

**LUIS CARLOS MARTINHAGO SCHLICHTING**

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA  
COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA  
APLICADA AOS CONVERSORES ESTÁTICOS**

**FLORIANÓPOLIS  
2003**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

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

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA  
COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA  
APLICADA AOS CONVERSORES ESTÁTICOS**

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

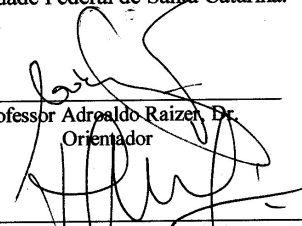
**LUIS CARLOS MARTINHAGO SCHLICHTING**

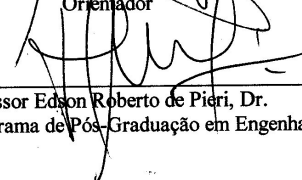
Florianópolis, Julho de 2003

# CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA APLICADA AOS CONVERSORES ESTÁTICOS

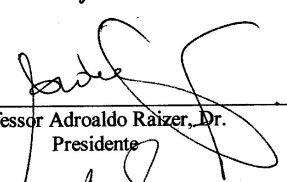
Luis Carlos Martinhago Schlichting

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


  
\_\_\_\_\_  
Professor Adroaldo Raizer, Dr.  
Orientador

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

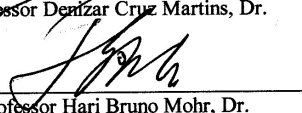
Banca Examinadora:

  
\_\_\_\_\_  
Professor Adroaldo Raizer, Dr.  
Presidente

  
\_\_\_\_\_  
Professor João Batista Vieira Junior, Dr.  
Relator

  
\_\_\_\_\_  
Professor Fernando Soares dos Reis, Dr.

  
\_\_\_\_\_  
Professor Denizar Cruz Martins, Dr.

  
\_\_\_\_\_  
Professor Hari Bruno Mohr, Dr.

**A meus pais que sempre  
valorizaram o conhecimento.**

**A minha esposa não só por sua paciência,  
participação e incentivo.  
Mas, principalmente pelo seu amor.**

**Ao meu filho Igor,  
agora poderemos brincar.**

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para este trabalho.

Agradeço a todos que acreditaram e incentivaram.

Agradeço aos amigos do Grupo de Engenharia em Compatibilidade Eletromagnética (GEMCO) pelo incentivo, companheirismo e momentos de muita alegria.

Agradeço ao amigo Professor Paulo Ricardo Telles Rangel pela paciência na revisão do texto.

Agradeço a meu orientador o Professor Adroaldo Raizer pela dedicação e por acreditar na possibilidade deste trabalho.

Agradeço aos colegas do Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina pelo incentivo e cooperação.

Agradeço ao amigo Muriel Bittencourt de Liz, companheiro nas horas difíceis. Amigo com o qual muito debati e que muito contribuiu para este trabalho. Obrigado Tio Muras.

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

# **CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA APLICADA AOS CONVERSORES ESTÁTICOS**

**Luis Carlos Martinhago Schlichting**

Julho/2003

Orientador: Professor Adroaldo Raizer, Doutor.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos

Palavras-chave: Compatibilidade Eletromagnética, Conversores Estáticos, Modelagem, Simulação.

Número de Páginas: 126

RESUMO: Os problemas com a Interferência Eletromagnética (*EMI- Eletromagnetic Interference*) em conversores estáticos e a preocupação em resolvê-los não é algo novo. Porém, freqüentemente são utilizadas técnicas como filtros e blindagem que visam mais evitar a propagação para fora do conversor do que evitar a sua geração. Estas técnicas deveriam ser utilizadas somente quando outras técnicas não fossem suficientemente eficientes para colocar os equipamentos em conformidade com as normas. Portanto, é necessário um conhecimento mais profundo das causas (fontes) e dos caminhos de propagação que levam a EMI para fora do conversor, para se poder aplicar mais eficientemente as técnicas de redução de EMI.

Esta tese, visando ajudar a compreensão dos mecanismos que envolvem a compatibilidade associada a conversores estáticos, primeiro mostra a necessidade do estudo destes conversores do ponto de vista da EMC. Em seguida preocupa-se com os princípios fundamentais da EMC, aplicando-os nos referidos conversores. Por fim usa uma ferramenta de simulação numérica para fazer a análise destes conversores, comparando os resultados obtidos com resultados experimentais. Esta comparação mostra a validade do uso da simulação como instrumento no estudo da Interferência Eletromagnética aplicada aos conversores estáticos.

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

## **ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY APPLIED TO STATIC CONVERTERS**

**Luis Carlos Martinhago Schlichting**

July /2003

Advisor: Professor Adroaldo Raizer, Doctor

Area of Concentration: Electromagnetism and Eletromagnetic Devices

Keywords: Electromagnetic Compatibility, Static Converters, Modeling, Simulation

Number of Pages: 126

**ABSTRACT:** Problems with electromagnetic interference (EMI) in static converters and the fixes for it are nothing new. Techniques such as adding filters and shielding are often used to prevent the propagation of the EMI out of the converter, however, these techniques do not prevent the generation of the EMI. These techniques should be used only when other techniques are not efficient enough to put the converter in conformity with the standards. Therefore, it is necessary a deeper knowledge of the causes (sources) and the propagation paths that lead the EMI out of the converter, to apply more efficiently the EMI reduction techniques.

This Thesis aim to help in comprehend the mechanisms that concern the electromagnetic compatibility (EMC) associated to static converters. First, it shows the necessity of studying these converters from the EMC viewpoint. Second, it shows the fundamental principles of EMC, applying them to static converters. Finally, it uses a numerical simulation tool to realize the analysis of these converters, comparing the obtained results with experimental results. This comparison shows the validity of numerical simulation as a tool in the study of the EMI in static converters.

<b>SIMBOLOGIA .....</b>	<b>X</b>
<b>APRESENTAÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 - PRINCÍPIOS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA ..</b>	<b>6</b>
<b>1.1 - O CONCEITO .....</b>	<b>6</b>
<b>1.2 - INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA .....</b>	<b>7</b>
1.2.2 - INTERFERÊNCIA CONDUZIDA .....	8
1.2.3 - INTERFERÊNCIA RADIADA .....	9
<b>1.3 - CORRENTES DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL .....</b>	<b>10</b>
<b>1.4 - ESPECTRO OU CONTEÚDO HARMÔNICO .....</b>	<b>11</b>
<b>1.5 - UNIDADES COMUNS DA EMC .....</b>	<b>12</b>
<b>1.6 - MEDIDA DE INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS.....</b>	<b>15</b>
<b>1.7 - CONCLUSÕES .....</b>	<b>19</b>
<b>CAPÍTULO 2 - NORMAS REGULADORAS.....</b>	<b>21</b>
<b>2.1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>21</b>
<b>2.2 - COMISSÃO FEDERAL PARA COMUNICAÇÕES - FCC .....</b>	<b>22</b>
<b>2.3 - A NORMA EUROPÉIA (EN).....</b>	<b>23</b>
<b>2.4 - A COMISSÃO ELETROTÉCNICA INTERNACIONAL – IEC/CISPR .....</b>	<b>24</b>
<b>2.5 - CONCLUSÕES .....</b>	<b>30</b>
<b>CAPÍTULO 3 - EMC NA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA .....</b>	<b>31</b>
<b>3.1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>31</b>



<b>3.2 - A COMUTAÇÃO COMO FONTE DE GERAÇÃO DE EMI.....</b>	<b>32</b>
3.2.2 - EFEITO DA AMPLITUDE E DOS TEMPOS DE COMUTAÇÃO E DE CONDUÇÃO.....	33
<b>3.3 - CARACTERIZAÇÃO DA EMI GERADA PELOS SEMICONDUTORES .....</b>	<b>34</b>
3.3.2 - EMI GERADA POR DIODOS .....	35
3.3.3 - EMI GERADA POR TRANSISTORES DE POTÊNCIA.....	37
<b>3.4 - O CONVERSOR COMO FONTE OU RECEPTOR DE EMI.....</b>	<b>39</b>
<b>3.5 - COMPONENTES DE MODO COMUM E DIFERENCIAL.....</b>	<b>40</b>
<b>3.6 - PROPAGAÇÃO DA EMI EM UM CONVERSOR.....</b>	<b>41</b>
3.6.1 - COMPORTAMENTO NÃO-IDEAL DE COMPONENTES.....	41
3.6.2 - TRILHAS DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL .....	53
3.6.3 - REPRESENTAÇÃO DO CONVERSOR COM NÃO-IDEALIDADES.....	54
<b>3.7 - TÉCNICAS DE REDUÇÃO DA EMI EM UM CONVERSOR.....</b>	<b>55</b>
3.7.1 - ESCOLHA DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA. ....	56
3.7.2 - CIRCUITOS GRAMPEADORES DE TENSÃO - “ <i>SNUBBERS</i> ” .....	56
3.7.3 - FREQUENCIA DE OPERAÇÃO/TEMPO DE COMUTAÇÃO .....	58
3.7.4 - EFEITO DA RAZÃO CÍCLICA ( <i>DUTY CYCLE</i> ).....	59
3.7.5 - DISSIPADORES .....	60
3.7.6 - ELEMENTOS MAGNÉTICOS .....	61
3.7.7 - TECNOLOGIA DE FABRICAÇÃO DE COMPONENTES .....	62
3.7.8 - LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO (PCB).....	63
3.7.9 - BLINDAGENS E FILTROS .....	67
<b>3.8 - CONCLUSÕES .....</b>	<b>70</b>
 <b>CAPÍTULO 4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....</b>	 <b>73</b>
<b>4.2 - EFEITO DA ASSOCIAÇÃO EM CASCATA E PARALELO DE CONVERSORES ESTÁTICOS.....</b>	<b>74</b>
4.2.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE ASSOCIAÇÃO EM PARALELO.....	74
4.2.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE ASSOCIAÇÃO EM CASCATA.....	77

<b>4.3 - INFLUÊNCIA DOS PARÂMETROS ASSOCIADOS À COMUTAÇÃO NA EMI GERADA/PROPAGADA POR UM CONVERSOR ESTÁTICO.....</b>	<b>79</b>
4.3.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> .....	79
4.3.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i> – A RESSONÂNCIA .....	81
4.3.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i> – VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA .....	86
<b>4.4 - CONCLUSÕES .....</b>	<b>89</b>
<b>CAPÍTULO 5 - RESULTADO DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>92</b>
<b>5.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>FLYBACK</i> .....</b>	<b>93</b>
<b>5.2 - RESULTADOS VIA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i>.....</b>	<b>108</b>
5.2.1 - ANÁLISE DO CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i> CONVENCIONAL E COM <i>SNUBBER</i> LC DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO .....	108
5.2.2 - ANÁLISE DO CONVERSOR <i>PUSH-PULL</i> CONVENCIONAL COM VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO .....	111
<b>5.3 - CONCLUSÕES .....</b>	<b>112</b>
<b>CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DOS ESTUDOS .....</b>	<b>115</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>121</b>

## SIMBOLOGIA

$\ell_{i,CC}$	Indutância interna para baixa frequência
$\ell_{i,HF}$	Indutância interna para alta frequência
$\tau$	Tempo de condução
$\mu$	Permeabilidade magnética
$\epsilon$	Permissividade elétrica
$\sigma$	Condutividade
$\delta$	Profundidade de penetração
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica do ar
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa
A	Amplitude da grandeza
$A_{dB}$	Perdas por absorção
$a_n$	Coefficiente de expansão em série de Fourier
C	Capacitância
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente contínua
$C_D$	Capacitância de difusão
$C_{dS}$	Capacitância dreno-source
$C_{fuga}$	Capacitância de fuga
$C_{gd}$	Capacitância gate-dreno
$C_{gS}$	Capacitância gate-source
$C_{par}$	Capacitância paralela
CR	Capacitor Ressonante
$C_T$	Capacitância do terminal
$C_T$	Capacitância de transição
$C_X$	Capacitor X (linha-linha)
$C_Y$	Capacitor Y (linha-terra)
D	Razão cíclica
f	Frequência

$I_b$	Corrente de base
$I_c$	Corrente de modo comum
$I_d$	Corrente de modo diferencial
$I_F$	Corrente de fase
$I_N$	Corrente de neutro
$I_S$	Corrente na chave principal
$L$	Comprimento
$L_T$	Indutância do terminal
$M$	Indutância mútua (acoplamento)
$M_{dB}$	Fator de correção
$R$	Resistência
$r_{cc}$	Resistência CC
$R_{dB}$	Perdas por reflexão
$R_{dson}$	Resistência de condução
$r_{HF}$	Resistência para alta frequência
$r_{LF}$	Resistência para baixa frequência
$R_S$	Resistência série
$r_w$	Raio de condutor circular
$SE$	Eficiência da blindagem
$T$	Período
$t$	Espessura da trilha
$t_f$	Tempo de comutação
$t_{off}$	Tempo de bloqueio
$t_{on}$	Tempo de entrada em condução
$V_{ac}$	Tensão alterna
$V_{cc}$	Tensão contínua
$V_{ce}$	Tensão entre coletor e emissor
$V_d$	Tensão direta
$V_F$	Tensão fase-terra
$V_N$	Tensão neutro-terra
$V_S$	Tensão na chave principal
$V_T$	Tensão no transformador
$w$	Largura da trilha

$X_L$	Indutância
$Z_{(p)}$	Função transferência
$Z_C$	Impedância
$Z_T$	Impedância de terra

## APRESENTAÇÃO

Com a evolução da Eletrônica nas últimas décadas, cada vez mais equipamentos eletrônicos são desenvolvidos para serem utilizados na solução de problemas e otimização de processos. Estes equipamentos e soluções são aplicados em diversas áreas como informática, telecomunicações, transmissão de dados, medicina, educação, diversão, entre outros. Sendo utilizados em microcomputadores, modems, reatores eletrônicos, equipamentos médicos, robótica (automação), sinaleiras (semáforos), controladores lógicos programáveis (CLP's), sistemas ininterruptos de energia, entre outros.

Estes equipamentos, que geralmente são alimentados a partir da rede alternada (CA) 110/220V (50/60Hz), utilizam internamente tensões contínuas (CC)  $\pm 5V$ ,  $\pm 12V$ ,  $\pm 24V$ ,  $\pm 48V$ . Para tanto, é necessária uma conversão da tensão da rede comercial de energia para as tensões internas. Esta conversão era feita inicialmente com fontes lineares. Estas fontes lineares apresentam baixo rendimento e devido aos elementos magnéticos e capacitivos utilizados possuem elevados peso e volume. Assim, a necessidade de rendimentos maiores e da tendência natural de redução de peso e de volume dos equipamentos eletro-eletrônicos, resultou na substituição das fontes lineares por conversores estáticos (*SMPS – Switched Mode Power Supply*). Estas fontes, nas mais diferentes topologias, podem operar em frequências que comercialmente já ultrapassam centenas de kHz e potências que podem variar de poucos miliwatts até kilowatts e megawatts.

O uso dos conversores estáticos surgiu como uma grande solução na otimização dos aparelhos onde elas eram utilizadas. Porém, com a intensificação de sua utilização, percebeu-se que estes equipamentos apresentavam isoladamente, e mais recentemente em conjunto (superposição de efeitos), um problema de compatibilidade eletromagnética que provocava um mau funcionamento em sistemas eletrônicos que estavam de alguma forma conectados a eles.[18]

Começou-se então, um estudo dos efeitos da interferência eletromagnética (*EMI – Electromagnetic Interference*) gerada em conversores estáticos, analisando os mesmos como geradores e receptores de EMI.

Para evidenciar a necessidade e a importância do estudo da EMI gerada por conversor estático, apresentamos uma análise comparativa entre um reator eletromagnético convencional e um eletrônico. Estes reatores são utilizados em lâmpadas de descarga, residenciais, industriais e também na iluminação pública. A análise é feita comparando-se o ruído eletromagnético gerado pelos reatores. Esta comparação tem como referência normas (CISPR) de compatibilidade eletromagnética. As normas estabelecem limites máximos de EMI propagada a partir dos equipamentos. São analisados dois reatores comerciais utilizados para acionar uma lâmpada fluorescente de 20W. Não houve uma preocupação com as características internas de cada reator, mas sim com a questão da substituição de um reator eletromagnético convencional por um eletrônico. Assim, as figuras i.1 e i.2 apresentam a EMI conduzida gerada por um reator eletromagnético convencional e por reator eletrônico, respectivamente. Podemos observar que o ruído conduzido gerado pelo reator convencional apresenta-se em conformidade com as normas. Já o ruído gerado pelo reator eletrônico apresenta-se acima dos limites das normas.[43][45]

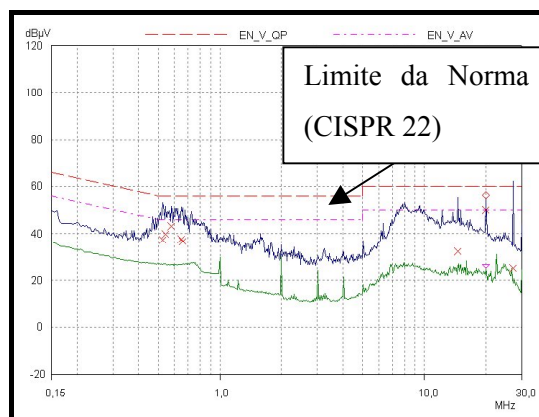


Figura i.1 – Resultados de EMI conduzida gerada pelo conjunto lâmpada fluorescente e reator eletromagnético convencional.

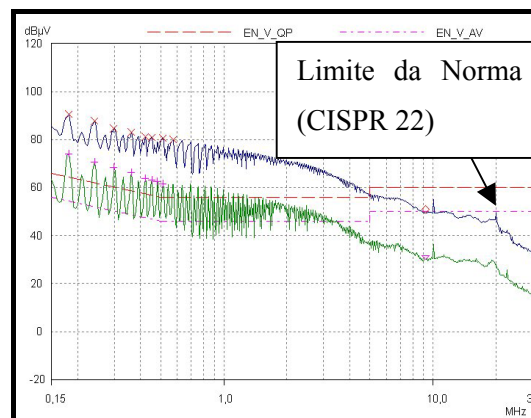


Figura i.2 – Resultados de EMI conduzida gerada pelo conjunto lâmpada fluorescente e reator eletrônico.

As figuras i.3 e i.4 apresentam a EMI radiada gerada pelo reator eletromagnético convencional e pelo reator eletrônico, respectivamente. Novamente podemos observar que o ruído radiado gerado pelo reator convencional apresenta-se em conformidade com as normas e o ruído gerado pelo reator eletrônico apresenta-se acima dos limites das normas. [43][45]

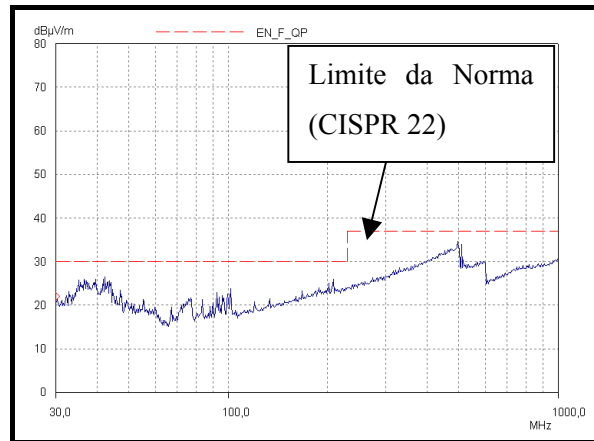


Figura. i.3 – Resultados de EMI radiada da lâmpada fluorescente com reator eletromagnético.

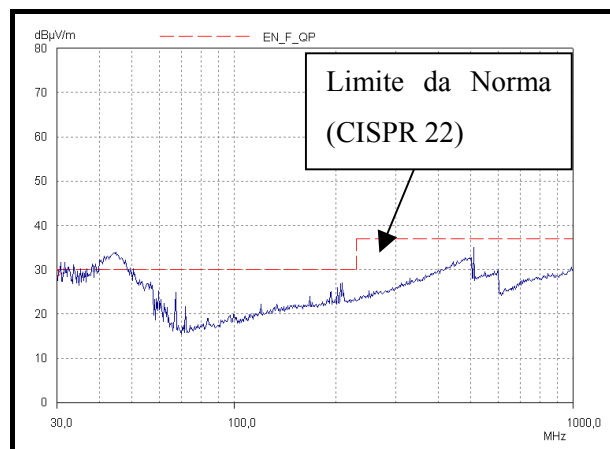


Figura. i.4 – Resultados de EMI radiada da lâmpada fluorescente com reator eletrônico.

Observando-se as medidas apresentadas pode-se verificar a necessidade de analisar os conversores estáticos do ponto de vista da compatibilidade eletromagnética. Um outro aspecto importante a ser considerado é a previsão de que nos próximos anos 95% dos equipamentos eletro-eletrônicos possuirão algum tipo de conversor estático para controlar o fluxo de energia absorvida por estes equipamentos eletro-eletrônicos. [Professor Fred C. Lee, palestra proferida no décimo Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Florianópolis, Brazil, Nov. 2001]



Este trabalho visa acrescentar conhecimento na análise e previsão dos problemas de compatibilidade eletromagnética (*EMC – Electromagnetic Compatibility*) relacionados a conversores estáticos. Esta análise se concentrará no estudo da **EMI conduzida gerada por conversor estático**.

O primeiro capítulo apresenta conceitos fundamentais, para o entendimento da compatibilidade eletromagnética. Conceitos como interferência, emissão, susceptibilidade, acoplamento, unidades (padrões), espectro harmônico, rede de estabilização de impedância de linha (*LISN - Line Impedance Stabilization Network*), correntes de modo comum e diferencial. Estes conceitos são apresentados com o objetivo de mostrar a sua importância em projetos de conversores estáticos.

No segundo capítulo é apresentado um resumo das principais normas reguladoras, não com o objetivo de uma apresentação detalhada das mesmas, mas de algumas de suas características para que se possa perceber a sua complexidade e necessidade de entendimento.

No terceiro capítulo estuda-se o problema da compatibilidade eletromagnética em um conversor estático chaveado, preocupando-se com geração, propagação, medição de interferência e modelagem do conversor do ponto de vista da EMC. Utiliza-se, como modelo neste capítulo, uma topologia básica de conversor CA/CC (Flyback). Também neste capítulo, são analisados procedimentos para se reduzir problemas de EMC gerada, propagada e absorvida por conversores estáticos e outros equipamentos eletro-eletrônicos.

No quarto capítulo são apresentados resultados experimentais objetivando a investigação da EMI gerada/propagada a partir de conversor estático. Em um primeiro momento estudamos o efeito da associação cascata/paralela de conversores estáticos e em seguida analisamos a influência da comutação na EMI gerada/propagada.

No quinto capítulo é feito um estudo por simulação, cujos resultados são comparados e validados com os experimentos práticos realizados no capítulo 4. São implementadas algumas das soluções para redução da EMI conduzida gerada e propagada. O ponto

importante do quinto capítulo é a análise da EMI conduzida via ferramenta de simulação numérica (PSPICE 8.0 – versão de avaliação). Pretende-se mostrar que com a simulação consegue-se entender como ocorre a geração e propagação da EMI conduzida em um conversor estático, bem como se podem estudar possíveis soluções para redução desta EMI. A análise via simulação exige não somente um grande conhecimento do software de simulação e do equipamento a ser modelado, mas principalmente um grande conhecimento dos mecanismos que influenciam a geração e propagação da EMI a partir de um equipamento eletro-eletrônico.

E por fim, no sexto capítulo são apresentadas conclusões gerais e propostas para continuidade dos estudos.

# **CAPÍTULO 1 - PRINCÍPIOS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA**

## **1.1 - O CONCEITO**

O conceito de compatibilidade eletromagnética está associado ao fato de um sistema ou grupo de sistemas ser eletromagneticamente compatível ou não. Assim, um sistema ou um grupo de sistemas é eletromagneticamente compatível quando satisfaz os seguintes critérios: [1]

- Não causa interferência eletromagnética (EMI) em outros sistemas, ou seja, o seu funcionamento não provoca mal funcionamento de outros sistemas próximos ou não.
- Não é susceptível a interferência eletromagnética (EMI) gerada por outros sistemas, ou seja, o seu funcionamento não é prejudicado devido ao ruído gerado por outros sistemas.
- Não causa interferência eletromagnética (EMI) nele próprio, ou seja, os ruídos produzidos por ele não afetam o seu próprio funcionamento.

Um sistema pode ser, por exemplo, a placa de uma fonte chaveada, a fonte chaveada, as placas de um microcomputador, a CPU como um todo, o monitor e até mesmo o microcomputador (cpu + fonte + monitor + teclado + mouse + impressora + periféricos).

Para que se garanta o bom funcionamento de um sistema ou grupo de sistemas é necessário que, isoladamente ou em grupo, exista uma compatibilidade eletromagnética. Deve-se tentar reduzir, até níveis aceitáveis, a interferência eletromagnética (EMI) gerada e absorvida pelos sistemas. [18]

Do conceito, de compatibilidade eletromagnética, apresentado percebe-se a necessidade da existência de um sistema gerador da interferência (fonte), de um sistema susceptível no qual a interferência irá incidir (receptor) e, obviamente, de um caminho (meio) pelo qual a

interferência se propaga da fonte até o receptor. A figura 1.1 mostra esquematicamente os elementos necessários para que ocorra a interferência eletromagnética (EMI).



Figura 1.1 - Elementos de EMC

## 1.2 - INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA

Um sistema é considerado eletromagneticamente interferente quando a energia eletromagnética, associada ao ruído gerado por ele, é transferida até outro sistema provocando um mau funcionamento deste. Esta transferência não intencional de energia eletromagnética (ruído) de um sistema para outro, normalmente ocorre por meios também não intencionais. Podendo, por exemplo, ser radiado através do ar ou conduzido por condutores metálicos. Para se reduzir o nível de interferência eletromagnética entre dois sistemas deve-se basicamente adotar três procedimentos: [1][3]

- Identificar a fonte de interferência e reduzir ao máximo a emissão gerada.
- Identificar e tornar o meio de acoplamento entre fonte e receptor o mais ineficiente possível, ou seja, dificultar ao máximo a propagação das emissões. Sejam elas radiadas ou conduzidas.
- Tornar o receptor o menos susceptível possível às emissões da fonte.

A propagação da energia eletromagnética de um sistema para outro pode ser dividida em quatro subgrupos: emissões radiadas, susceptibilidade a radiação, emissões conduzidas e susceptibilidade a condução, conforme mostra a figura 1.2.[8]

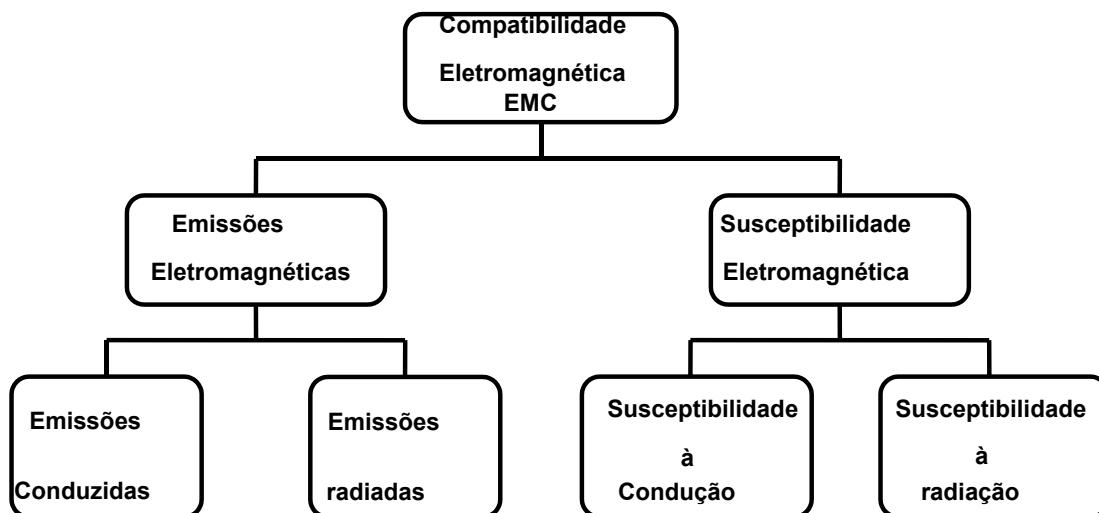


Figura 1.2 - Emissão e Susceptibilidade eletromagnética

Um ponto importante a ser salientado é que existe uma reciprocidade entre gerar e ser susceptível a EMI. Isto é, se um determinado equipamento (conversor estático) gerar/emitir determinada frequência ou faixa de frequências, ele tenderá a ser susceptível a esta frequência ou faixa de frequências.[1]

### 1.2.2 - INTERFERÊNCIA CONDUZIDA

A condução é o mecanismo pelo qual as interferências são levadas para dentro ou para fora de um sistema via condutores metálicos ou elementos parasitas. Até pouco tempo atrás a preocupação maior, no que se referia a interferência por condução, era com o ruído injetado na rede de alimentação. Isso por que a rede de alimentação atua como meio de propagação deste ruído. Porém, os conversores estáticos injetam ruído na carga que alimentam e servem de meio de propagação entre a rede de alimentação e a carga. Esta constatação, aliada ao crescente uso dos conversores estáticos, fez com que fossem intensificados os estudos e modelagem dos mesmos, como gerador, receptor e meio de transmissão de interferência eletromagnética. A figura 1.3 mostra um esquema de como ocorre a interferência por condução. [8]

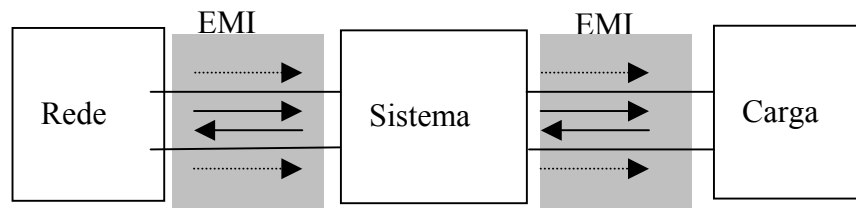


Figura 1.3 - Interferência por condução

A EMI conduzida pode se propagar por caminhos ‘intencionais’ (trilhas, componentes, etc.) e/ou por caminhos não intencionais, como capacitâncias intrínsecas de componentes e acoplamentos capacitivos e indutivos. Isto torna o trabalho de reduzir a sua propagação difícil porque exige o conhecimento de todos os possíveis ‘caminhos’ que um ruído (onda eletromagnética) pode percorrer para se propagar para dentro e para fora de um equipamento. Assim é necessário o conhecimento do comportamento em altas frequências de componentes eletrônicos utilizados, *lay-out* de circuito impresso, transformadores, entre outros.

### 1.2.3 - INTERFERÊNCIA RADIADA

A radiação é um mecanismo pelo qual o ruído eletromagnético é levado para dentro ou para fora de um sistema por meios não metálicos como, por exemplo, o ar. Estes ruídos aparecem devido a correntes que ‘circulam’ por trilhas, cabos, terminais de semicondutores, em caminhos fechados (*loop*) gerando campos eletromagnéticos cuja intensidade depende de fatores como da corrente (amplitude e frequência), comprimento das trilhas e cabos, área de caminho fechado etc. [8]

A previsão/redução das interferências radiadas também é um trabalho árduo. O seu estudo exige o conhecimento do comportamento eletromagnético dos materiais que compõem, cercam e permeiam um sistema. A figura 1.4 exemplifica a interferência por radiação entre sistemas (1.4a) e entre subsistemas de um sistema (1.4b).

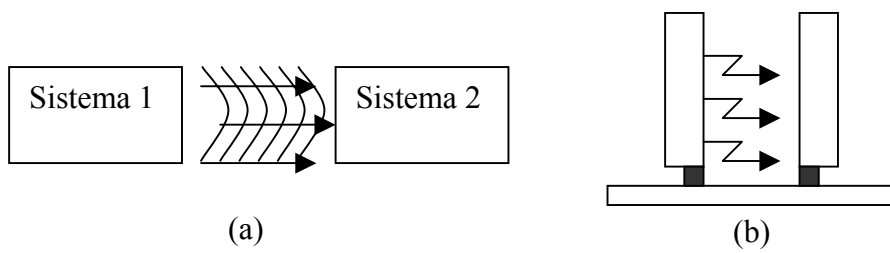


Figura 1.4 - (a) – Radiação entre sistemas (b) – Radiação entre subsistemas

### 1.3 - CORRENTES DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL

Basicamente, os circuitos eletro-eletrônicos possuem um condutor de alimentação (fase, positivo), um condutor de retorno (neutro, negativo, 0V) e um condutor terra por onde as correntes se propagam. Tanto as interferências conduzidas como as radiadas podem surgir a partir de correntes que circulam (propagam) em um sistema ou entre dois sistemas. Estas correntes, dependendo do modo de propagação, podem ser decompostas em correntes de modo comum e de modo diferencial. As correntes de modo diferencial são aquelas que tem sentidos opostos de propagação em cabos e trilhas enquanto que as correntes de modo comum são aquelas que se propagam no mesmo sentido. A figura 1.5 mostra as componentes de modo comum ( $I_c$ ) e diferencial ( $I_d$ ) se propagando entre dois sistemas e internamente nas trilhas de uma placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*).

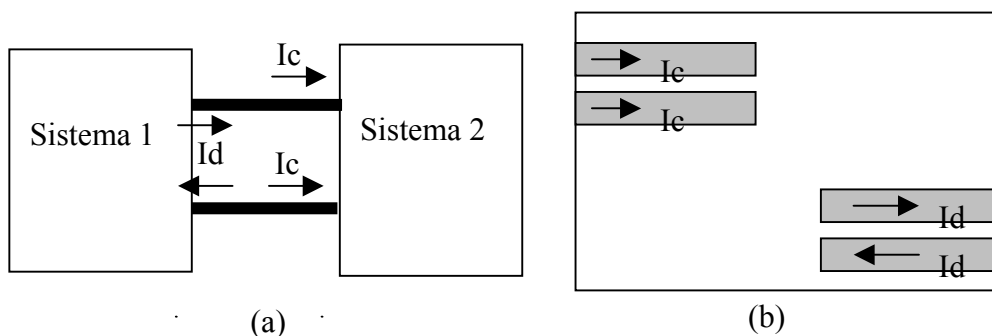


Figura 1.5 - (a) – Correntes de modo comum e diferencial entre dois sistemas (b) – Correntes de modo comum e diferencial em trilhas de uma PCB

## 1.4 - ESPECTRO OU CONTEÚDO HARMÔNICO

O espectro harmônico ou espectro de frequência de sinais é, talvez, o mais importante aspecto para analisar o nível de EMI gerada/emitida por um sistema. Os sinais, periódicos ou não, podem ser representados pela superposição de sinais de frequências diferentes. Esta representação é conhecida como espectro harmônico de um sinal.[1]

Sinais no domínio do tempo, ou formas de onda que ocorrem repetidamente no tempo, são definidos como sendo periódicos. Estes sinais são os que mais diretamente contribuem para emissões radiadas e conduzidas dos sistemas eletrônicos. Essas formas de onda são representativas de sinais de *clock*, comutação, entre outros.

Os sinais periódicos podem ser representados como uma combinação linear de sinais de base, de diferentes frequências, que são chamados de funções base e denotados como  $\phi_n(t)$ :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \phi_n(t) \quad (1.1)$$

$$x(t) = c_0 \phi_0(t) + c_1 \phi_1(t) + \dots \quad (1.2)$$

A resposta para um sinal de entrada original pode ser encontrada pela soma das respostas ponderadas das componentes individuais ou funções bases usadas para representar o sinal de entrada original. A série trigonométrica de Fourier usa as funções de base senoidais e é a forma mais usual na decomposição e análise de sinais.

$$\phi_n(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } n=0 \\ \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \\ \text{sen}\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \end{cases} \quad \text{para } n=1,2,3,\dots \quad (1.3)$$

A expansão em série de Fourier de uma função  $x(t)$  torna-se:



$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) \quad (1.4)$$

onde os coeficientes de expansão são:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) dt \quad (1.5)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \cos\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) dt \quad (1.6)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x(t) \sin\left(2\pi n \frac{t}{T}\right) dt \quad (1.7)$$

O conhecimento do conteúdo harmônico (amplitude e frequência) é importante, pois a impedância que o ruído vai encontrar ao se propagar depende de sua frequência. Quanto menor a impedância maior a possibilidade de propagação de um sinal. Assim, componentes de ruído com frequências diferentes terão ‘caminhos’ (impedâncias) diferentes e, conseqüentemente, intensidades diferentes. Desta forma, determinar se um sistema é interferente em outro ou não, vai depender da energia associada ao ruído e às suas componentes de frequência que venham a atingir um sistema, provocando o mau funcionamento deste.

## 1.5 - UNIDADES COMUNS DA EMC

A capacidade de interferência eletromagnética (ruídos) de um sistema, tanto nas emissões conduzidas quanto nas radiadas, está associado a ruídos de tensão e corrente produzidos por este sistema. Nas emissões conduzidas interessa-se por determinar as tensões e correntes conduzidas para a linha de alimentação e para a carga. Nas emissões radiadas interessa-se pelos campos eletromagnéticos gerados a partir do sistema, devido às tensões e correntes internas deste sistema. Assim as unidades mais comuns na EMC são: [1][8]

Emissões Conduzidas → tensão(V) e corrente(A)

Emissões Radiadas → tensão/distância (V/m) e corrente/distância (A/m)

Como um sistema é considerado interferente quando o ruído gerado por ele tem potência/energia suficiente para provocar um mau funcionamento de outro, associado a estas grandezas temos, também:

- Potência (W)
- Densidade de potência (W/m)

O espectro harmônico é função da frequência e como os ruídos possuem um conteúdo harmônico no qual é necessário analisar componentes de alguns poucos kHz até GHz, a escala de frequência é logarítmica. Da mesma forma, o espectro harmônico dos ruídos possui uma larga faixa de variação de amplitude (nV até V), por isso é comum a utilização da unidade decibel (dB).

Desta forma podemos definir:

$$\text{Ganho de potência} \cong P_{\text{out}}/P_{\text{in}} \qquad \text{Ganho de potência}_{\text{dB}} \cong 10 \cdot \log_{10} (P_{\text{out}}/P_{\text{in}}) \qquad (1.8)$$

$$\text{Ganho de tensão} \cong V_{\text{out}}/V_{\text{in}} \qquad \text{Ganho de tensão}_{\text{dB}} \cong 20 \cdot \log_{10} (V_{\text{out}}/V_{\text{in}}) \qquad (1.9)$$

$$\text{Ganho de corrente} \cong I_{\text{out}}/I_{\text{in}} \qquad \text{Ganho de corrente}_{\text{dB}} \cong 20 \cdot \log_{10} (I_{\text{out}}/I_{\text{in}}) \qquad (1.10)$$

Percebe-se que o decibel é a razão entre duas quantidades. Os níveis de potência, tensão ou corrente absolutos são expressos em dB com o seu valor referenciado a alguma quantidade de base. As tensões são normalmente expressas com relação a 1μV como dBμV:

$$\text{dB}\mu\text{V} \cong 20 \log_{10} \left( \frac{\text{tensão}(V)}{1\mu V} \right) \qquad (1.11)$$

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

$$20 \log_{10} \left( \frac{1V}{1\mu V \cong 10^{-6} V} \right) = 20 \log_{10} 10^6 = 120\text{dB}\mu\text{V} \qquad (1.12)$$

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 $\mu$ A (dB acima de um microampère) e dBmA (dB acima de um miliampère), sendo:

$$\text{dBmV} \equiv 20 \log_{10} \left( \frac{\text{tensão}(V)}{1mV} \right) \quad (1.13)$$

$$\text{dB}\mu\text{A} \equiv 20 \log_{10} \left( \frac{\text{corrente}(A)}{1\mu A} \right) \quad (1.14)$$

$$\text{dBmA} \equiv 20 \log_{10} \left( \frac{\text{corrente}(A)}{1mA} \right) \quad (1.15)$$

A potência também é expressa relativa a um microwatt, dB $\mu$ W, e dB acima de um miliwatt, dBmW, mais conhecida por dBm:

$$\text{dB}\mu\text{W} \equiv 10 \log_{10} \left( \frac{\text{potência}(W)}{1\mu W} \right) \quad (1.16)$$

$$\text{dBm} \equiv \text{dBmW} \equiv 10 \log_{10} \left( \frac{\text{potência}(W)}{1mW} \right) \quad (1.17)$$

Os campos eletromagnéticos radiados 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 ampère por metro, A/m. As unidades de EMC para 1 $\mu$ V/m, 1mV/m, 1 $\mu$ A/m ou 1mA/m são respectivamente dB $\mu$ V/m, dBmV/m, dB $\mu$ A/m ou dBmA/m. Por exemplo, um dos limites legais de campo elétrico radiado é 100 $\mu$ V/m, que é equivalente a 40dB $\mu$ V/m. Assim, essas unidades podem ser calculadas a partir de:

$$\text{dB}\mu\text{V/m} \equiv 20 \log_{10} \left( \frac{V/m}{1\mu V/m} \right) \quad (1.18)$$

$$\text{dB}\mu\text{A/m} \equiv 20 \log_{10} \left( \frac{A/m}{1\mu A/m} \right) \quad (1.19)$$

## 1.6 - MEDIDA DE INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS

A medida de emissões radiadas e conduzidas é um tema complexo. É necessária uma padronização dos procedimentos e unidades de medida para que se possa comparar resultados obtidos em locais e processos diferentes. Para tanto, foram criadas normas que sofrem alterações de acordo com a evolução dos equipamentos de medidas e dos equipamentos nos quais se deseja determinar o nível de emissão e susceptibilidade à interferência eletromagnética. Basicamente, as medidas das emissões radiadas e conduzidas devem ser realizadas com o sistema completo, isto é, com todos os cabos de conexão e subsistemas conectados.[4][5][6][7]

As normas estabelecem que as emissões radiadas devem ser, preferencialmente, feitas em espaço aberto. Porém, este procedimento apresenta dificuldades, porque existe um grande número de ruídos eletromagnéticos que podem prejudicar as medidas. Assim, recomenda-se, por exemplo, o uso de câmaras anecóicas. A Fig. 1.6 apresenta uma câmara anecóica. A câmara anecóica possui duas características: [5][7]

- É um ambiente blindado eletromagneticamente para evitar que sinais externos contaminem o teste;
- Possui paredes e teto cobertos por cones de absorção de rádio-freqüência que simulam o local em espaço aberto e evitam as reflexões das emissões nas paredes e teto.

A figura 1.6 apresenta um exemplo de câmara anecóica utilizada para medida de emissão e susceptibilidade da EMI radiada. Pode-se perceber os cones de absorção nas paredes e a antena utilizada para medir/emitir a EMI radiada.



Figura 1.6 - Câmara anecóica

Nas emissões conduzidas é necessário isolar o sistema, no qual deseja-se determinar a capacidade de interferência, da rede de alimentação, já que as normas preocupam-se com os ruídos provenientes da rede de alimentação. Para tanto, é colocado entre o sistema a ser medido e a rede de alimentação do mesmo, uma rede de estabilização da impedância de linha (LISN - *Line Impedance Stabilization Network*).[5][7]

Existem tres finalidades da LISN:

- Evitar que ruídos externos provenientes da rede de energia contaminem a medida;
- Apresentar uma impedância constante entre os fios de fase e terra e entre os fios neutro e terra, de tal forma que a impedância vista pelo produto entre os fios fase e terra e entre o fio neutro e o fio terra da LISN seja de  $50 \Omega$ .
- Atuar como transdutor de corrente interferente para tensão interferente.

Uma configuração típica de teste é ilustrada na figura 1.7. Observa-se que a energia que alimenta o equipamento circula através da LISN. A ela está acoplado um receptor por meio do qual se analisam as emissões.

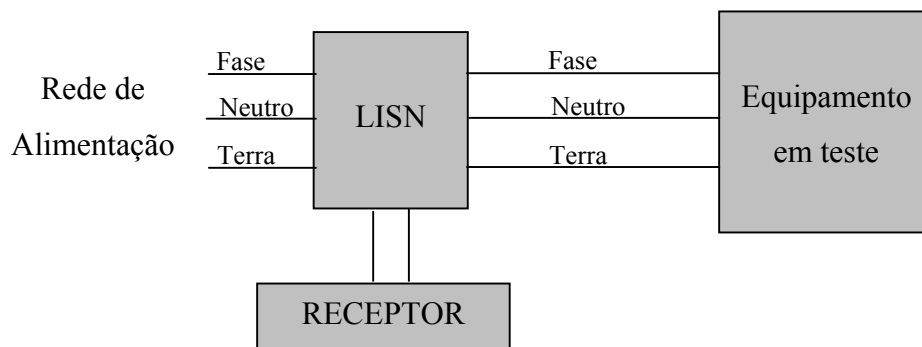


Figura 1.7 - Uso de uma rede de estabilização de impedância de linha (LISN) na medição das emissões por condução.

Qualquer corrente que circule pelo cabo de alimentação do equipamento, com frequência dentro do espectro de medição, é medida pela LISN e pode contribuir para que o equipamento não esteja em conformidade com as normas.

A título de exemplo, a LISN especificada pela FCC (*FCC - Federal Communications Commission*) para a medição de emissões por condução é mostrada na figura 1.8. O propósito dos capacitores de  $1\mu\text{F}$  (C3 e C4) entre fase e terra e entre neutro e terra nos terminais de alimentação da LISN é desviar interferências externas provenientes da rede de alimentação comercial e prevenir para que estas interferências não passem pelo equipamento de medição e contaminem a medida.[1]

Uma das resistências de  $50\Omega$  (R3) representa a impedância de entrada do receptor de teste, enquanto a outra é uma carga artificial de  $50\Omega$  (R4) que garante que as impedâncias entre os condutores fase e fio terra e o condutor neutro e o fio terra fiquem sempre em torno de  $50\Omega$ . As tensões medidas, denotadas por  $V_F$  e  $V_N$ , 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 estabelecido pelas normas reguladoras. Devendo permanecer abaixo do limite especificado em cada frequência particular. Portanto, R3 e R4 devem ser intercambiados.

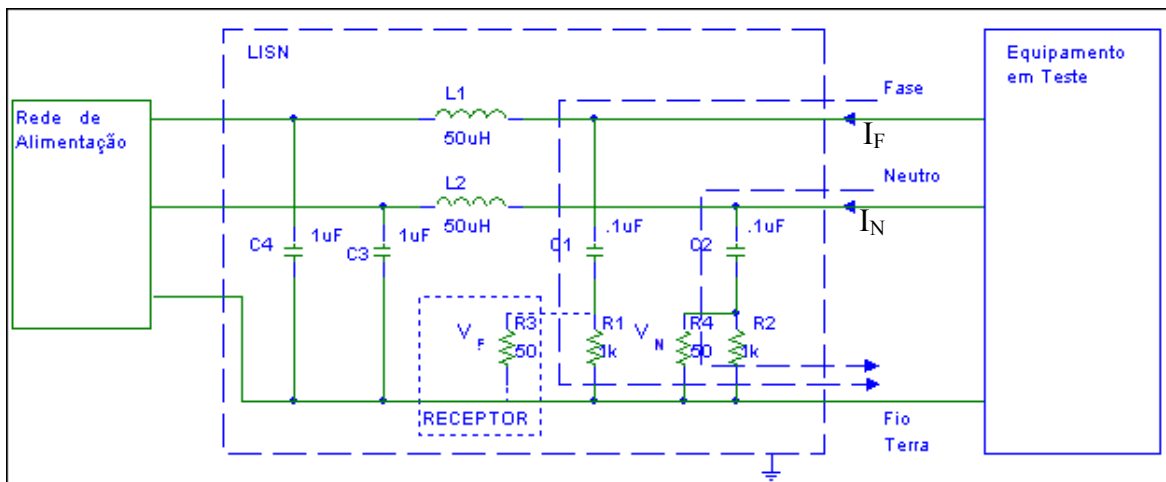


Figura 1.8 - LISN especificada pela FCC.

A corrente de fase,  $\hat{I}_F$ , e a corrente de neutro,  $\hat{I}_N$ , estão relacionadas com as tensões,  $\hat{V}_F$  e  $\hat{V}_N$ , respectivamente pelas equações 1.20 e 1.21, no espectro de frequências do teste de emissão conduzida:

$$\vec{V}_F = 50 \cdot \vec{I}_F \quad (1.20)$$

$$\vec{V}_N = 50 \cdot \vec{I}_N \quad (1.21)$$

Pode-se perceber que os limites de emissões por condução são determinados em termos de tensões quando, de fato, se está interessado em correntes.

Como mostra a figura 1.9, para o espectro de frequência do teste de emissão por condução o circuito equivalente da LISN consiste de resistores de 50Ω entre fase e terra e entre neutro e terra. Isto porque, idealmente, os capacitores da LISN são considerados como um curto circuito e os indutores são considerados circuito aberto.

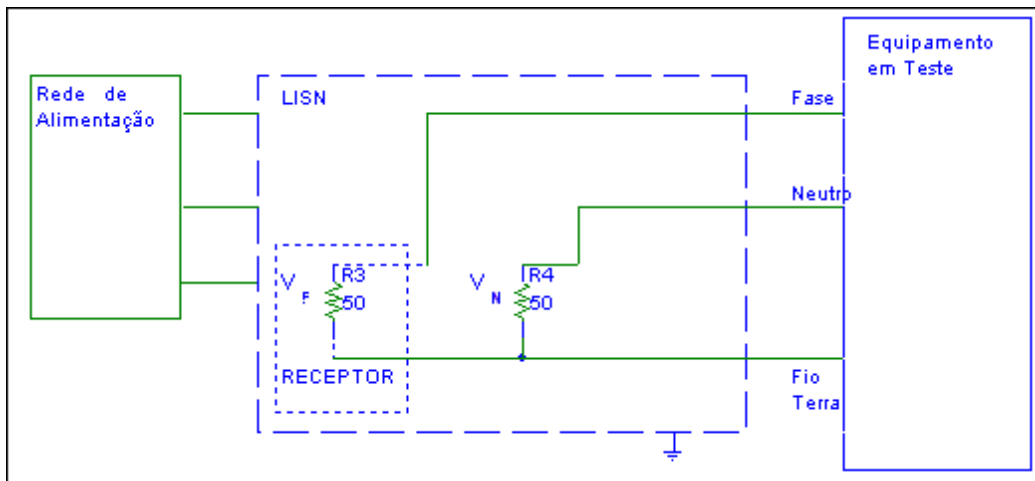


Figura 1.9 - Circuito equivalente da LISN percebido pelo equipamento na faixa de frequência de medição.

Porém a LISN não é ideal. Assim a mesma deve ser construída de modo a garantir um comportamento, do ponto de vista de impedância equivalente, o mais próximo possível do ideal. A figura 1.10 mostra o gráfico que corresponde ao comportamento esperado da impedância da LISN em função da frequência.[5][22]

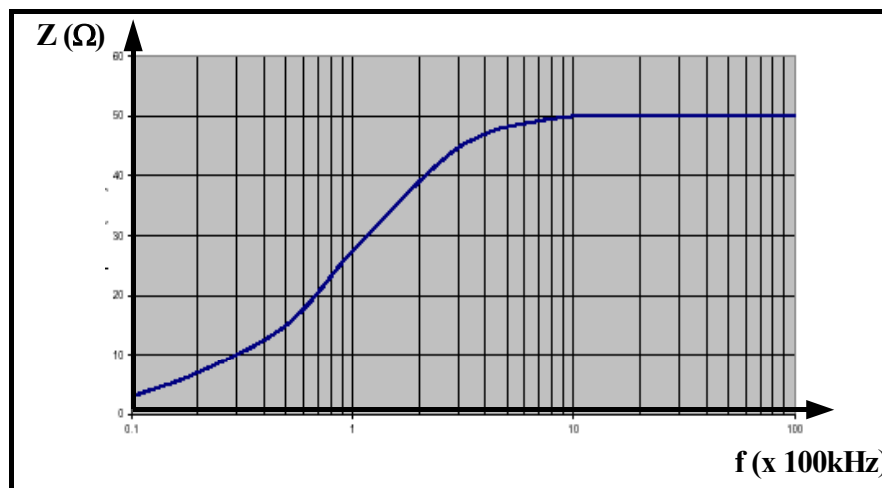


Figura 1.10 - Impedância da LISN em função da frequência.

## 1.7 - CONCLUSÕES

O capítulo 1 apresenta os conceitos básicos de EMC. Conceitos como interferência, emissão, susceptibilidade, acoplamento (meio de propagação), unidades (padrões), espectro harmônico, rede estabilizadora de impedância de linha (*LISN - Line Impedance Stabilization Network*), correntes de modo comum e diferencial. A compreensão destes conceitos é importante para que se possa usá-los quando do projeto de equipamentos eletro-eletrônicos.

A EMI gerada possui um espectro harmônico cujas componentes se propagam por caminhos com impedâncias diferentes. A determinação destes caminhos é uma tarefa muito difícil.

Existe uma reciprocidade entre emitir e ser susceptível a uma determinada faixa de frequências. Assim ao se reduzir a EMI gerada/propagada por um equipamento em uma faixa de frequências torna-se este equipamento menos susceptível a estas mesmas frequências.

Percebe-se que a determinação (medida) da EMI conduzida e radiada é uma tarefa que exige condições especiais no que se refere a ambiente e equipamentos. Isto é necessário



para que se possa realizar estas medidas sem erros e garantir a sua reprodutibilidade em instantes e locais diferentes. Assim, agências governamentais e não governamentais estabeleceram padrões de medida e normas reguladoras.

O próximo capítulo apresenta um estudo das normas reguladoras de EMI. Como este trabalho visa estudar a EMI gerada/propagada por um conversor estático, serão apresentadas as normas no que se refere à emissão de EMI. Porém é importante salientar que existem normas que estabelecem limites para a susceptibilidade a EMI.

## CAPÍTULO 2 - NORMAS REGULADORAS

### 2.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será feita uma breve análise das normas estabelecidas pela Comissão Federal para Comunicações (FCC – *Federal Communications Commission*), Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC – *International Electrotechnical Commission*) e pela Comunidade Européia (EC – *European Community*). Deve-se enfatizar que as normas estão em um estado de mudança constante, assim, é necessária uma atualização constante em relação as mesmas. As normas possuem vários detalhes técnicos que não são objeto de análise neste trabalho.

Existem basicamente duas classes de normas de EMC para sistemas eletrônicos:[3]

- As impostas pelas agências governamentais.
- As impostas pelos fabricantes dos equipamentos.

As normas impostas pelas agências governamentais são normas legais e são compulsórias. Essas normas são impostas para controlar a susceptibilidade do equipamento e a interferência produzida por ele. 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 fundamental. Porém, estar em conformidade com essas normas de EMC, não garante que o equipamento não vá causar/receber interferência eletromagnética. A conformidade do equipamento só permite controlar a quantidade de interferência eletromagnética que o equipamento gera/recebe.

Procurando uma maior padronização, das medidas efetuadas, as normas do Comitê Internacional Especial de Rádio Interferência (CISPR – *Comite International Special des Perturbations Radioelectriques*), por serem mais restritivas, têm sido adotadas ou

indicadas como referência. Por esta razão as normas CISPR foram utilizadas como referência nos estudos experimentais e de simulação apresentados no quarto e quinto capítulos respectivamente. Assim serão analisadas mais detalhadamente as normas CISPR.[3][5][6][7][31]

## **2.2 - COMISSÃO FEDERAL PARA COMUNICAÇÕES - FCC**

A Comissão Federal para Comunicações (*Federal Communications Commission – FCC*) é 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. [3] [31]

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 radiadas.

As emissões por condução são aquelas correntes que passam pelo cabo de alimentação da unidade e vão para a rede de alimentação comercial. A faixa de frequência das emissões por condução, definida pela FCC, começa em 450kHz e se estende até 30MHz. A conformidade com a norma é verificada pela inserção de uma 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 radiadas abrangem os campos elétricos e magnéticos radiados 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 radiado e os limites da norma são dados em termos de dB $\mu$ V/m. A faixa de frequências para as emissões radiadas começa em 30MHz e se estende até 40GHz. A conformidade com a norma é verificada medindo-se os campos elétricos radiados pelo equipamento em uma câmara semi-anecóica ou em um campo aberto de testes. As emissões radiadas devem ser medidas com a antena de medição nas polarizações horizontal e vertical, com respeito ao plano de terra do local de teste.

### 2.3 - A NORMA EUROPÉIA (EN)

No processo de criação de uma economia de mercado único e remoção de todas as barreiras técnicas de comércio, foi introduzido o conceito de diretivas. A diretiva de EMC da Comunidade Européia (EC) foi publicada no Periódico das Comunidades Européias Nº L139 em 23 de maio de 1989, sob o nome de Diretiva 89/336/EEC. Foi uma das primeiras diretivas com uma nova abordagem. Neste contexto, as diretivas contêm somente os requisitos básicos e legais. Os detalhes técnicos dos métodos de teste, limites e níveis de imunidade deveriam estar contidos nas Normas Européias (ENs).[3][31]

A Diretiva de EMC contém somente os requisitos legais e menciona que os padrões europeus essenciais de EMC serão publicados separadamente. As normas européias ou EURONORMs são baseadas em trabalhos existentes da IEC/CISPR, IEC/TC65 e IEC/TC77 e classificados segundo os padrões apresentados na tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Padrões Europeus

Padrões de EMC Básicos (Basic Standards)	Dão condições fundamentais e regras para se obter a EMC em qualquer produto.
Padrões de EMC Genéricos (Generic Standards)	São padrões relacionados com um ambiente em particular. Especificam um conjunto mínimo de requisitos e procedimentos de teste aplicáveis a todos os produtos ou sistemas operando neste ambiente, desde que não haja padrões específicos de EMC para um produto ou sistema em

	particular.
Padrões de EMC de Produto (Product Standards)	Definem requisitos eletromagnéticos específicos e procedimentos de teste dedicados a produtos. A estes produtos se aplicam os padrões básicos e os padrões genéricos.
Padrões de EMC de Família de Produtos (Product Family Standards)	São padrões de produto que podem se aplicar a um grupo de produtos similares.

As famílias de produtos identificadas são:

- Equipamentos domésticos e comerciais, que não sejam equipamentos da tecnologia da informação (ITE)
- Equipamentos industriais (que não sejam ITE)
- ITE e equipamentos de telecomunicação
- Rádio, TV e equipamentos similares.
- Equipamentos de transporte e de tráfego
- Equipamentos de serviços e transporte
- Equipamentos de serviços (eletricidade, gás, água,...)
- Equipamentos médicos
- Equipamentos de teste e medição

As normas de emissão ENs são baseadas no trabalho da CISPR. A numeração da CISPR foi retida. Por exemplo, EN 55022 é a mesma que a CISPR 22. Porém, a EN 55022 também contém alguns desvios dos padrões nacionais da CISPR 22.

## **2.4 - A COMISSÃO ELETROTÉCNICA INTERNACIONAL – IEC/CISPR**

Como mencionado no início deste capítulo, a norma internacional desenvolvida pelo Comitê Internacional Especial de Rádio Interferência (*CISPR – Comite International Special des Perturbations Radioelectriques*) tem sido adotada como um padrão único para

as normas internacionais de EMC. A CISPR é 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. Apesar da CISPR não ser uma agência normalizadora propriamente dita, freqüentemente suas normas têm sido adotadas por algum país e órgãos reguladores, tomando então força de lei. [3][7][31]

O Comitê Internacional Especial de Rádio-Freqüência tem como sigla CISPR, do seu nome original em francês. A sua origem vem de 1934, quando vários organismos internacionais formaram um comitê para determinar procedimentos de medição e limites para as emissões de rádio-freqüência, com a finalidade de remover barreiras no comércio internacional. Antes de 1939, o CISPR teve nove reuniões e publicou oito relatórios. Desde 1950, o CISPR tem sido um comitê especial, sob a responsabilidade da IEC, com membros compostos por comitês nacionais da IEC e outras organizações interessadas em controlar a rádio-interferência.

Em 1985, o CISPR publicou um conjunto de padrões sobre emissões eletromagnéticas. Conhecida como Publicação Número 22 (CISPR22), engloba 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.

O objetivo do CISPR é promover um entendimento internacional nos aspectos da rádio-interferência e, desse modo, facilitar o comércio internacional. As principais áreas de interesse são:

- A proteção da recepção de rádio de fontes de perturbação, tais como aplicações elétricas de todo tipo; sistemas de ignição; sistemas de geração e distribuição de eletricidade; sistemas de transporte eletrificados; equipamentos de rádio freqüência industriais, científicos e médicos (ISM); receptores de som e televisão; e equipamentos de tecnologia da informação.
- Equipamentos e métodos para a medição das perturbações.

- Limites de perturbação para as fontes citadas acima.
- Limites de susceptibilidade (imunidade) de instalações receptoras de sinais de televisão e som à interferência e desenvolvimento de métodos de imunidade.
- Impacto das normas de segurança (*safety*) na supressão de perturbações de equipamentos elétricos.
- Cooperação com outras organizações internacionais interessadas na supressão de perturbações de rádio-freqüência.

Os trabalhos do CISPR são rigorosamente documentados em inúmeras publicações. A tabela 2.2 mostra algumas as publicações da CISPR.

Tabela2.2 - Publicações da CISPR

CISPR 15 - (1985)	Limites e métodos de medição das características de rádio-interferência de lâmpadas fluorescentes e luminárias.
CISPR 16 - (1977)	Especificação da CISPR para equipamentos e métodos de medição de rádio-interferência. Emenda Nº1 (1980). Emenda Nº2 (1983)
CISPR 22 - (1985)	Limites e métodos de medição das características de rádio-interferência de equipamentos de tecnologia da informação.

Como o CISPR é uma organização voluntária, os seus documentos não têm base legal. Porém, os documentos da CISPR expressam, tanto quanto possível, um consenso internacional sobre os assuntos abordados. Para promover a unificação internacional, a CISPR deseja que todos os comitês nacionais adotem o texto das recomendações da CISPR como suas regras, à medida que a política do país permitir. Conseqüentemente, as recomendações da CISPR podem tornar-se normas nacionais com base legal.

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 impostos pela CISPR 22, de emissões radiadas, para os equipamentos de Classe B são medidos a 10m de distância e são mostrados na tabela 2.3 e na Fig.2.1.

Tabela2.3 - Limites da CISPR 22 para emissões radiadas em equipamentos de Classe B (10m).

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

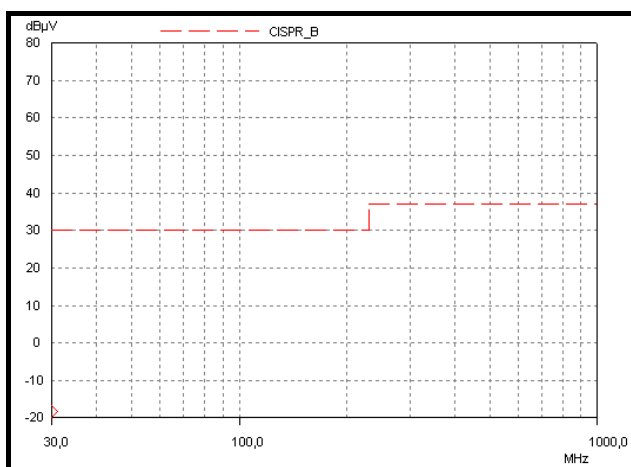


Figura 2.1 - Limites das emissões radiadas comparadas aos limites da FCC, para Classe B.

Os limites para as emissões radiadas pelos equipamentos de classe A estão listados na Tabela 2.4 e mostrados na figura 2.2. Os valores da tabela 2.4 são os mesmos da Tabela 2.3, porém a distância de medição da emissão radiada varia.

Tabela2.4 - Limites da CISPR 22 para emissões radiadas em equipamentos de Classe A (30m).

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



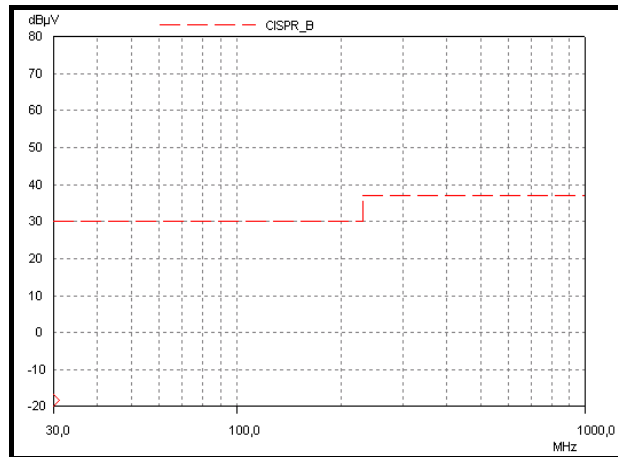


Figura 2.2 - Limites da CISPR 22 para emissões radiadas em equipamentos de Classe A.

Os limites de emissão por condução da CISPR 22 começam em 150 kHz e têm um limite superior de 30MHz. Nota-se que o limite da CISPR 22 para equipamentos de Classe B aumenta abaixo da frequência de 500kHz. Esta extensão foi colocada para cobrir as emissões de fontes chaveadas. Os estágios de entrada das fontes chaveadas geram uma tensão CC retificando a forma de onda de tensão CA. As frequências de comutação típicas variam de 20kHz a 100kHz. As frequências de corte do limite da CISPR 22 para Classe B são 500kHz e 5MHz. A frequência de corte do limite da CISPR 22 para Classe A é 500kHz.

Os limites para emissões por condução da CISPR 22 para equipamentos classe B são mostrados na tabela 2.5 e na Fig. 2.3.

Tabela2.4 - Limites da CISPR 22 para emissões por condução em equipamentos de Classe B.

Frequência ( MHz )	$\mu\text{V}$ QP(AV)	$\text{dB}\mu\text{V}$ QP(AV)
0,15	1995 (631)	66 (56)
0,5	631 (199,5)	56 (46)
0,5 – 5	631 (199,5)	56 (46)
5 – 30	1000 (316)	60 (50)

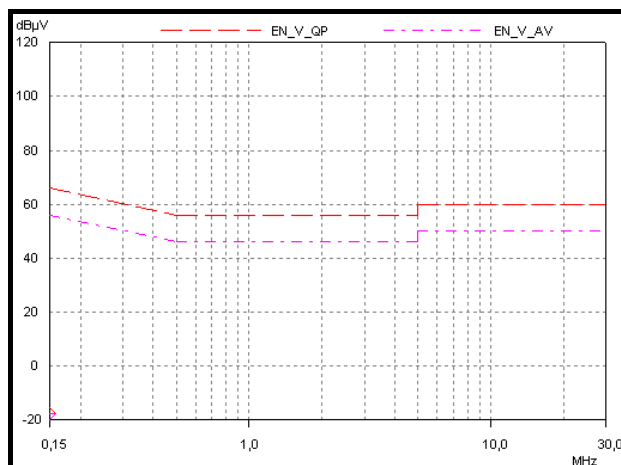


Figura 2.3 - – Limites da emissão por condução da CISPR 22 para Classe B.

Os limites para emissões por condução da CISPR 22 para equipamentos classe A são mostrados na tabela 2.5 e na Fig. 2.4.

Tabela2.5 - Limites da CISPR 22 para emissões por condução em equipamentos de Classe A.

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

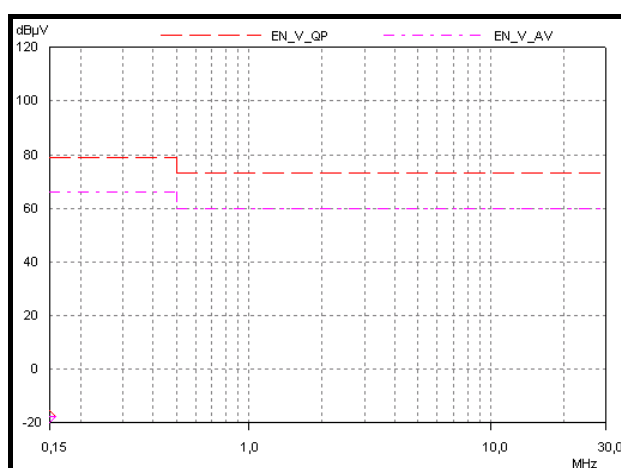


Figura 2.4 - Limites da emissão por condução da CISPR 22 para Classe A.

As tabelas e gráficos que apresentam a emissão por condução, mostram os valores dos limites quando o receptor de EMC utiliza um detector de **Quase-Pico (QP)** e quando o analisador usa o detector de **Valor Médio (AV)**.

## **2.5 - CONCLUSÕES**

Este capítulo apresenta um resumo dos aspectos mais relevantes nas normas FCC, IEC e EC. Foi analisada mais detalhadamente a norma IEC/CISPR, isto por que atualmente existe uma tendência em adota-la como padrão.

O conhecimento da existência e das características das normas é importante por que, cada vez mais, as mesmas têm sido adotadas na comercialização de equipamentos eletro-eletrônicos.

Os dois primeiros capítulos têm como objetivo apresentar os princípios de compatibilidade eletromagnética e a necessidade de limitar por força de normas a interferência gerada/recebida por um equipamento. No próximo capítulo será feito um estudo da EMC relacionada a conversores estáticos (SMPS). Nele são estudados os mecanismos e elementos que influenciam a EMI gerada e propagada por um conversor estático.

## CAPÍTULO 3 - EMC NA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

### 3.1 - INTRODUÇÃO

Atualmente, como já mencionado na apresentação deste trabalho, muitos equipamentos eletro-eletrônicos são alimentados a partir da rede CA (50-60Hz) por conversores estáticos (*SMPS - Switched Mode Power Supply*) que, dependendo da necessidade, podem fazer uma transformação CA-CA, CA-CC, CC-CC ou CC-CA.

Um conversor estático geralmente converte e transfere a energia da rede pela comutação, em frequências (20kHz – 100kHz), de tensões e/ou correntes. Esta energia pode ser armazenada em um indutor ou um capacitor para, então, ser transferida para a carga. Os elementos de comutação, transistores FET, MOSFET, Bipolar, IGBT's ou diodos, atuam como chaves no corte e na saturação. A seleção do componente a ser utilizado depende de fatores como potência, tensão, corrente, frequência de comutação, características de condução e bloqueio, topologia a ser utilizada e custo.

Os conversores estáticos, devido a exigências dos mercados de telecomunicações, industrial, de informática e de outras áreas, vêm se tornando cada vez mais compactas e com maior rendimento. Porém, a compactação e o rendimento são conflitantes. A compactação é obtida com a redução do peso e volume dos elementos capacitivos e indutivos, através do aumento da frequência de comutação e isto provoca o aumento das perdas de comutação nos semicondutores.

O aumento da frequência com a exigência de semicondutores mais rápidos têm como consequência uma comutação com conteúdo harmônico de maior amplitude e espectro de frequências mais significativo. Isto pode tornar os conversores estáticos em fontes geradoras de EMI, com uma energia associada ao seu funcionamento, que provocará o mau funcionamento de equipamentos conectados a elas. Para reduzir estas interferências é necessário compreender como as mesmas são geradas e propagadas. Assim, atualmente os estudos em conversores estáticos buscam a compreensão de:

- como os conversores estáticos geram a EMI;
- como a EMI se propaga no interior e para fora do conversor estático;
- técnicas para reduzir a geração e propagação da EMI;
- modelagem dos conversores estáticos do ponto de vista da EMC;
- estudo de como as EMI's geradas por outros equipamentos podem interferir no funcionamento destas fontes (susceptibilidade);
- estudo da interferência destas fontes na rede de alimentação e também nas cargas que as mesmas alimentam.

### 3.2 - A COMUTAÇÃO COMO FONTE DE GERAÇÃO DE EMI

Basicamente um conversor estático (CA-CC) é constituído de um estágio retificador (controlado ou não) e um conversor CC-CC, os quais podem estar conectados a filtros capacitivos (C), indutivos (L) ou indutivo/capacitivo (LC).

Tanto no estágio de retificação como no conversor CC-CC são utilizados semicondutores. Estes semicondutores comutam tensões e correntes geralmente em altas frequências. Estas comutações (comportamento não linear) produzem distúrbios de alta frequência que podem se propagar pelo equipamento, carga, rede de alimentação e pelo ar. A figura 3.1 mostra uma fonte CA-CC com uma configuração *flyback* como conversor CC-CC.

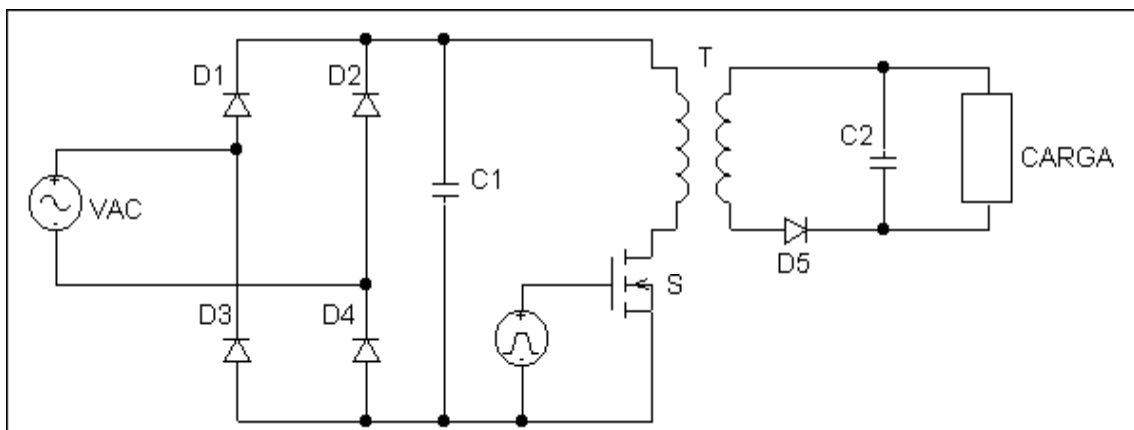


Figura 3.1 - Conversor Estático – *Flyback*

Os diodos D1, D2, D3 e D4 constituem a etapa retificadora e o capacitor C1, o filtro para diminuir oscilações, fornecendo uma tensão retificada com menor oscilação a partir da rede CA. A transferência de energia da rede para a carga é controlada pela abertura e fechamento (comutação) da chave S. Primeiro a energia é armazenada no transformador T (S conduzindo) e depois transferida para a carga (S bloqueada) através do diodo D5 em ‘pacotes’ de energia que é armazenada no capacitor C2. As formas de onda de tensão ( $V_s$ ) e corrente ( $I_s$ ) em S, tensão no transformador ( $V_T$ ) e no diodo de retificação ( $V_{D5}$ ) são apresentadas na figura 3.2.[27]

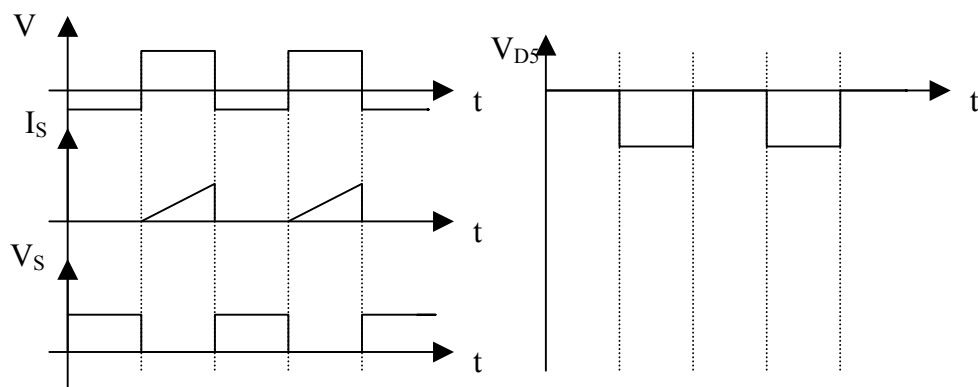


Figura 3.2 - Tensões e Correntes no Flyback.

### 3.2.2 - EFEITO DA AMPLITUDE E DOS TEMPOS DE COMUTAÇÃO E DE CONDUÇÃO

A transferência da energia da rede para a carga pode ser controlada de diversas formas. A mais comum é o controle por largura de pulso com frequência constante (*PWM - Pulse Width Modulation*). O controle PWM gera formas de onda como as mostradas na figura 3.2, que tem um espectro harmônico que depende da amplitude ( $A$ ), do período ( $T$ ), dos tempos de condução ( $\tau$ ) e de bloqueio e dos tempos de comutação ( $t_f$ ) dos semicondutores. As figuras 3.3a e 3.3b, mostram o espectro harmônico de um sinal PWM ‘ideal’, onde os tempos de subida (*rise time*) e descida (*fall time*) são nulos, e outro real. Analisando estas figuras pode-se perceber que quanto maior é a amplitude da grandeza comutada maior é a amplitude do espectro harmônico gerado na comutação.[2]

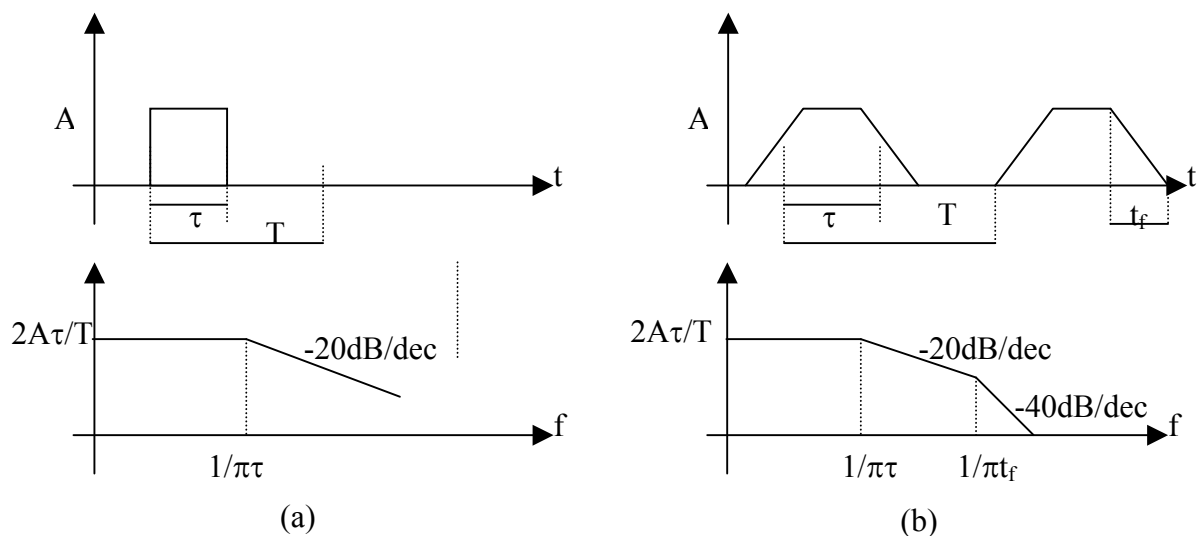


Figura 3.3 - (a) - Sinal PWM com tempos de subida e descida nulos e espectro harmônico (b) - Sinal PWM com tempos de subida e descida não nulos e espectro harmônico

Pode-se perceber pelas figuras apresentadas a influência dos tempos de comutação e do tempo de condução no espectro harmônico do sinal. Nota-se que a amplitude dos harmônicos tem um comportamento constante até o harmônico relacionado com o tempo de condução. A partir deste ponto ele decresce numa taxa de 20 dB/década e, após o harmônico relacionado com os tempos de comutação, passa a decrescer a uma taxa de 40 dB/década. É interessante observar que os tempos, de subida e de descida foram considerados iguais, o que geralmente não acontece na prática. Outro ponto a salientar é que este tipo de transição (entrada em condução ou bloqueio) ocorre em semicondutores controlados ou não e pode fazer com que um conversor estático exceda os limites de EMI gerada/propagada estabelecidos por normas reguladoras.

### 3.3 - CARACTERIZAÇÃO DA EMI GERADA PELOS SEMICONDUTORES

Idealmente na comutação um semicondutor não apresenta simultaneamente tensão (V) e corrente (I). Isto pode ser observado na figura 3.2. Porém, dependendo de suas características de operação, o semicondutor real apresenta um funcionamento em que ocorrem simultaneamente tensões e correntes. A amplitude e espectro da EMI relacionada

aos tempos de comutação de semicondutores estão associados ao pico de energia, produto  $V \times I$  instantâneo. Isto é, a ocorrência simultânea de tensão e corrente, com elevados  $dv/dt$  e  $di/dt$ , pode provocar o aumento da EMI em determinada faixa de frequência. O entendimento desta característica é muito importante na busca de soluções de redução da EMI.

É na comutação dos semicondutores que a EMI é gerada em um conversor estático. Podemos então representar os semicondutores de um conversor como fontes de ruído. A figura 3.4 mostra os semicondutores, do conversor mostrado na figura 3.1, representados como fontes de ruído.

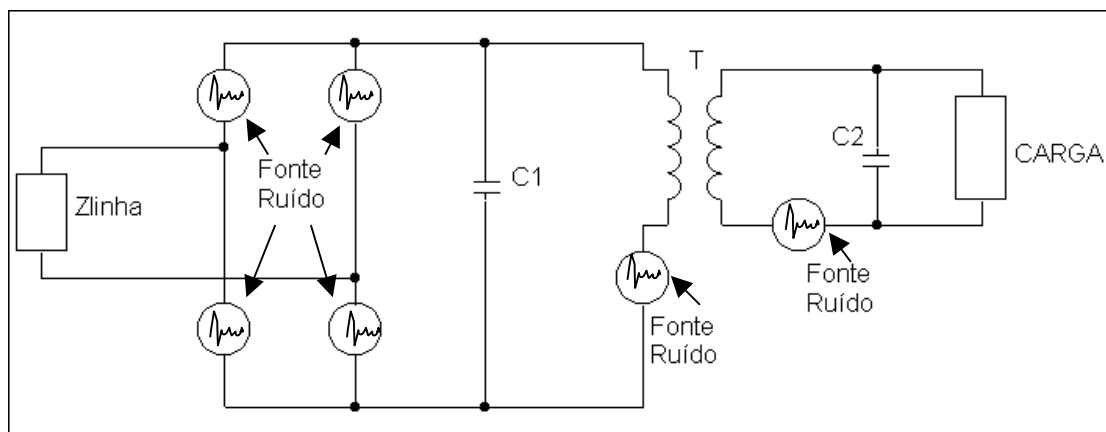


Figura 3.4 - circuito com semicondutores como fonte de ruídos

Porém, os semicondutores (diodos, transistores etc.) têm características de operação diferentes. Podendo produzir ruídos (EMI) de natureza e conteúdo (amplitude e espectro harmônico) também diferentes. A seguir é apresentada uma análise da comutação em semicondutores, mais especificamente em diodos e transistores de potência.

### 3.3.2 - EMI GERADA POR DIODOS

Um diodo também atua como elemento de comutação, já que o mesmo é idealmente um curto para correntes diretas e circuito aberto para correntes reversas. As figuras 3.5a e 3.5b mostram as correntes e tensões na entrada em condução e no bloqueio dos diodos.[2]



Na entrada em condução, figura 3.5a, observa-se que a corrente ( $I_d$ ) cresce rapidamente, mas não instantaneamente, neste pequeno intervalo de tempo ( $t_f$ ) ocorre um pico de tensão ( $V_d$ ) direta no diodo. Este tempo ocorre devido à região de depleção da junção PN. Como a junção PN é uma característica de cada diodo, estes tempos e amplitudes mudam de diodo para diodo. Apesar de possuir uma larga banda de emissão, este pico de tensão não possui uma grande energia associada.

No bloqueio, figura 3.5b, os diodos produzem uma EMI maior. Durante o tempo de bloqueio ( $t_r$ ), devido às capacitâncias de difusão, ocorrem picos de corrente e tensões reversas, com elevadas amplitudes e  $di/dt$ . Devido às grandes amplitudes de corrente e elevados  $di/dt$  a energia associada ao bloqueio geralmente é bem maior do que na entrada em condução. Isto caracteriza o diodo como uma fonte de ruído de corrente.[2]

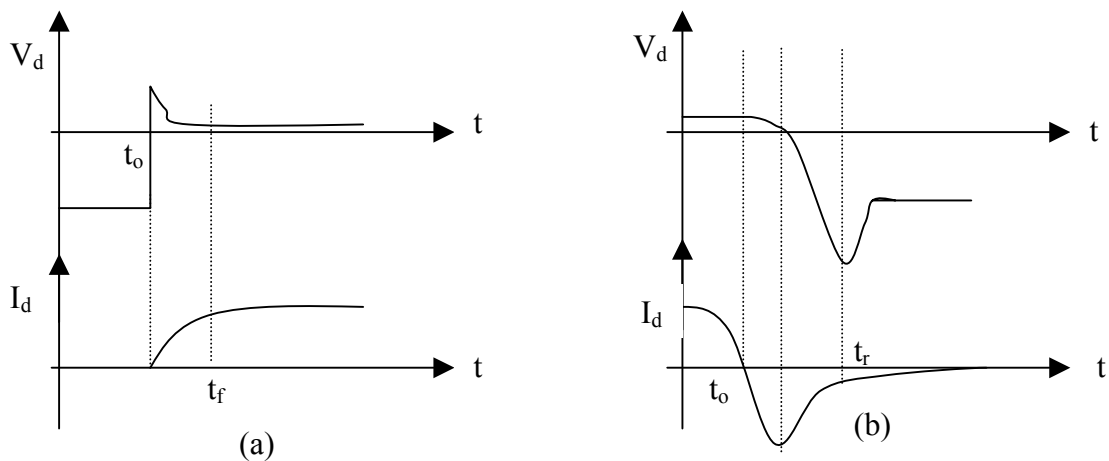


Figura 3.5 - (a) - Entrada em condução e (b) – Bloqueio típicos de diodos

É interessante observar que a amplitude, a forma e a duração dos transitórios das tensões e correntes envolvidas não são somente função das características dos semicondutores em questão, mas também do circuito do qual os mesmos fazem parte. Quanto mais indutivo for o circuito, maiores os tempos e os picos de corrente e tensão.

### 3.3.3 - EMI GERADA POR TRANSISTORES DE POTÊNCIA

Devido à sua característica de operação, na qual se tem controle de entrada em condução e bloqueio, os transistores podem apresentar emissões elevadas tanto no bloqueio quanto na entrada em condução. Os transistores possuem um espectro harmônico que geralmente é maior do que os gerados nos diodos porque a energia associada ao bloqueio e entrada em condução nos mesmos é maior. Isto ocorre por que quase sempre se tem uma alta  $dv/dt$  durante as comutações. As altas  $dv/dt$  associadas à comutação de elevadas tensões e correntes dão ao transistor uma característica de fonte de ruído de tensão. As figuras 3.6a e 3.6b mostram as tensões e correntes durante a comutação de um transistor. A entrada em condução e bloqueio é controlada pela corrente de base  $I_b$ . Pode-se observar que durante o tempos de entrada em condução ( $t_{on}$ ) e bloqueio ( $t_{off}$ ), ocorrem simultaneamente tensões ( $V_{ce}$  – coletor/emissor) e correntes ( $I_c$  – coletor).

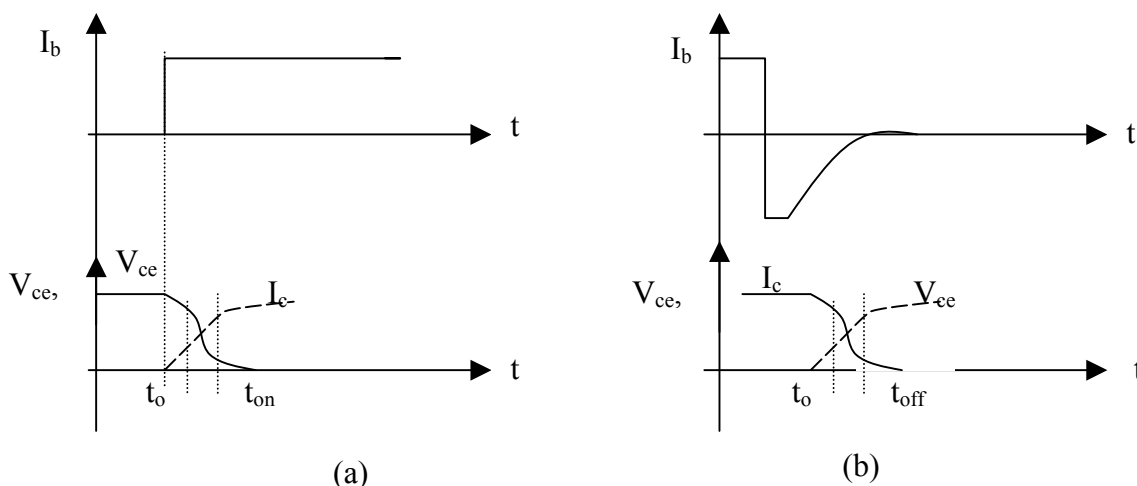


Figura 3.6 - (a) - Entrada em condução e (b) – Bloqueio típicos de um transistor

Nos transistores também os tempos, as formas e amplitudes associadas às tensões e correntes e conseqüentemente a EMI, dependem não só de características construtivas dos transistores tais como capacitâncias de entrada e saída e capacitâncias de difusão, mas também das características do circuito (impedância, níveis de tensão e de corrente de comutação, entre outros) do qual os mesmos fazem parte.

A figura 3.7 mostra o conversor da figura 3.4, modelado agora com as principais características de ruído de cada semiconductor.

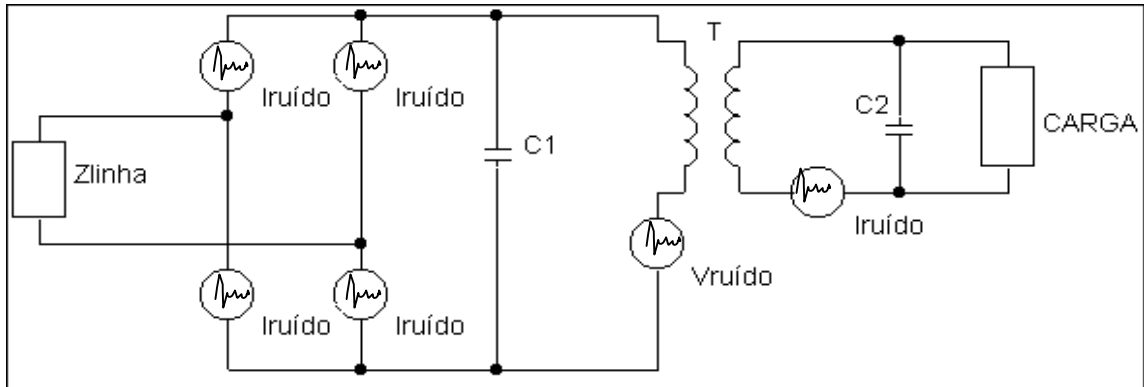


Figura 3.7 - Semicondutores como fontes de ruídos de corrente e tensão

Os diodos da etapa retificadora geralmente trabalham em baixa frequência (50 – 60 Hz), comutando pequenas diferenças de potencial e correntes que naturalmente se anulam na carga dos capacitores de filtro, permitindo o emprego de diodos lentos (de baixa velocidade de comutação). Por essa razão, os mesmos têm uma EMI associada de baixa amplitude e espectro harmônico. O circuito da figura 3.7 pode ser simplificado, com a desconsideração destes ruídos, como apresentado na figura 3.8.

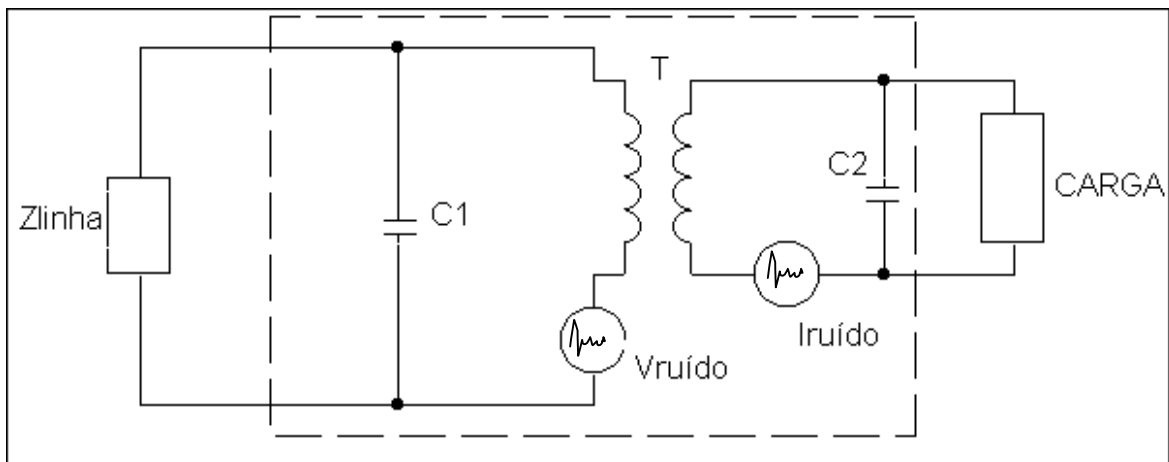


Figura 3.8 - Circuito simplificado desconsiderando-se os diodos de baixa velocidade

Outros parâmetros ainda aparecerão nesta modelagem (indutâncias, capacitâncias, resistências) devido ao comportamento não ideal de elementos do circuito, tais como capacitores, indutores, transformadores, terminais de componentes, cabos e trilhas.

### 3.4 - O CONVERTOR COMO FONTE OU RECEPTOR DE EMI

Como visto no capítulo 1, as EMI's podem ser classificadas, quanto ao modo de transmissão, em conduzidas e radiadas e os equipamentos podem ser considerados fontes ou receptores destas EMI's. Também nos conversores estáticos existem estes aspectos da EMI. Assim, um conversor estático pode gerar interferências conduzidas ou radiadas, bem como pode estar sujeito a estas mesmas interferências oriundas de outros equipamentos ou dele próprio. A figura 3.9 mostra estes aspectos da EMI em um conversor chaveado. Nela pode-se observar alguns laços (*loopings*) que podem atuar como antenas de emissão e/ou recepção de EMI radiada. Pode-se notar que estes laços podem ser estabelecidos entre os elementos internos do conversor, exclusivamente, ou destes com elementos externos. Estes laços com elementos externos caracterizam a EMI conduzida propagada ou recebida pelo conversor.

Basicamente, todo conversor estático retifica a tensão da rede por meio de uma ponte de diodos. Este processo já é uma fonte de interferência, pois no processo de retificação introduzem-se componentes harmônicos de corrente na rede. Além disso, as fontes chaveadas possuem um oscilador de alta frequência, cuja comutação, possui espectro com elevado conteúdo harmônico e com alta energia associada a estes harmônicos. A recuperação (bloqueio) dos diodos de alta frequência, também é fonte geradora de EMI.[21][23]

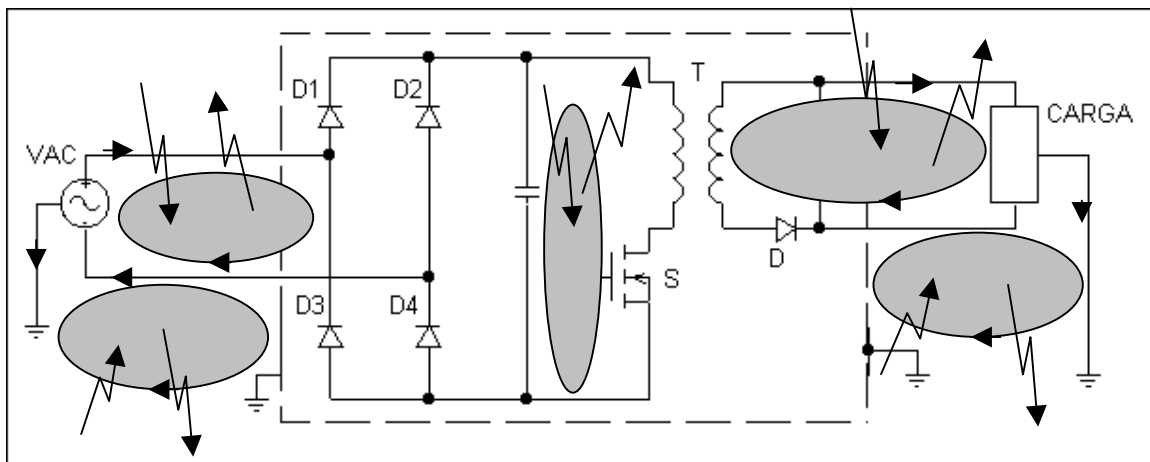


Figura 3.9 - Interferências conduzidas ou radiadas

As EMI's conduzidas são propagadas e recebidas pela conexão com a rede e a carga, através dos cabos de alimentação e também da terra (virtual ou não), nos modos comum e diferencial. Além disso, fios, trilhas e caminhos fechados (*loop*) atuam como antenas na emissão e recepção de EMI radiadas. Em frequências de até 30 MHz as EMI's conduzidas são mais significativas do que as radiadas. A partir de 30 MHz as radiadas (campos elétricos e magnéticos) começam a ser consideradas mais importantes.

### 3.5 - COMPONENTES DE MODO COMUM E DIFERENCIAL

No capítulo 1 foram apresentadas as componentes de modo comum e diferencial. Como qualquer outro equipamento conectado a rede elétrica comercial e a sua carga, os conversores estáticos têm, associados a eles, componentes de EMI conduzida de modo comum e diferencial.

Como mostra a figura 3.10, as componentes de modo diferencial podem surgir (circular) entre os condutores de fase e neutro que conectam a rede de alimentação à fonte ( $I_d$ ) e entre os condutores que conectam a carga à fonte ( $I_d'$ ). Já as componentes de modo comum podem surgir (circular) entre os condutores fase/neutro ( $I_c$ ) e o plano de referência (terra) e entre os condutores que conectam a carga à fonte ( $I_c''$ ) e o plano de referência (terra).

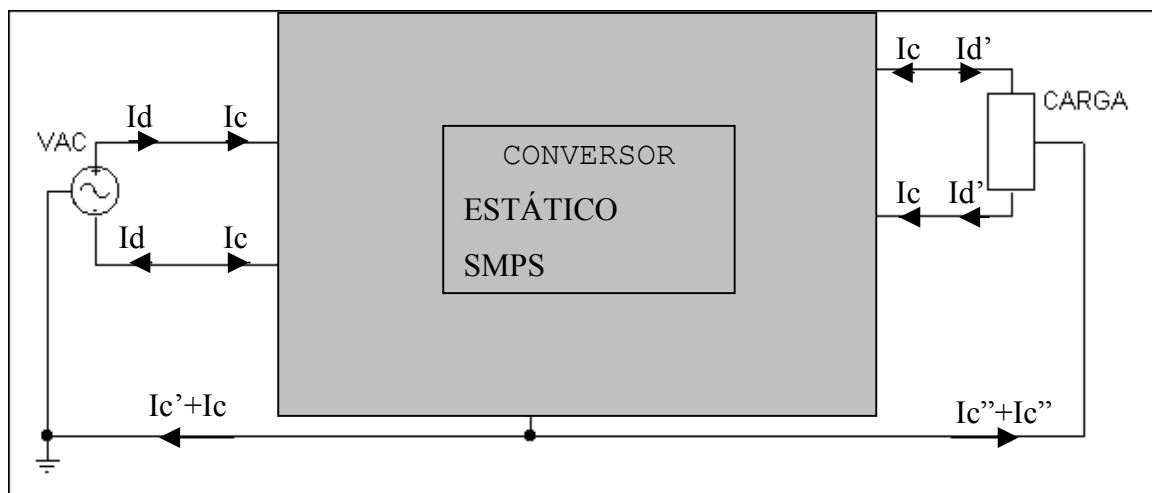


Figura 3.10 - Componentes de modo comum e diferencial

### 3.6 - PROPAGAÇÃO DA EMI EM UM CONVERSOR

Como apresentado no capítulo 1, a EMI gerada precisa de um caminho para se propagar até o receptor e a energia associada a esta EMI (amplitude/conteúdo harmônico) está relacionada às características da comutação. Devido aos diversos componentes que compõem um conversor estático a EMI gerada pode se propagar por diversos caminhos. Como a propagação de um sinal se dá pelo caminho de menor impedância, as componentes do espectro harmônico resultante da comutação se propagam por caminhos diferentes. Assim, a maior ou menor capacidade de interferência de uma harmônica está associada a sua energia e a impedância (caminho) que encontra na sua propagação. Conhecendo-se os caminhos de propagação pode-se tomar providências para reduzir a EMI gerada/propagada por um conversor estático.[28][30]

As correntes e tensões de modo comum e diferencial, por serem de naturezas (origens) diferentes, propagam-se por caminhos também diferentes. Isto faz com que encontrem em seu caminho elementos de circuito (R, L, C, capacitâncias e indutâncias de acoplamento) diferentes, conferindo-lhes EMI de amplitudes e espectros geralmente diferentes.

O conhecimento da localização e dos valores dos elementos de acoplamento é de grande importância por que, geralmente, é através deles que as altas frequências (*HF – High Frequency*) indesejáveis (não previstas) circulam. Porém, a determinação dos mesmos é complexa, já que na grande maioria dos casos são elementos intrínsecos/parasitas de componentes eletro-eletrônicos, trilhas, cabos e outros elementos. dos conversores estáticos.

#### 3.6.1 - COMPORTAMENTO NÃO-IDEAL DE COMPONENTES

Os elementos que compõem um conversor estático não são ideais e estas não-idealidades tornam-se mais significativas com o aumento da frequência. Elementos muitas vezes considerados ideais (L, C, R, fios e trilhas) também possuem impedâncias que, devido a suas não-idealidades, variam com a frequência.

Assim, deve-se sempre pensar em termos não somente no comportamento ideal do componente, mas também do seu comportamento não-ideal. As não-idealidades, freqüentemente, servem de caminho para desviar (*by-pass*) componentes harmônicos de alta freqüência de um sinal. Dependendo do harmônico, a característica do elemento pode se alterar completamente. Assim, um capacitor pode passar a se comportar como um indutor e vice-versa.

### 3.6.1.1 -FIOS E CABOS

Os condutores são, freqüentemente, negligenciados como se não fossem componentes importantes do sistema. [1][3]

Na faixa das emissões radiadas e em menor grau na faixa das emissões conduzidas, o comportamento destes elementos está distante do ideal. Talvez o efeito mais importante seja a indutância do condutor. A resistência dos condutores é, geralmente, importante no projeto funcional do circuito. Porém, na faixa das freqüências onde a EMI é regulamentada e, particularmente, na faixa das freqüências das emissões radiadas, a indutância dos condutores é mais importante do que sua resistência.

A vasta maioria de materiais condutores é de cobre (Cu), que tem uma condutividade ( $\sigma$ ) de  $5,8 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ . Normalmente o condutor não é ferromagnético e, como tal, sua permeabilidade magnética  $\mu$  é igual a do ar:  $\mu = \mu_0$ . Também a permissividade  $\epsilon$  de praticamente todos os condutores é igual a do ar:  $\epsilon = \epsilon_0$ .

Cabos são compostos de vários condutores sólidos de raio  $r_w$ , que são colocados em paralelo uns com os outros para dar flexibilidade. Com uma aproximação razoável, a resistência e a indutância interna de um cabo, formado por N fios, pode ser calculada pela divisão da resistência ou indutância interna de um único fio, pelo número (N) de fios.

É importante lembrar que materiais dielétricos não são ferromagnéticos e, então, tem permeabilidade magnética relativa igual à do ar,  $\mu_r = 1$ . Portanto, o isolamento dos fios não afeta as propriedades de campo magnético causadas pelas correntes nos fios.

Pode-se calcular a resistência CC ( $r_{CC}$ ) de um fio circular com raio ( $r_W$ ), condutividade ( $\sigma$ ) e comprimento total ( $L$ ) através da fórmula apresentada abaixo:

$$r_{CC} = \frac{L}{\sigma \cdot \pi \cdot r_W^2} \quad [\Omega] \quad (3.2)$$

Com o aumento da frequência ( $f$ ), a corrente na seção transversal do fio tende a se concentrar na periferia do fio, fenômeno conhecido como efeito pelicular. Essencialmente, a corrente pode ser assumida como estando concentrada em um anel, na superfície do fio, de espessura igual à profundidade de penetração ( $\delta$ ):

$$\delta = \frac{L}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} \quad (3.3)$$

Uma vez que a resistência é proporcional à área da seção transversal ocupada pela corrente, as resistências para baixa ( $r_{LF}$ ) e alta frequência ( $r_{HF}$ ) por unidade de comprimento tornam-se, respectivamente:

$$r_{LF} = r_{CC} = \frac{L}{\sigma \cdot \pi \cdot r_W^2} \quad \text{em } \Omega \cdot \text{m}^{-1} \quad \text{para } r_W \ll \delta \quad (3.4)$$

$$r_{HF} = \frac{L}{2 \cdot r_W} \cdot \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi \cdot \sigma}} \cdot \sqrt{f} \quad \text{em } \Omega \cdot \text{m}^{-1} \quad \text{para } r_W \gg \delta \quad (3.5)$$

Analisando as equação 3.5 pode-se perceber que a resistência para alta frequência aumenta em uma razão de 10 dB/década. Isto porque a mesma é função de  $\sqrt{f}$ .

O fio isolado também tem uma indutância que é dependente da frequência. Esta é definida como indutância interna, porque surge devido ao fluxo magnético interno do fio. As indutâncias internas para baixa ( $\ell_{i,CC}$ ) e alta frequência ( $\ell_{i,HF}$ ) por unidade de comprimento são dadas, respectivamente, por:



$$\ell_{i,CC} = \frac{\mu_0}{8\pi} = 50 \text{ em nH.m}^{-1} \quad \text{para } r_W \ll \delta \quad (3.6)$$

$$\ell_{i,HF} = \frac{L}{4\pi.r_W} \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi.\sigma}} \cdot \frac{1}{\sqrt{f}} \text{ em nH.m}^{-1} \quad \text{para } r_W \gg \delta \quad (3.7)$$

Nota-se que para alta frequência, a indutância interna por unidade de comprimento decresce em uma razão de 10 dB/década para  $r_W \gg \delta$ .

### 3.6.1.2 -TRILHAS DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO (PCB)

Placas de circuito impresso (PCBs) são compostos de um substrato, no qual condutores (trilhas) são gravados. Os condutores em PCBs têm seções transversais retangulares.[1][3]

A distribuição de corrente sobre a trilha comporta-se de maneira bastante similar aos fios. Para a excitação CC ou de baixa frequência, a corrente é, aproximadamente, distribuída uniformemente sobre a trilha. Então, a resistência de baixa frequência por unidade de comprimento da trilha é:

$$r_{LF} = r_{CC} = \frac{L}{\sigma.w.t} \quad [\Omega.m^{-1}] \quad (3.8)$$

Onde  $w$  é a largura da trilha e  $t$  sua espessura.

O cálculo da resistência de alta frequência é um problema difícil, mas pode ser razoavelmente aproximado assumindo-se que a corrente está uniformemente distribuída sobre uma profundidade pelicular  $\delta$  dada:

$$r_{HF} \cong \frac{L}{2.\sigma.\delta.w} \quad [\Omega.m^{-1}] \quad (3.9)$$

A trilha, como o fio, também possui uma indutância interna devido ao seu fluxo magnético interno. No entanto, a computação desta indutância interna é um problema difícil. Assim,

ignora-se esta indutância interna assumindo-se que ela é desprezível em comparação com o parâmetro indutância externa.

As trilhas são, normalmente gravadas em uma face da placa em uma direção e na outra face são gravadas em uma direção perpendicular (nas placas de dupla face). Com este procedimento minimiza-se o efeito do acoplamento mútuo entre estas trilhas.

### **3.6.1.3 -EFEITOS DA VARIABILIDADE DO COMPONENTE**

É muito importante lembrar que geralmente é necessário produzir um grande número de cópias supostamente idênticas de um produto para vender. Porém, não está assegurada que essas cópias estarão dentro dos limites regulamentados de EMI, isso porque os fabricantes de componentes eletrônicos estabelecem que seus produtos têm características que variam dentro de uma faixa. Mesmo em componentes de mesmo lote de fabricação, podem ocorrer variações que podem inviabilizar a reprodutibilidade do ponto de vista da EMC.

### **3.6.1.4 -EFEITOS DOS TERMINAIS DOS COMPONENTES**

Um componente pode ser conectado ao circuito via terminais. Um dos mais importantes fatores que afetam o comportamento em alta frequência dos componentes é o comprimento dos terminais de fixação dos mesmos. Terminais de fixação desnecessariamente longos causam um desvio no comportamento ideal do componente em altas frequências. O comprimento e a separação dos terminais do componente fazem com que o componente tenha incorporado ao seu comportamento ideal, um elemento indutivo e um elemento capacitivo. Estes elementos, em combinação com o componente, podem causar um comportamento que é distante do comportamento ideal desejado.[1][3][19]

Os efeitos destes elementos são distribuídos ao longo do comprimento dos terminais. Se o comprimento e a separação dos terminais são eletricamente curtos na frequência de interesse, pode-se distribuir L e C e produzir vários modelos de circuito com parâmetros distribuídos. Embora vários circuitos sejam uma representação aproximada do fenômeno

de parâmetros distribuídos para comprimentos de terminais eletricamente curtos, uma estrutura pode ser uma melhor aproximação do que outra dependendo da impedância  $\hat{Z}$  do componente.

### 3.6.1.5 -RESISTORES

Resistores são, talvez, os componentes mais comuns em sistemas eletrônicos. A resposta ideal em frequência de um resistor tem uma magnitude constante igual ao valor do resistor, e um ângulo de fase de  $0^\circ$ , para todas as frequências. Isto é denotado como:

$$\hat{Z}_C = R \angle 0^\circ \quad (3.10)$$

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

$$\hat{Z}(p) = \frac{\hat{V}(p)}{\hat{I}(p)} = L_T \cdot \frac{p^2 + p/R.C_{par} + 1/L_T.C_{par}}{p + 1/R.C_{par}} \quad (3.11)$$

$$\text{onde: } p = \sigma + j\omega \text{ (variável complexa)} \quad (3.12)$$

A figura 3.11. mostra o circuito equivalente de um resistor.

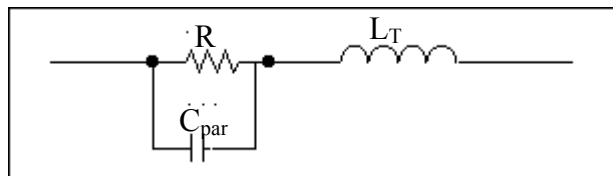


Figura 3.11 - Circuito equivalente de um resistor

Onde:

1 - a indutância do terminal,  $L_T$ , neste modelo refere-se à indutância da área do circuito limitada pelos dois terminais;

2 - a capacitância parasita neste modelo refere-se à combinação das capacitâncias paralelas do terminal e de fuga,  $C_{par} = C_T + C_{fuga}$ .

É possível verificar que, para resistores de alta impedância, a capacitância parasita é o efeito dominante no elemento. Assim, o modelo tem um comportamento:

$$\text{resistivo para: } 0 \leq f < \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_{par}} = f_1 \quad (3.13)$$

$$\text{capacitivo para: } \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_{par}} < f < \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_T} \cdot C_{par}} = f_2 \quad (3.14)$$

$$\text{indutivo para: } \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_T} \cdot C_{par}} < f \leq \infty \quad (3.15)$$

A figura 3.12 mostra o comportamento da impedância do resistor em função da frequência.

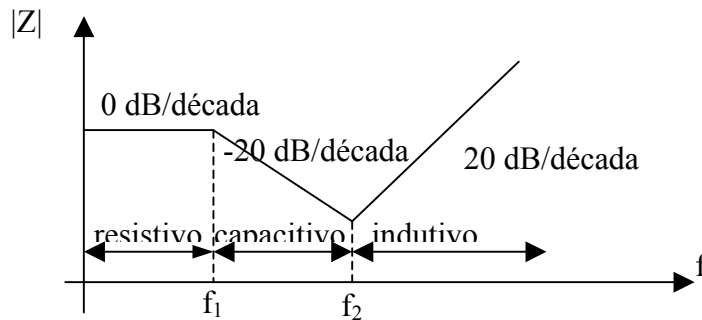


Figura 3.12 - Resposta em frequência do resistor real

### 3.6.1.6 -CAPACITORES

A impedância de um capacitor ideal é expressa por:

$$\hat{Z}(j\omega) = \frac{1}{\omega C} \angle -90^\circ \quad (3.16)$$

Existem muitos tipos de capacitores. Os capacitores comumente utilizados são o cerâmico e o eletrolítico. Capacitores cerâmicos têm valores menores de capacitância do que os capacitores eletrolíticos. Estes capacitores podem ser representados por um par de placas

paralelas separadas por um dielétrico. A perda no dielétrico é representada por uma resistência paralela  $R_{diej}$ . A resistência das placas é representada por  $R_{placa}$ . Os terminais do capacitor têm uma indutância  $L_T$  e uma capacitância. O modelo consiste numa combinação série de  $C$ ,  $L_T$ , e  $R_s$ . A resistência  $R_s$  representa a resistência série equivalente (ESR - *Equivalent Serie Resistance*)

A impedância desse modelo é dada por:

$$\hat{Z}(p) = L_T \cdot \frac{p^2 + R_s \cdot p / L_T + 1 / L_T \cdot C}{p} \quad (3.17)$$

O circuito equivalente de um capacitor é apresentado na figura 3.13.

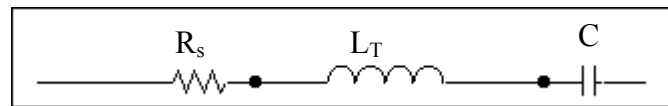


Figura 3.13 - Circuito equivalente de um capacitor

Com o aumento da frequência, a impedância do capacitor diminui linearmente na taxa de 20dB/década. A impedância do indutor aumenta até ser igual a do capacitor em  $f_o = 1/2\pi\sqrt{L_T C}$ . A frequência  $f_o$  é definida como a frequência ressonante do capacitor. Para frequências superiores a  $f_o$ , a magnitude da impedância do indutor aumenta na taxa de 20dB/década, enquanto que o ângulo de fase é de  $+90^\circ$ . A figura 3.14 mostra o comportamento da impedância de um capacitor em função da frequência.

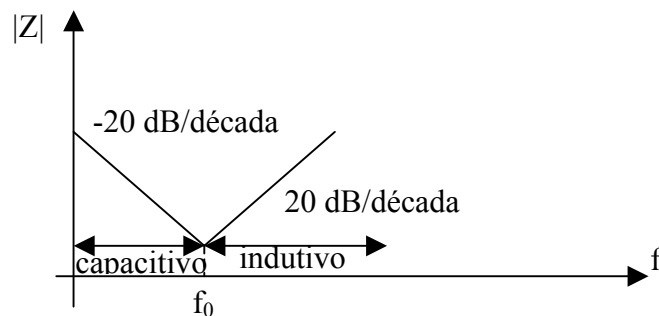


Figura 3.14 - Resposta em frequência de um capacitor real

### 3.6.1.7 -INDUTORES

A impedância de um indutor ideal é expressa por:

$$\hat{Z}_L = j \omega L = \omega L \angle 90^\circ \quad (3.18)$$

A técnica de construção específica determinará os valores dos elementos parasitas no modelo do indutor real. O processo de enrolamento das bobinas de fios de seção cilíndrica introduz a resistência do fio e a capacitância entre as espiras vizinhas. Isto produz os elementos parasitas  $R_s$  e  $C_{par}$  no modelo não ideal. O indutor não ideal deve incluir a indutância devido aos terminais ( $L_T$ ), a qual é desprezada por seu valor ser muito menor do que a indutância própria do elemento. Do mesmo modo, a capacitância dos terminais ( $C_T$ ) é freqüentemente menor do que a capacitância parasita ( $C_{par}$ ), podendo também ser ignorada. A impedância desse modelo torna-se,

$$\hat{Z}(p) = R_s \cdot \frac{1 + p.L/R_s}{p^2.L.C_{par} + p.R_s.C_{par} + 1} \quad (3.19)$$

O circuito equivalente do indutor é apresentado na figura 3.15

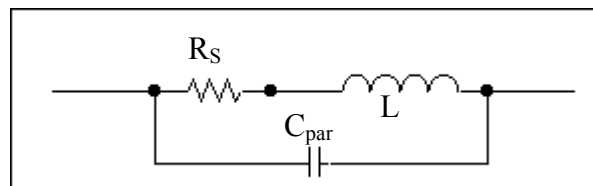


Figura 3.15 - Circuito equivalente de um indutor

Em baixas freqüências a resistência domina, e a impedância é  $R_s$ . Com o aumento da a freqüência, a indutância do modelo torna-se dominante na freqüência de  $f_1 = R_s/2.\pi.L$ , e a impedância aumenta de 20 dB/década enquanto o ângulo é  $+90^\circ$ . A impedância da capacitância parasita decresce até sua magnitude ser igual a impedância do indutor. Isto ocorre na freqüência auto ressonante do indutor,  $f_o = 1/2\pi \sqrt{LC_{par}}$ . A figura 3.16 mostra o comportamento da impedância de um indutor em função da freqüência.

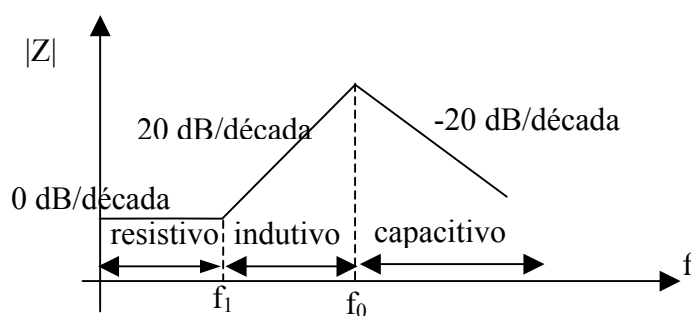


Figura 3.16 - Resposta em freqüência de um indutor

### 3.6.1.8 -CAPACITÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO

As capacitâncias parasitas e de acoplamento podem surgir em vários componentes e é através delas que existe uma conexão indesejada e não prevista entre dois pontos de um circuito. Elas podem estar conectando segmento de trilhas ou cabos, enrolamentos de transformadores e terminais de semicondutores, resistores, indutores, conectores e até dissipadores. A figura 3.17 mostra algumas possíveis capacitâncias parasitas e de acoplamento.[3][24][26]

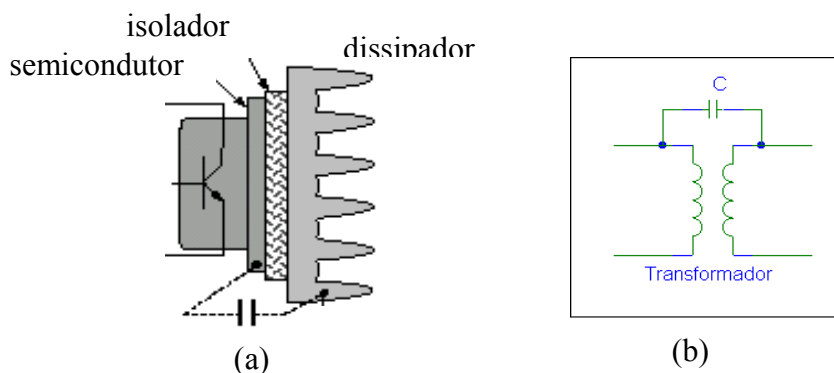


Figura 3.17 - (a) Capacitâncias de acoplamento entre semicondutor e dissipador, (b) Capacitância de acoplamento entre enrolamentos de um transformador.

- Os acoplamentos capacitivos causam correntes parasitas.
- Os acoplamentos capacitivos dos componentes de um circuito (resistores, indutores, capacitores e principalmente semicondutores) variam de componente para componente e com o *layout* utilizado.

- Como  $X_C=1/(2.\pi.f.C)$  as EMI's de corrente aumentam de amplitude com o aumento da freqüência.

### 3.6.1.9 -INDUTÂNCIAS PARASITAS E DE ACOPLAMENTO

As indutâncias parasitas e de acoplamento podem surgir principalmente entre condutores e trilhas. A figura 3.18 ilustra o acoplamento indutivo entre duas trilhas ou condutores.[3]

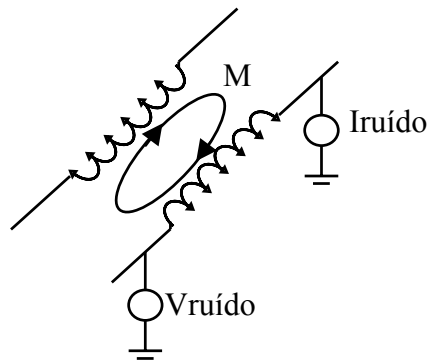


Figura 3.18 - Acoplamento indutivo

- O acoplamento indutivo (magnético) entre dois condutores provoca tensões induzidas parasitas.
- Como  $X_L=2.\pi.f.L$ , as EMI's de tensão aumentam com o aumento da freqüência.
- Caminhos fechados (Loops), indutores toroidais e transformadores de um circuito são fontes de campos magnéticos que podem gerar, dependendo das correntes envolvidas, uma EMI radiada significativa. Bem como podem atuar como antenas na recepção de ruídos.

### 3.6.1.10 -DIODOS

Um diodo que idealmente é representado por uma chave aberta (circuito aberto) na polarização reversa e fechada (curto circuito) na polarização direta, em altas freqüências pode ser acrescido de elementos que surgem principalmente devido às características dos materiais 'p' e 'n' e da camada de depleção (área de junção PN). Estes elementos



associados a um diodo ideal, podem ser uma fonte de tensão CC (Ex: 0,7V), uma resistência série e capacitâncias de transição e de difusão. Assim, um diodo pode ser representado pelo modelo apresentado na figura 3.19.

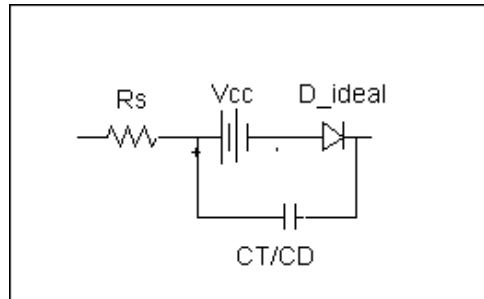


Figura 3.19 - Circuito equivalente de um diodo

A capacitância CT/CD não é uma capacitância constante a mesma varia com o estado de operação do diodo. Os fabricantes fornecem, em catálogo, curvas das capacitâncias em função da tensão reversa e seus valores típicos.

### 3.6.1.11 -MOSFET

Assim como o diodo, o MOSFET quando opera em altas frequências pode ter acrescido ao seu modelo ideal (circuito aberto no corte e resistência na saturação), capacitâncias que aparecem devido a construção do semicondutor e do circuito que o mesmo esta inserido (trilhas, terminais, etc.). Estas capacitâncias aparecem entre os terminais porta (g), dreno (d) e fonte (s) do semicondutor como as capacitâncias gate-source ( $C_{gs}$ ), porta-dreno ( $C_{gd}$ ) e dreno-fonte ( $C_{ds}$ ). A figura 3.20 mostra estas capacitâncias.

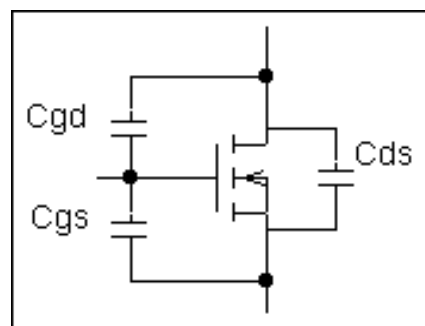


Figura 3.20 - Circuito equivalente de um MOSFET, considerando suas capacitâncias de acoplamento entre porta, dreno e fonte.

Assim como no diodo, estas capacitâncias são fornecidas em catálogo pelos fabricantes. Também é fornecida pelo fabricante a resistência de condução do MOSFET ( $R_{ds(on)}$ ) que caracteriza o MOSFET quando em condução, como mostra a figura 3.21.

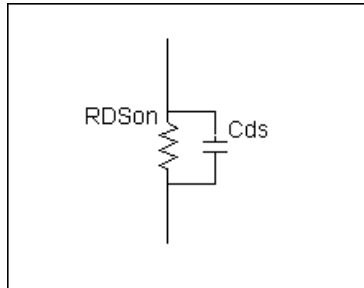


Figura 3.21 - Circuito equivalente de um MOSFET em condução

### 3.6.2 - TRILHAS DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL

Associado ao conceito de correntes de modo comum e diferencial, tem-se o conceito de trilhas de modo comum e modo diferencial por onde circulam estas correntes. O conhecimento do conceito de trilhas de modo comum e modo diferencial, e dos campos magnéticos que aparecem devido a elas, é importante no estudo de providências a serem tomadas para redução da EMI. As figuras 3.22 (a) e (b) mostram trilhas de modo comum e diferencial e os campos por elas formados. Percebe-se que em trilhas de modo comum, os campos se anulam na parte interna e se somam na área externa, enquanto que nas trilhas de modo diferencial ocorre o oposto. Logo se deve evitar o *layout* com trilhas de modo comum e sempre que possível utilizar trilhas de modo diferencial. Como toda corrente tem um retorno, é extremamente interessante que as trilhas de propagação e de retorno fiquem o mais perto possível uma da outra. Em outras palavras é interessante reduzir os laços de corrente.

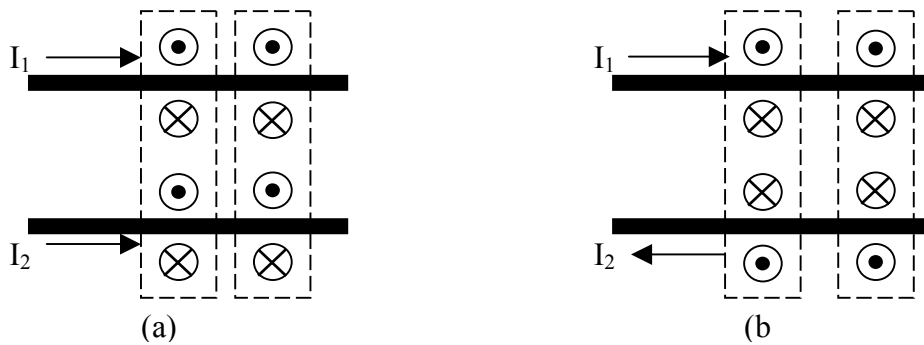


Figura 3.22 - Trilhas de modo comum (a) e diferencial (b).

### 3.6.3 - REPRESENTAÇÃO DO CONVERSOR COM NÃO-IDEALIDADES

Como apresentado neste capítulo, as capacitâncias parasitas e de acoplamento podem surgir em vários componentes e é através delas que ocorre uma conexão indesejada entre dois pontos de um circuito. Já as indutâncias parasitas e de acoplamento podem surgir principalmente entre condutores e trilhas. A figura 3.23 mostra o circuito da figura 3.1 com algumas possíveis não-idealidades decorrentes das características dos semicondutores, resistores, indutores, trilhas, transformadores e outros componentes.[9][14][16]

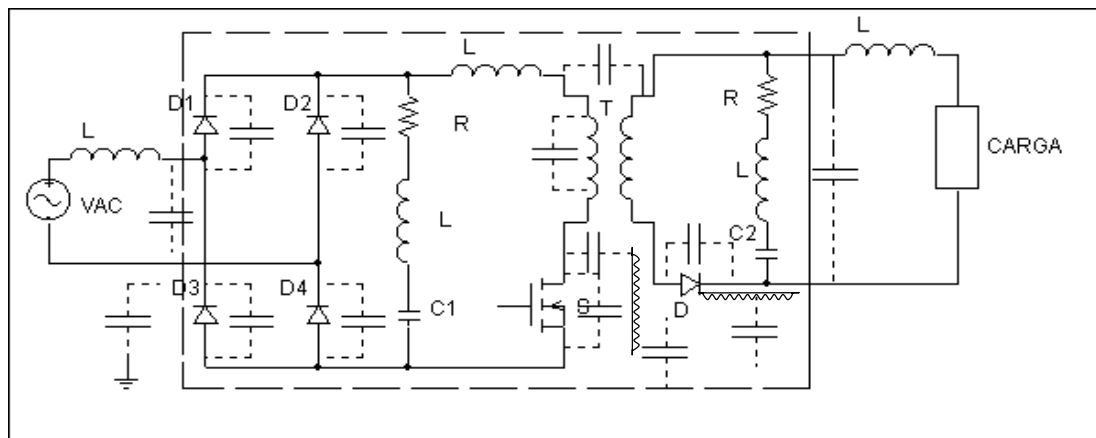


Figura 3.23 - Representação do conversor estático com suas não idealidades.

O conhecimento de todas as não idealidades é essencial para que se possa modelar, estudar e entender os conversores estáticos do ponto de vista de EMC. Assim, consegue-se prever a geração de EMI e, principalmente, como a mesma se propaga. Com isto pode-se aplicar técnicas que visem reduzir a geração e propagação da EMI em conversores estáticos.

### 3.7 - TÉCNICAS DE REDUÇÃO DA EMI EM UM CONVERSOR

A redução dos níveis de EMI (amplitude e espectro), como apresentado no Capítulo 1, é de grande importância no funcionamento e na qualidade de quaisquer sistemas. Deve-se buscar esta redução não só para satisfazer as normas legais, mas também para atender as expectativas dos usuários de equipamentos (sistemas).

A figura 3.3 mostra que um pulso periódico (fonte de EMI) possui um espectro harmônico com amplitudes maiores nas menores frequências. Como já salientado, o espectro harmônico gerado em uma comutação necessita de um caminho para se propagar. Este espectro se propaga por caminhos (diferentes para cada frequência) que lhe ofereçam uma menor impedância, através das indutâncias, capacitâncias e resistências do circuito, quer sejam elas componentes integrantes do circuito ou não-idealidades do mesmo.

Aplicando os conceitos de compatibilidade eletromagnética no projeto de conversores estáticos tem-se como objetivo minimizar: [3]

- Seu potencial de interferência eletromagnética em outros sistemas eletrônicos;
- Sua susceptibilidade a interferências produzidas por outros sistemas eletrônicos;
- Seu potencial de interferência em si próprio.

A palavra “minimizar” é utilizada em lugar de “eliminar” pois não se pode garantir que alguma técnica satisfaça estes objetivos em todas as situações.

Existe reciprocidade entre interferência e susceptibilidade, ou seja, se o projeto minimizar, em determinadas frequências ou faixas de frequência, a interferência emitida para outros sistemas, sua susceptibilidade a interferências externas, nesta frequência ou faixa de frequências, tende a ser reduzida.

Alguns problemas de interferência podem ser resolvidos em etapas posteriores do projeto. Mas se estes problemas forem previstos e minimizados o quanto antes, pode-se ganhar tempo, cumprir prazos e reduzir o investimento adicional.

Para projetar circuitos e sistemas, do ponto de vista de EMC, deve-se considerar o comportamento não ideal de seus componentes.

### **3.7.1 - ESCOLHA DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA.**

As estruturas de conversores chaveados, como visto, são inerentemente geradoras de ruído eletromagnético. Assim, um dos primeiros procedimentos para a redução/prevenção da EMI passa pela escolha da uma estrutura de potência que gere uma menor EMI possível.

Algumas topologias apresentam circuitos (caminhos) com indutâncias série que oferecem uma maior impedância com o aumento da frequência. Existe também um grande número de topologias que produzem uma menor emissão através da redução da  $dv/dt$  e  $di/dt$ , reduzindo o pico de energia associada à comutação. Nessas incluem-se as topologias ZVS (*zero voltage switching*), ZCS (*zero current switching*), modos ressonantes (um tipo de ZCS), SEPIC (*single ended primary inductance converters*), cúk (uma topologia magnética integrada). A redução da  $dv/dt$  e  $di/dt$  apresenta como outra vantagem a redução da fadiga dos semicondutores que compõem o conversor estático.[12] [15] [17] [25]

### **3.7.2 - CIRCUITOS GRAMPEADORES DE TENSÃO - “SNUBBERS”**

A tendência de aumento da frequência de operação dos conversores chaveados e o conseqüente aumento da velocidade de comutação, faz com que, devido à ressonância entre indutâncias e capacitâncias parasitas de trilhas de PCBs e fios ocorra um fenômeno referido como oscilação (*ringing*). Estas oscilações, sob a forma de picos de tensão estão, associadas à energia envolvida na comutação e aumentam a EMI gerada. Com as transições do sinal de um nível para outro, podem ocorrer oscilações sobre o nível final atingido. Oscilações que, devido a perdas do próprio circuito, tendem a extinguir. Este fenômeno está ilustrado na figura 3.24(a)

Verifica-se que as oscilações (*ringing*) tendem a acentuar ou aumentar determinadas regiões do espectro da forma de onda original. O espectro de uma forma de onda quadrada com oscilações tem uma parte de seu espectro realçada ou aumentada nas imediações da frequência de oscilações ( $\omega_r$ ), como ilustrado na figura 3.24(b). As oscilações podem causar o aumento das emissões nas imediações da frequência em que elas ocorrem. Logo, deve-se tentar eliminar isto, se não por razões de desempenho funcional, então, certamente por razões de EMC.[39]

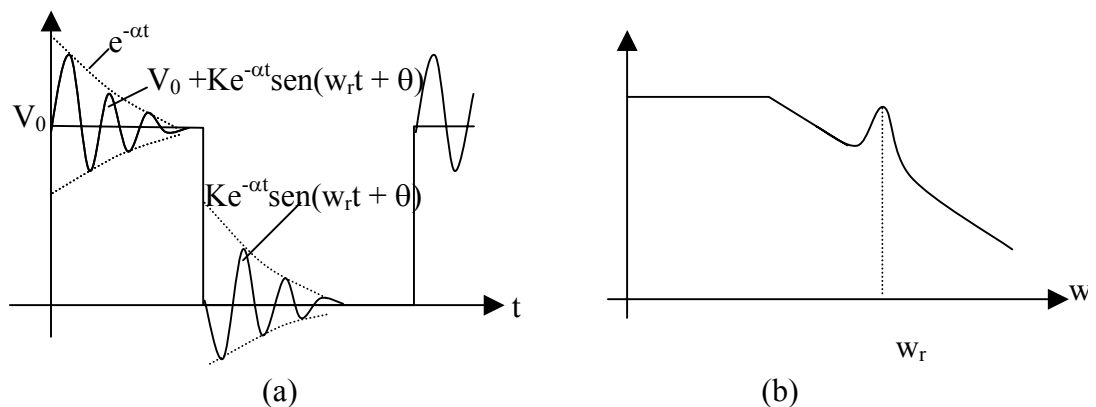


Figura 3.24 - (a) - Ilustração das oscilações presentes na comutação, (b) - alteração do espectro devido às oscilações.

Estes picos de tensão têm como principal desvantagem a possibilidade de danificar o semicondutor por sobretensão. Portanto, é necessário inserir um *snubber* de proteção dos semicondutores. Ao limitar o pico de tensão, o *snubber* propicia a redução da EMI gerada. Os circuitos ressonantes, de certa forma, também atuam como *snubbers*. Porém, os *snubbers* mais utilizados são os RC (resistivos/capacitivos). Do ponto de vista de EMC, os *snubbers* RC são mais eficientes porque dissipam a energia em forma de calor.[2]

Os *snubbers* também podem ser utilizados na comutação de diodos. A figura 3.25 mostra o circuito da figura 3.1, agora com *snubbers* para o transistor. Os diodos da ponte retificadora não necessitam de *snubber*, pois trabalham com baixa frequência (60Hz) podendo ser mais lentos e, conseqüentemente, apresentando níveis de sobretensão mais baixos. É importante observar, como mostra a figura 3.25, que além de grampear a tensão o *snubber* confina o ruído em uma região, evitando que o mesmo se propague para fora do conversor.

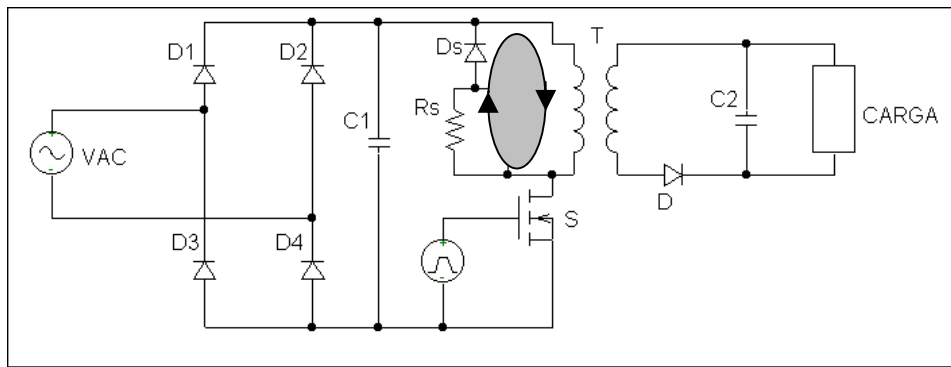


Figura 3.25 - Circuito com *snubber*.

### 3.7.3 - FREQUENCIA DE OPERAÇÃO/TEMPO DE COMUTAÇÃO

Como se pode observar nas figuras 3.3(a) e 3.3(b), os tempos de comutação ( $t_f$ ) influenciam na EMI gerada através de sua influência no espectro harmônico. A Figura 3.26 mostra a relação entre o espectro harmônico gerado na comutação e a frequência de operação de um conversor estático, quando a razão cíclica ( $D_0$ ) é mantida constante.

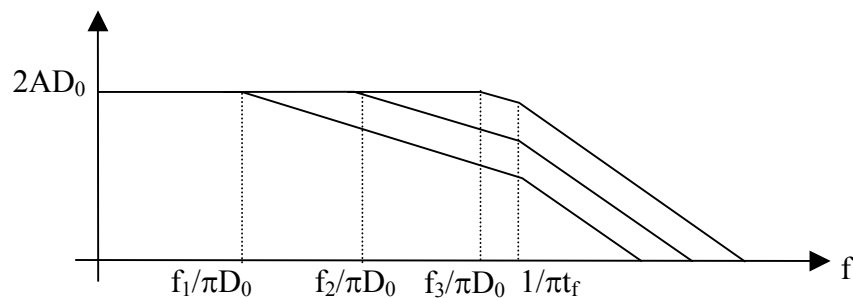


Figura 3.26 - Efeito da frequência no espectro harmônico gerado na comutação.

Além da necessidade de se colocar a EMI gerada dentro dos limites das normas, existe o compromisso com a diminuição de volume/peso. Do ponto de vista de EMC, pode-se observar que o conversor deve operar com a menor frequência possível (escolha da estrutura) e com comandos que possibilitem maiores tempos de comutação. Porém, a redução da frequência tem como consequência o aumento do volume e peso do conversor. Assim, deve-se escolher valores de frequência e tempos de comutação ótimos para satisfazer ao máximo estes pontos conflitantes que relacionam EMC e restrições de peso e volume.

Um outro aspecto a ser considerado na operação com menor frequência e tempos de comutação maiores está na possibilidade de se usar semicondutores mais lentos. Este procedimento reduz a energia associada à comutação, diminuindo assim a EMI.

### 3.7.4 - EFEITO DA RAZÃO CÍCLICA (*DUTY CYCLE*)

Com o objetivo de controlar a energia fornecida pelos conversores estáticos, em um conversor PWM utiliza-se a relação entre o tempo de condução e o período. Esta relação é conhecida como razão cíclica (*D – duty cycle*). A necessidade do controle da energia pode ocorrer para compensar oscilações da tensão de alimentação na entrada do conversor e variação da carga conectada ao conversor. A razão cíclica é um parâmetro definido no projeto do conversor. A figura 3.27 mostra o efeito da razão cíclica no espectro harmônico de um pulso com frequência constante ( $f_0$ ). Pode-se perceber que a redução da razão cíclica ( $D_2 < D_1$ ) diminui a amplitude dos sinais comutados, provocando a redução da amplitude do conteúdo espectral de mais baixa frequência da forma de onda. Porém, não afeta o conteúdo de mais alta frequência.

A razão cíclica é expressa por:

$$D = \frac{\tau}{T} \quad \text{onde: } \tau = \text{largura do pulso} \quad (3.1)$$

$T = \text{período da forma de onda}$

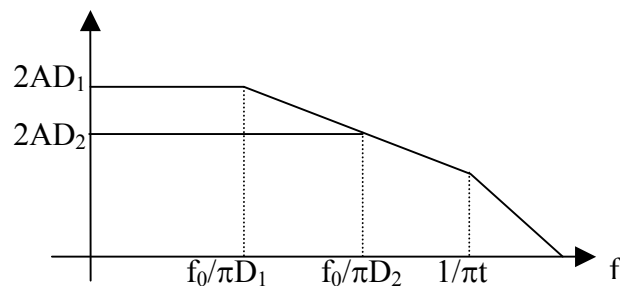


Figura 3.27 - Efeito da razão cíclica no espectro harmônico gerado na comutação



### 3.7.5 - DISSIPADORES

No estudo do caminho (impedância) pelo qual um ruído (frequência) irá se propagar é importante considerar capacitância entre o componente (transistor/diodo) e o seu dissipador, como mostra a figura 3.28. A conexão do dissipador diretamente ao chassi, a referência (terra) ou simplesmente não conectá-lo a nada, pode injetar ruído para a terra via correntes de modo comum. Assim, é conveniente conectá-lo a um ponto do circuito, como uma das trilhas de potência (0, Vcc). Isto pode ser feito tomando-se cuidado com as regras de segurança. O dissipador também pode ser conectado a uma trilha qualquer, via um capacitor sintonizado com a indutância de trilhas, terminais e outros elementos do circuito, para reduzir o ruído em frequências mais problemáticas.

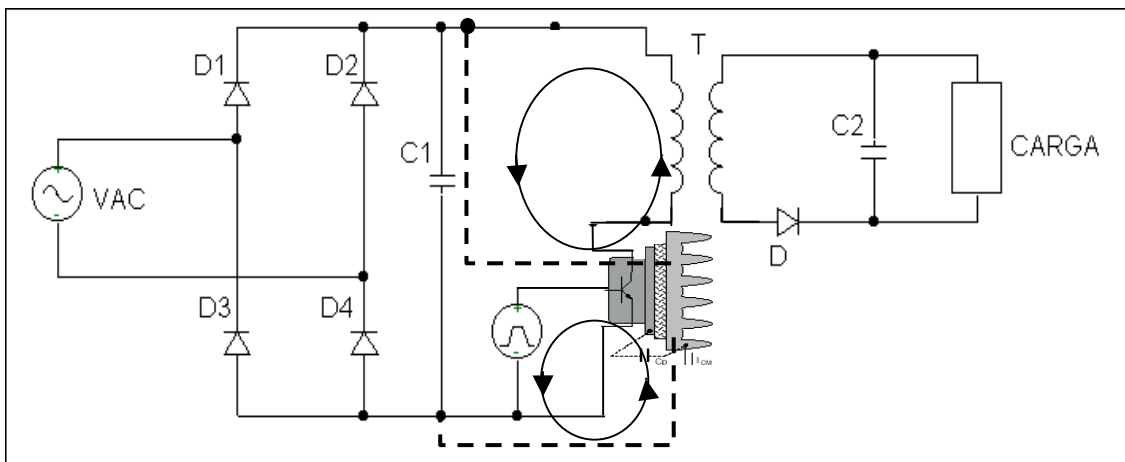


Figura 3.28 - Conexão do dissipador a 0 volts ou Vcc.

Estes procedimentos têm como efeito confinar o ruído gerado na comutação, evitando que o mesmo se propague para a rede via cabos de alimentação, reduzindo assim a propagação de EMI conduzida. Porém o mesmo cria um laço de corrente que pode vir a aumentar a EMI radiada e dependendo das amplitudes envolvidas, este ruído pode estar acima do permitido pelas normas.

### 3.7.6 - ELEMENTOS MAGNÉTICOS

É necessária uma atenção particular com elementos magnéticos como indutores e transformadores. Sempre que possível deve-se utilizar toróides ou núcleo com entreferro reduzido a fim de evitar fluxo disperso.[14][26]

No caso de transformadores o ruído proveniente da comutação no primário é injetado no secundário via capacitância entre enrolamentos, criando um ruído de modo comum muito difícil de filtrar, como mostrado na figura 3.29.

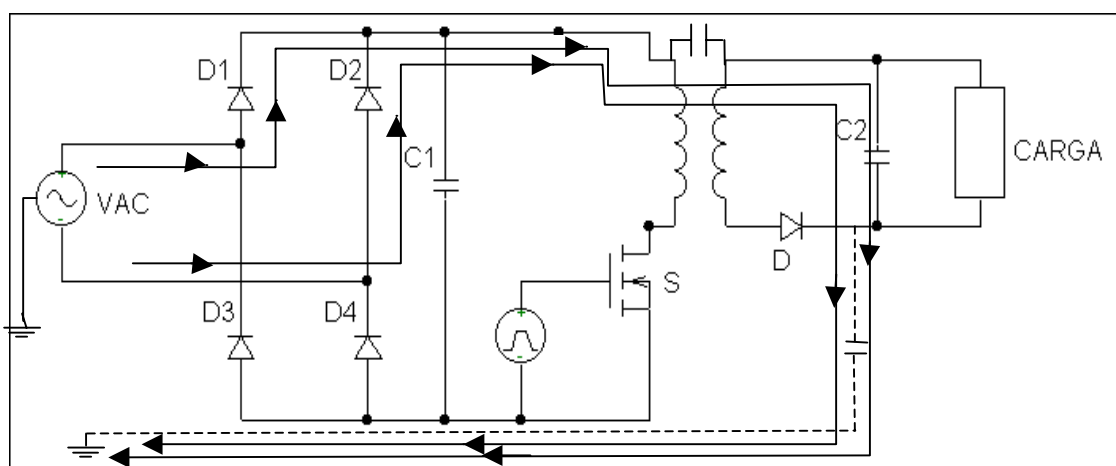


Figura 3.29 - Correntes de Modo Comum devido ao acoplamento entre enrolamentos.

Uma estratégia para minimizar este problema é criar um caminho de retorno para o ruído de modo comum. Este caminho pode ser criado enrolando cintas metálicas como apresentado na figura 3.30.

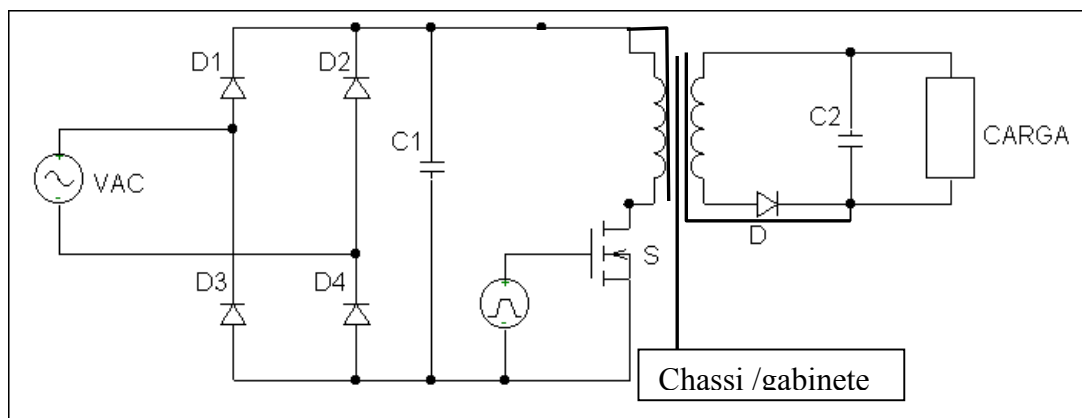


Figura 3.30 - Cintas para reduzir efeito da capacitância de acoplamento.

A cinta perto do primário é geralmente conectada a uma das trilhas de potência do primário, a cinta perto do secundário é conectada a referência (terra) da saída (se existir) e a cinta central é conectada ao chassi do equipamento. A redução do ruído para o secundário auxilia no projeto de seu filtro. Estas cintas podem também ser colocadas em indutores caso os mesmos estejam gerando um campo interferente.

A posição dos elementos magnéticos também é importante. Como são geradores de campos deve-se tentar colocá-los em uma posição na qual seus campos induzam o mínimo de tensão e corrente em outros elementos do circuito ou outros sistemas. Se for necessário deve-se blindar estes elementos.

### **3.7.7 - TECNOLOGIA DE FABRICAÇÃO DE COMPONENTES**

Como visto anteriormente, todos os componentes são não-ideais, isto é, possuem resistências, capacitâncias e indutâncias parasitas. Para altas frequências, nas quais os problemas com EMC podem ocorrer, estes elementos parasitas aumentam sua influência fazendo com que os componentes se comportem de forma completamente diferente.

Para altas frequências um resistor apresenta, devido aos seus terminais, uma capacitância paralela e uma indutância série que podem entrar em ressonância para uma determinada frequência fazendo com que a EMI associada a esta frequência se propague mais facilmente.

Atualmente os componentes de montagem em superfície (SMD – *surface montage device*) são preferidos do ponto de vista da EMC, porque seus elementos parasitas são menos significativos.[19]

### 3.7.8 - LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO (PCB)

Depois de definidos a topologia, os semicondutores e as características da comutação, as técnicas de projeto das placas de circuito impresso do sistema podem possibilitar uma grande redução de custo e esforços para se atingir os requisitos de EMC.[20][29]

Os elementos parasitas (indutâncias e capacitâncias intrínsecas e de acoplamento) fazem com que o *layout* da PCB se torne um aspecto importante na geração e propagação da EMI a partir de um conversor estático. Na geração o *layout* influencia no formato da onda na comutação, podendo aumentar ou diminuir a EMI gerada, como apresentado na figura 3.24. Na propagação pode-se aproveitar os elementos parasitas para que o circuito apresente características que dificultem a propagação de ruído para fora do conversor estático. O *layout* pode ser elaborado para apresentar indutâncias que se apresentem como altas impedâncias e capacitâncias que se apresentem como baixas impedâncias, confinando os ruídos e impedindo que os mesmos se propaguem.

As técnicas de redução de EMI, pela mudança de *layout*, encontram na redução de tamanho e na estética das placas duas grandes barreiras e deve-se pesar as prioridades a serem alcançadas.[41]

#### 3.7.8.1 -SEPARAÇÃO DE CIRCUITOS

Deve-se evitar cabos e conectores, pois os mesmos atuam como antenas de radiação e recepção de ruídos e geralmente necessitam de filtros ou blindagens que acarretam no aumento de custos. Assim, o uso de uma única placa de circuito impresso para todo o circuito usualmente apresenta um menor custo para que se possa atingir os requisitos de EMC.[29]

Após a definição do circuito a ser colocado na placa de circuito impresso, deve-se dividi-lo em lentos, de alta velocidade, que geram ruídos, potencialmente agressivos, não geradores de ruídos, sensíveis, potencialmente receptores e também uma área de conectores de entrada e saída. Esta divisão está associada diretamente com a  $dv/dt$  e  $di/dt$  a que os circuitos e componentes estarão sujeitos ou com sua capacidade de geração dos mesmos.

Como exemplo pode-se citar a necessidade de separar (isolar) um circuito sensível de um circuito de comutação (ruidoso) utilizando opto-acopladores. A figura 3.31 mostra uma boa sugestão de separação em um equipamento com uma única placa.

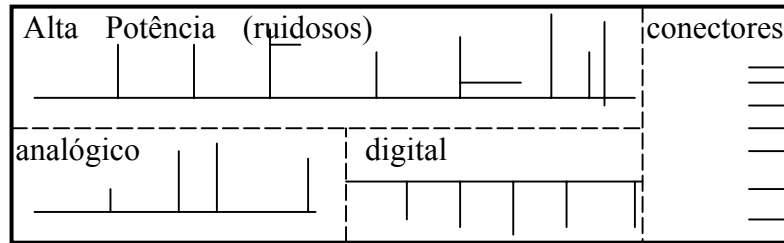


Figura 3.31 - Separação de áreas em uma placa de circuito impresso.

### 3.7.8.2 -INTERFACE ENTRE ÁREAS

Definidas as áreas da placa de circuito impresso e os componentes que nelas serão colocados, deve-se pensar na melhor maneira de dispor os componentes e as trilhas, de modo que a região de fronteira entre as áreas possa servir de filtro. Deve-se colocar os componentes mais ruidosos e mais sensíveis de uma determinada área o mais centralmente localizado. Não se deve colocar componentes ruidosos e sensíveis próximo da periferia da placa de circuito impresso.[29]

As malhas ou trilhas de potência ( $V_{cc}$ ,  $0V$ ), freqüentemente são subestimadas como caminhos para o ruído conduzido de uma área para outra. Porém elas normalmente conduzem dezenas e até centenas de milivolts de ruído de alta freqüência. Assim, é recomendável que cada área tenha suas próprias trilhas de  $V_{cc}$  e  $0V$  e que as mesmas sirvam de fronteira entre as áreas. como mostra a figura 3.32.

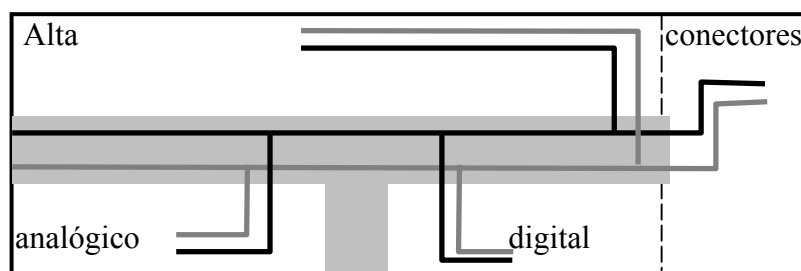


Figura 3.32 - Sugestão de trilhas de potência entre áreas.

Os possíveis componentes de interconexão destas áreas devem ser preferencialmente posicionados em um limite comum a estas áreas e devem permanecer completamente dentro de uma das áreas de maneira a manter um canal livre na região de fronteira. Se for necessário deve-se colocar filtros, opto-acopladores, transformadores, etc.

Deve-se também tomar cuidado com a interface da placa com o mundo exterior. Os cabos e conectores devem ser colocados de preferência em uma mesma área (específica para isto), onde, se necessário, pode-se colocar também filtros, isoladores galvânicos entre outros dispositivos.

É possível ocorrer a interferência radiada entre áreas separadas. A capacitância parasita entre componentes pode ser somente de alguns poucos pF, mas as componentes de alta frequência podem injetar ruídos em componentes e trilhas de áreas vizinhas. Blindar as áreas, volumes, cabos e conectores podem ser muitas vezes as últimas soluções para EMI radiada.

### **3.7.8.3 -ATERRAMENTO E PLANOS DE REFERÊNCIA**

A noção convencional do “terra” é de uma impedância zero e com potencial nulo. Muitas vezes isto é somente considerado do ponto de vista de seu desempenho CC.

Sob o ponto de vista da EMC, todos os condutores possuem uma impedância; conseqüentemente, qualquer corrente que passar através do retorno (terra) poderá resultar em pontos sobre sua superfície com diferentes potenciais devido à queda de tensão em sua impedância ( $Z_T$ ). Por exemplo, considere a Figura 3.33, que mostra dois subsistemas (áreas de uma PCB) que são conectadas a terra. Pode-se perceber que as duas áreas têm, devido à impedância de terra, potenciais diferentes.[1]

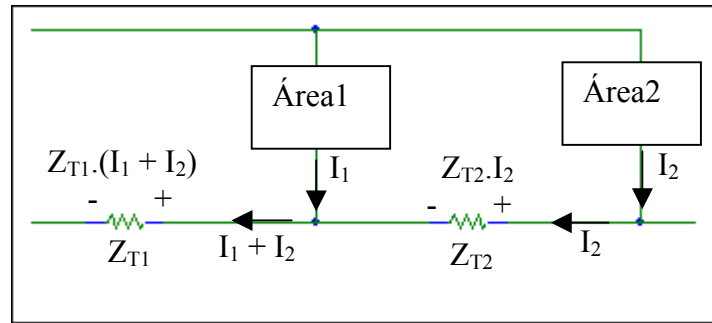


Figura 3.33 - Ilustração de um acoplamento de impedância comum.

O retorno (terra) é o caminho que permite ao sinal de corrente retornar a fonte. Tem a função de retorno e não de segurança. É importante enfatizar que a intenção de projeto é de que o retorno do sinal ocorra totalmente por este caminho, porém não é garantido que isto ocorra. Algumas harmônicas que compõem o sinal podem retornar por outros caminhos.

A impedância do retorno (terra), em altas frequências, possui características indutivas e deve ser minimizada para reduzir a diferença de potencial sobre estes condutores, a fim de evitar emissões radiadas e conduzidas.

O mesmo princípio se aplica às trilhas de alimentação ( $V_{cc}$ ) e por isso a utilização de áreas inteiras de condutor metálico pode fornecer um 'plano de referência' adequado até a frequência de 1GHz. Em uma placa de circuito impresso estes planos de referência são geralmente o plano de potência, o de 0V e o plano de terra. Os planos de referência permitem reduções sensíveis de todo o acoplamento eletromagnético.

O plano de referência de 0V deve ficar abaixo de todos os seus componentes e trilhas associadas. Deve se estender a uma distância significativa além deles e pode-se utilizar planos de 0V comuns para diferentes áreas.

Furos, na placa de circuito impresso, como fios, pinos e vias aumentam a indutância de um plano, fazendo-o menos eficiente em frequências mais altas. Percebendo-se aqui mais uma vantagem dos componentes SMD.

#### **3.7.8.4 -TRILHAS**

Na definição do *layout*, na alocação de componentes deve-se tomar alguns cuidados com as trilhas da placa de circuito impresso.[1]

Deve-se evitar, devido a sua indutância, trilhas muito longas que passem por muitos componentes, principalmente aquelas que possuam sinais ruidosos. Deve-se dar preferência em colocar próximas umas das outras as trilhas de modo diferencial, isto é, onde circulam correntes diferenciais para que os campos se anulem (vide figura 3.22).

Deve-se dar preferência para curvas em  $45^{\circ}$ , pois as curvas em  $90^{\circ}$  proporcionam o acúmulo de cargas (efeito de pontas – “corona”) sendo boas antenas transmissoras e receptoras devido à suas características capacitivas.

Deve-se manter constante a espessura de uma trilha, para que não ocorra a mudança de sua impedância, o que ocasionaria reflexão (linha de transmissão)

.Da mesma forma deve-se evitar grandes áreas de *looping* (retorno) devido aos campos eletromagnéticos por elas formados.

#### **3.7.9 - BLINDAGENS E FILTROS**

Se após utilizar todas as técnicas de redução de ruídos, da melhor maneira possível, se os níveis de interferência gerados/propagados ainda estiverem acima do recomendado pelas normas reguladoras, então se deve partir para impedir que o ruído se propague para fora ou para dentro do equipamento que se está projetando. Para interferência conduzida são utilizados filtros compostos basicamente de indutores e capacitores, enquanto que para a interferência radiada, utiliza-se blindagem. Percebe-se que, conceitualmente, blindagens e filtros possuem a mesma função. Porém atuam em frequências diferentes e em meios diferentes. Como este trabalho tem como objetivo o estudo da geração e propagação do



ruído em um conversor estático, será apresentado um estudo não muito aprofundado de filtros e blindagem.[1][10][11]

O termo blindagem se refere a um invólucro metálico que envolve completamente um produto eletrônico ou uma área desse produto. São duas as finalidades de uma blindagem. A primeira é para prevenir que as emissões dos produtos eletrônicos, ou de uma área deste, irradie para fora de suas fronteiras. O objetivo é evitar que as emissões causadas pelo produto ultrapassem os limites estipulados ou que o produto cause interferências em outros produtos eletrônicos. O segundo propósito de uma blindagem é evitar que emissões radiadas por outros produtos causem interferência no equipamento (susceptibilidade).

Um parâmetro importante quando se fala de blindagem é sua eficiência. Define-se a eficiência de uma blindagem como sendo a razão entre a magnitude do campo elétrico (magnético) que está incidindo sobre a barreira e a magnitude do campo elétrico (magnético) que é transmitido através da barreira.

A eficiência ( $SE$ ) da blindagem é igual a soma das perdas por absorção ( $A$ ), mais as perdas por reflexão ( $R$ ) mais o fator de correção ( $M$ ), relacionando às múltiplas reflexões que ocorrem nas paredes da blindagem. Desta maneira, pode-se escrever a eficiência da blindagem como:

$$SE_{dB} = R_{dB} + A_{dB} + M_{dB} \quad (3.21)$$

Na prática a maior parte das blindagens não é hermética, pois existem tampas, portas, orifícios para condutores, ventilação, interruptores e juntas mecânicas. Estas discontinuidades da blindagem têm mais efeito no vazamento de campo magnético do que de campo elétrico. A quantidade de vazamento depende da máxima dimensão linear da abertura, da impedância do meio e da frequência da onda.

No caso das aberturas múltiplas a redução na eficiência da blindagem depende do espaçamento entre as aberturas, do número delas e da frequência do campo incidente.

Além dessas aberturas, outros caminhos mais frequentes para a penetração de interferências externas numa blindagem são os cabos e conexões de força e sinal. Estes cabos podem ser blindados usando revestimentos homogêneos ou trançados.

Os filtros dos conversores estáticos contêm elementos projetados para reduzir as correntes de modo diferencial e as correntes 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 afeta somente um desses componentes, é a chave para projetar filtros eficientes na redução da propagação de emissões por condução. Projeto que possibilitará colocar o equipamento em conformidade com as normas.

A topologia mais comum de filtro de fonte de alimentação é uma versão da topologia de filtro genérica mostrada na Fig. 3.34.

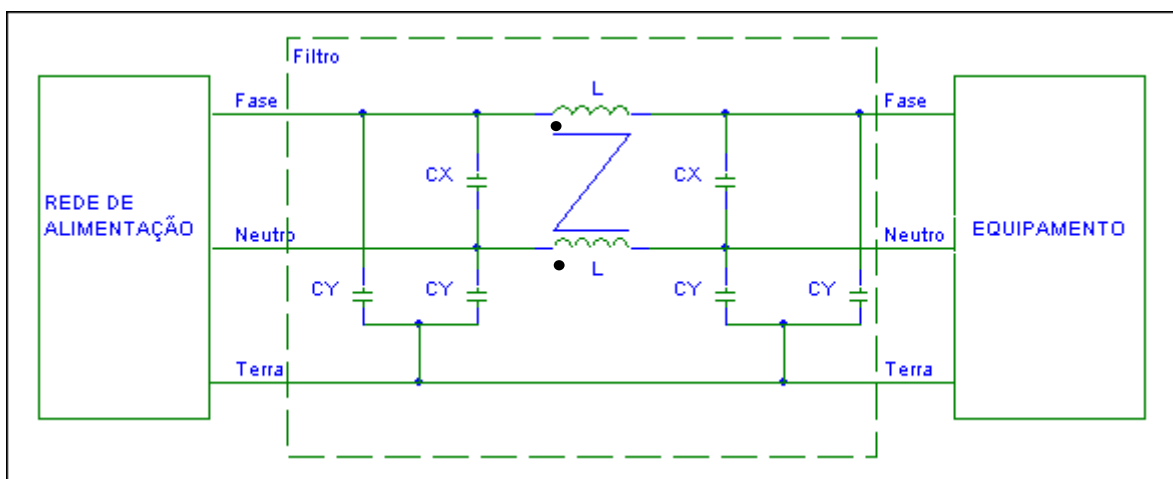


Figura 3.34 - Topologia genérica de filtro para fonte de alimentação.

Os capacitores  $C_X$  são incluídos entre os condutores fase e neutro para desviar as correntes de modo diferencial. Os capacitores com propriedades de isolamento aprovadas pelas agências reguladoras e que são recomendáveis para uso como capacitores de linha a linha são denominados de Capacitores X.

Os capacitores  $C_Y$  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. 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, estando conectado ao condutor fase, uma tensão de 220V (ou 120V) será aplicada ao fio terra. Este usualmente é conectado ao gabinete do produto, o que representa um risco de choque. As agências normativas especificam a corrente de fuga máxima que pode circular pelos capacitores de linha a terra em 60Hz, para minimizar perigos de choque elétrico.

Como elemento final, normalmente inclui-se um **indutor de modo comum** (*common mode choke*) representado pelos indutores acoplados. O propósito do indutor de modo comum (L), mostrado na figura 3.34, é bloquear as correntes de modo comum. Idealmente esse indutor não afeta as correntes de modo diferencial.

É importante salientar que as capacitâncias parasitas entre os enrolamentos, o tipo de material do núcleo e o acoplamento magnético entre os enrolamentos influenciam fortemente o comportamento do indutor de modo comum em função da frequência.

### 3.8 - CONCLUSÕES

O capítulo 3 apresenta um estudo da EMI gerada/propagada a partir de um conversor estático. Utilizando um conversor flyback como modelo.

A geração da EMI está associada às características de comutação dos semicondutores que compõem estes conversores estáticos. Características como; razão cíclica, tempos de entrada em condução e bloqueio e amplitude da grandeza comutada.

A propagação da EMI está relacionada à energia de cada componente do espectro harmônico gerado na comutação e à menor impedância (caminho) que esta componente encontra para se propagar.

A impedância (caminho) pelo qual a EMI se propaga depende dos diversos componentes (parasitas ou não) que compõem um conversor estático. É na dificuldade de determinar

estas impedâncias e sua influência na EMI gerada e/ou propagada que o projetista, de um conversor estático, encontra um grande obstáculo na redução da EMI gerada/propagada por um conversor estático.

Na busca de soluções para redução da EMI é importante o conhecimento da estrutura de potência do conversor estático, das técnicas de comando, dos componentes eletrônicos a serem utilizados, do *layout* da placa de circuito impresso, dos modos de transmissão e recepção e das teorias de propagação de ondas eletromagnéticas. Sempre que possível deve-se utilizar, ainda na etapa de projeto de um conversor (sistema), de procedimentos como;

Reduzir ao máximo a geração (fonte) das EMI (amplitude e espectro):

- Utilizando estruturas que naturalmente gerem menor EMI.
- Aumentando os tempos de comutação (rise time e fall time).
- Utilizando componentes mais lentos.
- Trabalhar com frequências menores.
- Comutação com baixos níveis (picos) de energia envolvidos (soft-switching - filtro localizado, limitação de  $dv/dt$  e  $di/dt$ ).
- Trabalhar com menor razão cíclica

Evitar a propagação das EMI para outros sistemas:

- Aumentando a impedância para frequências indesejáveis (acoplamento capacitivo, posição e composição de terminais de conectores, filtros indutivos).
- Utilização de componentes os mais ideais possíveis.(minimizar elementos parasitas).
- Evitar a formação ou cancelar os efeitos de antenas em *loops* e acoplamentos indutivos (*layout* de circuito impresso e enrolamento de elementos indutivos, SMD, posição de cabos e fios, caminhos e áreas de terra).
- Oferecer caminhos de menor impedância para confinamento da EMI (filtros localizados, *snubbers* e conexão entre pontos do circuito).
- Planos de terra
- Filtros de Linha e Blindagens

O conhecimento das técnicas utilizadas para reduzir a EMI gerada/propagada por um conversor não é suficiente para que um projetista alcance o sucesso na sua intenção de reduzir esta EMI. O projetista não deve aplicar uma técnica ou conjunto de técnicas sem antes conhecer realmente os mecanismos que influenciam na EMI gerada por um conversor. Desta forma no próximo capítulo são apresentados experimentos práticos com o objetivo de mostrar como a EMI conduzida é gerada e como certos parâmetros influenciam nesta geração. No capítulo 5 estes experimentos são reproduzidos por simulação para que se possa entender melhor como a EMI conduzida é gerada e por quais caminhos ela se propaga para fora do conversor.

## CAPÍTULO 4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com a finalidade de entender melhor os mecanismos associados a geração e propagação da EMI conduzida a partir de equipamentos que utilizam conversores estáticos, foram realizados experimentos práticos. Estes experimentos são divididos nas seguintes etapas:

- Análise do efeito da associação em cascata e paralelo de equipamentos que utilizam conversores estáticos para conversão e controle de energia.
- Influência dos parâmetros, associados à comutação, na EMI conduzida gerada e propagada por um conversor estático. Nesta etapa serão analisados dois conversores; um conversor CC/CC com topologia *Flyback* e um conversor CC/CA com topologia *Push-pull*.

Em todos os experimentos práticos o ruído eletromagnético conduzido gerado foi determinado, como mostra a figura 4.1, com o auxílio de uma rede de estabilização de impedância e um receptor. Os equipamentos ou sistemas em teste foram analisados em operação normal e com todos os elementos que compõem o sistema. A função da LISN é estabilizar a impedância da rede e evitar que ruídos externos, provenientes da rede de energia elétrica comercial, contaminem as medidas de EMI conduzida feitas pelo receptor. A LISN também tem a função de transdutor de corrente interferente em tensão interferente.[36][37][38]

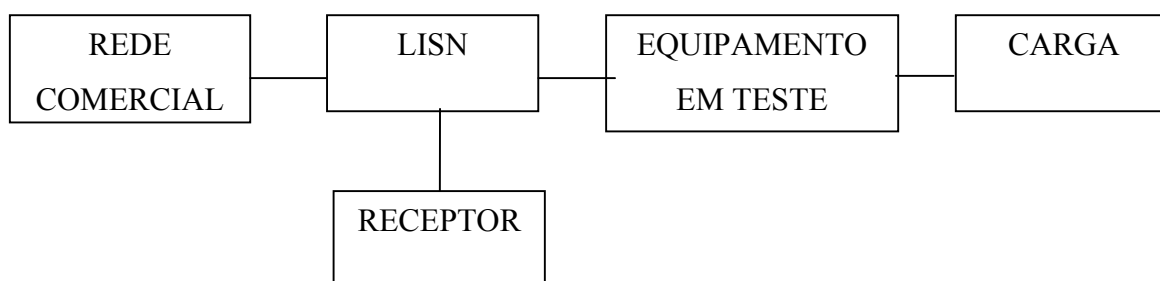


Figura 4.1 - Diagrama de blocos para determinação da EMI conduzida.

## **4.2 - EFEITO DA ASSOCIAÇÃO EM CASCATA E PARALELO DE CONVERSORES ESTÁTICOS**

Os resultados experimentais são apresentados dividindo os mesmos em efeito da associação em cascata e efeito da associação em paralelo de equipamentos que utilizam conversores estáticos. É importante ressaltar que em todas as análises não houve preocupação com a potência dos equipamentos, mas, somente com o efeito em termos de EMI conduzida gerada pelos mesmos. Estes estudos foram feitos com o objetivo de verificar a influência destas associações na EMI conduzida gerada por equipamentos que utilizem conversores estáticos. Isto por que atualmente é comum associar dois ou mais conversores em cascata ou paralelo para realizar o processo de conversão e controle da energia.[44]

### **4.2.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE ASSOCIAÇÃO EM PARALELO**

Para o estudo da associação em paralelo foram feitas duas análises. Uma primeira em que analisamos um computador pessoal (cpu + monitor) e uma segunda onde analisamos dois equipamentos independentes. Em todas as análises a rede comercial apresenta tensão de 220V e frequência de 60Hz.

Os resultados referentes à primeira análise são apresentados nas figuras 4.2, 4.3 e 4.4, onde se pode observar, respectivamente, os resultados da EMI conduzida gerada pela CPU, da EMI conduzida gerada pelo MONITOR e da EMI conduzida gerada pelo sistema completo (CPU + MONITOR). Analisando os resultados apresentados, nestas figuras, percebe-se que isoladamente os equipamentos apresentam-se em conformidade com as normas. Quando os mesmos são associados em paralelo, o sistema completo apresenta-se fora dos limites impostos pelas normas. É importante ressaltar que neste caso são analisados dois equipamentos que normalmente atuam em conjunto como um sistema único.

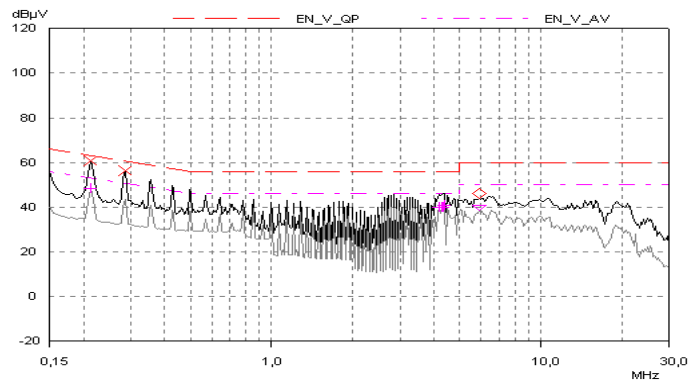


Figura 4.2 - EMI conduzida medida na CPU – ensaio paralelo

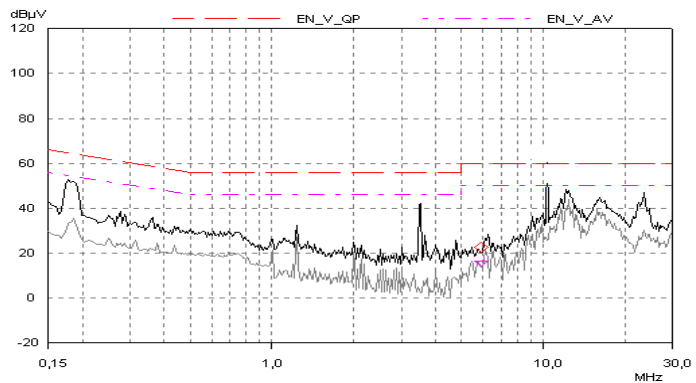


Figura 4.3 - EMI conduzida medida no monitor – ensaio paralelo

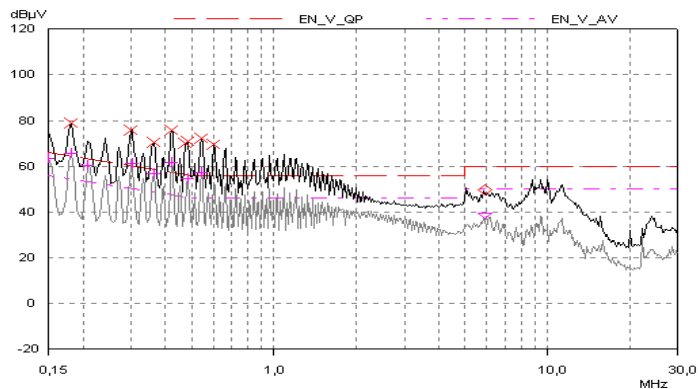


Figura 4.4 - EMI conduzida medida no sistema CPU + MONITOR - ensaio paralelo

Este estudo apresenta um resultado interessante por que tanto a CPU quanto o MONITOR apresentam selos de conformidade com normas de EMC. Por esta razão as normas exigem que um sistema ao ser testado esteja completo.



As figuras 4.5, 4.6 e 4.7 apresentam os resultados da segunda análise em paralelo, onde são analisados dois equipamentos independentes que não fazem parte de um mesmo sistema. Mas que podem, eventualmente, estarem conectados em paralelo na mesma rede elétrica. A figura 4.5 mostra a EMI conduzida medida em um reator eletrônico, a figura 4.6 mostra a EMI conduzida medida em um conversor estático CA/CC para alimentar um motor CC a partir da rede elétrica comercial CA. A Figura 4.7 mostra os dois equipamentos interligados ao mesmo tempo na rede elétrica comercial. Estes resultados foram apresentados para evidenciar o efeito de superposição quando os dois equipamentos são colocados em paralelo. Já que individualmente um equipamento apresenta maiores problemas nas altas frequências (figura 4.5) e outro nas baixas frequências (figura 4.6). Quando os dois são conectados percebe-se que se obtém uma composição dos efeitos individuais, passando a ter problemas em toda a faixa de frequência analisada (figura 4.7).

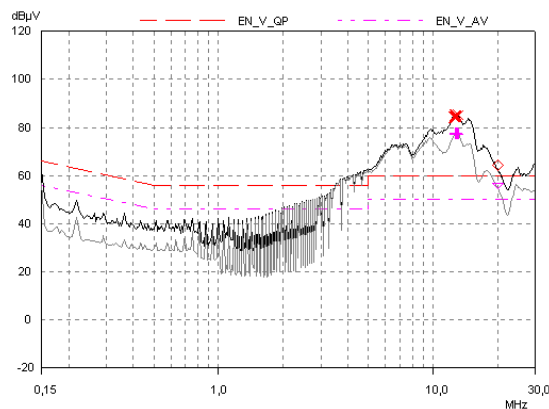


Figura 4.5 - EMI conduzida medida no reator eletrônico - ensaio paralelo

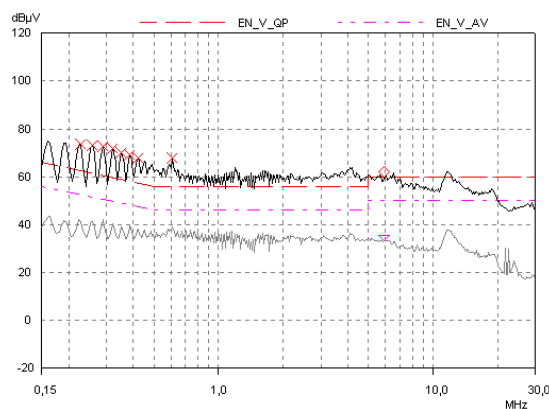


Figura 4.6 - EMI conduzida medida no conversor CA/CC - ensaio paralelo

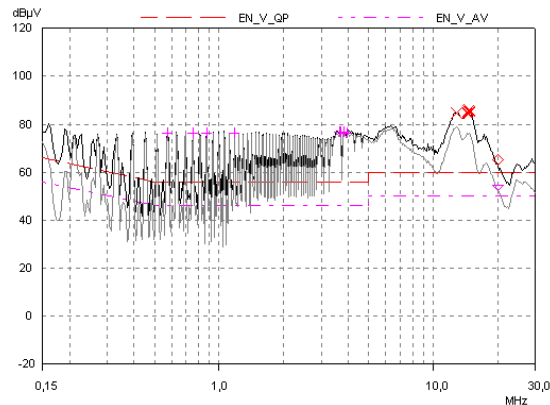


Figura 4.7 - EMI conduzida para reator eletrônico + conversor CA/CC – ensaio paralelo

Os resultados apresentados nos dois estudos da associação em paralelo evidenciam a preocupação que se deve ter com este tipo de associação. Não só quando equipamentos já industrializados são associados, mas também quando são projetados equipamentos que irão ser associados em paralelo para, por exemplo, dividir o fornecimento e controle de energia para uma determinada carga. Neste caso deve-se primeiro atuar individualmente em cada conversor e depois na associação dos mesmos.

#### 4.2.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE ASSOCIAÇÃO EM CASCATA

No estudo da associação em cascata é feita a análise de apenas um caso. Apesar de não ser associação tão comum como a associação em paralelo de equipamentos, a associação em cascata de equipamentos que utilizam conversores estáticos e que são testados separadamente do ponto de vista das normas de qualidade de energia é algo que ocorre também em larga escala. Os ambientes industriais e residenciais possuem equipamentos como estabilizadores e sistemas ininterruptos de energia que são utilizados para uso geral e não tem uma carga específica com características predefinidas. As figuras 4.8, 4.9, 4.10 apresentam respectivamente a EMI conduzida gerada em um conversor CA/CC, a EMI conduzida gerada em um conversor CC/CA e finalmente a EMI gerada pelo conjunto interligado CA/CC-CC/CA. É importante ressaltar que em todas as medidas não houve uma preocupação se os equipamentos estão dentro dos limites impostos pelas normas, mas, com seus efeitos em termos de EMI conduzida gerada individualmente e quando interligados.

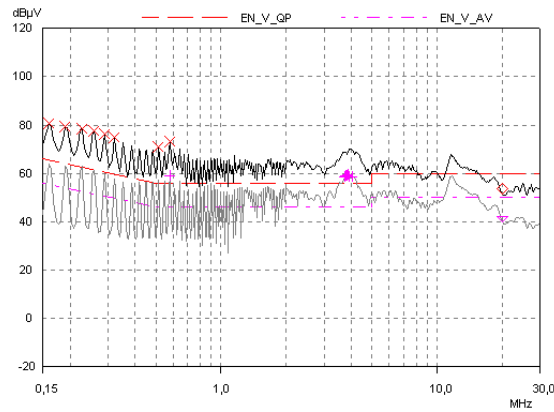


Figura 4.8 - EMI conduzida medida no conversor CA/CC – ensaio cascata

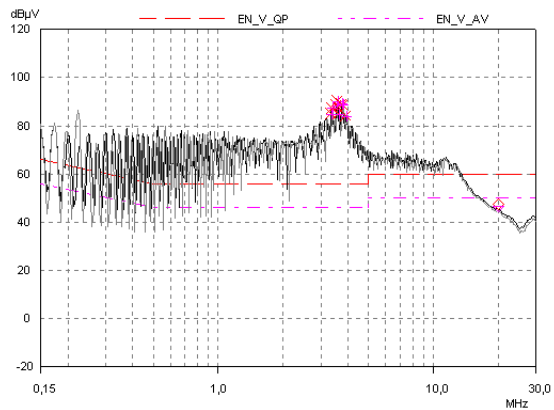


Figura 4.9 - EMI conduzida medida no conversor CC/CA – ensaio cascata

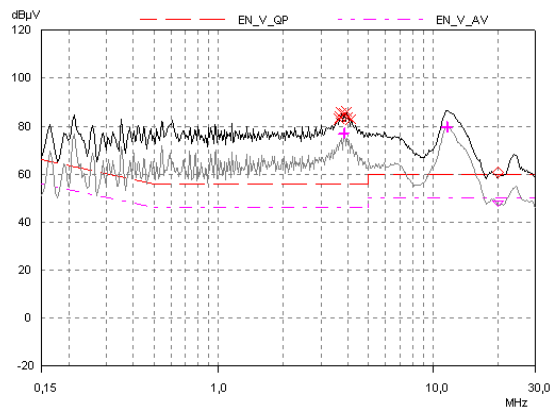


Figura 4.10 - EMI conduzida medida no sistema CA/CC-CC/CA – ensaio cascata

Analisando os resultados obtidos percebe-se que, como nos estudos da associação em paralelo, ocorreu uma superposição da EMI propagada individualmente quando os conversores foram associados em cascata. Isto evidencia a preocupação que se deve ter com este tipo de associação, não só quando equipamentos já industrializados são associados, mas também quando se está projetando equipamentos (conversores estáticos)

que irão ser associadas em cascata. É comum, no projeto de novos equipamentos, a utilização de conversores associados em cascata para converter e controlar a energia que será entregue a uma carga. O projetista ao fazer teste da EMI conduzida propagada neste tipo de equipamento deve estar atento a este detalhe. Na procura da solução dos problemas de EMI, o projetista deve primeiro reduzir a EMI gerada individualmente por cada conversor.

### **4.3 - INFLUÊNCIA DOS PARÂMETROS ASSOCIADOS À COMUTAÇÃO NA EMI GERADA/PROPAGADA POR UM CONVERSOR ESTÁTICO**

Como apresentado no capítulo 3, vários fatores influenciam no espectro harmônico gerado na comutação. A figura 3.2 mostra que o espectro harmônico associado à comutação depende da amplitude (A), do período (T), do tempo de condução ( $\tau$ ) e dos tempos de comutação ( $t_f$ ) dos semicondutores. A figura 3.24 mostra a influência das oscilações que podem aparecer durante a comutação. A figura 3.26 mostra a influência da frequência no espectro harmônico associado à comutação. Os experimentos que serão apresentados a seguir visam mostrar os efeitos destes parâmetros na EMI gerada e propagada por conversores estáticos (SMPS). As formas de onda da comutação são obtidas utilizando um osciloscópio e seu espectro harmônico é obtido utilizando um software de análise das formas de onda adquiridas por este osciloscópio.

#### **4.3.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR *FLYBACK***

Neste estudo foi utilizado um conversor estático comercial (fonte chaveada), onde foram realizadas medições da tensão dreno-fonte do transistor de potência (MOSFET) e da EMI conduzida via receptor e LISN. No capítulo seguinte estas medidas serão comparadas com os resultados obtidos por simulação. Neste estudo é analisado um conversor 220VCA/24VCC/24W em configuração *flyback* oscilando numa frequência de 31,5 kHz.

Na Fig. 4.11 observa-se a forma de onda da tensão entre o dreno-fonte do MOSFET (transistor de potência) da fonte chaveada. Na Fig. 4.12 pode-se observar o espectro harmônico da tensão dreno-fonte. Verifica-se que a 16ª harmônica tem um nível mais elevado do que as harmônicas precedentes e as seguintes. O fenômeno de oscilação (*ringing*) fica assim evidenciado. Na Fig. 4.13 tem-se o espectro de frequência da EMI que se propaga pelo cabo de alimentação. Pode-se observar que em torno da frequência de 508kHz (16ª harmônica) ocorre uma elevação da linha de espectro, ou seja, da energia da EMI.[39][42]

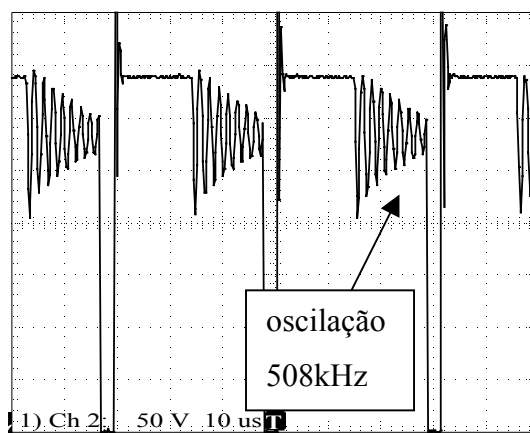


Figura 4.11 - Forma de onda de tensão de dreno-fonte no MOSFET.

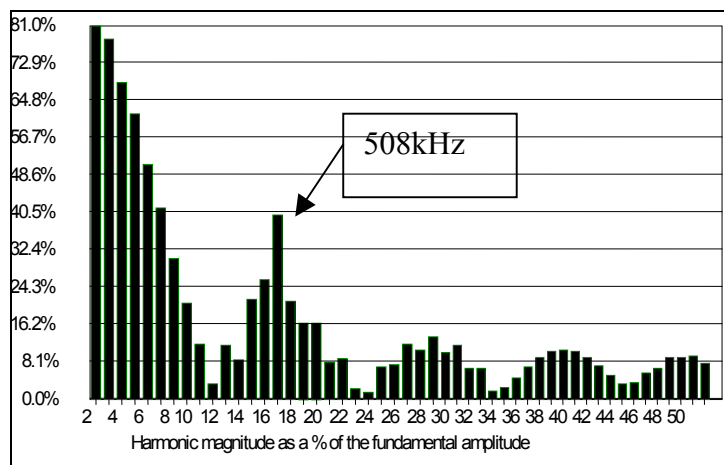


Figura 4.12 - Análise Harmônica da tensão dreno-fonte do MOSFET.

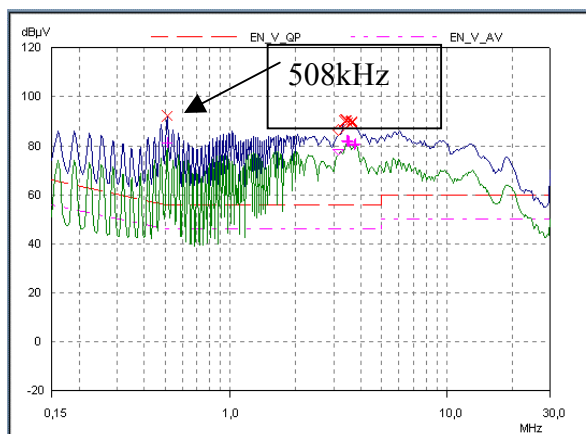


Figura 4.13 - EMI conduzida medida produzida pelo conversor *flyback*..

Observando os resultados obtidos, e apresentados nas figuras 4.11, 4.12 e 4.13, comprova-se a influência das oscilações na EMI gerada/ propagada. É importante lembrar que o surgimento destas oscilações está associado aos tempos de comutação e que a frequência destas oscilações depende dos elementos, parasitas ou não, que compõem o conversor.

#### 4.3.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR *PUSH-PULL* – A RESSONÂNCIA

Como apresentado anteriormente, um dos primeiros passos para se reduzir a EMI é atacar a fonte geradora. Como mostra a Fig. 3.3, em um conversor estático a EMI gerada depende das características de comutação dos semicondutores. O aumento dos tempos de comutação pode resultar na redução da energia associada ao espectro harmônico gerado na comutação e a conseqüente redução da EMI gerada e propagada. Aqui será apresentado o estudo experimental da comutação em um conversor estático CC-CA de topologia *push-pull*, 24Vcc/220Vca/25W, operando numa frequência de 24kHz. São analisadas e comparadas duas estruturas:

- Um inversor *push-pull* convencional
- Um inversor *push-pull* com *snubber* ressonante.

### 4.3.2.1 -TOPOLOGIA *PUSH-PULL* CONVENCIONAL

A topologia *push-pull* convencional é apresentada na figura 4.14. A figura 4.15 mostra a tensão dreno fonte em umas das chaves principais ( $S_1/S_2$ ), a figura 4.16 mostra o espectro harmônico referente a esta comutação e finalmente a figura 4.17 apresenta a EMI conduzida emitida por este conversor. Analisando estas figuras pode-se observar que a comutação possui elevados  $dv/dt$  que contribuem para gerar um espectro harmônico amplo e de elevadas amplitudes. Através da figura 4.17 observa-se que a EMI propagada está bem acima dos limites impostos pelas normas.

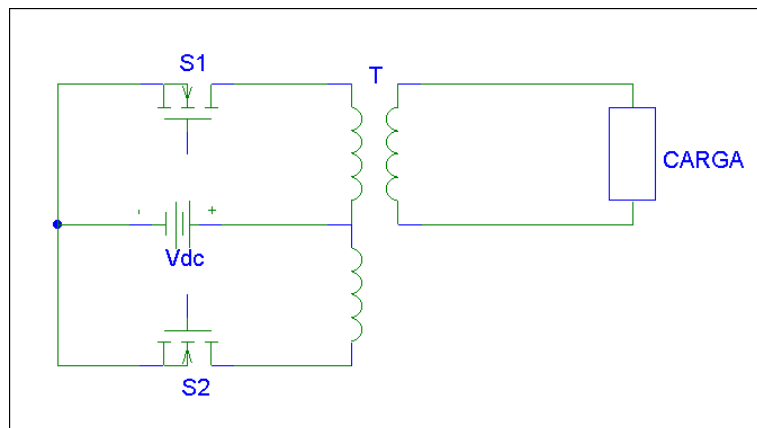


Figura 4.14 - Inversor *push-pull* convencional

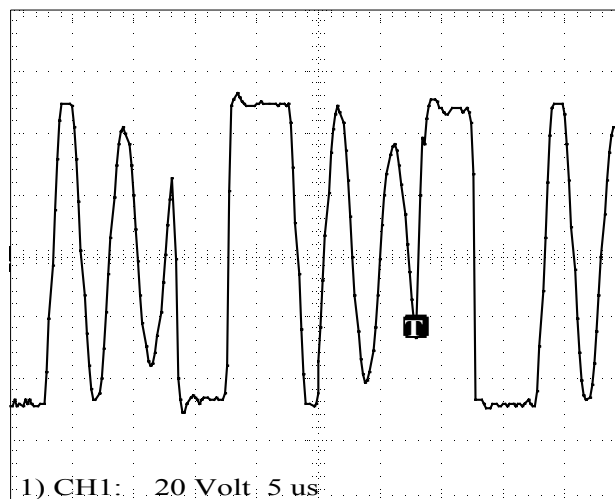


Figura 4.15 - Tensão dreno-fonte

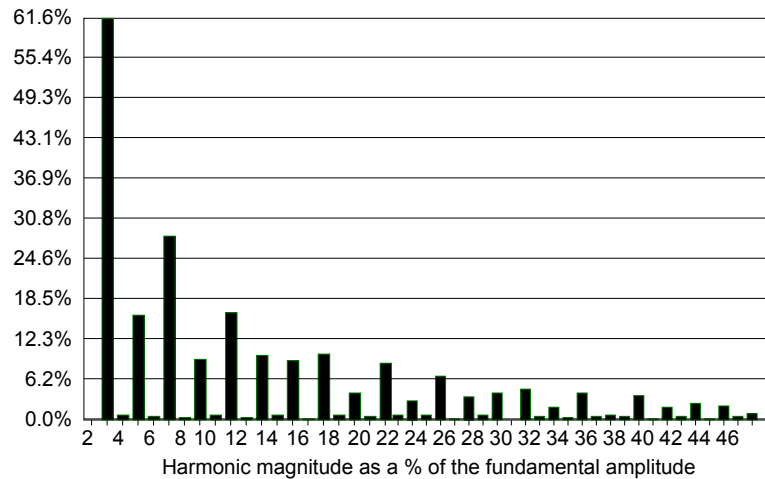


Figura 4.16 - Análise Harmônica da tensão dreno-fonte

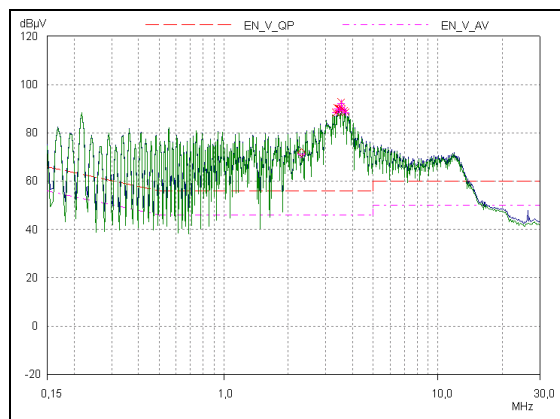


Figura 4.17 - EMI conduzida medida para o inversor *push-pull* convencional

#### 4.3.2.2 -TOPOLOGIA *PUSH-PULL* COM *SNUBBER* CR RESSONANTE

O inversor *push-pull* com *snubber* ressonante é apresentado na figura 4.18. Na topologia convencional é acrescentado um capacitor ressonante CR (CR1 e CR2) que elimina a inversão abrupta da tensão do transformador quando as chaves principais entram no corte. O uso do capacitor ressonante altera as características da comutação através do aumento dos tempos de comutação.



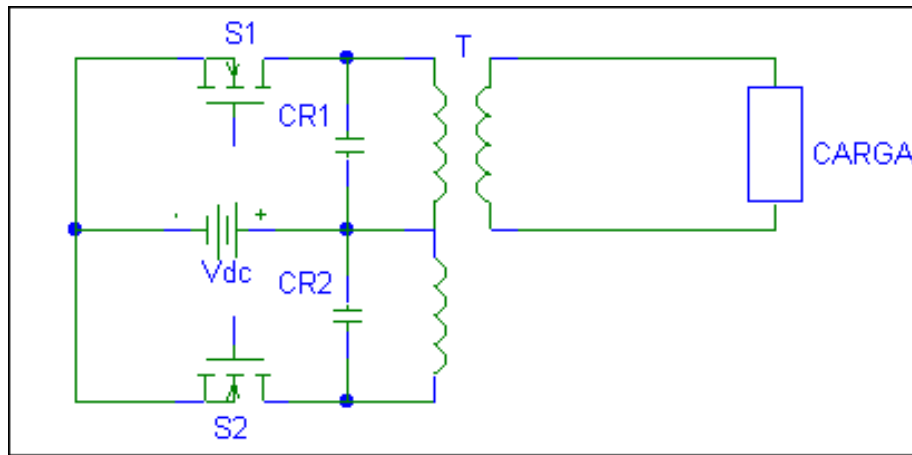


Figura 4.18 - Inversor *push-pull* com capacitor ressonante

A figura 4.19 apresenta a forma de onda da tensão dreno-fonte com a utilização do capacitor ressonante e a figura 4.20 apresenta o espectro harmônico desta tensão. Comparando estas figuras com as figuras 4.15 e 4.16 percebe-se que a inclusão do capacitor ressonante mudou as características da comutação. Os tempos de comutação aumentaram e os altos  $dv/dt$  foram reduzidos. Como consequência ocorreu uma redução sensível na amplitude do espectro harmônico associado à comutação. [42]

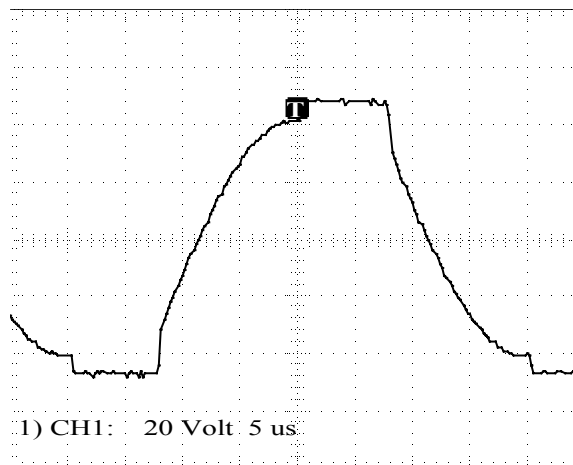


Figura 4.19 - Tensão dreno-fonte

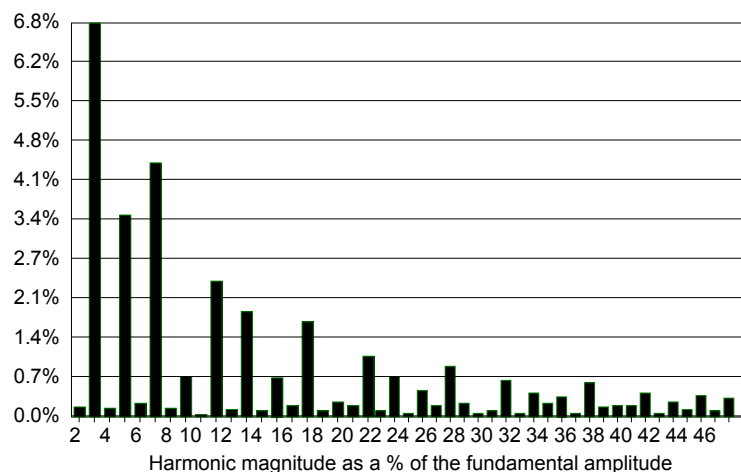


Figura 4.20 - Análise Harmônica da tensão dreno-fonte

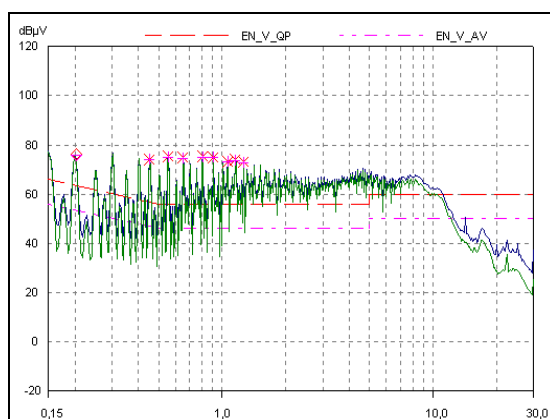


Figura 4.21 - EMI conduzida medida para o inversor *push-pull* com capacitor ressonante

A Fig. 4.21 apresenta a EMI medida para o inversor com capacitor ressonante. Comparando com a figura 4.17 pode-se notar que houve uma considerável redução da EMI propagada a partir do conversor. Pode-se assim comprovar a influência dos tempos de comutação na EMI gerada e propagada por um conversor.

É interessante ressaltar que com a inclusão do capacitor ressonante alterou-se a topologia original do conversor *push-pull*. Isto mostra que, no projeto de um conversor, a escolha da estrutura adequada pode minimizar problemas com a EMI gerada e propagada. Como mostrado, nas figuras 3.24 e 3.25, o capacitor ressonante atua como um *snubber*, reduzindo a EMI propagada, confinando a mesma em uma região do circuito e evitando que se propague para fora do conversor.

### 4.3.3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR *PUSH-PULL* – VARIACÃO DA FREQUÊNCIA

Como apresentado no capítulo 3 um outro parâmetro que influencia na EMI gerada e propagada a partir de um conversor estático é a frequência. A seguir será analisada a influência da variação da frequência no conversor *push-pull* convencional estudado anteriormente.

O conversor foi inicialmente projetado para trabalhar em uma frequência de 24kHz. Com o objetivo de analisar a influência da frequência na EMI conduzida propagada, variou-se a sua frequência de operação e manteve-se a razão cíclica e a tensão de saída do conversor. Das figuras 4.23 até 4.28 é apresentada a EMI conduzida propagada para o inversor operando na faixa de 34kHz até 4kHz. As medidas foram apresentadas tendo como referência a EMI propagada na frequência de 24kHz (figura 4.22). É importante ressaltar que todas as medidas foram realizadas alterando-se somente a frequência, mantendo-se o conversor com os mesmos elementos passivos (transformadores, capacitores, resistores etc...) e ativos (semicondutores) e principalmente com o mesmo *lay-out*, tanto da placa de circuito impresso como da disposição dos componentes na mesma. A figura 4.22 mostra EMI propagada a partir do conversor operando numa frequência de 24kHz.[42]

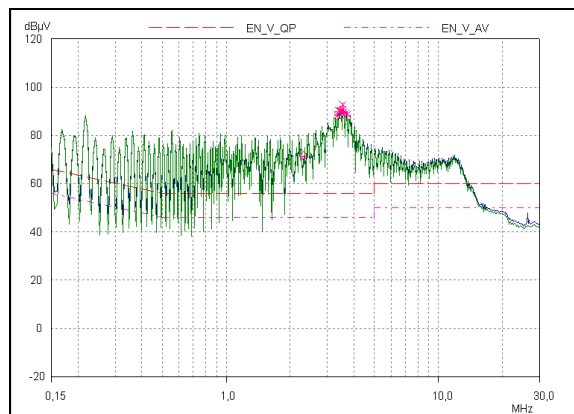


Figura 4.22 - EMI conduzida medida para inversor operando com uma frequência de 24kHz

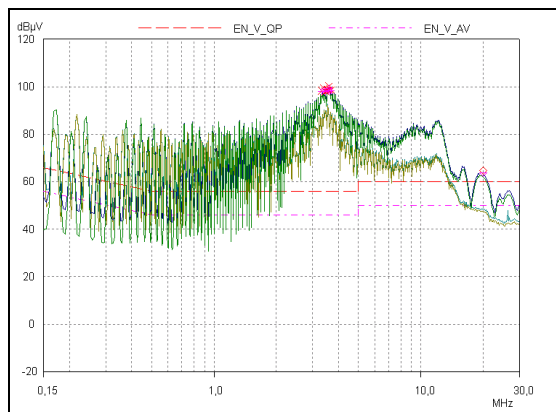


Figura 4.23 - EMI conduzida medida para inversor operando com uma frequência de 34kHz

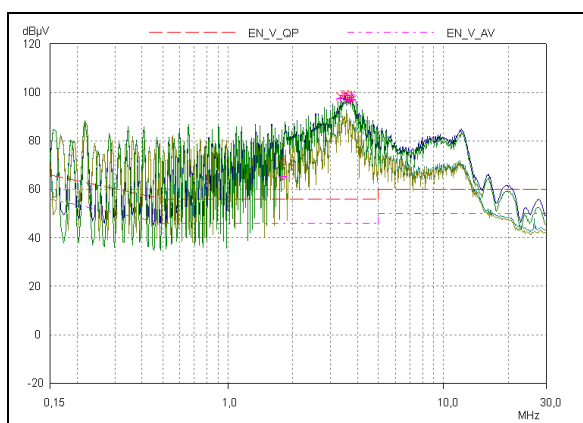


Figura 4.24 - EMI conduzida medida para inversor operando com uma frequência de 30kHz

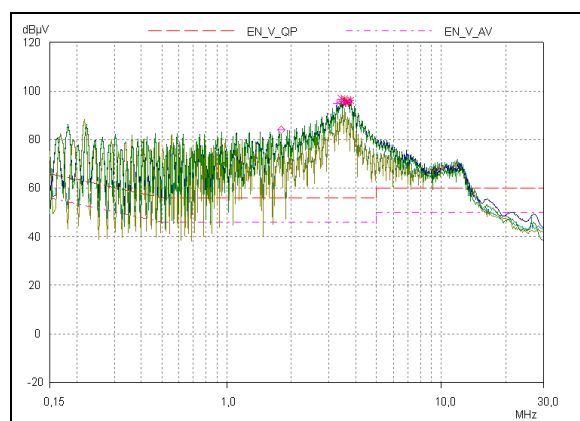


Figura 4.25 - EMI conduzida medida para inversor operando com uma frequência de 20kHz

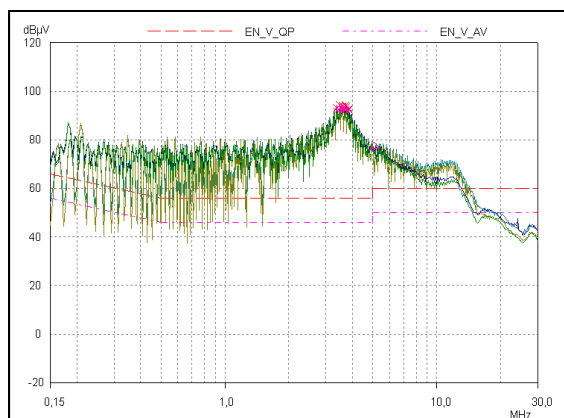


Figura 4.26 - EMI conduzida medida para inversor operando com uma frequência de 14kHz

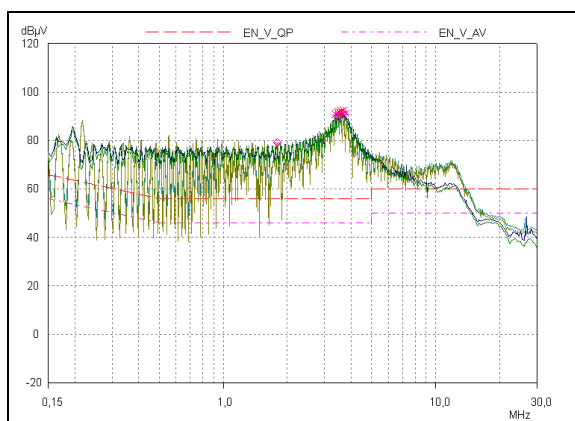


Figura 4.27 - EMI conduzida medida para inversor operando com uma frequência de 10kHz

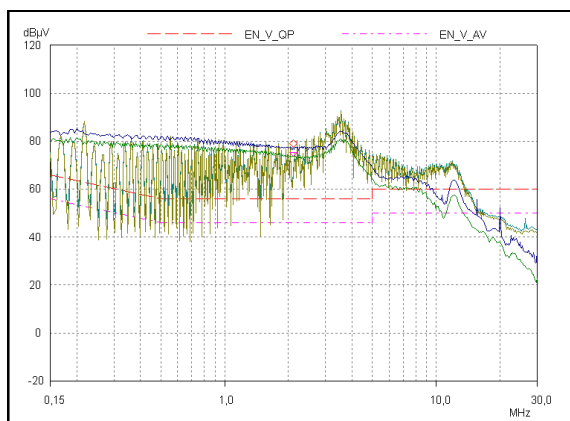


Figura 4.28 - EMI conduzida medida para inversor operando com uma frequência 4kHz

Percebe-se pela observação dos resultados apresentados, nas figuras 4.22 até 4.28, que a variação da frequência altera os níveis da EMI conduzida propagada pelo conversor. Um aumento da frequência aumenta a EMI para determinadas frequências e mantém o mesmo nível para outras. O mesmo percebe-se quando se diminui a frequência, isto é, a EMI propagada diminui em algumas frequências e mantém o mesmo nível para outras.

Nota-se que a faixa de frequência em que ocorre variação tanto para mais como para menos se situa entre 6MHz e 30MHz e na faixa que vai de 150kHz até 6MHz a EMI conduzida propagada praticamente mantém-se.

Percebe-se assim, que diminuir a frequência com a finalidade de reduzir a EMI conduzida propagada apresenta limitações. Isto é, o conversor possui um comportamento característico que é determinado pelo layout do conversor, não-idealidades dos componentes utilizados e tipo de topologia utilizado.

Comparando o resultado obtido na figura 4.28 com o obtido na figura 4.21, percebe-se que a utilização do capacitor ressonante apresentou um melhor resultado do ponto de vista da EMI conduzida gerada e propagada a partir de um conversor.

#### **4.4 - CONCLUSÕES**

O capítulo 4 apresenta um estudo experimental de conversores visando analisar a geração e propagação da EMI conduzida a partir destes conversores.

São analisados os efeitos da associação em cascata e paralela de conversores. É comum associar conversores em cascata e paralelo para melhor controlar e/ou converter a energia entre dois sistemas. Esta análise é importante para que um projetista possa perceber que a EMI conduzida gerada por cada conversor é de certa forma somada quando os mesmos são associados. O primeiro passo para reduzir a EMI conduzida, gerada pela associação, é aplicar técnicas de redução da EMI individualmente em cada conversor.

Após a análise da associação de conversores é feito um estudo da relação entre a EMI conduzida propagada por conversores estáticos e a comutação dos semicondutores que compõem este conversor. Neste estudo são analisados um conversor flyback e um *push-pull*.

O estudo do conversor flyback mostra que as oscilações (ringing) que aparecem na comutação são propagadas pelo conversor. Porém, com os estudos experimentais é difícil determinar que fatores influenciam na geração e propagação destas oscilações. No próximo capítulo, em um estudo por simulação, são apresentados quais elementos influenciam nestas oscilações.

O estudo do conversor *push-pull* mostra que ao ser alterada a topologia do conversor, de uma estrutura convencional para uma ressonante, ocorre uma redução da EMI conduzida gerada e propagada pelo conversor.

No mesmo inversor *push-pull* convencional é analisado o efeito da variação da frequência de comutação na EMI conduzida propagada. A partir de uma frequência de referência a frequência de comutação é aumentada e reduzida. Quando se aumenta a frequência percebe-se que a EMI conduzida propagada aumenta e quando se diminui a frequência percebe-se que a EMI diminui. A frequência é reduzida gradativamente e percebe-se que a partir de uma determinada frequência não ocorrem mais reduções significativas da EMI conduzida propagada. Mostrando que reduzir a frequência para reduzir a EMI conduzida propagada por um conversor apresenta limitações.

A redução da frequência de comutação e a utilização de estruturas ressonantes são técnicas mencionadas no capítulo 3. Através dos resultados experimentais mostrados percebe-se que, para o conversor em estudo, a ressonância apresentou melhores resultados do ponto de vista da EMI conduzida gerada e propagada.

Analisando os resultados experimentais obtidos e a teoria de EMC aplicada aos conversores estáticos percebe-se que seu estudo é extremamente complexo. Existe um grande número de variáveis que interferem na geração e propagação da EMI conduzida a partir de um conversor estático. Assim, na busca de um melhor entendimento da EMI

conduzida associada aos conversores estáticos, o próximo capítulo apresenta um estudo da EMI conduzida gerada e propagada utilizando um programa de simulação de circuitos eletrônicos.



## CAPÍTULO 5 - RESULTADO DE SIMULAÇÃO

A simulação é uma ferramenta muito utilizada no auxílio ao projeto de conversores estáticos. Após o projeto da estrutura é comum o projetista simular o conversor projetado. A simulação é utilizada como uma primeira análise de viabilidade e funcionamento do conversor projetado. Porém, o funcionamento na simulação não garante que a estrutura ao ser implementada funcione corretamente. Um fator que influencia neste fato é que o modelo adotado na simulação pode não ser um modelo completo. Outro problema que pode surgir na prática, e que não é considerado na simulação, é que determinadas regiões do conversor podem ter problemas de compatibilidade eletromagnética.

Paralelo a isto, os fabricantes de conversores devem produzir seus equipamentos respeitando normas reguladoras. As técnicas para enquadrar um equipamento dentro dos padrões estabelecidos podem ser aplicadas em várias das etapas de um projeto. Porém, a prática tem mostrado que os custos e complexidade das técnicas na solução de problemas de EMI em conversores estáticos tendem a ser menores se estas técnicas forem aplicadas já na etapa inicial (concepção) do projeto. Como visto nos capítulos anteriores, estas técnicas podem atuar na geração e propagação da EMI. A geração está relacionada às características da comutação e a propagação depende de fatores como topologia, caminhos (não idealidades) do circuito e *layout*. Assim, para que se possa aplicar de uma maneira mais eficaz as técnicas para reduzir a EMI é necessário um bom entendimento de como ocorre a geração e a propagação desta EMI.

Desta forma a simulação pode ser uma importante ferramenta no auxílio ao estudo da EMI conduzida relacionada a conversores. Já na etapa de projeto é possível se obter uma previsão da EMI que pode ser gerada e por quais caminhos a mesma pode vir a se propagar. Pode-se também realizar um estudo de ações que serão mais eficientes para evitar a geração e a propagação desta EMI. A modelagem dos componentes que compõem os conversores é um grande obstáculo na reprodução do funcionamento dos mesmos. Muitos dos *softwares* utilizados para simulação de conversores possuem bibliotecas com modelos de componentes eletro-eletrônicos inadequados (modelos idealizados) para o estudo de EMC. Do ponto de vista da EMC, é necessário considerar as não-idealidades dos

componentes como: semicondutores, resistores, indutores, capacitores, transformadores e trilhas de placas de circuito impresso. Como já visto estas não-idealidades se apresentam sob a forma de capacitâncias e indutâncias parasitas e de acoplamento, bem como de resistências intrínsecas dos componentes. O primeiro passo é reproduzir a geração (comutação) e o segundo é determinar os caminhos utilizados na propagação.

Neste capítulo é realizado um estudo da EMI conduzida gerada pelos dois conversores estáticos analisados nos resultados experimentais. Um conversor 220VCA/24VCC/24W em configuração *flyback* e um inversor na configuração *push-Pull* (24Vdc/110Vac/24W). Estes dois conversores são analisados utilizando um simulador de circuitos eletrônicos (PSPICE 8.0 – versão de avaliação). A validação dos resultados obtidos, dos modelos e das não idealidades adotados na simulação é realizada comparando os resultados de simulação com os resultados experimentais.

Através do programa de simulação é determinada a tensão nas chaves principais dos conversores. O programa permite fazer a análise harmônica da tensão nas chaves principais, porém, não se consegue com ele calcular a EMI conduzida em decibéis. Assim os dados obtidos no programa de simulação são transferidos para um programa matemático com o qual é calculada a EMI conduzida em decibéis. Para medir EMI conduzida gerada é incluída (modelada) no circuito simulado uma LISN. A EMI conduzida é medida em um resistor de 50 ohms que simula o receptor utilizado para medir a EMI conduzida na prática.[46]

## **5.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *FLYBACK***

O estudo da EMI conduzida gerada e propagada por simulação do conversor é feito acrescentando não-idealidades ao modelo ideal do conversor *flyback*. As figuras 5.1 e 5.2 apresentam, respectivamente, o modelo do conversor ideal e o modelo do conversor com não-idealidades. Todas as não-idealidades associadas a semicondutores foram retiradas de seus catálogos. Já às referentes a acoplamentos entre pontos do circuito tiveram como referência medidas feitas com aparelhos para medir capacitâncias.

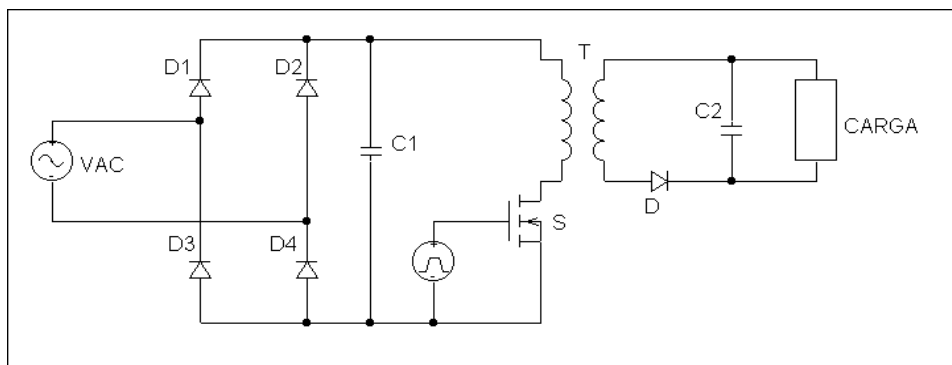


Figura 5.1 - Circuito do conversor sem não-idealidades.

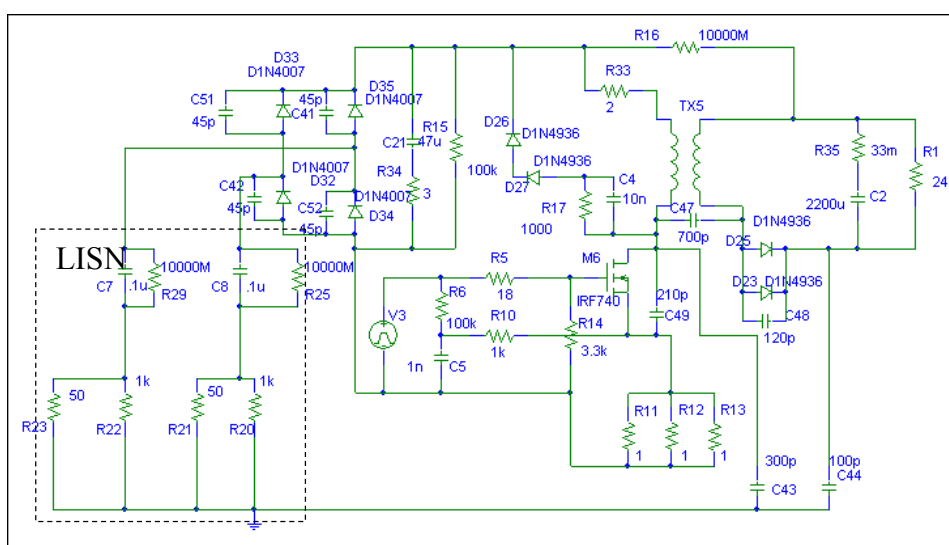


Figura 5.2 - Circuito do conversor flyback com não-idealidades e com a inclusão de uma LISN para a medição da EMI conduzida.

As não-idealidades utilizadas para modelar o conversor real são apresentadas a seguir:

- Ao transformador foi acrescentada a resistência do enrolamento primário (R33). A resistência do enrolamento secundário foi desprezada ao ser comparada com a resistência do enrolamento primário.
- Também ao transformador foi acrescentada a capacitância C47, que representa o acoplamento capacitivo entre os enrolamentos.
- Foram acrescentados também os elementos do circuito grampeador (D26, D27, R17 e C4), porque a fonte analisada possui estes elementos.
- Foram colocados dois diodos (D23 e D25), pois esta é a configuração do conversor experimentado.

- Paralelo aos diodos D23 e D25 foi colocado o capacitor C48 representando suas capacitâncias
- Os resistores R11, R12 e R13 foram acrescentados por estarem na estrutura experimental e são utilizados para monitorar a corrente no MOSFET (M6).
- O capacitor C43 foi acrescentado para representar o acoplamento dreno/dissipador/terra.
- A LISN, por sua vez, é representada pelos elementos ideais (C7, C8, R20, R21, R22 e R23) e foi colocada para medir via simulação a EMI conduzida emitida pelo conversor.
- O resistor R15 foi acrescentado também por estar na estrutura experimental para descarregar o capacitor de filtro do retificador (C21). A este capacitor foi acrescentada sua resistência série (R34). Foi possível desprezar a indutância de seu modelo, porque seu valor é muito pequeno quando comparado ao da indutância do transformador.
- Ao capacitor C2 foi acrescentada sua resistência série R35.
- Paralelo ao MOSFET (*dreno-source*) foi acrescentado um capacitor (C49) para representar sua capacitância de saída.
- Foi acrescentado o capacitor C44 para representar o acoplamento capacitivo saída/terra.
- A fonte de alimentação foi suprimida. Assim, todo ruído gerado pelo conversor circulará pelo resistor R23. Para isto, o capacitor C21 parte com uma condição inicial (tensão inicial).
- Em paralelo aos diodos do retificador foram acrescentados os capacitores C41, C42, C51 e C52 para representar a capacitância entre os terminais destes elementos.
- Os resistores R16, R29 e R25 foram acrescentados para eliminar problemas de convergência do software de simulação. Este problema aparece quando o circuito a ser simulado tem um nó no qual estão conectados somente indutores e/ou capacitores. Por serem de um valor elevado os mesmos não interferem nos resultados da simulação.

As figuras 5.3, 5.4 e 5.5 mostram os resultados de simulação do conversor *flyback*. A figura 5.3 mostra a tensão dreno-fonte no MOSFET M6, a figura 5.4 mostra o espectro harmônico desta tensão e a figura 5.5 mostra a EMI conduzida gerada/propagada pelo

conversor. A EMI conduzida é obtida medindo-se a tensão no resistor R23 da LISN indicada no circuito da figura 5.2.

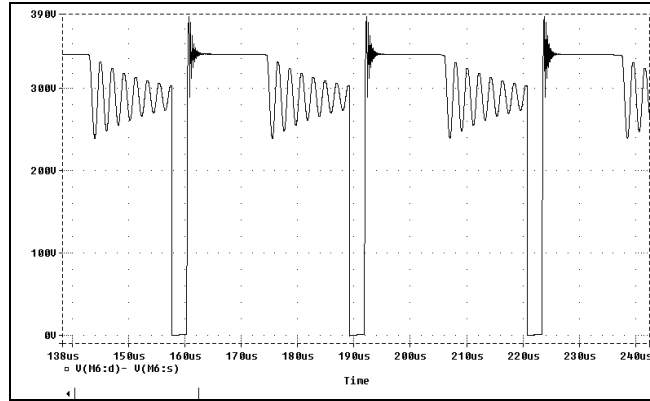


Figura 5.3 - Forma de onda da tensão dreno-fonte em M6.

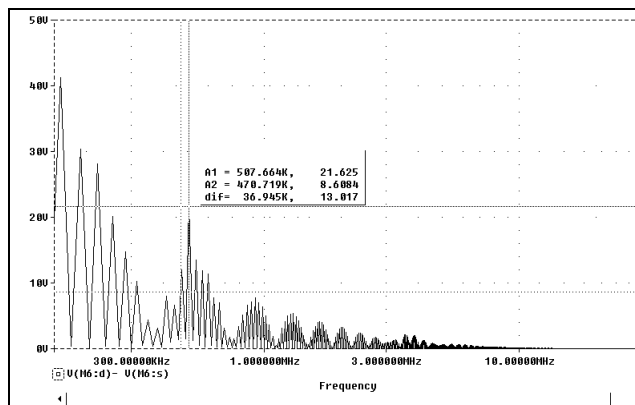


Figura 5.4 - Espectro harmônico da tensão dreno-fonte em M6.

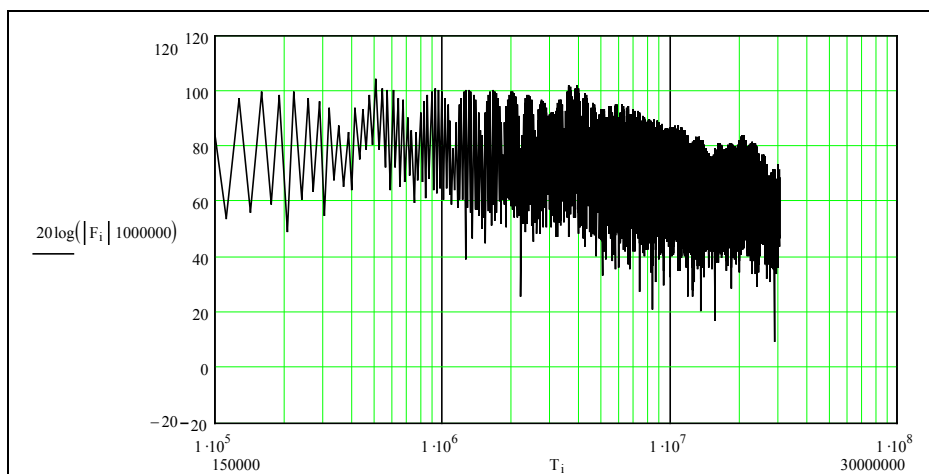


Figura 5.5 - EMI conduzida medida na LISN.

Comparando os resultados obtidos por simulação e os resultados experimentais apresentados nas figuras 4.11, 4.12 e 4.13, percebe-se que com as não idealidades adotadas conseguiu-se reproduzir a EMI gerada na comutação (figuras 4.11, 4.12, 5.3 e 5.4) e medir a EMI conduzida propagada (figuras 4.13 e 5.5).

Os resultados de simulação e experimental do conversor validam os modelos e não-idealidades adotadas. Isto evidencia a simulação como uma grande ferramenta para ajudar a entender como a EMI é gerada e propagada em um conversor estático. Ainda, através da simulação, pode-se analisar como cada não-idealidade influencia na EMI gerada e propagada. Para mostrar este aspecto apresenta-se a seguir um estudo no qual são analisados vários circuitos. Neste estudo as não-idealidades são acrescentadas e é mostrada sua influência na EMI gerada e propagada. Assim, parte-se de um circuito simples, mais próximo do ideal, no qual são acrescentadas não-idealidades até chegar-se ao circuito mostrado na figura 5.2. A seqüência de inclusão de não-idealidades foi escolhida com o intuito de melhor mostrar sua influência.

A Fig. 5.6 mostra o primeiro circuito simulado, a Fig. 5.7 mostra a tensão dreno-fonte no mosfet M6, a Fig. 5.8 mostra o espectro harmônico da tensão dreno-fonte no MOSFET M6 e a Fig. 5.9 mostra a EMI medida na LISN. Pode-se perceber que o circuito já apresenta algumas não-idealidades que estão indicadas.

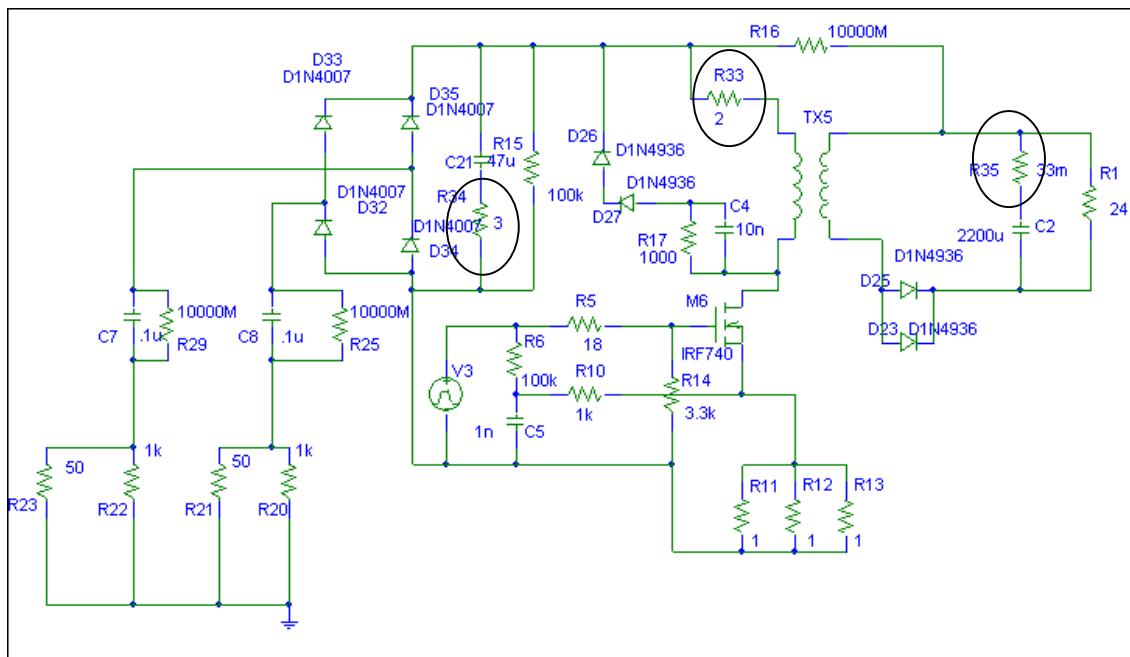


Figura 5.6 - Primeiro circuito simulado.

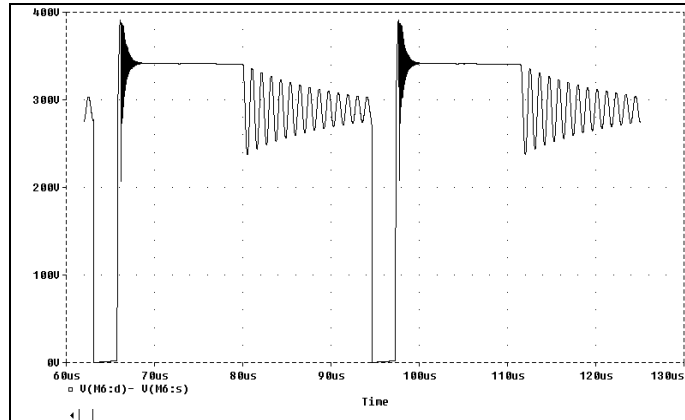


Figura 5.7 - Tensão dreno-fonte de M6.

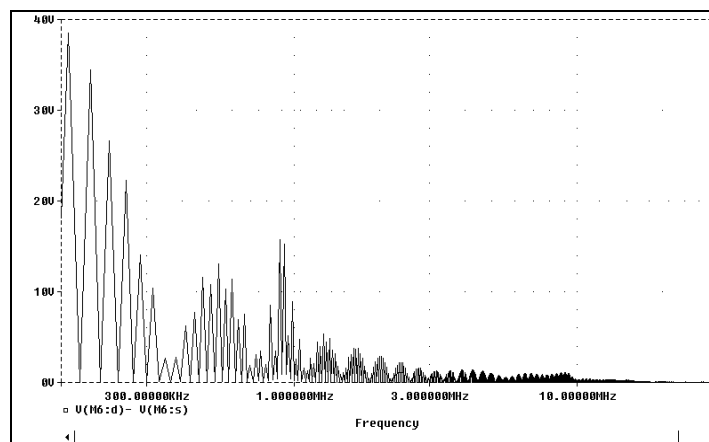


Figura 5.8 - Espectro harmônico da tensão dreno-fonte M6.

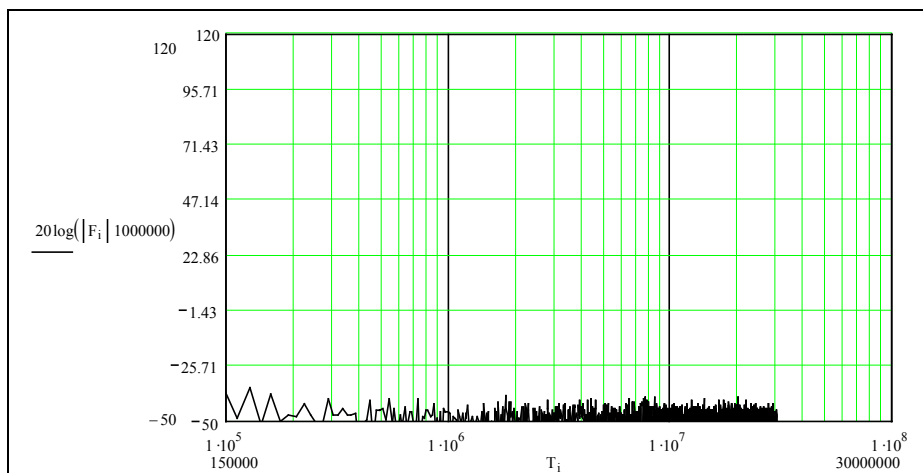


Figura 5.9 - EMI conduzida medida para o circuito da figura 5.6.

Observando a figura 5.9 pode-se notar que o ruído medido é extremamente pequeno e não está próximo ao medido no estudo experimental apresentado na figura 4.13. A tensão dreno-fonte mostrada na Fig. 5.7 apresenta um aspecto muito próximo ao obtido nos

resultados experimentais. Porém, através de seu espectro harmônico apresentado nas Fig. 5.8 e 4.12 nota-se que existem diferenças. Isto é evidenciado observando a frequência das oscilações que ocorrem na comutação.

A Fig. 5.10 apresenta o circuito acrescido de mais algumas não-idealidades. Novamente as não-idealidades acrescentadas estão indicadas. A Fig. 5.11 mostra a tensão dreno-fonte enquanto que a Fig. 5.12 mostra o espectro harmônico desta tensão. A Fig. 5.13 mostra a EMI conduzida medida para o circuito apresentado na figura 5.10.

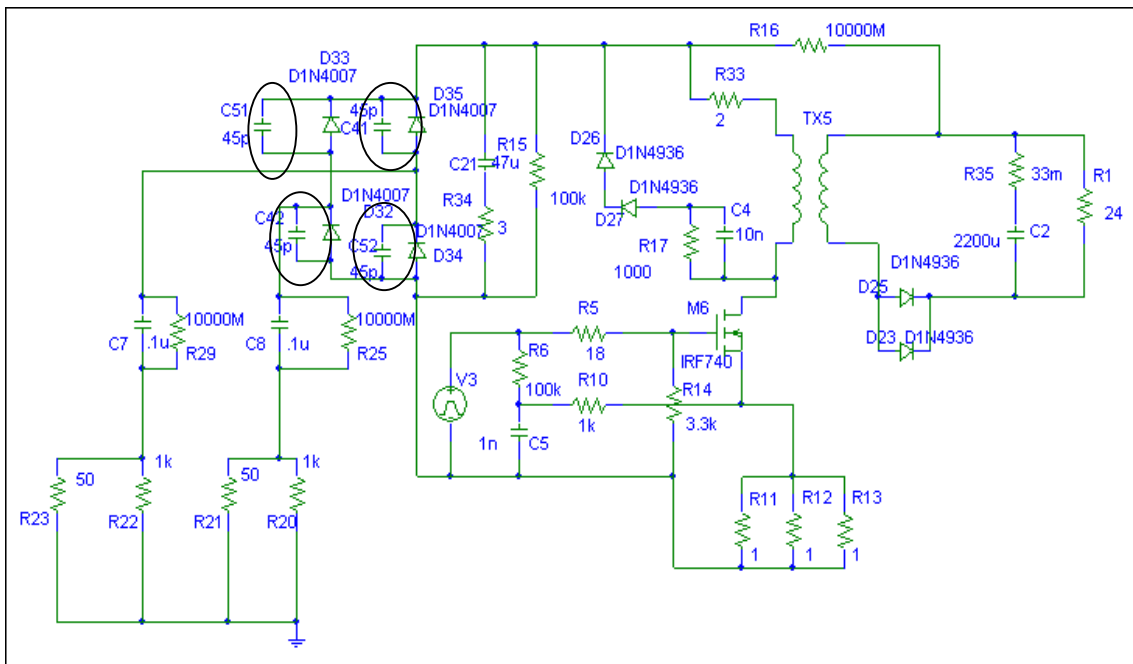


Figura 5.10 - Segundo circuito simulado.

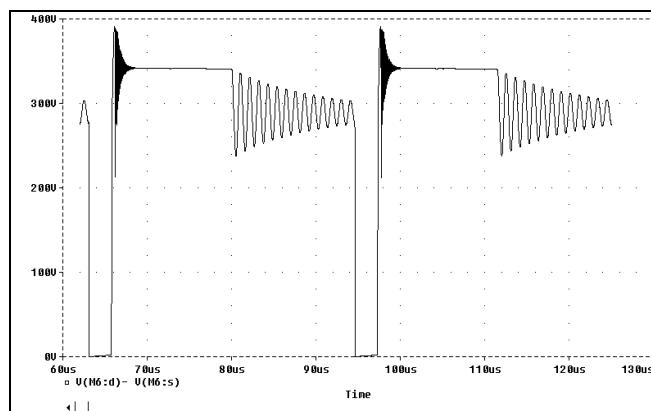


Figura 5.11 - Tensão dreno-fonte



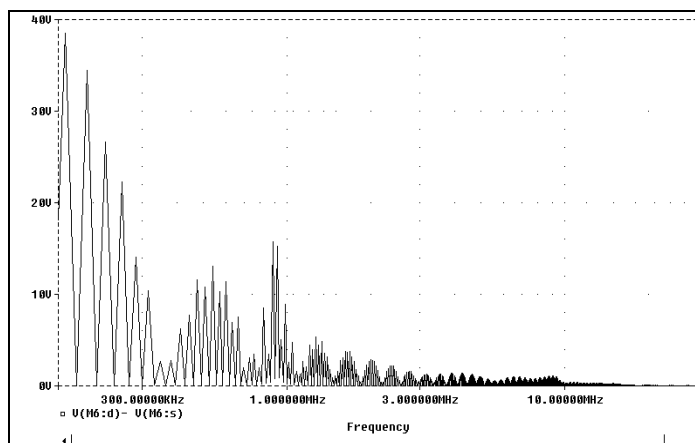


Figura 5.12 - Espectro harmônico da tensão dreno-fonte.

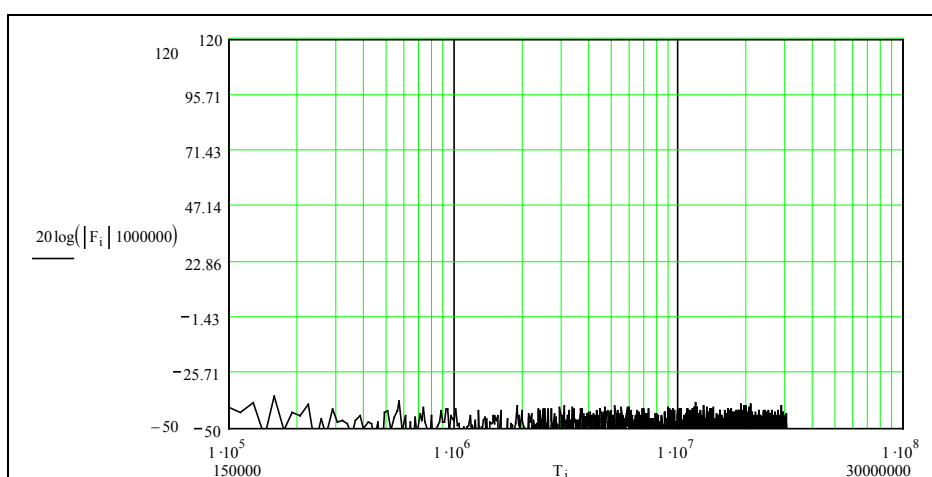


Figura 5.13 - EMI conduzida medida para o circuito da Fig 5.10.

Percebe-se que não ocorreram alterações significativas. A EMI está sendo gerada (comutação), porém, com as não-idealidades adotadas, ela ainda não está se propagando até a LISN. Assim, torna-se necessário acrescentar não-idealidades cuja finalidade é possibilitar a propagação da EMI para fora do conversor.

A Fig. 5.14 mostra o terceiro circuito simulado. A Fig. 5.15 mostra a tensão dreno-fonte, a Fig. 5.16 mostra o espectro harmônico desta tensão e a Fig. 5.17 mostra a EMI conduzida medida na LISN do circuito da figura 5.14.

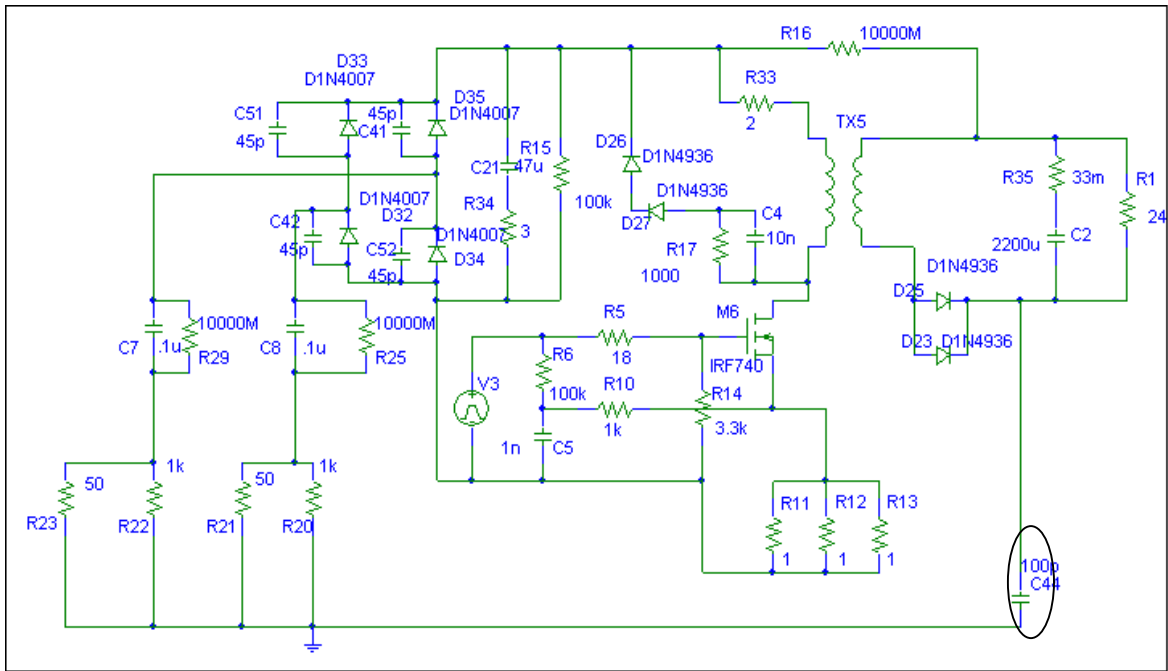


Figura 5.14 - Terceiro circuito simulado.

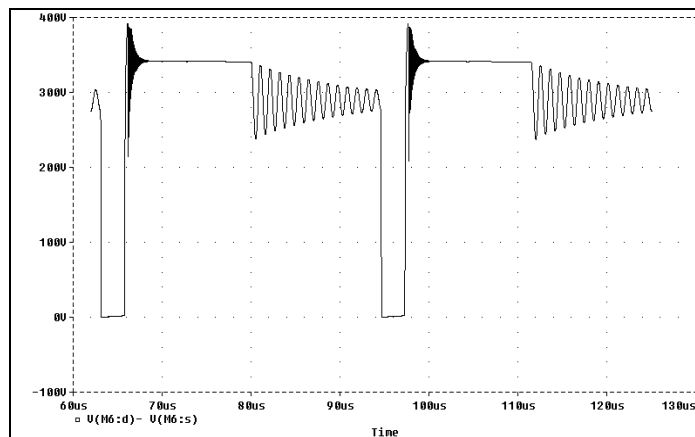


Figura 5.15 - Tensão dreno-fonte.

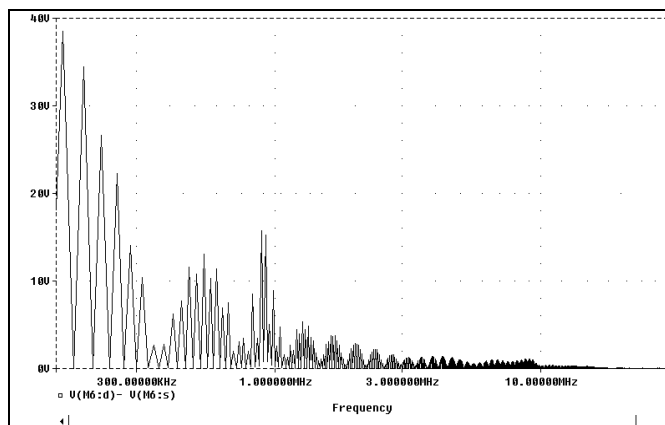


Figura 5.16 - Espectro harmônico da tensão dreno-fonte.

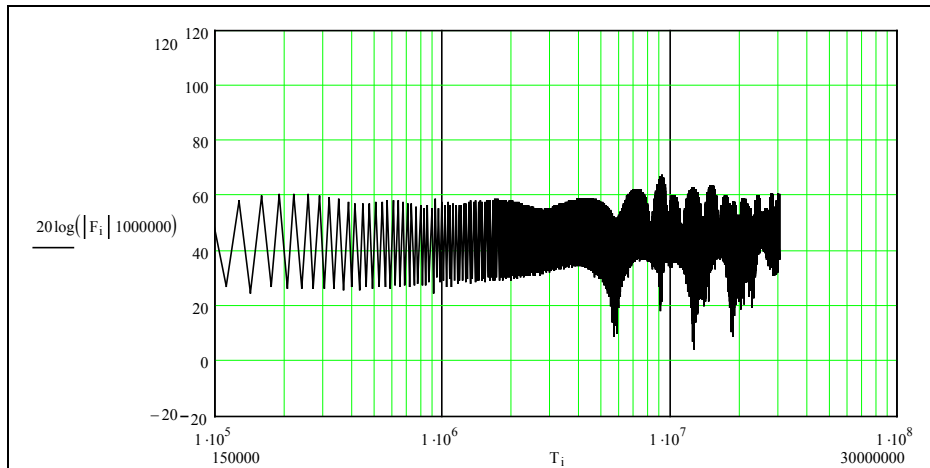


Figura 5.17 - EMI conduzida medida para o circuito da Fig 5.14.

Observando a Fig. 5.17 pode-se notar que a EMI gerada já começa a apresentar níveis maiores e mais perto dos níveis mostrados na Fig. 4.13. Porém, ainda não se apresentam como resultados satisfatórios. Assim, é necessário inserir outras não-idealidades a fim de reproduzir melhor a forma de onda dreno-fonte e a EMI conduzida propagada.

A Fig. 5.18 mostra o quarto circuito simulado, a Fig. 5.19 mostra a tensão dreno-fonte, a figura 5.20 mostra o espectro harmônico desta tensão e a Fig. 5.21 mostra a EMI medida para este circuito.

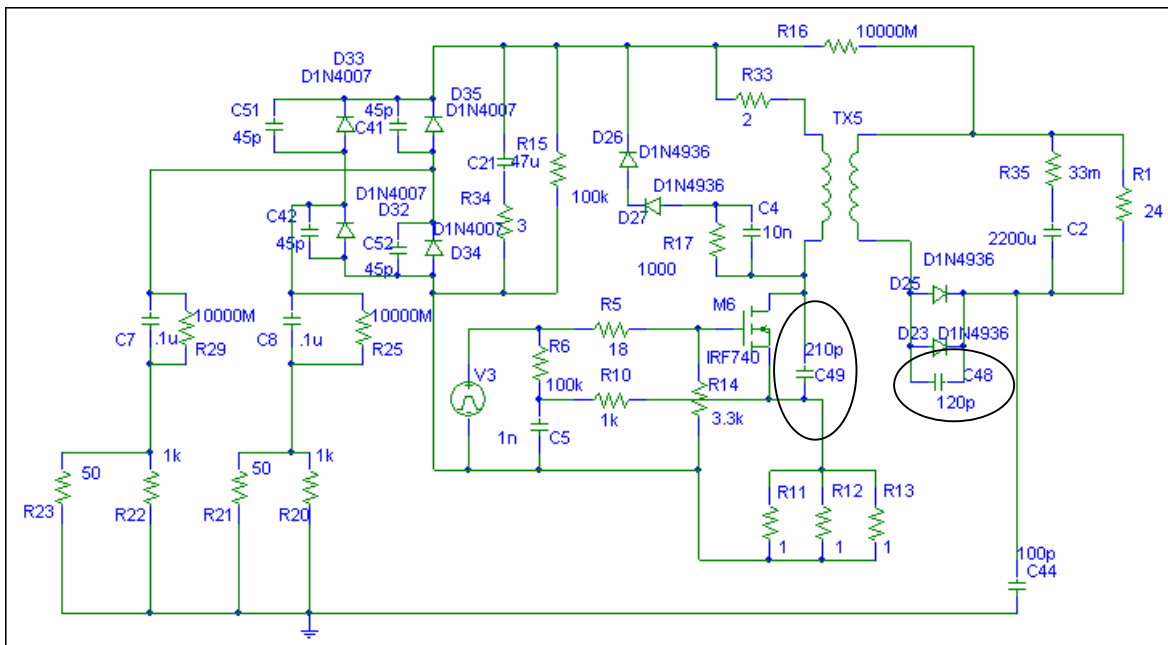


Figura 5.18 - Quarto circuito simulado.

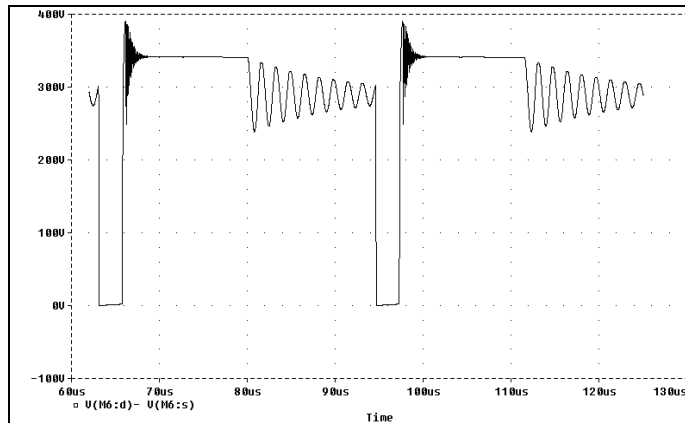


Figura 5.19 - Tensão dreno-fonte.

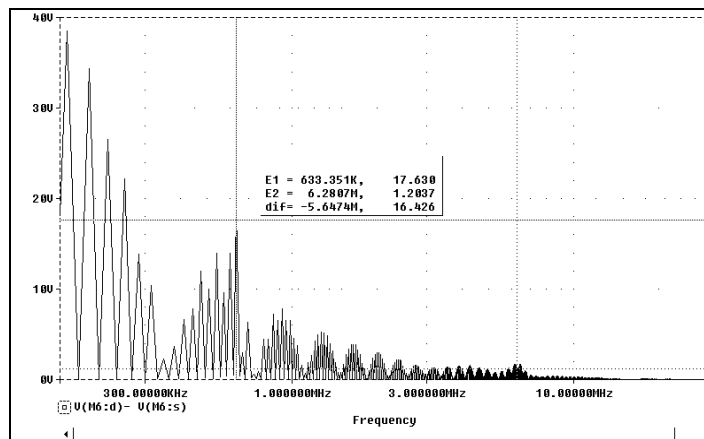


Figura 5.20 - Espectro harmônico da tensão dreno-fonte

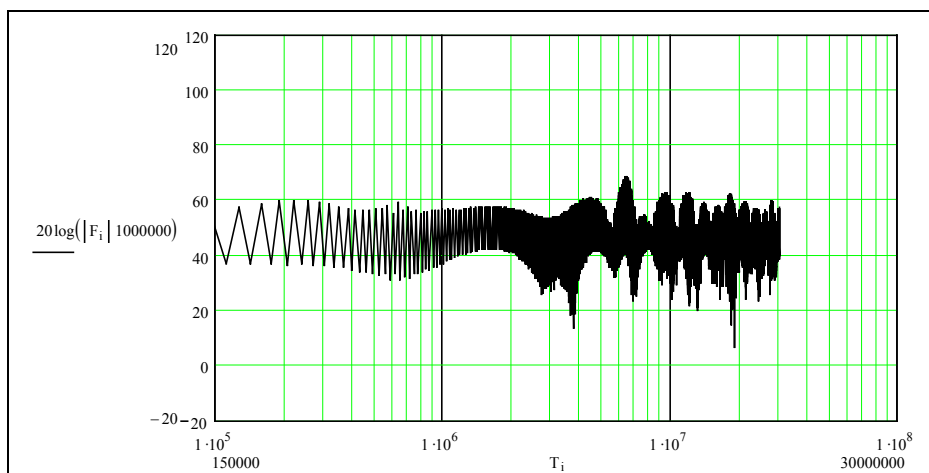


Figura 5.21 - EMI conduzida medida para o circuito da Fig 5.18.

Observando a figura 5.21, comparando com a Fig. 5.17, nota-se que a EMI conduzida propaganda não apresentou mudanças significativas. Analisando as Figuras 5.19 e 5.20 verifica-se que a tensão dreno-fonte se aproximou mais do resultado experimental. Isto é também observado nas figuras 5.20 e 5.21 com a elevação de um harmônico perto dos 600kHz. O ruído nesta região de freqüência está associado à comutação do MOSFET(M6).

Pode-se notar também que a partir de 4MHz até 10MHz ocorreram alterações na EMI medida. Isto mostra que o ruído gerado, nesta faixa de freqüência, está associado a estas não-idealidades acrescentadas.

A Fig. 5.22 mostra o quinto circuito simulado, a fig. 5.23 mostra a tensão dreno fonte, a Fig. 5.24 mostra o espectro harmônico da tensão dreno fonte e a Fig. 5.25 mostra a EMI associada a este circuito.

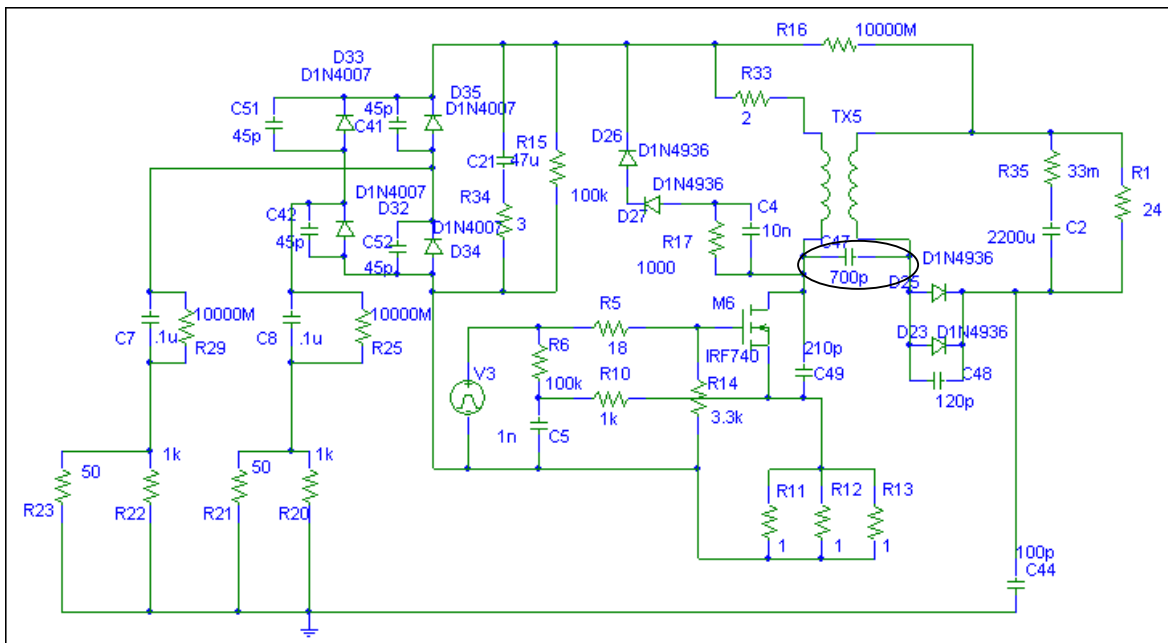


Figura 5.22 - Quinto circuito simulado.

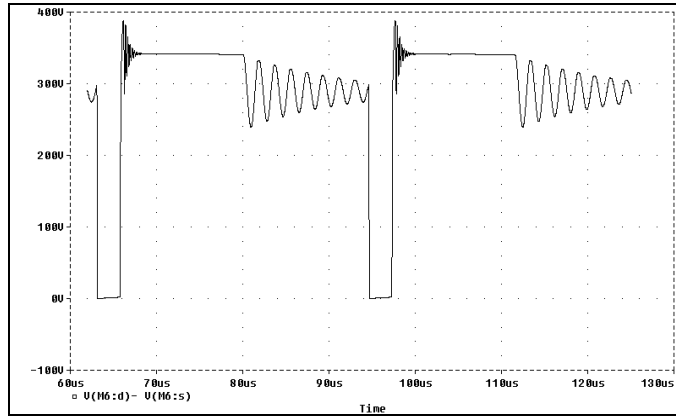


Figura 5.23 - Tensão dreno-fonte.

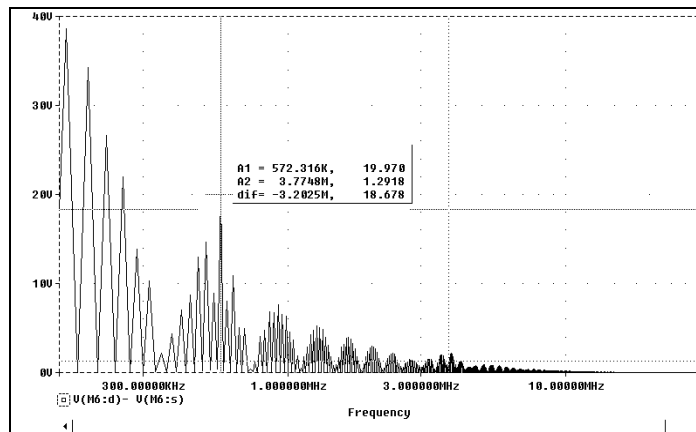


Figura 5.24 - Espectro harmônico tensão dreno-fonte.

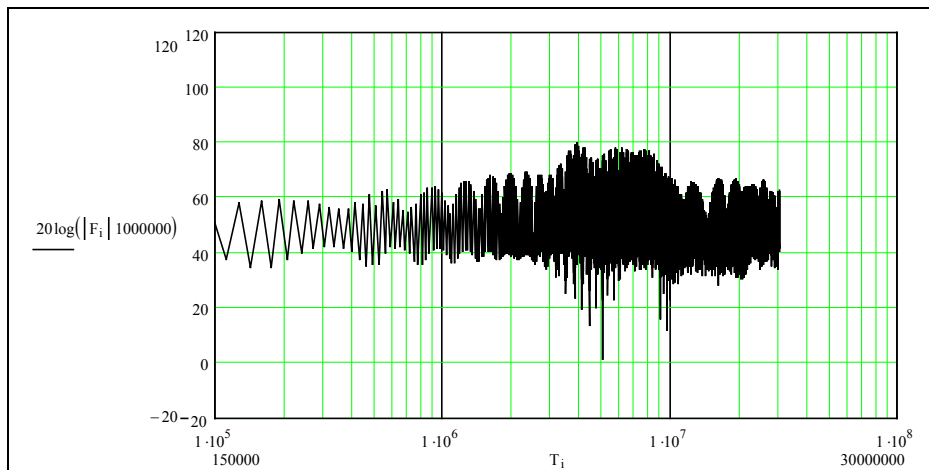


Figura 5.25 - EMI conduzida medida para o circuito da Fig 5.22.

Analisando o resultado apresentado na Fig. 5.25 percebe-se a grande influência da capacitância entre os enrolamentos do transformador na EMI conduzida propagada. É interessante observar que esta capacitância (C47) influenciou nas altas frequências, numa faixa que vai de 3MHz até 30MHz. Nesta faixa de frequência o ruído medido aproximou-se muito do resultado experimental. A influência da capacitância de acoplamento entre os enrolamentos na EMI propagada por um conversor é conhecida. Porém, este fenômeno não é fácil de ser isolado e estudado. Aqui compreende-se como a simulação pode ser uma grande arma na análise da EMI em um conversor estático.

A Fig. 5.26 mostra o último circuito simulado. Quando acrescenta-se o capacitor C43 completa-se o circuito apresentado na Fig. 5.3. A Fig. 5.27 mostra a forma de onda da tensão dreno-fonte do MOSFET (M6), a Fig. 5.28 mostra o espectro harmônico da tensão dreno-fonte do MOSFET e a Fig. 5.29 mostra a EMI conduzida que é medida pela LISN.

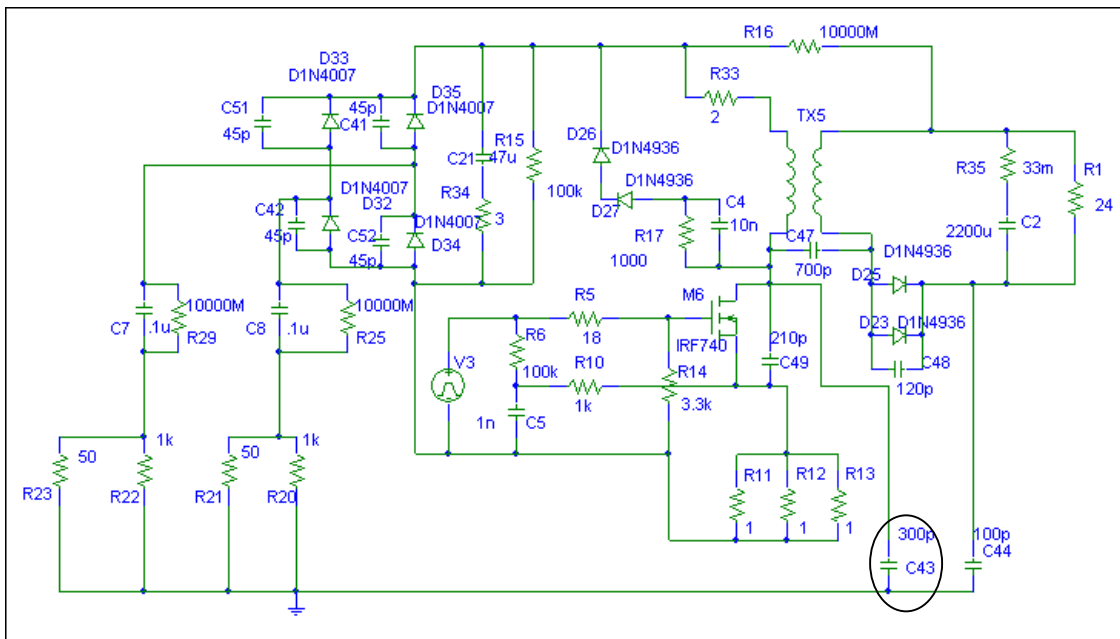


Figura 5.26 - Sexto circuito simulado.

Os resultados mostram que a capacitância (C43), que representa o acoplamento capacitivo dreno/dissipador/terra, tem uma maior influência na faixa de frequência que vai de 150kHz até 3MHz. Assim como a capacitância de acoplamento entre os enrolamentos do transformador, a influência do caminho associada capacitância dreno/dissipador/terra é conhecida e também de difícil análise.

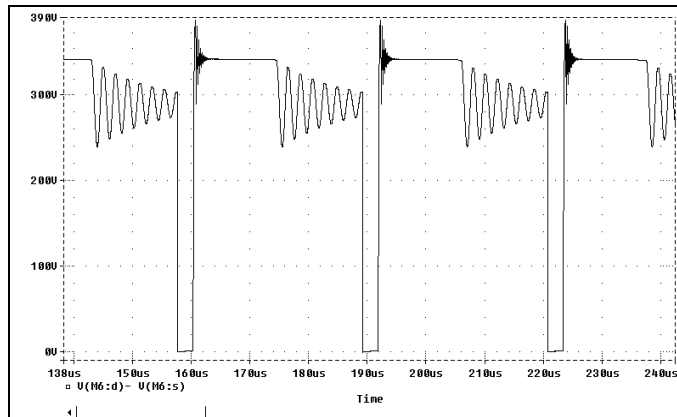


Figura 5.27 - Forma de onda da tensão dreno-fonte no MOSFET.

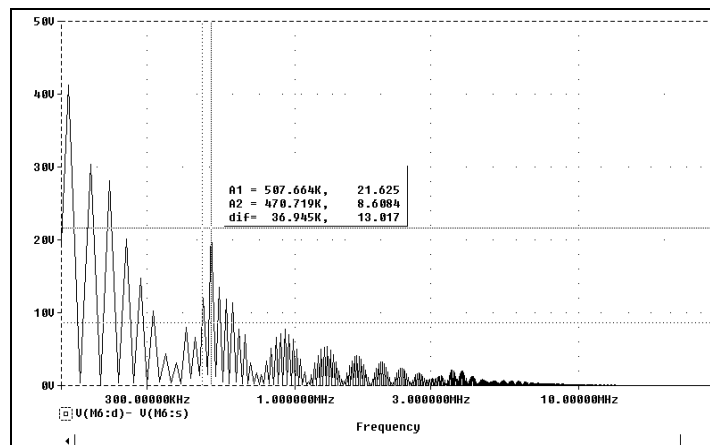


Figura 5.28 - Espectro harmônico da tensão dreno-fonte no MOSFET.

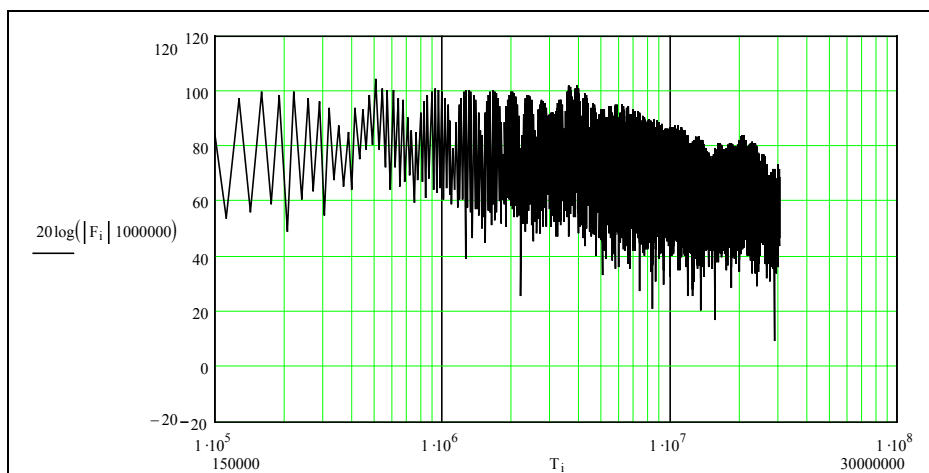


Figura 5.29 - EMI conduzida medida na LISN.



Pode-se acrescentar outras não-idealidades que tornariam o resultado ainda mais próximo do experimental. Porém, com os resultados obtidos já se pode ter uma excelente noção dos mecanismos que envolvem a geração e propagação da EMI no conversor em estudo.

## **5.2 - RESULTADOS VIA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *PUSH-PULL***

Continuando os estudos de conversores via simulação a seguir apresenta-se os resultados obtidos, por simulação, para duas estruturas analisadas que também foram experimentalmente no capítulo 4:

- Um inversor *push-pull* convencional
- Um inversor *push-pull* com *snubber* (LC) de auxílio à comutação.

Pretende-se mostrar, novamente, a grande utilidade da simulação na análise da EMI conduzida gerada por estruturas de potência. Poder-se-a observar que, via simulação, é possível analisar e comprovar a eficácia de técnicas de redução da EMI gerada e propagada por conversores estáticos. As técnicas de redução que são analisadas visam alterar as características da comutação. A primeira analisa e compara a EMI conduzida gerada por um conversor *push-pull* convencional e um conversor *push-pull* com *snubber* de auxílio à comutação. A segunda analisa o efeito da variação da frequência de comutação na EMI conduzida gerada por um conversor *push-pull* convencional.

### **5.2.1 - ANÁLISE DO CONVERSOR *PUSH-PULL* CONVENCIONAL E COM *SNUBBER* LC DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO**

A Fig. 5.30 apresenta o inversor *push-pull* convencional simulado. As não idealidades acrescentadas ao circuito ideal apresentado na Fig. 4.14 estão ressaltadas. A Fig. 5.31 apresenta a EMI conduzida medida na simulação do conversor apresentado na Fig. 5.30.

Comparando o resultado obtido por simulação com o resultado obtido experimentalmente mostrado na Fig. 4.17, percebe-se que, novamente, conseguiu-se reproduzir via simulação a EMI conduzida propagada a partir de um conversor estático.

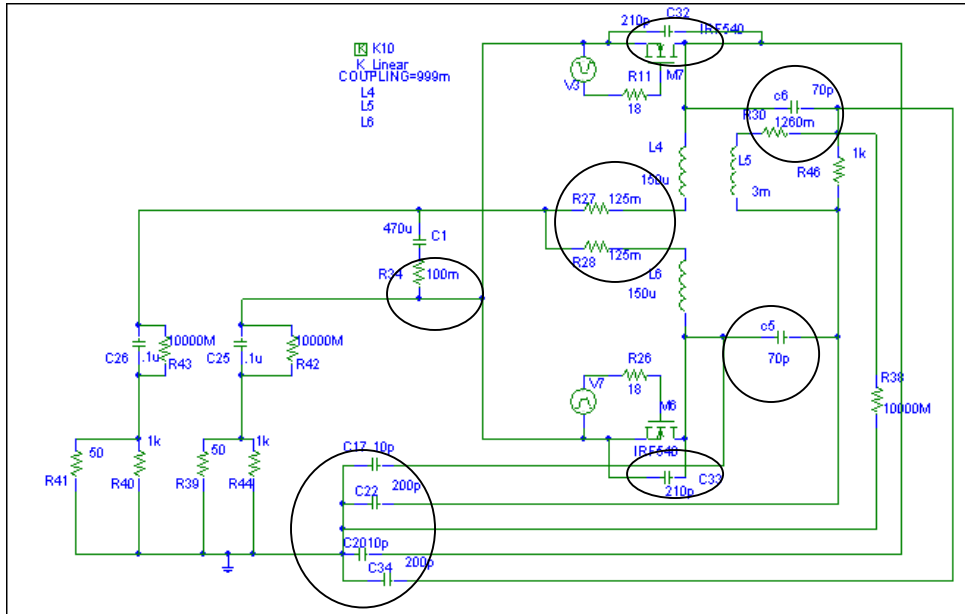


Figura 5.30 - Inversor *push-pull* convencional simulado

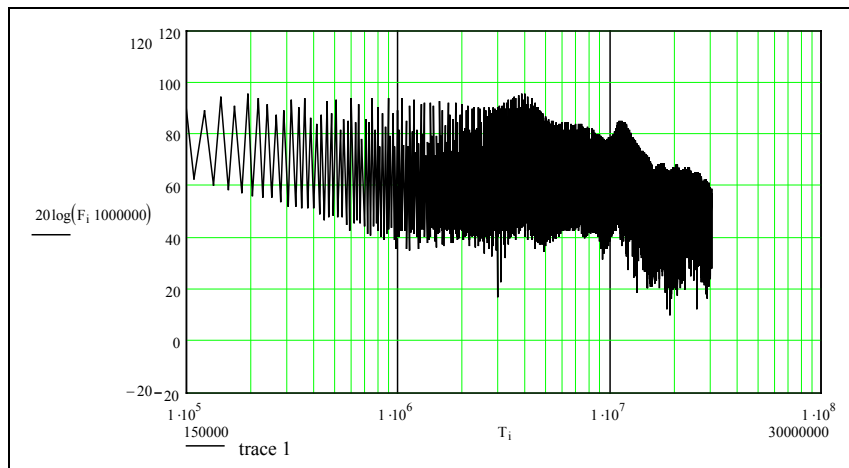


Figura 5.31 - EMI conduzida medida no inversor *push-pull* convencional simulado

A Fig. 5.32 apresenta o inversor *push-pull* com capacitor de auxílio à comutação. Ao circuito convencional é acrescentado um capacitor ressonante indicado na figura 5.32. A Fig. 5.33 apresenta a EMI medida na simulação do conversor apresentado na Fig. 5.32.

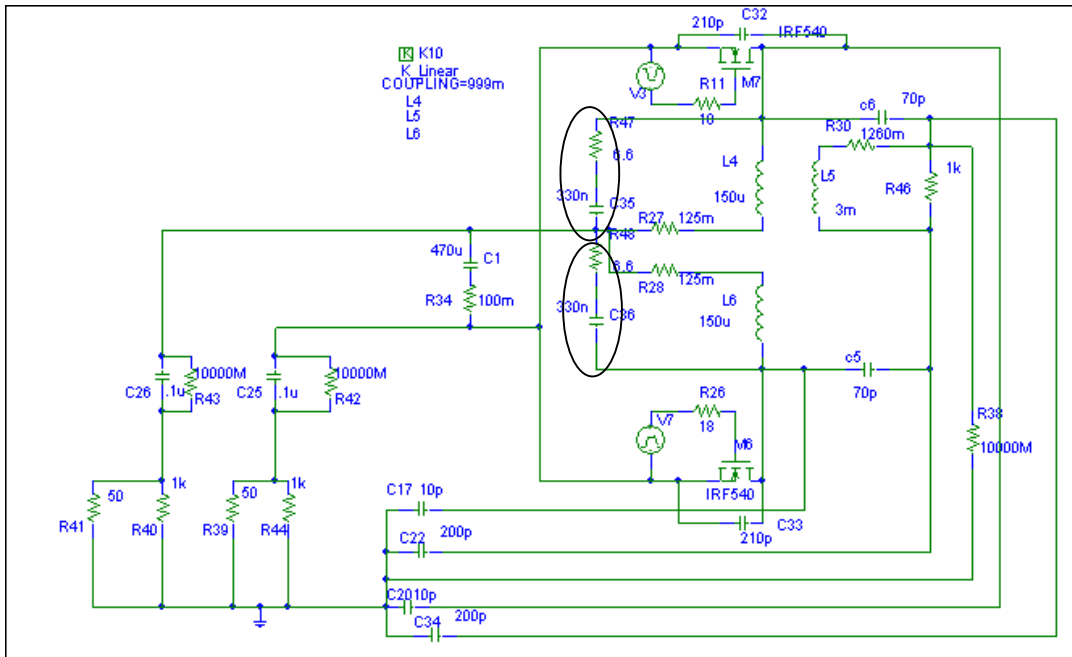


Figura 5.32 - Inversor *push-pull* com capacitor auxílio à comutação.

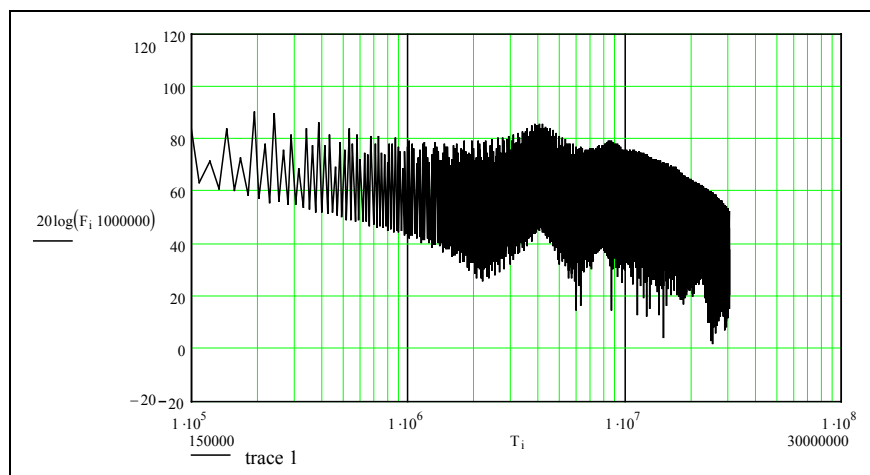


Figura 5.33 - EMI conduzida medida no inversor *push-pull* com capacitor de auxílio à comutação

Comparando os resultados experimentais, apresentados nas figuras 4.17 e 4.21, e os resultados obtidos na simulação, apresentados nas figuras 5.31 e 5.33, pode-se perceber que os mesmos estão muito próximos um do outro. Isto mostra que se pode estudar a aplicação de técnicas de redução EMI via simulação.

## 5.2.2 - ANÁLISE DO CONVERSOR *PUSH-PULL* CONVENCIONAL COM VARIACÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO

Uma outra forma de reduzir a EMI gerada na comutação é alterar a frequência de operação das chaves. A Fig 3.26 apresenta o efeito da frequência no espectro harmônico gerado durante a comutação. A seguir é apresentado um estudo por simulação, da EMI conduzida emitida por um inversor *push-pull* convencional, variando sua frequência de operação. O inversor é analisado nas frequências de 4kHz e 34kHz. Os resultados de simulação são comparados com os resultados experimentais obtidos no capítulo 4.

A Fig. 5.34 mostra a EMI conduzida gerada pelo inversor operando numa frequência de 34kHz.

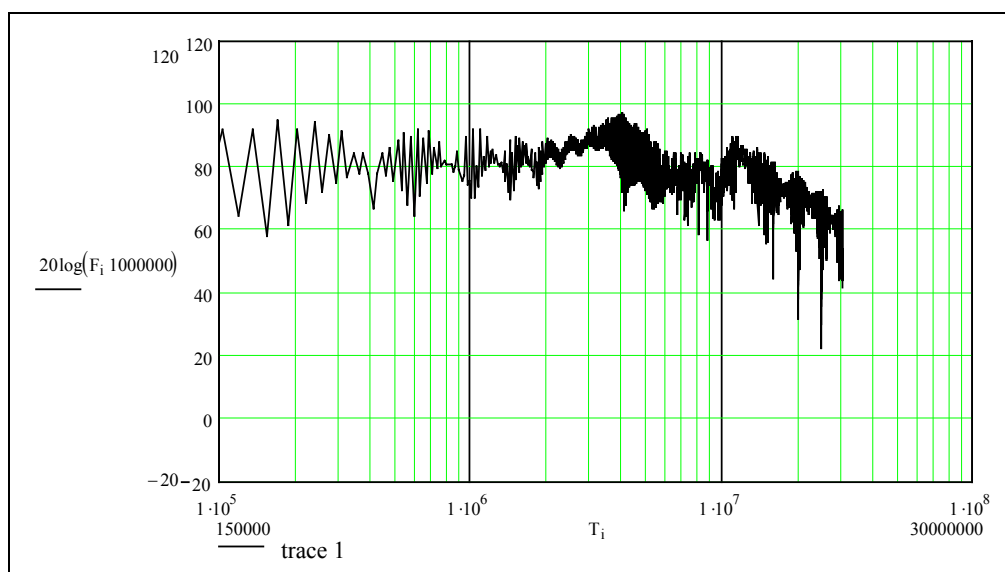


Figura 5.34 - EMI conduzida medida no inversor *push-pull* convencional operando com frequência de 34kHz

A Fig. 5.35 apresenta a EMI conduzida gerada pelo inversor operando numa frequência de 4kHz.

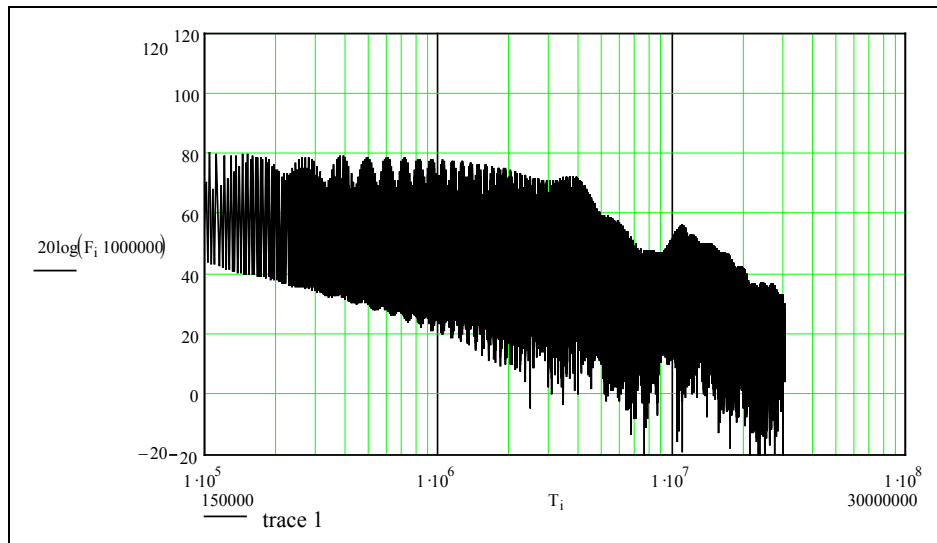


Figura 5.35 - EMI conduzida medida no inversor *push-pull* convencional operando com frequência de 4kHz.

Observando as Fig. 5.34 e 5.35 e comparando com a Fig. 4.23 e 4.28, pode-se novamente constatar a viabilidade da simulação no estudo de técnicas para redução da EMI conduzida gerada por conversores estáticos. Isto porque os resultados obtidos experimentalmente e por simulação estão muito próximos uns dos outros.

Os resultados obtidos por simulação no estudo do inversor *push-pull* são de grande importância para um projetista. Ainda nas etapas de projeto e de desenvolvimento de um conversor o projetista pode avaliar e aplicar soluções para redução da EMI conduzida gerada e/ou propagada por um conversor. Além de poder testar diferentes topologias, o projetista pode também variar parâmetros de projeto, sempre com o objetivo de reduzir a EMI associada a um conversor estático.

### 5.3 - CONCLUSÕES

O capítulo 5 apresenta o estudo, via simulação, da EMI conduzida gerada e propagada por um conversor estático. Os resultados apresentados são validados comparando os mesmos com os resultados experimentais obtidos no capítulo 4, mostrando a viabilidade e importância da simulação como ferramenta no estudo da EMI conduzida gerada e

propagada por um conversor estático. Para este estudo são analisados um conversor flyback e um *push-pull*.

É mostrado que a geração e a propagação da EMI conduzida depende das características da comutação dos semicondutores e dos elementos, parasitas ou não, que compõem os conversores.

Na simulação do conversor flyback conseguiu-se reproduzir o fenômeno das oscilações (*ringing*) mostrado no capítulo 4. Pode-se perceber a influência de capacitâncias de acoplamento nestas oscilações.

Também com os resultados obtidos com a simulação do conversor flyback, percebe-se a influência, na EMI conduzida gerada e propagada, da capacitância de acoplamento entre os enrolamentos do transformador e da capacitância de acoplamento dreno/dissipador/terra. É possível analisar em que faixa de frequência, do espectro da EMI conduzida propagada, estas capacitâncias influenciam. Este é um resultado importante porque a existência destas capacitâncias é conhecida, porém seu estudo e efeito são de difícil comprovação.

Com os resultados obtidos com a simulação do conversor *push-pull* mostra-se que é possível estudar técnicas de redução da EMI conduzida gerada e propagada utilizando a simulação. São analisadas as técnicas de variação da frequência e uso de estrutura ressonante, onde se percebe a influência dos tempos de comutação e da variação da frequência na EMI conduzida gerada e propagada por um conversor estático.

Os resultados obtidos com o estudo por simulação são de grande importância para um projetista. Além de poder determinar que elementos estão influenciando na EMI conduzida gerada e propagada é possível também estudar a viabilidade de técnicas de redução desta EMI.

Um aspecto importante no estudo por simulação da EMI conduzida, gerada e propagada por um conversor estático é que o projetista, ao modelar o conversor para determinar esta EMI, passa a ter um conhecimento muito maior deste fenômeno, evidenciando a

importância/validade da simulação como ferramenta de análise da EMI associada a conversores estáticos.

## **CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA CONTINUIDADE DOS ESTUDOS**

Os problemas com a EMI em conversores estáticos e a preocupação em resolvê-los não é algo recente. Porém, freqüentemente são utilizadas técnicas como filtros e blindagem que visam mais evitar a propagação para fora do conversor do que evitar a sua geração. Estas técnicas deveriam ser utilizadas, somente quando outras técnicas não fossem suficientes para colocar os equipamentos em conformidade com as normas. Porém para que o projetista possa fazer isto é necessário que o mesmo tenha um conhecimento mais profundo das causas (fontes) e dos caminhos de propagação que levam a EMI para fora do conversor, para então poder aplicar mais eficientemente as técnicas de redução de EMI.

Esta tese tem o objetivo de contribuir na compreensão dos mecanismos associados à geração e propagação da EMI em conversores estáticos. Na introdução é justificado o estudo desta EMI quando são apresentados resultados experimentais nos quais são comparados dois reatores para lâmpadas fluorescentes. Um convencional (eletromagnético) e um eletrônico que utiliza um conversor estático para converter e controlar a energia fornecida para a lâmpada. Os resultados mostram que o reator convencional apresenta-se em conformidade com as normas reguladoras. Já o reator eletrônico apresenta um nível de EMI acima do permitido por estas normas.

Depois de justificada a necessidade do estudo da EMI propagada por equipamentos, que têm em sua estrutura conversores estáticos, são apresentados, no primeiro capítulo, os conceitos básicos relacionados à compatibilidade eletromagnética. Conceitos como transmissor, receptor, meio de propagação, EMI conduzida, EMI radiada, unidades de medida, emissão, susceptibilidade e procedimentos para medida da EMI.

No capítulo 2 são apresentados os aspectos mais importantes relacionados às normas reguladoras de EMI. A norma IEC/CISPR é analisada com mais detalhes por que atualmente ela tem sido adotada como padrão/referência por outras normas. A IEC/CISPR é adotada como referência nos estudos experimentais desenvolvidos no capítulo 4.



No capítulo 3 os conceitos de compatibilidade eletromagnética são aplicados em conversores estáticos com o objetivo de determinar como a EMI é gerada e como se propagada a partir de um conversor estático. É mostrado que a geração da EMI está relacionada com a comutação dos semicondutores que compõem o conversor estático. Esta comutação tem associada a ela um espectro de frequência no qual os harmônicos têm uma amplitude (energia) que depende de fatores como, frequência de comutação, razão cíclica, tempo de entrada em condução, tempo de bloqueio e amplitude da grandeza comutada. A propagação desta energia depende da impedância (caminho) encontrada por cada harmônico gerado na comutação. Harmônicos de frequências diferentes propagam-se por caminhos com impedâncias diferentes. Estas impedâncias dependem dos componentes (R,L,C) e não-idealidades (parasitas e de acoplamento) que compõem o conversor. Assim no capítulo 3 são apresentadas as não-idealidades que podem surgir em um conversor estático. Não-idealidades como capacitores e indutores parasitas e de acoplamento.

Também no capítulo 3 são apresentadas técnicas para reduzir a EMI gerada e propagada por um conversor estático. O projetista deve preocupar-se primeiro em reduzir a EMI gerada atuando em fatores como razão cíclica, frequência, tempos de comutação e topologia da estrutura de potência do conversor. Depois o projetista deve evitar a propagação da EMI, a partir do conversor, usando técnicas que podem dificultar a propagação do ruído pelo aumento da impedância ou confinando o ruído oferecendo um caminho (retorno) de menor impedância.

O capítulo 4 apresenta um estudo experimental com o objetivo de analisar aspectos da EMI conduzida gerada e propagada por conversores estáticos. Primeiro é analisado o efeito na EMI conduzida propagada por conversores estáticos quando estes conversores são associados em cascata e paralelo. Depois é realizada uma análise da influência da comutação nesta mesma EMI conduzida.

Com o experimento da associação cascata/paralela percebe-se que quando associamos os conversores ocorre uma superposição da EMI conduzida propagada individualmente por cada conversor. O conhecimento desta característica é importante para um projetista quando o mesmo estiver projetando um conversor que tenha em sua estrutura as associações em cascata ou paralela. No caso de ocorrerem problemas de EMI propagada, o

projetista deve primeiro reduzir a EMI, gerada e propagada individualmente em cada conversor para somente depois atuar na associação.

No estudo da influência da comutação na EMI conduzida, gerada e propagada são analisados um conversor *flyback* e um *push-pull* convencional. Na análise do conversor *flyback* percebe-se a influência das oscilações (*ringing*), que aparecem na comutação, na EMI conduzida, gerada e propagada pelo conversor. É mostrado que o harmônico relacionado a estas oscilações se destaca em amplitude, tanto na geração (comutação) como na propagação (EMI conduzida medida).

Este mesmo conversor *flyback* é modelado e simulado no capítulo 5. Com a simulação consegue-se reproduzir a comutação (geração da EMI) e medir a EMI conduzida propagada a partir do conversor. Ao se modelar o conversor, são incluídas não-idealidades e avaliado a influência destas na geração e propagação da EMI conduzida. Percebe-se que estas não-idealidades caracterizam o espectro harmônico da comutação (geração) e são elas que estabelecem os caminhos pelos quais esta EMI se propaga. Um ponto importante na análise por simulação do conversor *flyback* é que se consegue determinar de uma forma muito clara a influência das não-idealidades, capacitância de acoplamento entre enrolamentos do transformador e capacitância de acoplamento dreno/dissipador/terra, na EMI conduzida propagada pelo conversor. Experimentalmente seria muito difícil evidenciar estes efeitos.

Na análise experimental do conversor *push-pull* é mostrada a influência da frequência e dos tempos de comutação na EMI conduzida, gerada e propagada pelo conversor *push-pull* analisado. Primeiro é analisado o efeito da frequência, variando-se a mesma a partir de uma frequência de referência. É observado que o aumento da frequência de comutação aumenta, em uma determinada faixa de frequência, a EMI conduzida propagada pelo conversor e que a redução da frequência provoca a redução desta EMI. Porém à medida que a frequência é reduzida nota-se que a EMI conduzida reduz-se até um determinado limite. Isto mostra que o conversor tem uma curva característica de propagação de EMI conduzida, que a partir de um determinado ponto independe da frequência.

Após a análise da influência da frequência é realizado um estudo do efeito dos tempos de comutação. Este estudo é feito acrescentando à estrutura de um conversor *push-pull* convencional um capacitor ressonante. A inclusão deste capacitor ressonante diminui o  $dv/dt$  relacionado com a comutação. É observada uma grande redução dos harmônicos relacionados com a comutação (geração da EMI) e da EMI conduzida propagada pelo conversor. O capacitor ressonante atua como filtro localizado, oferecendo um caminho de menor impedância para o ruído, confinando o mesmo e evitando a propagação, por condução, da EMI para fora do conversor. A utilização da ressonância se mostrou mais eficiente do que a redução da frequência no que se refere à redução da EMI conduzida propagada pelo conversor *push-pull*.

O conversor *push-pull* também é analisado por simulação no capítulo 5. Seguindo o mesmo procedimento realizado no conversor *flyback*, inicialmente são acrescentadas as não-idealidades e depois é determinada por simulação a EMI conduzida, gerada e propagada pelo conversor *push-pull*. Por simulação, como estudado experimentalmente no capítulo 4, são feitas as análises de variação da frequência de comutação e inclusão do capacitor ressonante. Comparando os resultados de simulação com os experimentais percebe-se que através da simulação pode-se estudar técnicas de redução da EMI conduzida propagada por um conversor. Um projetista após modelar o conversor pode, via simulação, avaliar técnicas de redução da EMI conduzida e implementá-las somente se forem obtidos resultados satisfatórios.

Esta tese tem, também, um grande aporte na área de ensino da EMC/EMI pois oferece uma poderosa ferramenta para a compreensão deste fenômenos.

Das conclusões apresentadas pode-se ressaltar que:

- É necessário o estudo da EMC relacionada aos conversores estáticos visando entender melhor como ocorre a geração e propagação da EMI a partir destes conversores. Principalmente para que se possa colocar os mesmos em conformidade com as normas reguladoras.
- Conseguiu-se reproduzir a geração e a propagação da EMI a partir de um conversor estático utilizando a modelagem via software de simulação.

- Os resultados apresentados comprovam a validade do uso da simulação para estudar os mecanismos de geração e propagação da EMI em conversores estáticos.
- Através da simulação pode-se avaliar a viabilidade de aplicar determinadas técnicas para reduzir a EMI conduzida, gerada e propagada por um conversor estático.
- Com os resultados experimentais e de simulação apresentados foi comprovada a influência dos parâmetros relacionados com a comutação na EMI conduzida, gerada e propagada por um conversor estático.
- Diminuir a frequência de oscilação é uma técnica que mostrou apresentar limites.
- A ressonância mostrou-se como uma técnica eficaz na redução da EMI gerada e propagada por um conversor estático.
- Também, com os resultados experimentais e de simulação percebeu-se a influência das não-idealidades que compõem um conversor estático na EMI gerada e propagada.
- Com o estudo via simulação do conversor *flyback* conseguiu-se perceber, de uma forma muito nítida, a influência das capacitâncias de acoplamento entre os enrolamentos de um transformador e de acoplamento dreno/dissipador/terra. Isto mostra que se pode determinar em quais não-idealidades deve-se atuar para resolver possíveis problemas em determinadas faixas de frequências.
- Para que se possa estudar via simulação a EMI associada a conversores estáticos, é necessário que o projetista/pesquisador tenha um bom conhecimento do conversor em análise, do software de simulação utilizado e dos princípios de EMC/EMI associados a estes conversores estáticos.

Diante destas conclusões apresenta-se como possibilidade de trabalhos futuros os seguintes pontos:

- Utilizar a simulação para otimizar o projeto e teste de filtros de linha.
- Como apresentado, os transformadores, e de uma maneira mais geral os elementos magnéticos, têm grande influência na propagação da EMI. Assim é necessário um estudo mais detalhado destes elementos. É necessário otimizar os modelos dos transformadores, buscar diferentes técnicas de fabricação, diferentes materiais e utilizar a simulação para projetar e testar estes modelos.
- Deve-se dar continuidade aos estudos via simulação analisando outras estruturas.

- Deve-se estudar via simulação o conversor estático não somente como fonte, mas também como receptor de EMI.
- Estudar, via simulação, outras técnicas de redução de EMI já existentes e procurar desenvolver novas.
- Acrescentar, aos modelos simulados, não-idealidades referentes a outros elementos que podem ser inseridos em um conversor estáticos. Exemplo: Elementos de proteção como varistores e termistores.
- Estudar a possibilidade de utilizar não-idealidades, associadas ao *layout* da placa de circuito impresso, na redução da EMI gerada e propagada por um conversor.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

### • LIVROS

- [1] PAUL, C. R. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. New York: Wiley-Interscience, 1992.
- [2] TIHANYI, L. *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*. Oxford: Butterworth-Heinemann, 1995.
- [3] PEREZ, R. *Handbook of Electromagnetic Compatibility*. Academic Press, Inc., 1995.

### • NORMAS TÉCNICAS

- [4] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part I: Radio disturbance and immunity measuring apparatus. CISPR 16-1, Genebra, 1993.
- [5] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods. Part II: Methods of measurement of disturbances and immunity. CISPR 16-2, Genebra, 1996.
- [6] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Limits and methods of electromagnetic disturbance characteristics of industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment. CISPR 11, Genebra, 1990.
- [7] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Limits and methods of radio disturbance characteristics of information technology equipment. CISPR 22, Genebra, 1993.

- **DISSERTAÇÃO**

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

- **ARTIGOS EM ANAIS**

- [9] ROSSETTO, L.; BUSO, S.; SPIAZZI, G. *Conducted EMI Issues in a Boost PFC Design*. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE (20.: 1998). *INTELEC'98 Record*. p. 188-195.
- [10] SPIAZZI, G.; POMILIO, J. A. *Interaction Between EMI Filter and Power Factor Pre regulators with Average Current Control: Analysis and Design Considerations*. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION – APEC'99 (14.: Mar. 1999). v. 1. 1999. p. 382-388.
- [11] SPIAZZI, G.; ROSSETTO, L.; POMILIO, J. A. *Analysis of EMI Filter Induced Instabilities in Boost Power Factor Pre regulators*. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'98 (29.: May. 1998). v. 2. 1998. p. 1048-1053.
- [12] SPIAZZI, G.; ZUCCATO, A.; TENTI, P. *Analysis of Conducted and Radiated Noise of Soft-Switched Flyback DC-DC Converter*. In: TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE – INTELEC'96 (18.: Oct. 1996). 1996. p. 297-304.
- [13] NAVE, M. J. *The Effect of Duty Cycle on SMPS Common-Mode Emissions: Theory and Experiment*. In: IEEE NATIONAL SYMPOSIUM ON EMC (May 1989). *Proceedings*, 1989. p. 211-216.
- [14] NAVE, M. J. *Prediction of Conducted Emissions in Switched Mode power Supplies*. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 167-173.
- [15] ZHANG, Y. F.; YANG, L.; LEE, C. Q. *Spectral Analysis and EMI Comparison of PWM, Quasi-Resonant, and Resonant Converters*. In: MIDWEST SYMPOSIUM

- ON CIRCUITS AND SYSTEMS (37.: Aug. 1994). *Proceedings*, v.2., 1994. p. 1285-1288.
- [16] DONGBING ZHANG; CHEN, D. Y.; NAVE, M. J. *et al. Measurement of Noise Source Impedance of off-line Converters*. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION – APEC'98 (13.: Feb. 1998). v. 2. 1998. p. 918-923.
- [17] DONGBING ZHANG; CHEN, D. Y.; LEE, F. C. *An Experimental Comparison of Conducted EMI Emissions Between a Zero-Voltage Transition Circuit and a Hard Switching Circuit*. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION – APEC'96. v. 2. 1992. p. 1992-1997.
- [18] BOWLES, B. A.; PAUL, C. R. *Modeling Interference Properties of SMPS DC Power Distribution Buses*. In: IEEE NATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1989. p. 119-126.
- [19] TANG, G. *Surface Mount Capacitor Loop Inductance Calculation and Minimization*. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. v. 1. 1998. p. 505-510.
- [20] MONTROSE, M. I. Overview on Design Techniques for Printed Circuit Board Layout used in High Technology Products. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. 1991. p. 61-66.
- [21] TEULINGS, W.; SCHANEN, J. L.; ROUDET, J. *A New Technique for Spectral Analysis of Conducted Noise of a SMPS Including Interconnects*. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'97 (28.: June 1997). v. 2. 1997. p. 1516-1521.
- [22] CREBIER, J. C.; ROUDET, J. L. *Problems Using LISN en EMI Characterization of Power Electronics Converters*. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'99 ( July 1999). v. 2. 1999. p. 1420-1425.
- [23] HARDIN, K. B.; McCLURE, G.; MENKE, R. *Methods for Identifying Causes of EMI Emissions from Switched Mode Power Applications*. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY. v. 2. 2001. p. 1092-1096.



- [24] BRUNO, A. B. *Conducted Emissions Models for Switching Power Supplies*. In: IEEE EMC Society Symposia Records (1955 to 1995) CD-ROM. p. 188-196.
- [25] TANG, Y.; ZHU, H.; SONG, B. *et al. EMI Experimental Comparison of PWM Inverters between Hard- and Soft-Switching Techniques*. In: POWER ELECTRONICS IN TRANSPORTATION (Oct. 1998). 1998. p. 71-77.
- [26] PRIETO, R.; ASENSI, R.; COBOS, J. A. *et al. Model of the Capacitive Effects in Magnetic Components*. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE – PESC'95 (26.: June 1995). v. 2. 1995. p. 678-683.

• **PUBLICAÇÕES**

- [27] BARBI, I. *Projetos de Fontes Chaveadas*. INEP/EEL/UFSC. Publicação interna, 1990.
- [28] POWER INTEGRATIONS Inc. *Techniques for EMI and Safety*. Application Note AN-15, 1996.
- [29] MOTOROLA, Inc. *System Design and Layout Techniques for Noise Reduction in MCU-Based Systems*. Application Note AN-1259, 1995.
- [30] CHEN, D. Y. *Conducted EMI in Switching Power Supplies*. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE (May 1998: Fukoka). *Tutorial*. Fukoka, Japan, 1998.
- [31] MUELLER, K.O; STECHER, M. *EMC – Legislation and Standards*. ROHDE & SCHWARZ. Inc. Publication, 1998.
- [32] ARMSTRONG, K. *Design Techniques for EMC*. <http://www.compliance-club.com/KeithArmstrongPortfolio.htm>.
- [33] \_\_\_\_\_. *EMC for Systems and Installations*. <http://www.compliance-club.com/KeithArmstrongPortfolio.htm>.
- [34] \_\_\_\_\_. *EMC Testing*. <http://www.compliance-club.com/KeithArmstrongPortfolio.htm>.

[35] O'HARA, M. *Pre-Compliance Testing the Conducted Line Emissions of DC Supplied Circuits*. Newport Components Ltd., Application Note, 1998.

- **MANUAIS**

[36] ROHDE & SCHWARZ. *ESPC EMI Test Receiver – Operating Manual*. Munich, 1995.

[37] ROHDE & SCHWARZ. *ESH3-Z5 V-Artificial Mains Network – Operating Manual*. Munich, 1995.

[38] ROHDE & SCHWARZ. *EMC Test Cell S-LINE 700 – Operating Manual*. Munich, 1998.

- **ARTIGOS PUBLICADOS**

[39] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Electromagnetic Interference in Static Converters Due Switching Ringing. In: INDUSTRIAL APPLICATION CONFERENCE (4. : Nov. 2000 : Porto Alegre). *Proceedings of the INDUSCON 2000*. p. 640-645.

[40] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. The Impact of the Commutation on Electromagnetic Interference Generated in Static Converters. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (6. : Nov. 2001 : Florianópolis). *Anais do COBEP 2001*. p. 384-387.

[41] de LIZ, M. B.; SCHLICHTING, L. C. M.; RAIZER, A. Considerations in Designing the Printed Circuit Boards of Switching Power Supplies. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (6. : Nov. 2001 : Florianópolis). *Anais do COBEP 2001*. p. 388-392.

[42] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Influence of Changes on the Switching Frequency in the Electromagnetic Interference Generated by a Static

- Converter. In: INDUSTRIAL APPLICATION CONFERENCE (5. : July 2002 : Salvador). *Proceedings of the INDUSCON 2002*. p. 381-385.
- [43] NYLAND, F.; SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Analysis of Harmonic Distortion and Electromagnetic Interference Due to Electronic and Electromagnetic Ballasts. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (10. : Oct. 2002 : Rio de Janeiro). *Proceedings of the 10<sup>th</sup> ICHQP*.
- [44] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Power Quality Related to Switched Mode Power Supplies Associations. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (10. : Oct. 2002 : Rio de Janeiro). *Proceedings of the 10<sup>th</sup> ICHQP*.
- [45] NYLAND, F.; SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Análise da Interferência Eletromagnética Conduzida e Radiada Devido a Reatores Eletromagnéticos e Eletrônicos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO (5. : nov. 2002 : Gramado). *Anais do CBMAG 2002*. Trabalho #73.
- [46] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. The Use Of Simulation Software for Analysis of Electromagnetic Interference Generated And Propagated In Static Converters. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (21. : Set. 2003 : Florianópolis). *Anais do COBEP 2003*. Trabalho#200.
- [47] SCHLICHTING, L. C. M.; de LIZ, M. B.; RAIZER, A. Analysis of Switching Frequency, Commutation Times and Resonant Techniques for Conducted Emi Reduction. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA (21. : Set. 2003 : Florianópolis). *Anais do COBEP 2003*. Trabalho#47.