR - Excess noise ratio

ENV - European Pre-standard (pre-standards are created as provisional standards for future standards in order to gather experience in its application. National standards can be maintained simultaneously. After three years, pre-standards have to be converted into European standards or have to be withdrawn.)

EOS - Electrical overstress

EOTC - European Organisation for Testing and Certification

ERP - Earth reference plane

ERP - Effective radiated power

ESD - Electrostatic discharge

ESDCP - ESD control program

ESDS-parts: ESD-sensitive parts

ESHG - Home and building electric systems

ETSI - European Telecommunications Standards Institute

EU - European Union

EUT - Equipment under test

Exo-NEMP - Exo-atmospherical nuclear electromagnetic pulse

- F -

Fast Fourier Transform (FFT) - Mathematical method to calculate the frequency spectrum from a number of Analog to Digital (A/D) conversions. (conversion from time domain to frequency domain).

FCC - Federal Communications Commission

FDL - Ferrite diode limiter

FDM - Finite Difference Method

FE - Foundation grounding

FE - Operation ground conductor

FEB - The Swedish Association for the Electrically and VDT Injured

FEM - Finite Element Method

Ferrite - Material which is known for its property to absorb well high frequency radiation.

FPC - Ferrite polymer composite

FPC - Filter pin connector

FS - Fine protection (surge protector)

F/V - Frequency to voltage

- G -

GHz - Gigahertz

GICs - Geomagnetic induced currents

GND - Ground

GLC - Ground-loop coupling

GPR - Ground potential rise

GRP - Ground reference plane

GS - Coarse protection (surge protector)

GTEM- Gigahertz Transverse Electromagnetic (Cell)

- H -

H - Henry

HAEMP - High altitude EMP

HA-NEMP - High altitude nuclear electromagnetic pulse

HBES - Home and building electronic systems

HBM - Human body model

HF - High Frequency, (3 to 30 MHz)

H-Field - Magnetic field

Homogeneous Field - A HF field that has the same strength in each position in a certain pre-defined space.

HP - High pass

HPE - High power electromagnetics

HPM - High power microwaves

HPPM-generator - High power pulsed microwave generator

HV - High voltage

Hz - Hertz

- | -

I - interference

IAP - Intrasystem analysis program

ICAE - International Conference on Atmospheric Electricity

ICLP - International Conference on Lightning Protection

IEC - International Electrotechnical Commission

IECEE - IEC System for Conformity Testing to Standards for Safety of Electrical Equipment

IEEE - The Institute of Electrical and Electronics Engineers

IEMCAP - Intrasystem electromagnetic compatibility analysis program

IEMP - Internal EMP

IFRB - International Frequency Registration Board

I.F - Intermediate Frequency

IFU - International Telecommunication Union

ILIL - Input longitudinal interference loss

IMRR - Isolation mode rejection rate

Immunity - The resistance of a certain piece of electronic equipment against external high frequency fields.

I.N.F - Document for information

INIRC - International Non-Ionizing Radiation Committee

INL - Internal noise level

IPC - n-plant point of coupling

IPMC (eqp) - Industrial - Process Measurement and Control (eqp)

IRCC - International Radio Consultative Committee

IRD - Incidental radiation devices

IRPA - International Radiation Protection Association

IRTO - International Radio and Television Organization

ISO - International Organization for Standardization

ISM - Industrial scientific and medical (equipment)

ITE - Information technology equipment

ITU -International Telecommunication Union

- J -

JEDEC - Joint Electron Device Engineering Council

- K -

KNOSPE - Short-term low-ohmic star grounding (fault selection method for mains networks)

kA - Kiloampere (1000A)

kHz - Kilohertz (1000Hz)

- L -

LA - Lightning arrester

LAEMP - Low altitude EMP

LC - Line conditioner

LCL - Longitudinal conversion loss

LCTL - Longitudinal conversion transfer loss

LEMP - Lightning electromagnetic pulse

LF - Low frequency (30-300 kHz)

LFS - Quenched spark gap (overvoltage protector for low-voltage installations)

LIL - Longitudinal impedance loss

LISN - Line impedance stabilisation network

LITL - Longitudinal interference threshold level

LNA - Low noise amplifier

LPE - Lightning pulse environment

LPPE - Lightning protection potential equalization

LPS - Lightning protection system

LS - Lightning stroke

LSL - Low speed logic

LSV - Low-speed distortion-proof connection (for data transmission)

LV - (The EEA consists of the member states of the European Community Austria, Belgium, Denmark, Finland, France, Germany, Great Britain, Greece, Ireland, Italy, Luxembourg, Portugal, Spain, Sweden and the Netherlands as well as the EFTA member states Iceland, Liechtenstein and Norway.) Low voltage

LVD - Low Voltage Directive On 31 December 1996, the CE Marking Directive's (93/68/EEC) transition period ended meaning that a single design of CE mark applies to all the so-called new approach directives. Two directives for which this is particularly significant are the Low Voltage Directive (LVD) and the Personal Protective Equipment Directive (PPED).

- M -

M.A.F - Magnetic Antenna Factor
 MEB - Main equipotential bonding
 MEMPS - Mobile electromagnetic pulse simulator
 MF - Medium frequency (300...3000 kHz)
 mH - Millihenry
 MHDEMP - Magnetohydrodynamic EMP
 MHz - Megahertz
 MIL-STD - Military standard
 M.L.V - Multi Layer Varistors
 MM - Machine model

 MOM - Method of Moments
 MOV - Metal oxide varistor
 MPG - Law on medical products
 MS - Mains signalling

- N -

NACSEM - National COMSEC/EMSEC Information Memorandum (TEMPEST)
 NACSI - National COMSEC Instruction (TEMPEST)
 NAE - National Academy of Engineering
 NAMAS - National Measurement and Accreditation Service
 NASA - National Aeronautics and Space Administration
 N.B - Narrow Band
 N.E.C - Nederlands Electrotechnisch Comité
 NEMF - Natural electromagnetic field
 NEMP - Nuclear electromagnetic pulse
 NEP - Noise equivalent power
 NF - Noise factor
 NIST - National Institute of Standards and Technology
 NL - Noise limiter
 NMR - Normal mode rejection
 NMV - Normal mode voltage
 NNB - Simulated mains supply
 NOSPE - Low ohmic star point grounding (in electric energy systems)
 NPL - National Physics Laboratory (UK)
 NPT - Noise protection transformer

NR - Noise ratio

NSA - Normalized site attenuation

NVLAP - National Voluntary Laboratory Accreditation Program (USA)

- O -

OATS - Open area test site

OIML - Organisation internationale de metrologie legale -International organisation for legal measuring

OIRT - Organisation internationale de radiodiffusion et télévision International – organisation for radio and TV-broadcasting

OJEC - Official Journal of the European Communities

OVP - Overvoltage protection

- P -

PA - Potential equalization

PARD - Periodic and random deviation

PC - Point of coupling

PCC - Point of common coupling

PE - Protective earth

PEL - Permissible exposure limit

PELV - Protective extra low voltage

PEMF - Pulsating magnetic fields

PFC - Power factor correction

PFVP - Proper functioning verification procedures

PLC - Power line conditioner

PLDA - Power line disturbance analyser

PLHR - Power line harmonic radiation

PLISN - Power line stabilization network

PLR - Power line radiation

POE - Point of entry

PPED - Personal Protective Equipment Directive

PRF - Pulse repetition frequency

P.Q - Primary Questionnaire, CENELEC-procedure to determine interest to establish an IEC-norm as an European norm

PSR - Power supply rejection

PSRR - Power supply rejection rate

PTF pastes - Polymer thick film pastes

- Q -

QA - Quality assurance

QP or Q-P - Quasi-peak

QPA - Quasi-peak adapter

- R -

R - Radiation

RADHAZ - Radiation hazards

RCTL - Rectangular coaxial transmission line

RE - Radiated emission

RFC - Radio frequency choke

RFI - Radio frequency interference

RIF - Radio-influence field

RIV - Radio influence voltage

r.m.s. - Root mean square value, effective value of voltage, current or power

RRD - Restricted radiation devices

RS - Radiated suscept

R.V.C - Result of Vote of CDV

R.V.D - Report of Voting on (F)DIS

R.V.N - Report of Voting on NWP

R.V.S - Report of Voting on SR

R.Q - Result of Questionnaire

- S -

SAA - Standards Australia

SAE - Society of automotive Engineers

SAR - Specific absorption rate

SCC - Standards Council of Canada

S.E - Shielding Effectiveness

SELV - Safety extra low voltage

SEMP - Switching electromagnetic pulse

SERP - System earth reference point

SGEMP - System generated EMP

SHA - Special handling area

SHF - Super high frequency (3..30 GHz)

Shielded Room - Room constructed from metal with no hole larger than the wavelength of the maximum frequency. Rooms like this have the property of shielding the interior from external fields like lightning or high frequency radiation.

SN - Signal-to-noise ratio

SNF - Signal-to-Noise Ratio

SNR - Look at SN

SPE - Star point grounding (in electric energy systems)

SPG - Single-point ground

SPU - Surge protection unit

SREMP - Source region EMP

SR-NRW - Rectifier mains feedback

SVP - Surge voltage protector

SWC - Surge withstand capability

SZL - Logic proof against interferences and destruction

- T -

T.C - Technical Committee

TAZ-Diode - Transient absorption Z-Diode

TCF - Technical construction file

TCFR - Technical construction file route

TCS-model - Travelling current source - model

TDR - Time domain reflectometry

TEM-Cell - Transverse electromagnetic cell

TEMPEST - Temporary Emanation and spurious transmission

TEMPS - Transportable electromagnetic pulse simulator

TGPR - Transient ground potential rise

THD - Total harmonic distortion (factor)

TLM - Transmission line model

TMIS - Transmission impairment measuring set

TN-C-Network - Terre neutre-combiné network - TN-network where the protective conductor serves as neutral conductor simultaneously

TN-C-S-Network - Terre neutre-combiné-séparé network - TN-network with both combined and separate neutral and protective conductors

TN-Network - Terre neutre-Electric network where at least one point of the power circuit is directly grounded (in most cases the star point). The cases of connected devices are connected to the grounded points via a protective conductor. TN networks are subdivided into TN-C-Networks, TN-C-S-Networks and TN-S-Networks

TN-S-Network - Terre neutre-séparé network - TN-network with separate neutral and protective conductors

TPD - Terminal protective device

TPD - Transient protective device

TREE - Transient radiation effects on electronics

TRIGATEM-chamber - Funnel-shaped shielded absorber TEM-chamber (structure similar to a GTEM-chamber. Additionally, the side walls are also covered by absorbers in order to suppress cavity resonances at high frequencies)

TSD - Transient suppression devices

TVI - Television interference

TVS - Transient voltage suppressor

- U -

U.A.P - Unique Acceptance Procedure, CENELEC-procedure where a preliminary norm is filed for comment as

well as for voting, in order to gain time.

UFB - Surge protector fine barrier

UHF - Ultra high frequency (300...3000 MHz)

UIT - Union Internationale des télécommunications- International Telecommunication Union

UL - Underwriters Laboratories, Inc.

ULF - Ultra low frequency (300 Hz...3kHz)

UNPEDE - Union internationale des producteurs et distributeurs d'énergie électrique - International Union of Power

producers and distributors

UPS - Uninterrupted power supply

URF - Unwanted radio-frequency

URSI - Union Radio - Scientifique Internationale

USM - Universal spike monitor

USV - Uninterruptable power supply (array of switches, rectifiers, inverters and particularly batteries which ensures

a continuous supply of power to the consumers in case of power failure and possibly improves energy quality)

UVP - Environmental tolerance measurement

UVV - Accident prevention regulations

- V -

VA - Valve arrester

VDE - Verband Deutscher Elektrotechniker e.V.

VHF - Very high frequency (30...300MHz)

VLF - Very low frequency (3...30kHz)

VRD - Voltage regulative diode

VWSR - Voltage standing wave ratio

- W -

No Entry

- X -

X1 - Capacitor for Across-the-line IEC664 installation category 111.

X2 - Capacitor for Across-the-line, IEC664 installation category 11.

XT - Crosstalk.

- Y -

Y1 - Capacitor for bridging of double or reinforced insulation.

Y2 - Capacitor for bridging of basic or supplementary insulation.

- Z -

ZE - Central ground point