

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

MAICON WILLIAM MACHADO DE CARVALHO

PROPOSTA DE METODOLOGIA DE PROJETO DE FILTROS DE EMISSÃO
CONDUZIDA APLICADA A CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS

JOINVILLE
2024

MAICON WILLIAM MACHADO DE CARVALHO

**PROPOSTA DE METODOLOGIA DE PROJETO DE FILTROS DE EMISSÃO
CONDUZIDA APLICADA A CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEEL, da Universidade do Estado de Santa Catarina – Udesc.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE

2024

**Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da
Biblioteca Universitária Udesc,
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Carvalho, Maicon William Machado de
Proposta de metodologia de projeto de filtros de emissão
conduzida aplicada a conversores CA-CC monofásicos /
Maicon William Machado de Carvalho. -- 2024.
153 p.

Orientador: Sergio Vidal Garcia Oliveira
Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de
Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2024.

1. Filtro de EMI. 2. Emissão conduzida. 3. modo
diferencial. 4. modo comum. 5. modo misto. I. Oliveira, Sergio
Vidal Garcia. II. Universidade do Estado de Santa Catarina,
Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

MAICON WILLIAM MACHADO DE CARVALHO

**PROPOSTA DE METODOLOGIA DE PROJETO DE FILTROS DE EMISSÃO
CONDUZIDA APLICADA A CONVERSORES CA-CC MONOFÁSICOS**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEEL, da Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC
Orientador

Membros:

Prof. Dr. Djonny Weinzierl
CCT/UDESC

Prof. Dr. Joabel Moia
IFSC

Joinville, 13 de dezembro de 2024.

A Deus, por todas as coisas que o dinheiro
não pode comprar.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Sérgio, pela orientação e parceria ao longo desse caminho.

Ao professor Yales Rômulo de Novaes pelo incentivo e atenção.

Ao professor Alessandro Luiz Batshauer pelo conhecimento e experiência compartilhados.

À amiga Cíntia Tacla Gehring Fadel, pelo incentivo e suporte sempre que precisei.

Ao padrinho Marcus V. Ostwald, por me incentivar a estudar a engenharia elétrica.

Aos membros da banca, professores Djonny Weinzierl, Joabel Moia e Luis Carlos Martinhago Schlichting, pela atenção e revisões pertinentes sugeridas para que esse trabalho tivesse qualidade e rigor.

Ao tio Eliseu, por me incentivar a permanecer quando pensei em desistir.

Ao padrinho Carlos Alfredo, pelo incentivo durante o caminho para me formar engenheiro eletricista.

À minha gata Mariana L. Montini, pela tolerância, suporte e amor nessa trajetória.

A vó Shirley, por inspirar a busca pelo saber.

Aos amigos Bruno Bertoldi e Eduardo Falchetti, pelas conversas e esclarecimentos sobre o tema.

Aos amigos Douglas Moraes de Melo e Luan de Souza de Oliveira, pela parceria nas disciplinas mais desafiadoras que cursei no mestrado.

“Eu não falhei, encontrei 10 mil soluções
que não davam certo.” (Thomas Edison)

RESUMO

O projeto de filtros de interferência eletromagnética consiste em especificar a topologia e os elementos de uma rede elétrica cuja função é atenuar sinais interferentes. Esse trabalho apresenta uma metodologia iterativa de projeto de filtros de EMI para fontes chaveadas baseada no teorema do elemento sequencial e no conceito de efeito dominante em compatibilidade eletromagnética. Para tanto, estudou-se as emissões conduzidas de modo comum, de modo diferencial e de modo misto, bem como as não idealidades dos elementos e a característica da impedância de entrada das fontes chaveadas. A partir de ensaios com três protótipos de produtos comerciais e o arcabouço de conhecimento adquirido, foi proposta essa abordagem de projeto. Nos testes práticos foram perceptíveis o efeito da ressonância do filtro de EMI e o efeito da impedância de entrada de modo misto do conversor sobre a atenuação do elemento série do filtro. Isso serviu como uma diretiva para definição de qual componente incluir ou aumentar o valor no filtro de EMI. Dessa forma, os requisitos mais restritivos das normas foram atendidos com poucas iterações e menor número de componentes que os filtros originais, evidenciando que os conceitos tomados como referência mostram-se válidos e oportunos.

Palavras-chave: Filtro de EMI; Emissão conduzida; modo diferencial; modo comum; efeito dominante; modo misto.

ABSTRACT

Electromagnetic interference filter design is about specifying circuit topology and elements, inductors and capacitors, of an electrical network whose purpose is to reduce interferential signals. This work presents an iterative methodology of EMI filter design for switched power supplies based on the sequential element theorem and the concept of dominant effect in electromagnetic compatibility. This design methodology was proposed based on experiments with three commercial off-the-shelf power supplies and knowledge about common, differential, and mixed mode emissions, as well as the non-idealities of the elements and the power supply input impedance characteristics. In practical tests, the effect of the EMI filter resonance and of the power supply's mixed mode input impedance was clearly observed, which served as a guideline for determining which component should be included or should be its value increased in the EMI filter structure. The most restrictive requirements were met with low number iterations and fewer components than the original filters, demonstrating that the concepts used as a reference are valid and useful.

Keywords: EMI filter; Design methodology; Mixed mode conducted emission; Differential mode conducted emission; Common mode conducted emission; dominant effect concept; input impedance

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –Emissão e imunidade eletromagnética em fontes chaveadas.....	16
Figura 2 – Faixa de espectro de emissão conduzida.	18
Figura 3 – Efeito da Interferência conduzida.	18
Figura 4 – Relação entre comprimento de cabo e comprimento de onda.	19
Figura 5 – Curva de custo vs. Efetividade de medidas preventivas de EMC.	21
Figura 6 – Etapas de P&D de um conversor	21
Figura 7 – Instrumentos básicos de ensaios de conformidade.....	23
Figura 8 – Esquema elétrico da rede de estabilização de impedância.....	27
Figura 9 – Conversor CC/CC Flyback	28
Figura 10 – Forma de onda da corrente de entrada do conversor Flyback.....	28
Figura 11 – Oscilações na entrada em comutação e bloqueio das células de comutação	30
Figura 12 – Conversor CA-CC com filtro capacitivo	30
Figura 13 – Circuito equivalente da corrente de ruído de modo diferencial	31
Figura 14 – Circuito equivalente de modo diferencial da LISN e do circuito equivalente de modo diferencial do conversor.....	31
Figura 15 – Conversor CA-CC com correção ativa de fator de potência.....	32
Figura 16 – Modelo equivalente de ruído do conversor CA-CC com correção de fator de potência ativo.....	33
Figura 17 – Arranjo para análise do ruído gerado pela corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora	33
Figura 18 – Sinais VA e VB na nos ramos na LISN: (a) e (b) com conversor flyback conectado ao retificador, (c) com carga R e filtro capacitivo conectado ao retificador.	34
Figura 19 - Ruído gerado pela corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora com conversor flyback como carga (Azul) e com resistor como carga (roxo).....	35
Figura 20 – Circuito de circulação da corrente de modo comum.	36
Figura 21- Tensão Vs sobre a chave do conversor e corrente de modo comum I_{CM} .37	37
Figura 22 – Circuito equivalente do ruído de modo comum da LISN e do conversor37	37
Figura 23 – Circuito equivalente de modo comum simplificado.....	37

Figura 24. Sentido de circulação da emissão de modo diferencial, de modo comum e de modo misto.	38
Figura 25. Sinal de ruído V_{L1} e V_{L2} nos ramos da LISN.	39
Figura 26. Sinais de ruído V_{L1} e V_{L2} em relação as etapas de funcionamento da ponte retificadora e da corrente de entrada do conversor CA-CC.	39
Figura 27 – Caminho de circulação da corrente de modo diferencial e de modo comum com os diodos D_1 e D_2 em condução.....	40
Figura 28 – Circulação de corrente de modo diferencial não intrínseco quando a chave entra em bloqueio (a) e entra em condução (b).	41
Figura 29 – Sinal de ruído V_F e V_N em função do bloqueio ou entrada em condução da chave.	41
Figura 30 - Circulação de corrente de modo misto quando a chave entra em condução (a) e em bloqueio (b).	42
Figura 31 – Blocos funcionais de um analisador de espectro	43
Figura 32 – Esquema do detector de pico (A) e do detector de Quase-pico (B)	44
Figura 33 – Detector de valor médio em alta taxa (a) de repetição e baixa taxa de repetição (b).....	44
Figura 34 – Limites de emissão conduzida de equipa Classe A e Classe	46
Figura 35 – Elementos relevantes na análise e projeto de filtros	47
Figura 36 – Circuito equivalente do capacitor	49
Figura 37 – Curva de impedância de capacitores X de filtros de emissão conduzida	50
Figura 38 – Representação vetorial da impedância equivalente do capacitor.	51
Figura 39 – Esquema de ligação dos capacitores X e Y.	51
Figura 40 – Ilustração do encapsulamento de capacitores Y (a) e X (b).	53
Figura 41 – Materiais magnéticos moles para aplicação em indutores de filtros de EMI.	55
Figura 42 – Curva de saturação dos núcleos de pós de ferro e de ferrite.	57
Figura 43 – Circuito equivalente do indutor	58
Figura 44 – Fluxo magnético causado pela corrente de modo comum (A) e de modo diferencial (B).....	59
Figura 45 – Indutores toroidais com enrolamento dividido (a) e bi filar (b).	59
Figura 46 – Indutor em formato de um com enrolamento multicamadas	60
Figura 47 – Espectro de impedância do indutor de modo comum	60

Figura 48 – Espectro de impedância da indutância de modo comum (preto) e de sua indutância de dispersão de 0,5% (vermelho).....	61
Figura 49 – Circuito equivalente de Thévenin do ruído da fonte chaveada.....	62
Figura 50 – Tensão V_{sf} antes da inserção do filtro (a) e tensão V_{cf} após a inserção do filtro (b).....	62
Figura 51 – Filtro C – em derivação (a) e Filtro L – Série (b)	63
Figura 52 – Circuito equivalente sem filtro Shunt (a) e com filtro Shunt (b)	64
Figura 53 - Figura 54 – Circuito equivalente sem filtro Série (a) e com filtro Série (b)	65
Figura 55 – Matriz ABCD para representação do filtro	67
Figura 56 – Cascadeamento de circuitos de duas portas	70
Figura 57 – Filtro LC (A) e filtro CL (B).....	72
Figura 58 – Filtro PI.....	73
Figura 59 – Filtro T	73
Figura 60 – Associação de filtros LC (A) e CL (B)	74
Figura 61 – Filtro CL com elementos parasitas de C_x	74
Figura 62 – Atenuação do Filtro CL com os elementos parasitas de C_x	75
Figura 63 – Filtro CL com elementos parasitas do indutor e do capacitor C_x	75
Figura 64 - Atenuação do Filtro CL com os elementos parasitas de C_x	76
Figura 65 – Filtro PI ideal (a) e filtro PI com seus elementos parasitas próprios e mútuos (b).....	77
Figura 66 – Acoplamento indutivo entre L_{se1} e L_{se2}	78
Figura 67 – Indutância mútua entre L e L_{SE}	79
Figura 68 – Efeito da indutância mútua dos elementos entre L e L_{SR}	79
Figura 69 – Resultados experimentais de Wang et al (2005).....	80
Figura 70 – Ressonância em filtro de segunda ordem	81
Figura 71 – Circuitos de amortecimento.....	82
Figura 72 – Impedâncias de saída em função do amortecimento	83
Figura 73 – Derivada negativa $-dV_{in}/dI_{in}$ no ponto de operação do conversor	86
Figura 74 – Impedância de entrada do conversor CC/CC (Z_{in}) vs. impedância de saída do filtro (Z_o)	88
Figura 75 – Circuito equivalente de impedância de entrada de conversores CA-CC.....	89
Figura 76 – Circuito total de impedância Z_o vista pelo conversor CC-CC.....	90
Figura 77 – Simplificação do circuito equivalente da impedância de modo comum..	90

Figura 78 – Capacitância parasita de diferentes fontes chaveadas	91
Figura 79 – Impedância equivalente de modo comum de diferentes fontes chaveadas	92
Figura 80 - Impedância de modo comum medida por Tarateeraseth (2012)	92
Figura 81 – Fluxograma do método convencional de projeto	94
Figura 82 – Setup de medição com dispositivo separador de ruídos	96
Figura 83 – Setup alternativo de medição de emissão conduzida com separador de ruído	96
Figura 84 – Circulação da ECMM pelo capacitor C_x	97
Figura 85 – Esquema de medição com C_x incluso	98
Figura 86 – Rede de rejeição de modo diferencial com resistores de precisão	98
Figura 87 – Modelo equivalente de modo diferencial	99
Figura 88 - Modelo equivalente de modo comum	99
Figura 89 – Rede de rejeição comutável	100
Figura 90 – Atenuação requerida de modo diferencial e de modo comum	100
Figura 91 – Topologia CL do filtro de modo diferencial	102
Figura 92 – Topologia PI para filtro de modo diferencial	103
Figura 93 – Topologia PI para filtro de modo diferencial de conversores com entrada em corrente	103
Figura 94 – Topologia LC para filtro de modo comum	103
Figura 95 – Filtro completo	104
Figura 96 – Ressonância do filtro LC	108
Figura 97 - Esquema de medição da impedância de modo diferencial do conversor	110
Figura 98 - Esquema de medição da impedância de modo comum do conversor ..	110
Figura 99 - Medição da atenuação de um elemento série	111
Figura 100 - Medição da atenuação de um elemento shunt (derivação)	112
Figura 101 – Etapas de projeto do filtro de EMI	113
Figura 102 – Espectro de ruído antes e após a adição de Y	114
Figura 103 – Efeito do capacitor C_{x1} individualmente inserido no sistema composto pelo conversor e pela LISN no espectro todo (a) e em baixas frequências (b)	115
Figura 104 – Efeito de C_{x1} inserido no sistema	115

Figura 105 – Circuito equivalente do filtro de modo diferencial considerando a impedância Z_{MD}	116
Figura 106 – Identidade de predominância do ruído no espectro de frequência.....	117
Figura 107 – Topologia do filtro de EMI para fontes chaveadas	117
Figura 108 – Topologia inicial para Conversor Boost PFC ativo com C_{in}	118
Figura 109 – Esquema de medição do espectro de emissão do conversor	119
Figura 110 – Espectro total de emissão conduzida em baixas frequências	119
Figura 111 – Protótipos utilizados para os ensaios	122
Figura 112 – Arranjo de construção e testes do filtro	123
Figura 113 – Bancada de testes de emissão conduzida	124
Figura 114 – Filtro original (A) e filtro projetado (B) e (C).....	125
Figura 115 – Espectro de emissão do Conversor 1 com filtro original de fábrica....	126
Figura 116 - Espectro de emissão do Conversor 1 sem filtro de EMI.	126
Figura 117 – Nível máximo de emissão conduzida em baixas frequências.	127
Figura 118 – Valor de pico e valor médio da emissão conduzida com filtro projetado	128
Figura 119 – Filtro original (A) e filtro projetado (B).....	129
Figura 120 – Emissão conduzida do Conversor 2 com filtro original.....	130
Figura 121 – Espectro de emissão do Conversor 2 sem filtro	130
Figura 122 – Atenuação máxima requerida no Conversor 2.	131
Figura 123 – Espectro de emissão com filtro de $C_{x1} = 470 \text{ nF}$ e $L_{md}=10 \text{ mH}$	132
Figura 124 – Espectro resultante após a adição de L_{md}	133
Figura 125 – Espectro de emissão conduzida do conversor após a inserção de C_{x2}	134
Figura 126 – Efeito de C_{x2} no espectro de emissão	135
Figura 127 - Filtro original (A) e filtro projetado (B).	135
Figura 128 – Emissão conduzida do Conversor 3 com filtro original.....	136
Figura 129 – Emissão conduzida do Conversor 3 sem o filtro de EMI.	136
Figura 130 – Atenuação dos elementos C_{x1} e C_y	137
Figura 131 - Atenuação máxima requerida no Conversor 3.....	138
Figura 132 – Emissão conduzida no Conversor 3 após a inserção de L	139
Figura 133 – Nível de emissão conduzida com filtro original (A) e com filtro projetado (B).....	140

Figura 134 – Efeito do incremento de L sobre o a emissão conduzida em baixa e alta frequência.....	140
--	-----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Portarias de certificação em compatibilidade eletromagnética do INMETRO.	17
Tabela 2 – Relação entre comprimento de onda e comprimento do cabo	19
Tabela 3 – Limites em dB μ V e μ V.....	46
Tabela 4 – Limites de corrente de fuga em equipamentos de tecnologia da informação	52
Tabela 5 – Classes de capacitores X	53
Tabela 6 – Classes de capacitores Y	53
Tabela 7 – Parâmetros dos materiais magnéticos moles de indutores para filtros de EMI	57
Tabela 8 – Representação dos elementos individuais como parâmetro de duas portas.....	69
Tabela 9 – Representação das associações de elementos em parâmetros ABCD	69
Tabela 10 – Topologias dos filtros e suas aplicações	101
Tabela 11 – Valores máximos dos capacitores C _y	105

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CEM	Compatibilidade eletromagnética
FAC	Fonte de alimentação chaveada
EC	Emissão conduzida
NBR	Normas Técnicas Brasileiras
CA	Corrente alternada
CC	Corrente continua
LISN	Line Stabilization Network
ECMD	Emissão conduzida de modo diferencial
ECMC	Emissão conduzida de modo comum
ECMM	Emissão conduzida de modo misto
PCI	Placa de Circuito Impresso
CFP	Correção de Fator de Potência

LISTA DE SÍMBOLOS

R	Resistência
L	Indutância
C	Capacitância
R_{nc}	Resistência do núcleo
R_{cd}	Resistência do condutor
C_{en}	Capacitância dos enrolamentos
R_{lk}	Resistência de fuga do capacitor
R_{sr}	Resistência série do capacitor
L_{sr}	Indutância série do capacitor
Z_s	Impedância da fonte de energia
Z_L	Impedância da carga do filtro
Z_{in}	Impedância de entrada do conversor
Z_{MD}	Impedância de modo diferencial do conversor
Z_{MC}	Impedância de modo comum do conversor
Z_{MM}	Impedância de modo misto do conversor
V_{DM}	Tensão de modo diferencial
V_{CM}	Tensão de modo comum
a_n	Termo da equação de Fourier
b_n	Termo da equação de Fourier
V_{L1}	Tensão no ramo L1 da LISN
V_{L2}	Tensão no ramo L2 da LISN
V_{in}	Tensão de entrada do conversor
Z_i	Impedância de entrada do conversor
R_L	Resistência de carga do conversor
dZ_i	Impedância de entrada diferencial
$f(D)$	Função de ganho estático do conversor
n	Relação de espiras do transformador
$H(s)$	Função de transferência
ω_o	Frequência angular de ressonância
f_o	Frequência de ressonância

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	PROBLEMAS	20
1.2	SOLUÇÃO PROPOSTA	24
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	25
2	EMIÇÃO CONDUZIDA EM FONTES CHAVEADAS	26
2.1	REDE DE ESTABILIZAÇÃO DE IMPEDÂNCIA	26
2.2	EMIÇÃO CONDUZIDA MODO DIFERENCIAL	28
2.2.1	ECMD em conversores CA-CC	30
2.2.1.1	<i>ECMD devido a corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora</i>	33
2.3	EMIÇÃO CONDUZIDA DE MODO COMUM	35
2.4	EMIÇÃO CONDUZIDA DE MODO MISTO	38
2.5	MEDIDAS E UNIDADES	43
2.5.1	Analisador de espectro e os detectores de pico e quase-pico	43
2.5.2	Limites normativos.....	45
3	FILTROS DE EMISSÕES CONDUZIDAS.....	47
3.1	COMPONENTES DOS FILTROS DE EMISSÕES CONDUZIDAS	48
3.1.1	CAPACITORES	48
3.1.1.1	<i>Capacitores X e Y.....</i>	51
3.1.2	INDUTORES	54
3.1.2.1	<i>INDUTORES DE MODO COMUM</i>	58
3.2	PERDA DE INSERÇÃO	61
3.2.1	Filtros de primeira ordem	63
3.2.1.1	<i>Atenuação do filtro em derivação</i>	63
3.2.1.2	<i>Atenuação do filtro série.....</i>	65
3.2.2	Teorema do elemento sequencial.....	67
3.2.3	Função de transferência	71
3.2.4	Filtros de segunda ordem.....	72
3.3	FILTROS DE ORDEM SUPERIORES.....	73
3.4	EFEITO DOS ELEMENTOS PARASITAS.....	74
3.5	AMORTECIMENTO.....	81
4	IMPEDÂNCIA DE ENTRADA EM FONTES CHAVEADAS.....	85

4.1	IMPEDÂNCIA DE MODO DIFERENCIAL	85
4.1.1	Função de transferência Z_{ins},	87
4.1.2	Impedância de entrada de conversores CA-CC.....	89
4.2	IMPEDÂNCIA DE MODO COMUM	90
5	MÉTODOS DE PROJETO DE FILTROS DE EMISSÕES CONDUZIDAS PARA CONVERSOR CA-CC.....	93
5.1	MÉTODO PADRÃO.....	94
5.1.1	Medição e separação da emissão conduzida	95
5.1.1.1	<i>Método convencional aprimorado.....</i>	<i>97</i>
5.1.1.2	<i>Esquema de medição com capacitor C_x incluso</i>	<i>97</i>
5.1.1.3	<i>Dispositivos separadores</i>	<i>98</i>
5.1.2	Cálculo da atenuação requerida	100
5.1.3	Definição da topologia do filtro.....	101
5.1.4	Especificação dos componentes	104
5.1.4.1	<i>Especificação do capacitor Y</i>	<i>105</i>
5.1.4.2	<i>Especificação de C_{x1}</i>	<i>106</i>
5.1.4.3	<i>Especificação do Indutor pela frequência de ressonância.....</i>	<i>107</i>
5.1.4.4	<i>Especificação do indutor pela perda de inserção</i>	<i>109</i>
5.1.4.4.1	Medição da impedância de entrada.....	109
5.2	METÓDO PROPOSTO	112
5.2.1	Medição do espectro total	118
5.2.2	Cálculo da atenuação máxima requerida	119
5.2.3	Especificação dos componentes L_{md}, L_{mc} e C_{x2}	120
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	122
6.1	CONVERSOR 1	125
6.1.1	Cálculo da atenuação máxima requerida	127
6.1.2	Especificação dos componentes	127
6.2	CONVERSOR 2	129
6.2.1	Cálculo da atenuação máxima requerida	130
6.2.2	Especificação dos componentes	131
6.3	CONVERSOR 3	135
6.3.1	Cálculo da atenuação máxima requerida	137
6.3.2	Especificação dos componentes	138
7	CONCLUSÃO	141

TRABALHOS FUTUROS.....143
REFERÊNCIAS.....144

1 INTRODUÇÃO

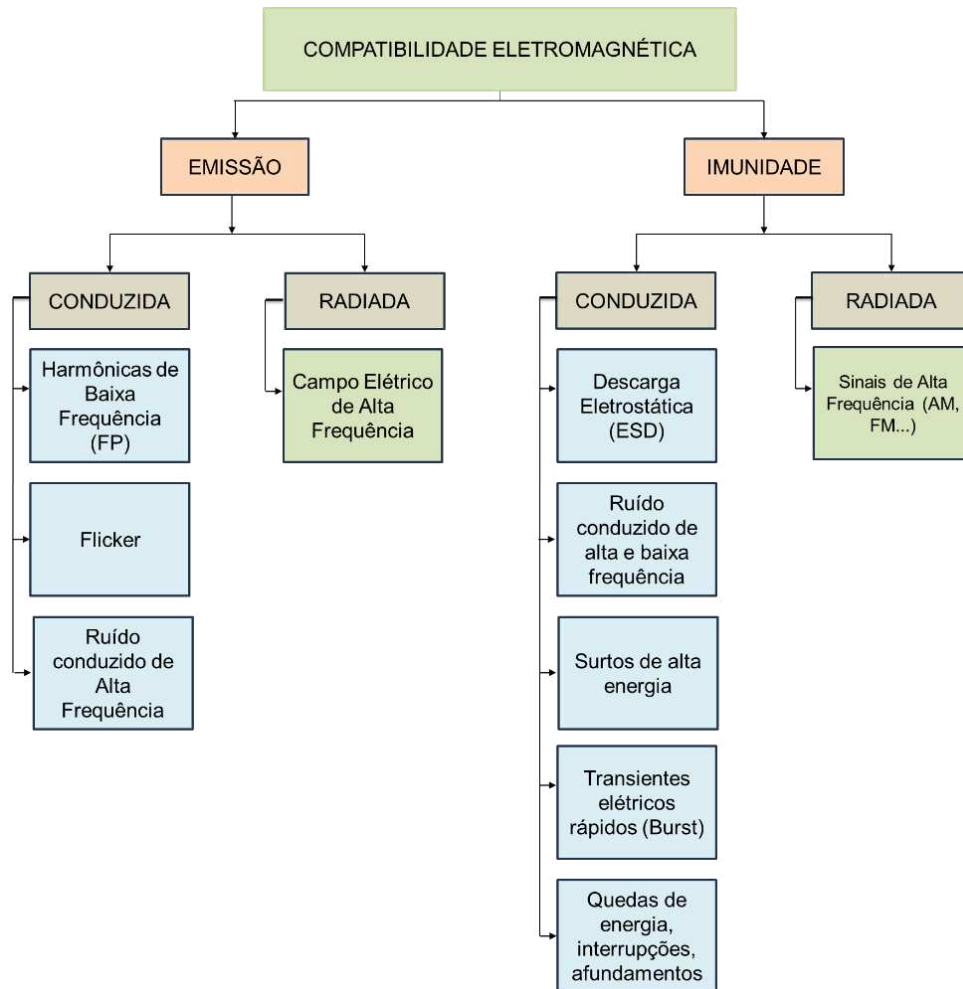
Um equipamento tem compatibilidade eletromagnética (CEM) quando é capaz de operar em seu ambiente eletromagnético sem emitir interferência e sendo imune à interferência gerada por outros equipamentos. As fontes de alimentação chaveadas (FAC), por seu princípio de funcionamento baseado na comutação em alta frequência de sinais de tensão e corrente, geram sinais eletromagnéticos conduzidos e radiados que podem interferir no funcionamento de equipamentos suscetíveis. Embora sejam conhecidas como causadoras de interferência, as fontes chaveadas também podem ser vítimas, ou seja, podem ser suscetíveis à interferência proveniente do ambiente e de outros equipamentos eletrônicos.

Quanto à emissão, as FAC podem conduzir ou radiar sinais interferentes. A emissão conduzida (EC) é proveniente de suas harmônicas de alta frequência e baixa frequência, que são geradas nos retificadores da tensão da rede elétrica e nas células de comutação alta frequência. As FAC (Fontes de Alimentação Chaveadas) devem também ser imunes às interferências conduzidas e radiadas provenientes do ambiente eletromagnético. Entre esses sinais interferentes, destacam-se, como exemplo, descargas eletrostáticas, ruídos de alta frequência, surtos de energia provenientes de descargas atmosféricas e de transientes elétricos rápidos provenientes de manobras de rede elétrica e interrupções e afundamentos rápidos na tensão da rede elétrica (também chamados de flickers). Além desses, também interferem no funcionamento das FAC os sinais de alta frequência de ondas de rádio AM, FM e outras. O resumo de estudo de CEM em FAC é apresentado na Figura 1.

Os requisitos de Emissão e Imunidade são definidos em normas internacionais, locais e setoriais criadas por entidades que estuam criam a aplicam essas normas. As principais entidades e comitês responsáveis pelas normas técnicas em compatibilidade eletromagnética são:

- IEC (International Electrotechnical Commission);
- CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques);
- EN (European Norm);
- FCC (Federal Communication Commission);
- MIL – STD (Military Standard);
- SAE (Society of Automotive Engineers);

Figura 1 –Emissão e imunidade eletromagnética em fontes chaveadas



Fonte: Adaptado de Heldwein (2008)

No Brasil, o processo de certificação de produtos é regido pelo INMETRO e pela ANATEL por meio de portarias, que definem requisitos para linhas específicas de produtos. A ANATEL, sendo a Agência Nacional de Telecomunicações, fica responsável pela certificação de produtos de telecomunicações e seus acessórios, como telefone, modems, receptores de sinais etc. O INMETRO, sendo o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, fica responsável pela certificação de produtos diversos, entre eles luminárias, computadores, equipamentos médicos etc. O foco desse trabalho são as fontes usualmente aplicadas em equipamentos de TI, de iluminação, automação etc., então será dada mais ênfase às certificações do INMETRO.

Atualmente, há dois tipos de certificação do INMETRO: compulsória e voluntária. Essas portarias adotam como referência as normativas IEC e CISPR. A

Tabela 1 apresenta as linhas de produtos e equipamentos, o tipo de certificação, a portaria do INMETRO". que rege o processo de certificação em compatibilidade eletromagnética.

Tabela 1 – Portarias de certificação em compatibilidade eletromagnética do INMETRO.

CERTIFICAÇÃO COMPULSÓRIA		
LINHA DE PRODUTOS	PORTARIA DO INMETRO	NORMAS DE REFERÊNCIA
Equipamentos sob Regime de Vigilância Sanitária	Portaria nº 384, de 18 de dezembro de 2020	NBR-IEC-60601 - Equipamento eletromédico -> IEC 61000 – compatibilidade eletromagnética
Lâmpadas LED (Light Emitting Diode) com Dispositivo de Controle Integrado à base	Portaria nº 69, de 16 de fevereiro de 2022	CISPR 15:2013 - Limites e métodos de medição das características de radioperturbação dos equipamentos elétricos de iluminação e similares
Luminárias para a Iluminação Pública Viária	Portaria nº 62, de 17 de fevereiro de 2022	IEC 61000-3-2 - Limites para emissões de corrente harmônica
CERTIFICAÇÃO VOLUNTÁRIA		
Bens de Informática	Portaria nº 304, de 06 de novembro de 2023	IEC 61000 – compatibilidade eletromagnética e CISPR 22, 32, 24 e 35

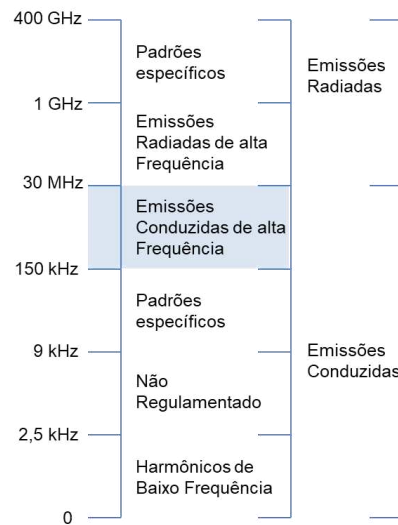
Fonte: Produção do próprio autor.

Em um contexto de avanços tecnológicos, que trazem maiores desafios de projeto, como o advento dos transistores “Wide Bandgap” de Carbetto de Silício e Nitreto de Gálio (SiC/GaN), e de regulamentações bem restritivas, é necessário revisitar a todo instante as técnicas e metodologias de projeto de conversores

chaveados e seus componentes visando melhorar suas características de emissão e suscetibilidade eletromagnética.

Por isso, o objetivo desse trabalho é estudar as Emissões Conduzidas de alta frequência nos conversores chaveados e as metodologias de projeto de filtros emissões conduzidas para conversores CA-CC. Esse tipo de emissão é gerada na faixa de 150 kHz a 30 MHz, conforme ilustrado na Figura 2.

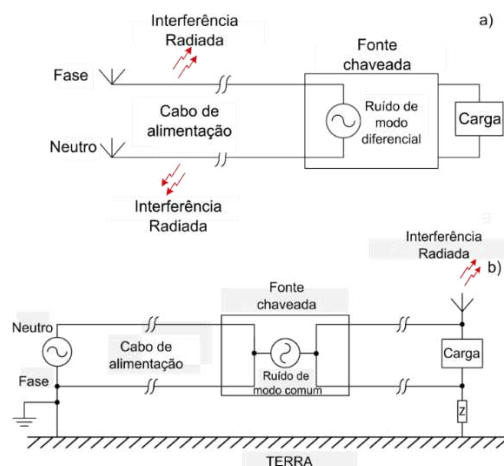
Figura 2 – Faixa de espectro de emissão conduzida.



Fonte: Adaptado de Heldwein (2008)

Uma consequência da emissão conduzida é a interferência radiada, que radia em laços (Fig. 3 a) e dipolos naturais (Fig. 3 b) existentes no layout da placa de circuito impresso (PCI) e cabos.

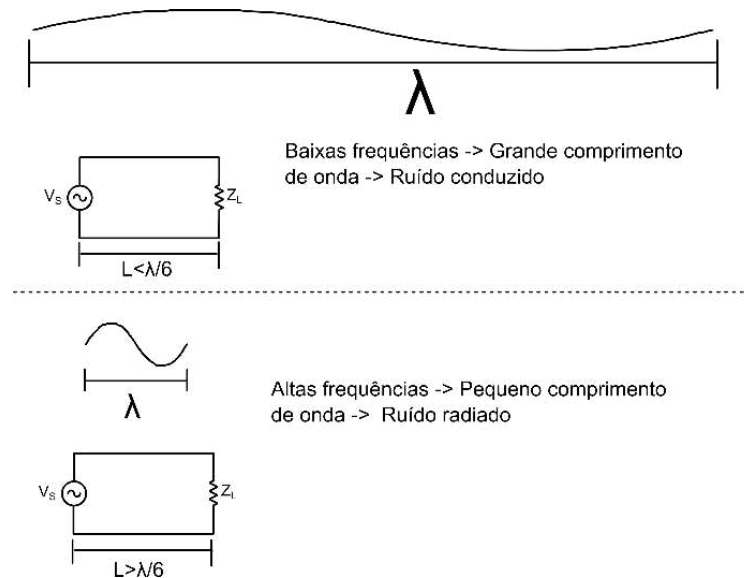
Figura 3 – Efeito da Interferência conduzida.



Fonte: Adaptado de Lu, 2021.

Quanto maior a frequência do sinal, menor seu comprimento de onda, portanto, mais possibilidades de antenas naturais serem formadas nos equipamentos e na infraestrutura elétrica, conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 – Relação entre comprimento de cabo e comprimento de onda.



Fonte: Adaptado de Pellegrini (2021)

A Tabela 2 apresenta um resumo da relação entre frequência, comprimento de onda e comprimento crítico do condutor para haver radiação de interferência.

Tabela 2 – Relação entre comprimento de onda e comprimento do cabo

Frequência	λ	L crítico	Dimensão Típica	
100 kHz	3 km	500 m	Cabos de distribuição da rede de energia	Interferência conduzida (Baixas frequências)
300 kHz	1 km	150 m		
1 MHz	300 m	50 m	Cabos da infraestrutura das edificações	
3 MHz	100 m	15 m		
10 MHz	30 m	5 m		
30 MHz	10 m	1,5 m	Cabos de conexão de equipamentos	Interferência radiada (Altas frequências)
100 MHz	3 m	50 cm		
300 MHz	1 m	15 cm	Trilhas de placas de circuito impresso	
1 GHz	30 cm	5 cm		

Fonte: Adaptado de Pellegrini (2021)

1.1 PROBLEMAS

De acordo com os relatórios técnicos da Intertek e da Underwriters Laboratories [1], cerca de 50% dos produtos são reprovados nos testes de certificação em CEM. Mais precisamente, metade dos equipamentos de tecnologia da Informação e cerca de 40% dos equipamentos médicos são reprovados na primeira tentativa de certificação. Esses números caem para 10% na segunda tentativa e cerca de 3% na terceira. Ainda, de acordo com a Intertek Testing Services, as reprovações são causadas pelos seguintes fatores:

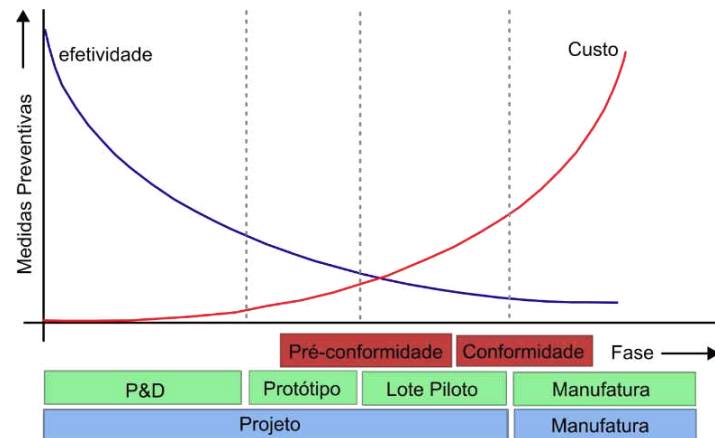
- Carência de conhecimento dos princípios de CEM;
- Falha na aplicação de princípios de CEM;
- Aplicação de normas incorretas;
- Interações não previstas entre elementos dos circuitos;
- Incorporação de módulos ou subpartes não conformes ao produto;
- Variações nas condições ambientais como umidade e temperatura;

Além disso, de acordo com Ozenbaugh & Pullen (2000) as emissões conduzidas e o projeto de filtros para essas emissões são frequentemente responsáveis por parte significativas das reprovações em testes de certificação, devido aos seguintes fatores:

- Descasamento de impedância entre seções adjacentes à estrutura dos filtros e entre entrada dos conversores com carga e a impedância de saída do filtro ou da rede;
- Desconsideração da não idealidade dos componentes;
- Fator de qualidade (Q) inerente aos filtros LC;

Desde a ideia inicial até a manufatura de um produto, há diversas fases, que resumidamente, podemos separar em: (1) Pesquisa e Desenvolvimento, (2) Protótipo (3) Lote Piloto e (4) Manufatura. Os desafios de compatibilidade eletromagnética iniciam-se com a etapa de Pesquisa e Desenvolvimento e, de maneira geral, quanto mais cedo forem tomadas medidas preventivas, menores serão os custos e maior será efetividade dessas medidas, conforme ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Curva de custo vs. Efetividade de medidas preventivas de EMC.

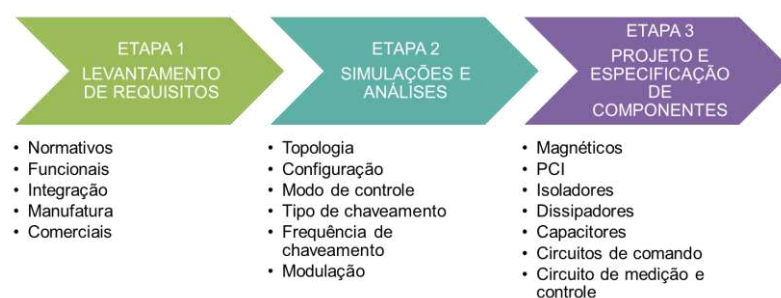


Fonte: Adaptado de Rohde & Schwarz (2020)

No Brasil, em que a certificação de produtos de tecnologia da informação e automação, por exemplo, não é compulsória o problema se estende para além da fase de projeto, causando prejuízos exponenciais a integradores, fabricantes de equipamentos e clientes que adquirem produtos não-conforme.

No projeto de conversores, a fase de Pesquisa e Desenvolvimento (P&D) ainda pode ser dividida em 3 etapas: (1) levantamento de requisitos, (2) simulação e análises (3) projeto e especificação de componentes, conforme ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Etapas de P&D de um conversor



Fonte: Produção do próprio autor.

As características de Emissões Conduzidas de conversores chaveados podem ser trabalhadas preventiva ou corretivamente, buscando adequá-las às exigências das normativas. Conforme (Liz, 1999), entre as medidas preventivas que podem ser tomadas nas Etapas 2 e 3, destacam-se:

- Adequação do layout da placa de circuito impresso e posicionamento dos componentes;
- Aplicação de técnicas de comutação suave;
- Otimização da técnica de modulação PWM;
- Otimização nas técnicas de controle em malha fechada;
- Otimização do tempo de subida e descida dos sinais de comando dos transistores de potência;
- Aplicação de capacitores de filtro com baixas resistência e indutância série;
- Projeto de transformadores com blindagem e/ou técnicas de cancelamento e/ou balanceamento da capacitância entre os enrolamentos.

Ainda que técnicas preventivas sejam aplicadas da melhor maneira possível, é sempre necessário recorrer ao uso de filtros, que é uma técnica corretiva para garantir que o produto seja aprovado nos testes de conformidade (Liz, 1999).

O projeto do filtro de emissões conduzidas muitas vezes é negligenciado na etapa de P&D e entra em discussão na etapa de Protótipo. Ou ainda, na fase de P&D é parcialmente tratado durante a etapa de simulações e análises, mas definitivamente abordado na etapa de protótipo.

Isso, porque o seu projeto preciso e otimizado exige informações sobre 4 variáveis que devem ser mensuradas com instrumentos adequados ou estimadas por meio de simulações e análises (Shih et al,1996; Hsieh, Chen & Qu,2004; Tarateeraseth, 2010)

1. Espectro de emissões conduzidas de modo diferencial (ou normal);
2. Espectro de emissões conduzidas de modo comum;
3. Impedância de entrada de modo diferencial do equipamento;
4. Impedância de entrada de modo comum do equipamento;

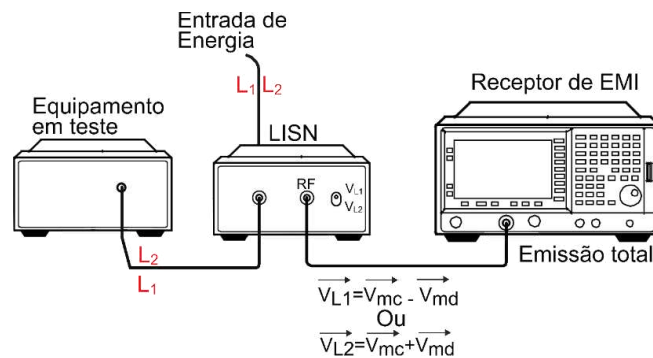
O espectro de modo diferencial e a impedância de modo diferencial podem ser obtidos por métodos analíticos na Etapa 2, já o espectro de modo comum e a impedância de modo comum, dificilmente podem de ser modeladas nessa etapa, pois dependem das características dos componentes especificados e projetados na Etapa

3 e de requisitos de integração. Muitas vezes, ao integrar um conversor em um equipamento, aumenta-se o ruído de modo comum devido ao acoplamento de radiação proveniente de outros módulos do equipamento ou devido às capacitâncias parasitas dos chicotes elétricos e conexões.

Por isso, é uma prática usual na indústria projetar o filtro de emissões conduzidas na fase de prototipagem do produto, pois nessa ocasião é possível medir todas essas grandezas (Costa et al, 2014). Entretanto, os instrumentos de medição e análises de emissões conduzidas não são acessíveis para muitos projetistas, devido ao seu elevado custo.

Os instrumentos eletrônicos básicos de um setup de teste de conformidade e pré-conformidade de emissões conduzidas são o Analisador de Espectro, também conhecido como receptor de EMI, e a Rede de Estabilização de Impedância (LISN – Line Stabilization Network). A função desse conjunto de instrumentos é medir a emissão total (V_{L1} e V_{L2}) do equipamento, que é uma composição da emissão de modo comum (V_{mc}) e de modo diferencial (V_{md}). O arranjo simplificado desse setup pode ser visto na Figura 7.

Figura 7 – Instrumentos básicos de ensaios de conformidade.



Fonte: Produção do próprio autor.

Com esses instrumentos, é possível medir os valores de pico, quase-pico e médio da Emissão conduzida total no equipamento em teste. Entretanto, normalmente não são o suficiente para medição, análise e diagnóstico das emissões de modo comum e de modo diferencial, separadamente, pois o resultado apresentado no analisador de espectro é a soma vetorial do espectro de emissões de modo diferencial e de modo comum.

Para medir o espectro de modo comum e modo diferencial isoladamente, a fim de levantar requisitos para o projeto do filtro de interferência é preciso isolar a emissão

de modo comum da emissão de modo diferencial e o setup padrão para isso é composto de um Analisador de Espectro, um dispositivo separador de ruídos e uma LISN com uma saída de RF para cada fase de entrada do conversor ou um par de LISN, sendo uma para cada fase.

Além do espectro de emissão, as impedâncias de modo diferencial e de modo comum do conversor são variáveis importantes no projeto dos filtros, pois permitem o cálculo preciso da atenuação do filtro projetado, bem como a definição de sua topologia (LC, CL, PI, T). O setup de medição dessas impedâncias exige um instrumento chamado Analisador de Resposta em Frequência com ponteiros de injeção e medição de tensão e corrente, respectivamente. A medição das impedâncias é feita aplicando-se uma tensão induzida por meio de uma ponteira de acoplamento de tensão na entrada do conversor em operação conectado à rede elétrica por meio da LISN e medindo-se a corrente elétrica resultante.

Devido ao custo e indisponibilidade desses equipamentos na maioria dos laboratórios, muitos projetistas negligenciam informações acerca dessas variáveis fundamentais e o projeto torna-se um processo impreciso, cujo resultado é um filtro com mais volume que o necessário.

1.2 SOLUÇÃO PROPOSTA

Portanto, diante do problema exposto, o objetivo desse trabalho é estudar metodologias de projeto de filtros de emissões conduzidas de alta frequência e propor uma metodologia para filtros em conversores CA-CC monofásicos que exija uma LISN básica, com uma única saída de RF, e o analisador de Espectro como instrumentos.

A metodologia proposta faz uso de conceitos básicos do funcionamento de circuitos lineares, fontes chaveadas e compatibilidade eletromagnética, visando apresentar uma metodologia que permita alcançar a aprovação em testes de pré-conformidade, com menor número possível de iterações, menor volume dos componentes e menor exigência de instrumentação complexa. Os conceitos e informações básicas que norteiam a metodologia proposta são:

- Teorema do elemento sequencial, apresentado por Nave (1991);
- Conceito do efeito dominante em compatibilidade eletromagnética, apresentado por Paul (1992);

- Conceito de emissões conduzidas de modo misto, proposto por Qu & Chen (2002);
- Conceito de emissões conduzidas devido a corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora, elucidado por Ma et al (2022);
- Modelo de impedância de entrada de conversores CA-CC apresentado por See e Deng (2004), Zhang et al (2000) e Schneider (1983);

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Para alcançar o objetivo proposto, dividiu-se o trabalho em quatro etapas:

1. Estudo dos conceitos básicos de compatibilidade eletromagnética, a origem e os tipos de emissões conduzidas;
2. Estudo sobre os filtros de emissões conduzidas de alta frequência e seus componentes;
3. Estudo sobre as características de impedância de entrada de conversores chaveados;
4. Estudo sobre metodologias de projeto de filtros de emissões conduzidas;
5. Metodologia proposta e resultados experimentais com a análises que conduziram à metodologia proposta;

Essas etapas estão apresentadas no texto nos seguintes capítulos:

1. INTRODUÇÃO
2. EMISSÕES CONDUZIDAS EM FONTES CHAVEADAS
3. FILTROS DE EMISSÕES CONDUZIDAS
4. IMPEDÂNCIA DE ENTRADA EM FONTES CHAVEADAS
5. METODOLOGIAS DE PROJETO DE FILTROS E METODOLOGIA PROPOSTA
6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS
7. CONCLUSÃO

2 EMISSÃO CONDUZIDA EM FONTES CHAVEADAS

O projeto de filtros de emissão conduzida inicia-se com a medição (ou modelagem) dos diferentes tipos de emissão conduzida gerados por uma fonte de alimentação. Portanto, nesse capítulo serão discutidos os tipos de emissão conduzida, bem como sua modelagem, medição e separação. Inicialmente, serão apresentados a função e o princípio de funcionamento da rede de estabilização de impedância, que é um componente fundamental para medição e padronização das análises de emissão conduzida. Desta forma, será possível analisar de modo mais categórico e completo os três tipos de emissão conduzida (Paul, 1992; Qu & Chen, 2002):

- Emissão conduzida de modo diferencial;
- Emissão conduzida de modo comum;
- Emissão conduzida de modo misto;

2.1 REDE DE ESTABILIZAÇÃO DE IMPEDÂNCIA

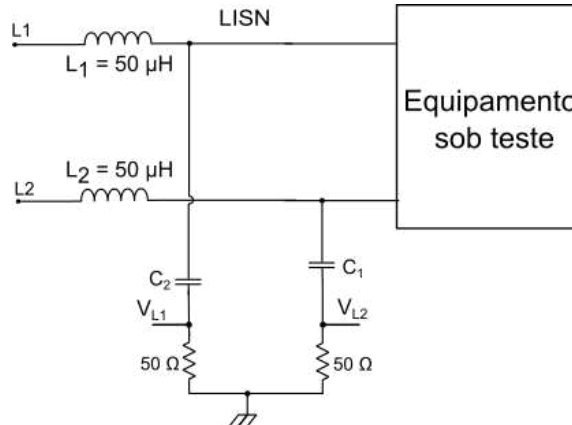
De acordo com Ott (2009), a impedância de uma instalação elétrica de baixa tensão, vista a partir de um equipamento, pode variar entre $2\ \Omega$ a $450\ \Omega$. A rede de estabilização de impedância, mais conhecida como LISN (Line Impedance Stabilization Network) é um componente essencial para os testes de conformidade e na análise de emissão conduzida, pois é capaz de gerar uma impedância estável e bem definida, independentemente da impedância da rede local. Além disso, a LISN possui outras funções secundárias, como:

- Fornecer um caminho de baixa impedância para acoplamento da emissão conduzida para leitura no receptor de EMI;
- Disponibilizar uma terminação em $50\ \Omega$ para o receptor de EMI;
- Filtrar distúrbios indesejados provenientes da rede de energia;
- Proteger a rede elétrica de distúrbios gerados pelo equipamento sob teste;

O diagrama da Figura 8 permite a análise do funcionamento da LISN. Observando-se a impedância Z_{LISN} , olhando-se a partir do equipamento sob teste, nota-se que, devido a presença dos indutores L_1 e L_2 , em altas frequências ($\geq 150\text{ kHz}$)

a impedância série é elevada. Por outro lado, nessa condição, devido à baixa reatância em altas frequências dos capacitores C_1 e C_2 , o circuito 'enxerga' os resistores de 50Ω , que configuram a impedância padronizada para os testes. O circuito da LISN possui dois ramos simétricos e a saída RF para a receptor de EMI, é conectada a um ramo por vez.

Figura 8 – Esquema elétrico da rede de estabilização de impedância



Fonte: Produção do próprio autor.

O valor do indutor da LISN pode variar de acordo com sua aplicação. Um Indutância de $5 \mu\text{H}$ é normalmente aplicada em medição de equipamento de veículos, barcos e aviões em corrente contínua ou 400 Hz. Por outro lado, uma indutância de $50 \mu\text{H}$ é aplicada em medição de equipamentos alimentados pela rede de energia em 50 Hz ou 60 Hz.

A informação da saída RF é a tensão linha-terra (V_{L1} e V_{L2}) que é fornecida individualmente, para cada uma das linhas em relação à terra. Posteriormente, ambas informações são somadas vetorialmente para obtenção da tensão de modo diferencial e da tensão modo comum, conforme as equações (1) e (2):

$$V_{DM} = \frac{V_{L1} - V_{L2}}{2} \quad (1)$$

$$V_{CM} = \frac{V_{L1} + V_{L2}}{2} \quad (2)$$

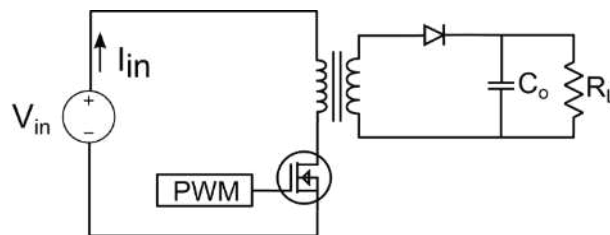
Em que V_{md} é o sinal de ruído de modo diferencial e V_{mc} é o sinal de ruído de modo comum.

2.2 EMISSÃO CONDUZIDA MODO DIFERENCIAL

A emissão conduzida de modo diferencial (ECMD) é proveniente da corrente normal de operação do conversor e das correntes que circulam entre seus elementos parasitas, como as capacitâncias dos semicondutores de alta frequência e da ponte retificadora de baixa frequência (50/60Hz), durante a entrada em condução e bloqueio desses componentes (Costa et al, 2014).

Tomando como exemplo o conversor Flyback da Figura 9, observa-se na Figura 10 a forma de onda da corrente de entrada (I_{in}) dessa topologia em modo de operação contínuo.

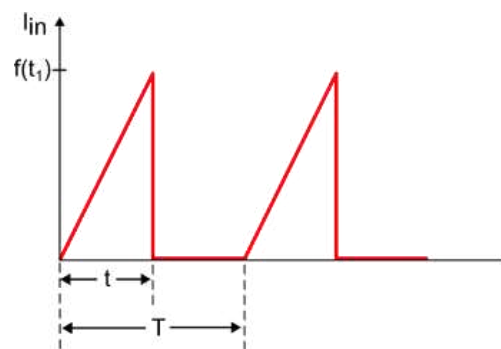
Figura 9 – Conversor CC/CC Flyback



Fonte: Produção do próprio autor.

A corrente I_{in} no conversor, onde T é o período de chaveamento, t é o tempo da chave ligada, $f(t_1)$ é o valor de pico da corrente de entrada, respectivamente, no período de chaveamento é apresentada na Figura 10.

Figura 10 – Forma de onda da corrente de entrada do conversor Flyback



Fonte: Produção do próprio autor.

A equação 3 da Transformada de Fourier, mostra que uma função $f(t)$ pode ser representada pela soma de senos e cossenos, conforme Equação 3.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos\left(\frac{2\pi(n)t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi(n)t}{T}\right) \right] \quad (3)$$

Em que os termos a_n e b_n podem ser obtidos pelas Equações 4 e 5.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos\left(\frac{2\pi(n)t}{T}\right) dt \quad (4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin\left(\frac{2\pi(n)t}{T}\right) dt \quad (5)$$

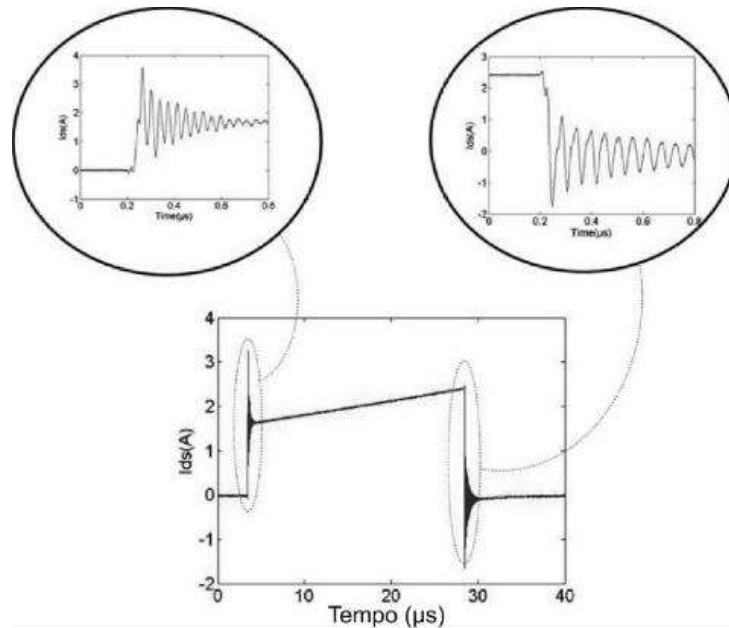
Essa representação por Fourier permite decompor a corrente em harmônicos, essenciais para analisar emissões em frequências específicas de interesse para a análise de EMC.

A corrente normal de operação do conversor é a principal fonte de emissão conduzida de modo diferencial, no entanto, não é a única. Outras interações, principalmente entre elementos parasitas do circuito, geram harmônicas em alta frequência que ultrapassam os limites das normativas.

As interações entre as indutâncias parasitas das trilhas e do transformador com as capacitâncias parasitas das chaves geram uma corrente ressonante na entrada em condução e bloqueio dos semicondutores de alta frequência. Essa oscilação, representada na Figura 11, aumenta a emissão conduzida de modo diferencial em altas frequências, quando a emissão gerada pela corrente normal já deixa de ser significativa.

Essas oscilações, derivadas das interações parasitas, geram picos de ruído que exigem filtros apropriados para evitar a propagação pela linha de alimentação.

Figura 11 – Oscilações na entrada em comutação e bloqueio das células de comutação



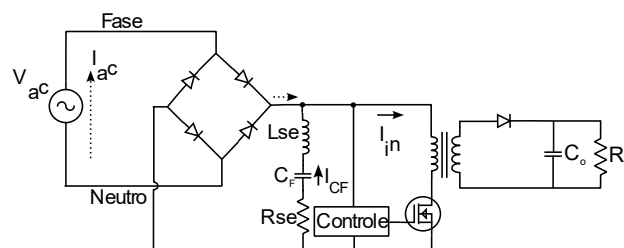
Adaptado de Costa et al, 2014.

2.2.1 ECMD em conversores CA-CC

A ECMD em conversores CA-CC com filtro capacitivo apresenta um comportamento específico dependente da característica do filtro capacitivo de entrada do conversor, da corrente de recuperação reversa dos diodos do retificador e impedância da LISN (Ott, 2009; Ma, 2022).

O conversor CC-CC Flyback conectado a um retificador com filtro capacitivo é apresentado na Figura 12. Nessa configuração a corrente total (I_{ac}) - que irá circular pela LISN e que contém os harmônicos de baixa e alta frequência - é a soma da corrente de entrada do conversor Flyback (I_{in}) mais a corrente no capacitor C_F .

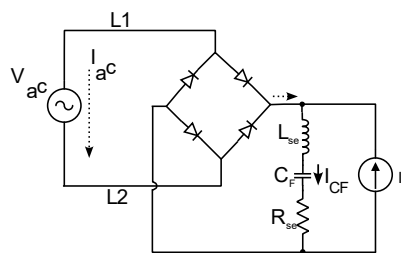
Figura 12 – Conversor CA-CC com filtro capacitivo



Fonte: Produção do próprio autor.

Idealmente, o capacitor C_F iria filtrar a ondulação de baixa e alta frequência, entretanto, isso não ocorre, devido a resistência série equivalente do capacitor (RSE). Então, de acordo com Ott (2009), para análise da emissão conduzida, o conversor pode ser representado por uma fonte de corrente (I_{in}) em paralelo com o capacitor de filtro e seus respectivos elementos parasitas, resistência parasita e Indutância parasita, conforme o esquema da Figura 13.

Figura 13 – Circuito equivalente da corrente de ruído de modo diferencial

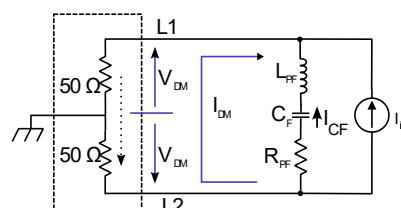


Fonte: Produção do próprio autor.

Esse diagrama apresenta os elementos essenciais de um conversor responsáveis pela geração do ruído de modo diferencial predominante de baixas frequências (150 kHz a 1 MHz). A partir desse diagrama é possível obter as equações que determinam o nível de ruído de modo diferencial para o cálculo da atenuação requerida pelo filtro a ser projetado.

Ainda que a origem da ECMD seja a corrente elétrica normal de operação do conversor, o que interessa ao projetista, por convenção, é o sinal de tensão de ruído de modo diferencial, pois a maior parte das normativas de compatibilidade eletromagnética dita seus limites em termos dessa grandeza devido ao uso da LISN. Portanto, para completar a análise, inclui-se no circuito da Figura 13 a impedância da LISN (Figura14), para que se possa calcular a tensão de ruído de modo diferencial.

Figura 14 – Circuito equivalente de modo diferencial da LISN e do circuito equivalente de modo diferencial do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor

No circuito da Figura 14, a corrente de modo diferencial (I_{DM}), pode ser calculada pelo princípio do divisor de corrente. Considera-se também que em altas frequências (> 100 kHz), que são as de interesse para análise de emissão conduzida, X_{LSE} é predominante (Ott, 2009), portanto:

$$I_{DM} = \frac{j2\pi f \cdot LSE \cdot I(f)}{100 + j2\pi \cdot LSE} \quad (6)$$

Em que $I(f)$ são as harmônicas de alta frequência da corrente normal de operação do conversor, LSE é a indutância serie do capacitor de filtro e f é a frequência da harmônica.

Ainda, é razoável assumir que $X_{LSE} \ll 100$, e a equação 6 pode ser simplificada para:

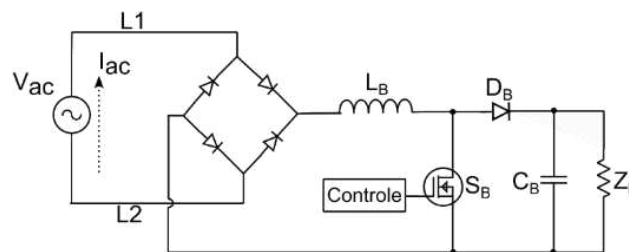
$$I_{DM} = \frac{j2\pi f \cdot LSE \cdot I(f)}{100} \quad (7)$$

Então a tensão de modo diferencial V_{DM} nos resistores de 50Ω da LISN é:

$$V_{DM} = 2\pi f \cdot LSE \cdot I(f) \quad (8)$$

Conversores CA-CC com correção de fator de potência (Figura 15) possuem características diferentes devido seu indutor de entrada.

Figura 15 – Conversor CA-CC com correção ativa de fator de potência

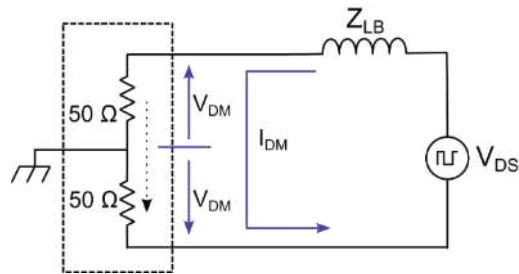


Fonte: Produção do próprio autor.

De acordo com Goswami et al (2019), o modelo de ECMD do conversor Boost PFC pode ser obtido substituindo-se a chave S_B por uma fonte de tensão com mesma característica da tensão V_{ds} do semiconductor. Considerando o conversor em modo de

condução contínuo, os diodos da ponte retificadora podem ser considerados como curto-circuito. O circuito resultante dessas considerações está apresentado na Figura 16.

Figura 16 – Modelo equivalente de ruído do conversor CA-CC com correção de fator de potência ativo

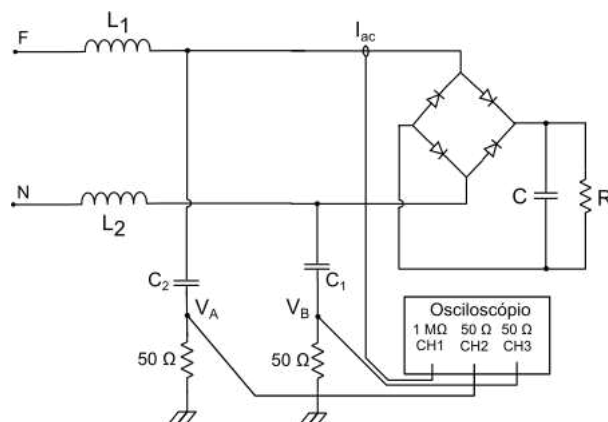


Fonte: Produção do próprio autor.

2.2.1.1 ECMD devido a corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora

Ma et al (2022) demonstrou que a corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora (50/60 Hz) é responsável pela geração de quantidade significativa de ruído e, embora esse fenômeno se repita a cada 50/60 Hz, a emissão conduzida gerada pode ser de frequência bem superior a 150 kHz. O autor tomou como referência um retificador CA-CC com filtro capacitivo e carga R conectado a LISN, conforme Figura 16.

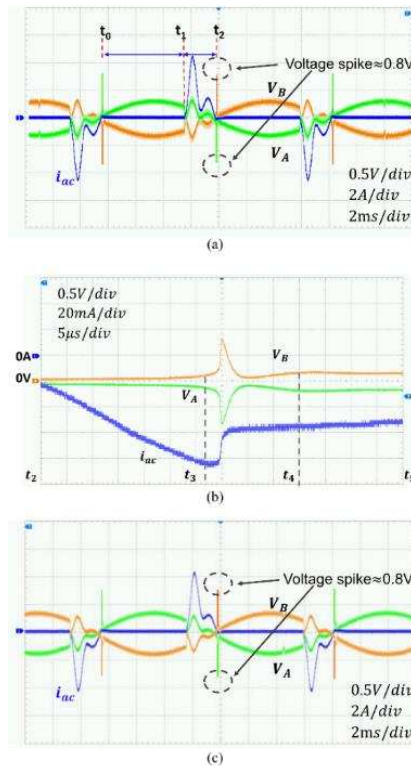
Figura 17 – Arranjo para análise do ruído gerado pela corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora



Adaptado de Ma et al (2022)

A medição do sinal nos pontos V_A e V_B , sobre os resistores de $50\ \Omega$ da LISN, demonstra os picos de tensão de ruído de acordo com as etapas de operação da ponte retificadora, conforme pode ser visto na Figura 18.

Figura 18 – Sinais V_A e V_B na nos ramos na LISN: (a) e (b) com conversor flyback conectado ao retificador, (c) com carga R e filtro capacitivo conectado ao retificador.



Adaptado de Ma et al (2022)

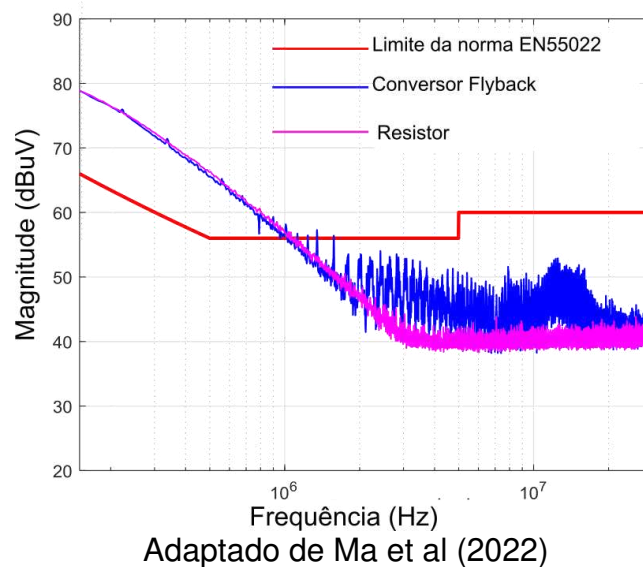
Os sinais V_A , V_B e i_{ac} do retificador com conversor flyback conectado à ponte retificadora são apresentados na Figura 18 (a) e os mesmos sinais provenientes de um retificador com carga R na saída são apresentados na Figura 18 c. Nota-se que entre ambas não há diferença significativa.

Analisando a Fig. 18 b, de t_0 a t_1 , os diodos estão bloqueados. A partir de t_1 um par de diodos está conduzindo e em t_2 esse par é bloqueado. Nesse instante, uma corrente de recuperação reversa é observada. Considerando o detalhe na Figura 18 (b) nota-se que antes de t_3 a corrente de recuperação reversa possui uma taxa de variação de -2 kA/s . A partir disso, a taxa de variação tem uma mudança abrupta para 16 kA/s . Essa mudança abrupta gera um pico de tensão nos pontos V_A e V_B devido ao indutor de $50\ \mu\text{H}$ da LISN, que gera harmônicas de frequência elevada em níveis superiores aos limites sugeridos pelas normativas. Ele mediu o valor de pico do ruído

gerado por dois retificadores em comparação com o limite normativo, sendo um deles alimentando um conversor flyback e outro alimentando a carga R.

A Figura 19 ilustra que o ruído devido à recuperação reversa supera os limites estabelecidos pela norma EM 55022, demonstrando a necessidade de filtros eficientes.

Figura 19 - Ruído gerado pela corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora com conversor flyback como carga (Azul) e com resistor como carga (roxo)



Percebe-se para as duas situações, que o ECMD entre 150 kHz e 1 MHz é independente da topologia conectada a jusante da ponte retificadora, ou seja, depende exclusivamente das características de recuperação reversa de seus diodos.

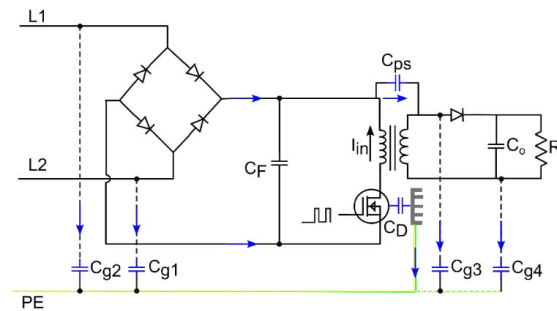
2.3 EMISSÃO CONDUZIDA DE MODO COMUM

A Emissão conduzida de modo comum (ECMC) está associada a quatro fatores:

- Capacitâncias parasitas;
- Derivadas de tensão provenientes da operação do conversor;
- Aterramento e equipotencialização do gabinete do equipamento;
- Acoplamento de ruído proveniente de ondas de rádio, condutores próximos e descargas atmosféricas;

As capacitâncias parasitas são produzidas entre as trilhas da placa de circuito impresso (PCI), entre as trilhas e o gabinete do conversor, entre o núcleo dos cabos e o gabinete, entre o encapsulamento dos transistores de potência e os dissipadores e entre o primário e secundário dos transformadores. Essas capacitâncias formam um circuito fechado com o condutor de proteção (terra) quando o equipamento está conectado ao aterramento, conforme pode ser visto na Figura 20.

Figura 20 – Circuito de circulação da corrente de modo comum.



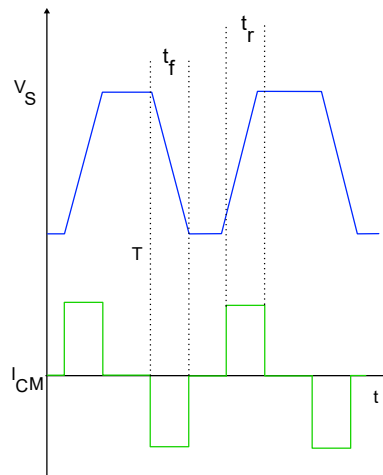
Fonte: Produção do próprio autor.

Cada capacitor parasita forma um ramo pelo qual circula uma corrente elétrica. A soma dessas correntes circula pelo condutor PE e é conhecida como corrente de modo comum (CMC). Indesejada e, muitas vezes inevitável, seu nível é proporcional a capacitância parasita e a derivada de tensão sobre essa capacitância, conforme a equação 9.

$$I_{MC} = C_{par} \frac{dV_c}{dt} \quad (9)$$

De acordo com Ott (2009), o elemento parasita de maior relevância é a capacitância entre a semicondutor de potência e o dissipador (C_D). A I_{CM} , portanto, é majoritariamente dependente dos tempos de subida (t_r) e descida (t_f) da tensão sobre a chave (V_s), conforme ilustrado na Figura 21.

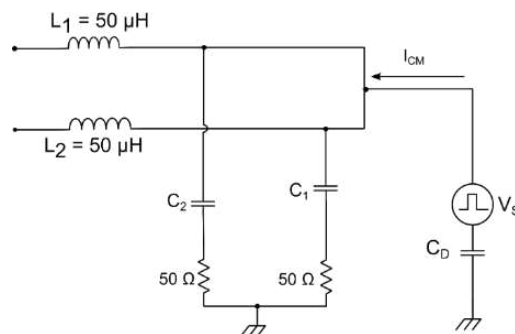
Figura 21- Tensão V_s sobre a chave do conversor e corrente de modo comum I_{CM} .



Fonte: Produção do próprio autor.

Ao considerar-se a impedância da LISN, o circuito equivalente de modo comum é representado na Figura 22.

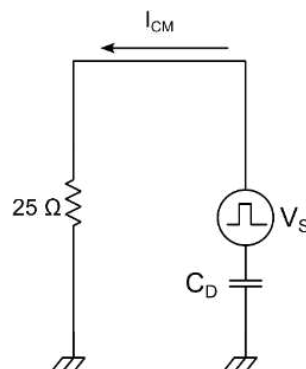
Figura 22 – Circuito equivalente do ruído de modo comum da LISN e do conversor



Fonte: Produção do próprio autor.

A simplificação do diagrama desse diagrama, recai no diagrama da Figura 23, que é aplicado para análise projeto de filtros.

Figura 23 – Circuito equivalente de modo comum simplificado.



Fonte: Produção do próprio autor.

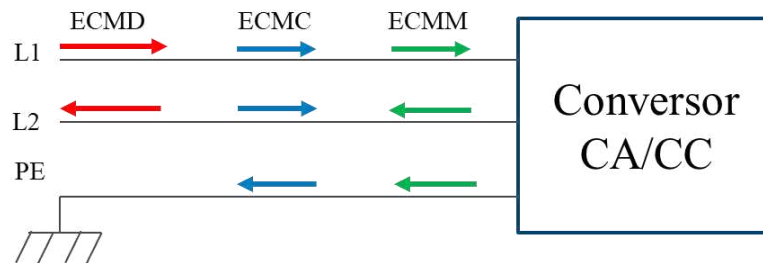
Para fins de análise e diagnóstico, o que interessa é o sinal de tensão de modo comum V_{CM} sobre o resistor equivalente de 25Ω da LSIN, que é dado pela equação 10.

$$V_{CM} = 25 \cdot 2\pi f C_D V_S(f) \quad (10)$$

2.4 EMISSÃO CONDUZIDA DE MODO MISTO

Em relação a linha de alimentação do conversor, a ECMD é caracterizada por circular em sentidos opostos e a ECMC por circular em um único sentido em direção ao condutor PE. Por outro lado, a ECMM é caracterizada por circular em sentidos opostos e em direção ao PE, conforme ilustrado na Figura 24. A emissão conduzida de modo misto (ECMM), é também chamada de emissão conduzida de modo diferencial não intrínseco, por apresentar o mesmo comportamento da emissão de modo diferencial, em relação ao sentido de circulação.

Figura 24. Sentido de circulação da emissão de modo diferencial, de modo comum e de modo misto.

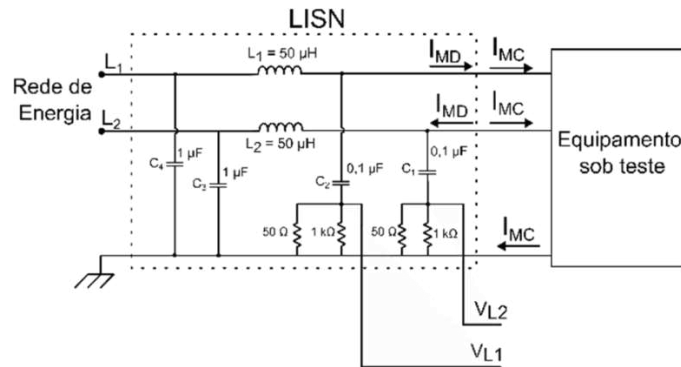


Fonte: Produção do próprio autor.

Esse comportamento pode ser associado às etapas de operação da ponte retificadora de entrada do conversor CA-CC. Quando os diodos da ponte retificadora estão em condução, as emissões existentes são apenas de modo comum e de modo diferencial. Quando os diodos estão bloqueados, não há circulação de corrente de modo diferencial e de modo comum, no entanto, há circulação de corrente de modo misto (Qu and Chen, 2002; Zhang, Cehn and Sable, 1998; Jin and Weming, 2004).

Esse comportamento pode ser verificado medindo-se os sinais de emissão conduzida V_{L1} e V_{L2} nos ramos da LISN, conforme o circuito da Figura 25.

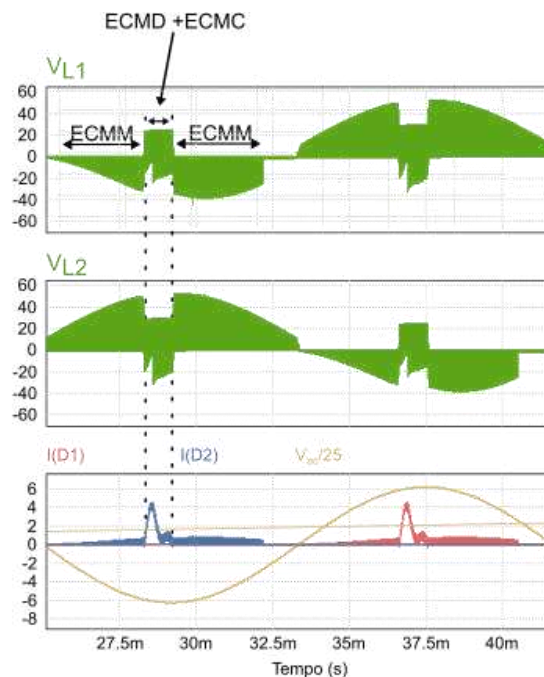
Figura 25. Sinal de ruído V_{L1} e V_{L2} nos ramos da LISN.



Fonte: Produção do próprio autor.

Observando os sinais V_{L1} e V_{L2} , juntamente com a tensão da rede de energia V_{ac} e a corrente de entrada da ponte retificadora $I(D1)$ e $I(D2)$ na Figura 26 nota-se que os sinais V_{L1} e V_{L2} existem durante todo o ciclo de tensão da rede elétrica. No entanto, quando há circulação de corrente pelos diodos, os sinais V_{L1} e V_{L2} são vistos no sentido positivo e negativo ao mesmo tempo e são uma composição dos sinais de modo diferencial e de modo comum, conforme as equações (1) e (2). Quando não há circulação de corrente de entrada, o sinal é visto em um único sentido em cada ramo da LISN, conforme ilustrado na Figura 26.

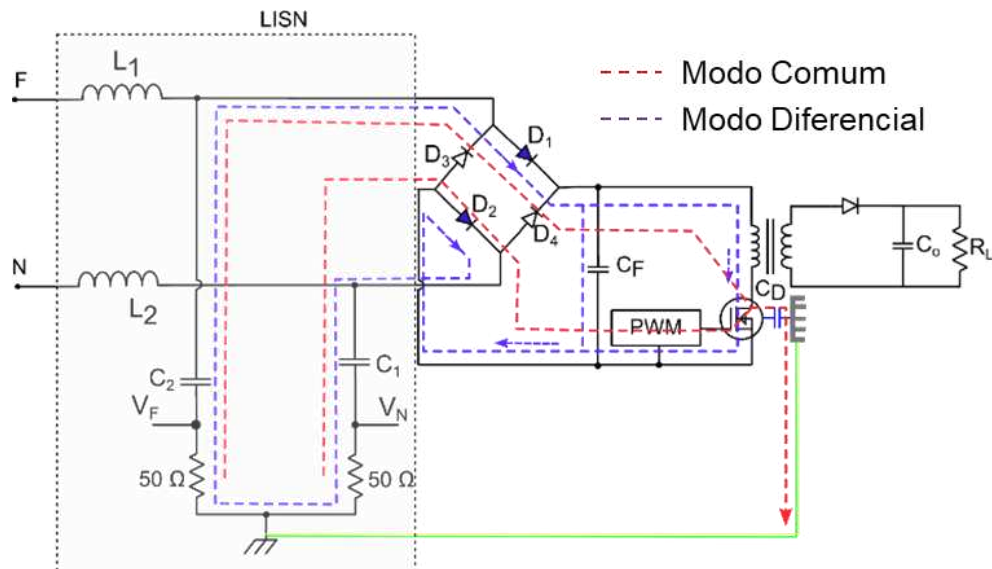
Figura 26. Sinais de ruído V_{L1} e V_{L2} em relação as etapas de funcionamento da ponte retificadora e da corrente de entrada do conversor CA-CC.



Fonte: Produção do próprio autor.

Internamente, no conversor conectado à LISN, quando os diodos da ponte retificadora estão em condução, os caminhos de circulação da corrente de modo diferencial e de modo comum são vistos na Figura 27.

Figura 27 – Caminho de circulação da corrente de modo diferencial e de modo comum com os diodos D_1 e D_2 em condução.

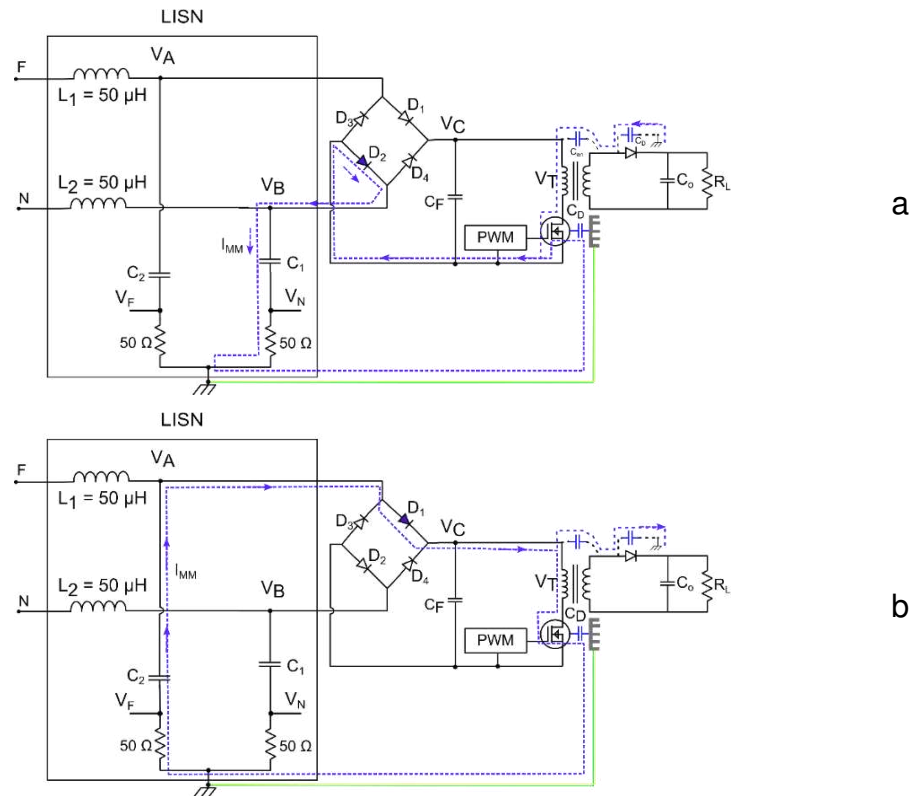


Fonte: Produção do próprio autor.

Por outro lado, quando os diodos estão bloqueados, a corrente de ruído continua circulando na ponte retificadora devido a capacitância série de seus diodos, que é na ordem de 100 pF. Essa corrente, de alta frequência, circula entre as capacitâncias parasitas dos diodos da ponte retificadora e entre as capacitâncias dos semicondutores e dissipadores e por um único ramo da LISN conforme ilustrado nas Figuras 28 a e 28 b. O sentido de circulação é determinado pela derivada de tensão da chave do conversor. Na derivada negativa, durante a entrada em condução do semicondutor de potência, a circulação da corrente é conforme Figura 28 b. Na derivada positiva, durante a entrada em bloqueio do semicondutor de potência, a circulação da corrente é conforme Figura 28 a.

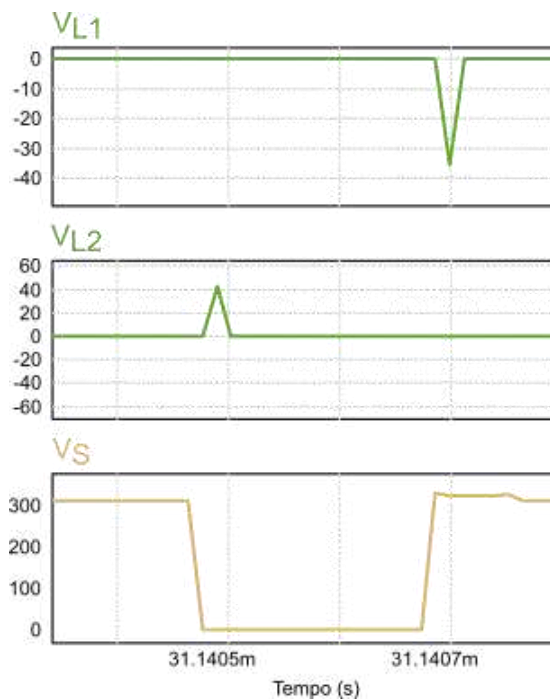
Ampliando o sinal de ruído V_{L1} e V_{L2} em uma escala de tempo do período de chaveamento do conversor e incluindo na análise a tensão sobre a chave do conversor (V_s), nota-se a tensão de ruído V_{L1} quando a chave entra em condução e a tensão de ruído V_{L2} , em sentido contrário, quando a chave entra em bloqueio, conforme ilustrado na Figura 29.

Figura 28 – Circulação de corrente de modo diferencial não intrínseco quando a chave entra em bloqueio (a) e entra em condução (b).



Fonte: Produção do próprio autor.

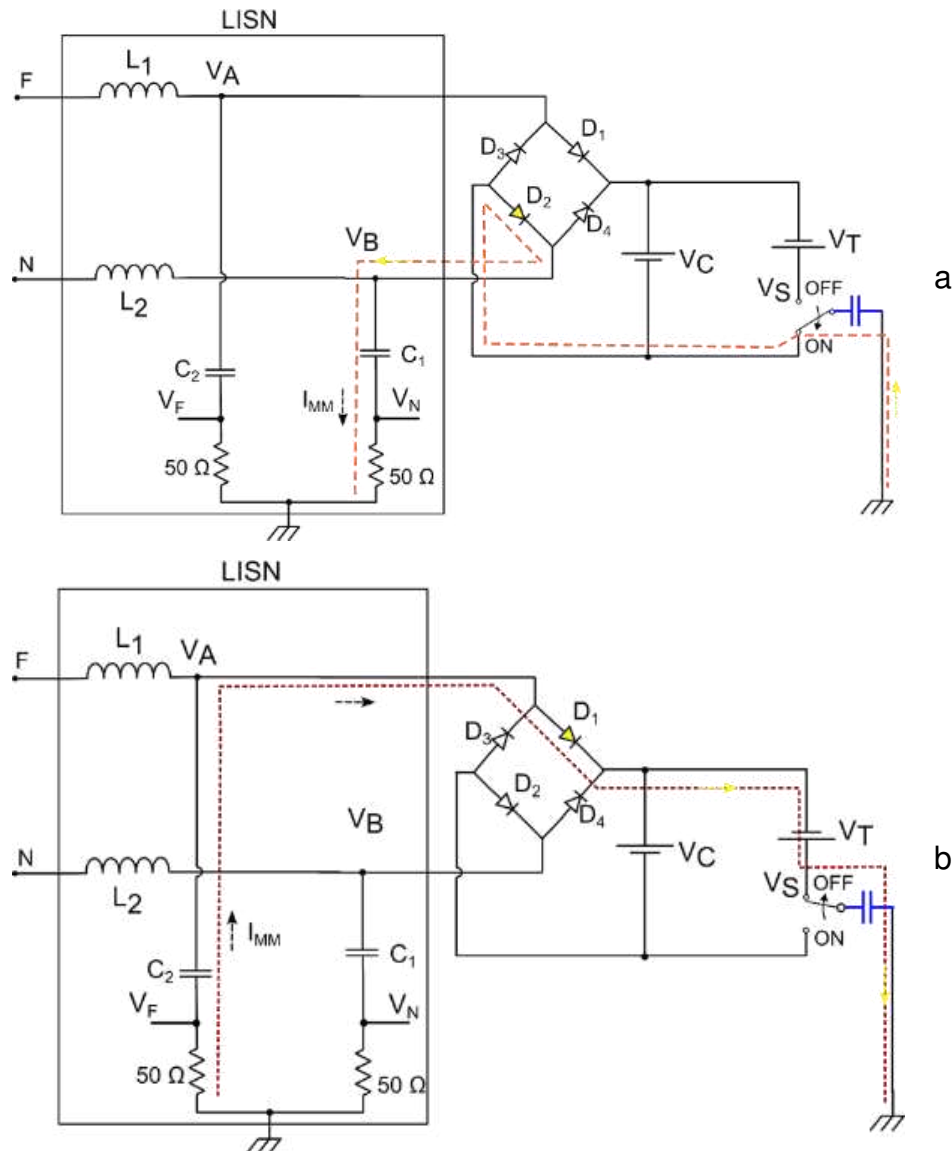
Figura 29 – Sinal de ruído V_F e V_N em função do bloqueio ou entrada em condução da chave.



Fonte: Produção do próprio autor.

O detalhe do mecanismo de circulação da corrente de modo misto pelo conversor e pela chave, pode ser visto na Figura 30 a quando o transistor entra em condução e na Figura 30 b quando o transistor entra em bloqueio.

Figura 30 - Circulação de corrente de modo misto quando a chave entra em condução (a) e em bloqueio (b).



Fonte: Produção do próprio autor.

Determinar o comportamento das três modalidades de emissão conduzida individualmente é essencial para a projeto do filtro de EMC. A distinção entre a emissão de modo misto e as emissões de modo comum e modo diferencial, juntamente com a informação da impedância de entrada do conversor, que será estudada no capítulo 4, é essencial para otimizar o volume e eficácia do filtro.

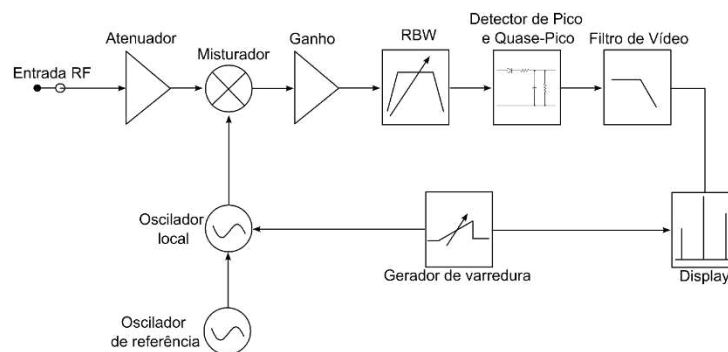
2.5 MEDIDAS E UNIDADES

A emissão conduzida é caracterizada pelo seu nível de pico, pelo seu valor médio, ou pelo seu valor de Quase-pico. Quando se trata de nível, a unidade protagonista é o Decibel (dB), que é um submúltiplo, ou seja, a décima parte, da unidade Bel. É representada matematicamente pelo logaritmo decimal da razão entre duas quantidades de mesma grandeza, sendo uma delas a referência. Portanto é uma unidade adimensional (IEEE, 1980). Os limites de pico e quase pico e de valor médio são especificados pelas normas CISPR 22, EN55022, EN 55032 entre outras. Nesse capítulo serão estudados os conceitos de pico, quase-pico e valor médio em compatibilidade eletromagnética, bem como os limites em μV e $dB\mu V$ das especificados pelas normas CISPR 22 e EN55022.

2.5.1 Analisador de espectro e os detectores de pico e quase-pico

Nas análises de compatibilidade eletromagnética, o analisador de espectro (AE) - também conhecido como receptor de EMI - é o equipamento principal. Os detectores de pico e quase-pico, são parte desse equipamento, e exercem função essencial para a caracterização do sinal de ruído. O AE tem a função de converter um sinal no domínio do tempo para um sinal no domínio da frequência. É composto de um Misturador e de um oscilador local controlado por um Gerador de Varredura. O sinal proveniente da Entrada RF, após atenuado, é misturado a um sinal de frequência fixa proveniente do oscilador local. Em seguida, o sinal passa um filtro passa banda (RBW) e pelo detector de Pico e Quase-Pico, conforme ilustrado na Figura 31.

Figura 31 – Blocos funcionais de um analisador de espectro



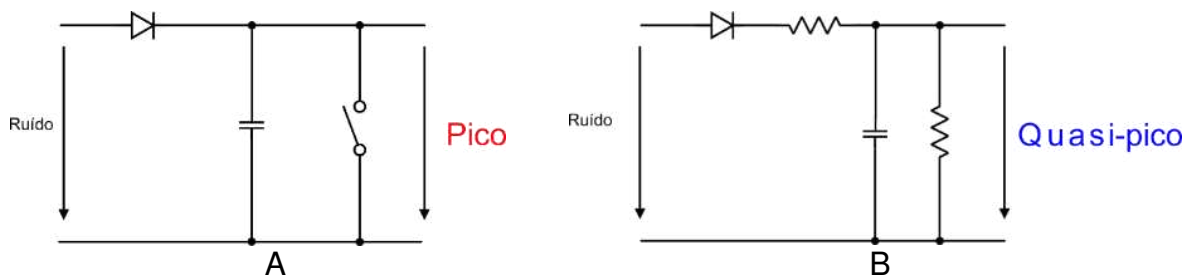
Fonte: Produção do próprio autor.

Idealmente, deve-se definir a banda do filtro RBW a mais estreita possível, a fim de melhorar a resolução da amostragem, permitindo a visualização de sinais que se encontram próximos um ao outro. Entretanto, o tempo de varredura e a largura de banda estão relacionados inversamente, ou seja, quanto menor a banda, maior o tempo de varredura. Um valor típico de banda, indicado pela norma CISPR 16 para medição do espectro de 150 kHz a 30 Mhz é de 9 kHz. Outro aspecto relevante é que alguns analisadores realizam primeiro a leitura de Pico e depois disso selecionam alguns dos pontos de maior valor dessa leitura (os 10 maiores, os 20 maiores ou qualquer outro valor configurável) em seguida o analisador faz a leitura de Quase-Pico desses pontos.

Os detectores de Pico têm a função de reter o valor mais alto de cada harmônica, indicando o pior cenário. O detector de Quase-Pico mensura cada componente baseado na taxa de repetição, sendo maior a taxa de repetição, maior seu valor. A Figura 32 apresenta o diagrama elétrico dos respectivos detectores.

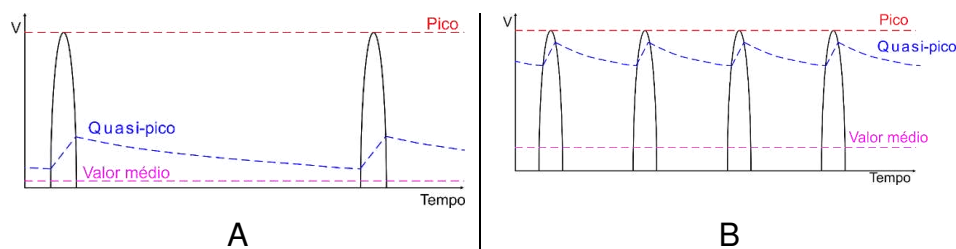
O detector de valor médio, retêm o valor médio de cada componente em um período em caso baixa taxa de repetição e alta taxa de repetição, conforme ilustrado na Figura 33.

Figura 32 – Esquema do detector de pico (A) e do detector de Quase-pico (B)



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 33 – Detector de valor médio em alta taxa (a) de repetição e baixa taxa de repetição (b).



Fonte: Produção do próprio autor.

2.5.2 Limites normativos

O nível relativo de ruído pode ser expresso na base da grandeza original ou nos seus submúltiplos (mili e micro). Nas equações 11, 12 e 13, representa-se o nível relativo do sinal de ruído em volts, milivolts e microvolts, respectivamente.

$$dBV = 20\log_{10}\left(\frac{volts}{1V}\right) \quad (11)$$

$$dBmV = 20\log_{10}\left(\frac{volts}{1mV}\right) \quad (12)$$

$$dB\mu V = 20\log_{10}\left(\frac{volts}{1\mu V}\right) \quad (13)$$

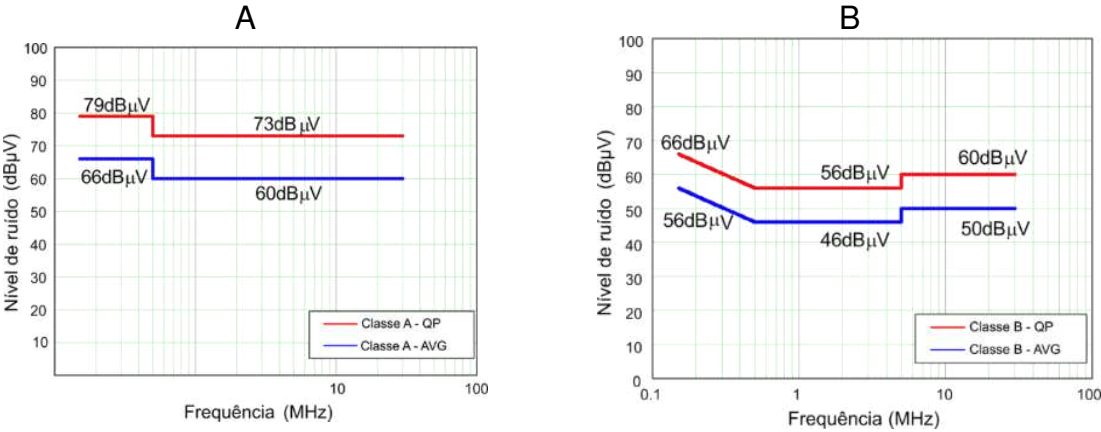
Para expressar dB μ V em μ V, é necessário manipular a equação 13, colocando os dois lados da equação na base 10 e isolando o termo volts:

$$volts = 1\mu V \cdot 10^{\frac{dB\mu V}{20}} \quad (14)$$

Os limites máximos de emissão conduzida são definidos de acordo com a norma de referência. A CISPR 22 e a EN 55022 definem dois grupos de equipamentos, classe A e classe B. De equipamentos classe A exigem-se limites menos restritivos, pois são aplicados na indústria e em áreas públicas onde os equipamentos são menos suscetíveis a ruído. Por outro lado, de equipamento Classe B, tipicamente usados em ambiente residencial, exigem-se limites mais restritivos de emissões conduzidas, conforme ilustrado na Figura 34 A e B, respectivamente.

Os limites da norma, são especificados em valor médio (AVG) e valor de quase-pico (QP) e apresentados em dB μ V. No entanto, podem ser expressos também em μ V, a título de análise e estudo, aplicando-se os limites da Figura 34 B na equação 14, tem-se então o nível de ruído máximo em micro-volts admitido pela norma, na Tabela 3.

Figura 34 – Limites de emissão conduzida de equipa Classe A e Classe



Fonte: Adaptado de CISPR 22 e a EN 55022

Tabela 3 – Limites em dBμV e μV

Frequência (MHz)	Nível (dBμV)		Nível (μV)	
	QP	AVG	AVG	QP
0,15	66	56	631	1995
0,5	56	46	199,5	631
0,5-5	56	46	199,5	631
5-30	60	50	316	1000

Fonte: Produção do próprio autor

as características de atenuação dos componentes individuais e seus arranjos, que formam a estruturas de dos filtros.

3.1 COMPONENTES DOS FILTROS DE EMISSÕES CONDUZIDAS

Os componentes elétricos aplicados em filtros de compatibilidade eletromagnética exercem papel importante na sua qualidade, robustez e confiabilidade. Os capacitores e indutores são os componentes primários devido ao seu princípio de funcionamento, robustez, confiabilidade e baixo custo. Sendo o capacitor um elemento de baixa impedância em derivação que oferece um caminho para a circulação da corrente de ruído para a referência e o indutor um elemento de alta impedância em série que impede a circulação da corrente de ruído em determinado ramo do circuito.

No projeto dos filtros, inicialmente, capacitores e indutores são especificados pela sua capacitância, sua indutância e requisitos de segurança. Entretanto, para uma análise assertiva do desempenho de um filtro é preciso considerar as não idealidades dos componentes, prevendo sua degradação de desempenho devido aos elementos parasitas próprios e mútuos.

3.1.1 CAPACITORES

O capacitor é um elemento passivo que armazena cargas elétricas de sinais opostos distribuídas em placas condutoras separadas por um dielétrico quando submetidos a uma tensão elétrica, conforme resumido na equação 14.

$$Q = C \cdot V \quad (14)$$

Em que:

- C é a capacitância;
- V é a diferença de potencial em seus terminais;

A capacitância pode ser determinada como a quantidade de carga elétrica armazenada em duas placas paralelas por unidade de tensão aplicada e depende de variáveis construtivas, conforme a equação apresentada a seguir:

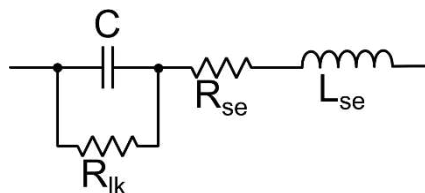
$$C = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_o \cdot \frac{A}{d} \quad (15)$$

Em que:

- ε_r é a permissividade relativa do material dielétrico;
- ε_o é a permissividade absoluta do material dielétrico;
- A é a área das placas condutoras;
- d é a distância entre as placas condutoras;

Na sua construção prática, para aumentar a capacitância, é necessário usar artifícios de engenharia como diferentes tipos de filmes condutores, enrolados ou em multicamadas, para aumentar a área A e materiais isolantes com alta permissividade para reduzir a distância d . Inerentemente a esses artifícios de construção, manifestam-se indutâncias parasitas e perdas no material dielétrico. Esses elementos podem ser representados no circuito equivalente da Figura 36.

Figura 36 – Circuito equivalente do capacitor



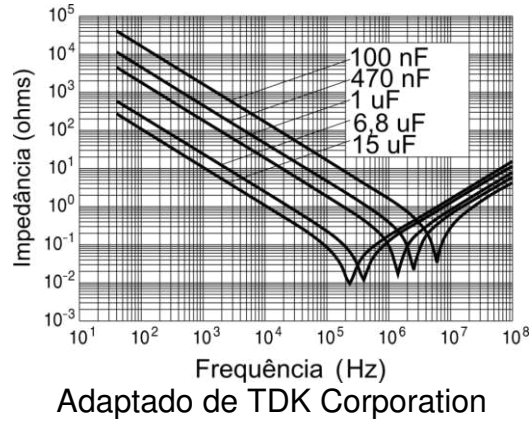
Fonte: Produção do próprio autor.

No esquema, C representa a capacitância pura, R_{se} origina-se das perdas no dielétrico, das conexões entre terminais e enrolamento e L_{se} é a indutância parasita, gerada pelo enrolamento do filme condutor dentro do capacitor e R_{ik} , representa a perda de carga ao longo do tempo, quando o capacitor está desconectado do circuito.

No espectro de impedância, o componente L_{se} é responsável por uma ressonância, que altera o comportamento do capacitor para um comportamento predominantemente indutivo em altas frequências. O espectro de impedância de diversos capacitores de filme do tipo X são apresentados na Figura 37.

Percebe-se que quanto maior a capacitância, mais baixa é a frequência de ressonância. Essa alteração no comportamento do componente em altas frequências implica em uma perda de performance do filtro de EMC nessa faixa de frequência.

Figura 37 – Curva de impedância de capacitores X de filtros de emissão conduzida



A impedância equivalente $\hat{Z}$ desse circuito é composta de uma parte real $Re(\hat{Z})$ e uma parte imaginária $Im(\hat{Z})$ e pode ser expressa em função de sua magnitude $\hat{Z}$ e sua fase ϕ , conforme equação 16.

$$\hat{Z} = \hat{Z} \cdot e^{-i\phi} \quad (16)$$

Fisicamente, $|\hat{Z}|$ é a razão entre a amplitude da tensão e da corrente no capacitor, enquanto ϕ é a defasagem entre a tensão e a corrente.

Idealmente, o ângulo ϕ seria 90° , entretanto, devido às perdas no material dielétrico e nas conexões, isso não ocorre. Assim, a diferença entre 90° e o ângulo ϕ é chamada de ângulo de perda. A equação 17 apresenta a relação entre o ângulo de perda e a parte real e a parte imaginária da impedância $\hat{Z}$.

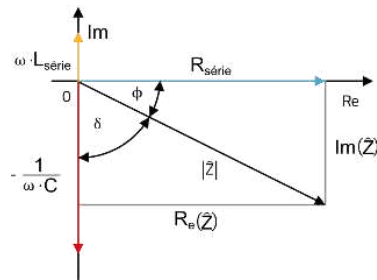
$$\delta = \frac{\pi}{2} - \phi = \tan^{-1} \left(\frac{Re(\hat{Z})}{|Im(\hat{Z})|} \right) \quad (17)$$

Desconsiderando-se a resistência R_{leak} , a tangente do ângulo de perda representa o fator de dissipação (FD), que é a razão entre a resistência série e a reatância capacitiva, conforme equação 18

$$\tan(\delta) = \frac{R_{série}}{X_C} = FD \quad (18)$$

A representação dos vetores no plano complexo, pode ser vista na Figura 38.

Figura 38 – Representação vetorial da impedância equivalente do capacitor.



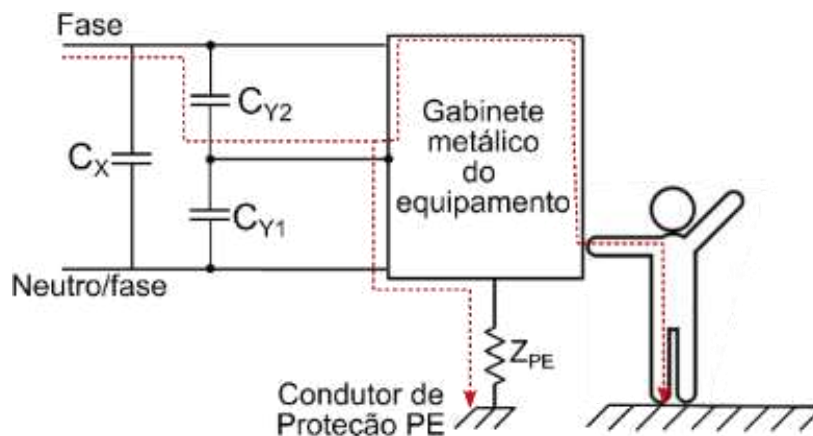
Fonte: Produção do próprio autor.

3.1.1.1 Capacitores X e Y

Os capacitores X e Y são aplicados exclusivamente para filtragem de interferências. São denominados dessa forma para distingui-los dos demais, pois seus requisitos de fabricação visam à segurança do usuário, do equipamento e da instalação. Os capacitores X são projetados para conexão de modo diferencial -entre fases ou entre fase e neutro. Em caso de falha, os capacitores X são projetados para entrar em curto-circuito para garantir o acionamento da proteção contra sobre corrente do equipamento. Os capacitores Y são projetados para conexão de modo comum - entre fases e PE ou entre neutro e PE. e deve falhar obrigatoriamente em aberto, para eliminar riscos de fuga de corrente para o gabinete do equipamento.

Em equipamentos com gabinete metálico, em caso de uma alta impedância entre gabinete e PE, causada por inexistência ou falha na conexão, um caminho possível para uma fuga de corrente do equipamento é o corpo do usuário, conforme ilustrado na Figura 39.

Figura 39 – Esquema de ligação dos capacitores X e Y.



Fonte: Produção do próprio autor.

A corrente de fuga máxima em um equipamento é especificada por normas referentes a famílias de equipamentos. Os limites da norma IEC 60950-1, referente a equipamentos de tecnologia da informação são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Limites de corrente de fuga em equipamentos de tecnologia da informação

Requisitos de segurança - IEC 60950-1 - Equipamentos de tecnologia da informação		
Proteção	Tipo	I_{fk} máxima
Dupla Isolação	Todos os tipos	0,25 mA
	Portátil	0,75 mA
Aterrado	Móvel	3,5 mA
	Estacionário	3,5 mA

Fonte: Produção do próprio autor.

No geral, os equipamentos Classe I devem ter proteção contra choque elétrico composta de isolação básica e aterramento e sua corrente de fuga máxima é de 0,75 mA para equipamentos portáteis e 3,5 mA os demais tipos de equipamentos. Os equipamentos Classe II não possuem terra de proteção. Tais equipamentos são desenvolvidos com isolação dupla ou reforçada e sua corrente de fuga máxima 0,75 mA.

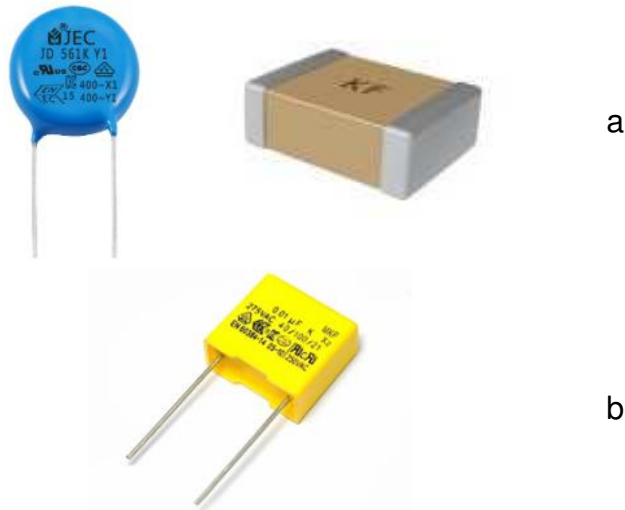
Os requisitos de segurança de equipamentos médicos são tratados na norma IEC 60601-1 e são mais restritivos quanto a corrente de fuga, delimitando em algumas condições a 0,1 mA.

Outros requisitos, como temperatura de operação, restrições de volume, custo e facilidade de montagem definem a tecnologia do capacitor aplicado nos filtros de EMC. Em geral, capacitores do tipo Y são cerâmicos (Figura 40 A), enquanto capacitores do tipo X são de filme do tipo supressores (Figura 40 B).

Os capacitores cerâmicos são preferidos para aplicações de baixa corrente devido seu tamanho reduzido, enquanto os capacitores de filme proporcionam maiores capacitâncias e maiores capacidade de corrente.

Os requisitos específicos desses elementos são definidos na norma IEC 60384-14, que se aplica a capacitores e combinações de capacitores-resistores usados em filtros de interferência conectados à rede de energia CA ou outra fonte de energia de até 1000 V CA (RMS) e com frequência não superior a 100 Hz ou a fontes de energia CC de até 1500 V.

Figura 40 – Ilustração do encapsulamento de capacitores Y (a) e X (b).



Fonte: Produção do próprio autor.

De acordo com a IEC 60384-14, os capacitores X e Y são agrupados em subclasses, de acordo com os limites de tensão RMS ou pulsos suportados.

A Tabela 5 apresenta as classes de capacitores X e seus respectivos limites de tensão e sua aplicação.

Tabela 5 – Classes de capacitores X

Sub-classe	Pulso de tensão máximo	Aplicação
X1	$2,5\text{ kV} < V_P < 4,0\text{ kV}$	Com pulsos de tensão elevada
X2	$2,5\text{ kV} < V_P$	Propósito Geral
X3	$1,2\text{ kV} < V_P$	Propósito Geral

Fonte: Produção do próprio autor.

A Tabela 6 apresenta as classes de capacitores Y e seus respectivos limites de tensão e sua aplicação.

Tabela 6 – Classes de capacitores Y

Sub-classe	Tipo de isolamento	Aplicação
Y1	Dupla ou reforçada	$V_R \leq 500\text{ V}$
Y2	Básica ou suplementar	$150\text{ V} \leq V_R \leq 300\text{ V}$
Y3	Básica ou suplementar	$150\text{ V} \leq V_R \leq 250\text{ V}$
Y4	Básica ou suplementar	$V_R \leq 150\text{ V}$

Fonte: Produção do próprio autor.

3.1.2 INDUTORES

Indutores são elementos passivos que armazenam energia em forma de fluxo magnético quando há circulação de corrente em seu enrolamento. O fluxo magnético gerado depende da corrente circulante e da indutância do elemento, conforme equação 19.

$$\Phi = \frac{L}{I} \quad (19)$$

A indutância é definida como a capacidade desse componente de gerar fluxo magnético por unidade de corrente elétrica. Construtivamente, a indutância depende das seguintes variáveis, conforme a equação 20:

$$L = \mu_r \cdot \mu_o \cdot \frac{N^2 A}{l} \quad (20)$$

Em que:

- μ_r é a permeabilidade relativa do material magnético;
- μ_o é a permeabilidade absoluta do magnético;
- N é número de espiras;
- A é a área do material envolto pelo material condutor;
- l é o comprimento do material magnético envolto pelo condutor;

Idealmente, este componente precisa ter as seguintes características:

- Alto fluxo de saturação;
- Permeabilidade magnética constante com a variação da frequência;
- Permeabilidade magnética constante com a variação da temperatura;
- Alta resistividade do material magnético, uma vez que as perdas por corrente de Foucault são inversamente proporcionais a resistividade.

A permeabilidade magnética é a característica mais importante de um núcleo magnético, e é definida como a razão entre a densidade de fluxo magnético gerado no material ($\vec{B}$) e a intensidade de campo magnético aplicado ($\vec{H}$) (Equação 21).

$$\mu = \frac{\vec{B}}{\vec{H}} \quad (21)$$

A permeabilidade relativa é determinada como a razão entre a permeabilidade complexa e a constante de permeabilidade no vácuo, conforme equação 22.

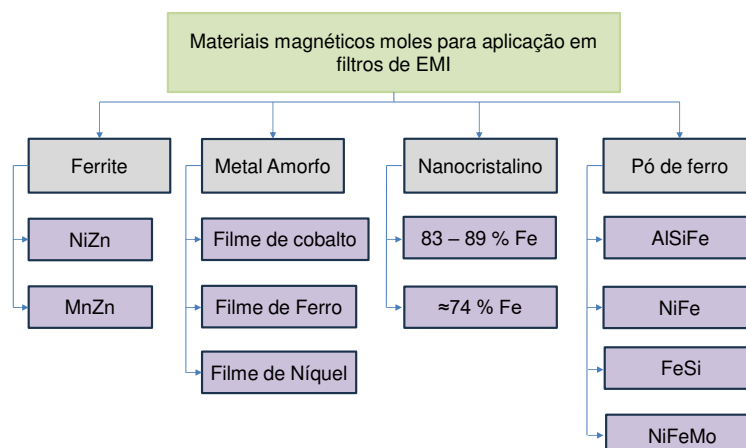
$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_o} = \frac{1}{\mu_o} \frac{\vec{B}}{\vec{H}} \quad (22)$$

A saturação é o efeito de alteração da permeabilidade magnética em função do aumento da intensidade do campo magnético. Essa é uma das propriedades mais críticas do núcleo de componentes indutivos. Quando um núcleo está saturado, o aumento do campo magnético aplicado não causa um aumento na densidade de fluxo magnético gerado, portanto, conforme a equação 20, a indutância do componente é reduzida. O fenômeno de saturação significa um limite na densidade de fluxo magnético gerada no núcleo ($\vec{B}_{sat}$) e no nível máximo de campo magnético aplicado ($\vec{H}_{max}$) no núcleo.

Nos filtros de EMC, a saturação do núcleo implica em redução da indutância, que representa uma degradação na atenuação do filtro.

Todas essas características dependem do tipo de núcleo, que pode ser de diferentes materiais e tecnologias. A Figura 41 apresenta os materiais magnéticos moles para aplicação em filtros de EMI.

Figura 41 – Materiais magnéticos moles para aplicação em indutores de filtros de EMI.



Fonte: Adaptado Manushyn (2018).

Ferrites são materiais cerâmicos compostos principalmente por óxido de ferro combinados com outros elementos metálicos. A sua fórmula química geral é MeFe_2O_3 , em que Me pode ser qualquer metal de transição divalente (Manganês, Zinco, Níquel, Cobalto, Magnésio, etc). Entre suas características destacam-se a possibilidade de construção em baixo perfil para uso em construção planar, a flexibilidade de criação de novas formas que permitem automatizar facilmente as linhas de produção de indutores e a previsibilidade dos elementos parasitas (Magmattec, 2010).

Materiais amorfos são compostos de átomos dispostos aleatoriamente, criando uma estrutura desordenada. Esse material é obtido por meio da técnica chamada de “melt-spinning” que consiste em levar um material a seu ponto de fusão e jateá-lo sobre uma roda de alta condutividade térmica que gira a alta velocidade, de forma que o material esfrie rapidamente. Essa técnica, em conjunto com a disponibilidade de materiais como Cobalto, Ferro, Silício, Boro possibilita a criação de materiais de alta resistividade elétrica, baixa coercitividade e alta permeabilidade, que são ideais para produção de indutores (Magmattec, 2010).

Materiais a base de pó de ferro são fabricados por um processo chamado *metalurgia do pó de ferro*, que consiste em prensar e sinterizar pó metálicos na forma definitiva do componente final, e se inicia a partir da mistura do pó com materiais isolantes, lubrificantes e ligantes. Isso gera um isolamento entre as partículas, que interfere nas correntes de fuga no interior do núcleo e permite o projeto de indutores sem a necessidade de gaps construtivos. Com isso, obtém um indutor com dispersão magnética desprezível (Magmattec, 2010).

Os principais parâmetros que distinguem esses materiais entre si, são apresentas na Tabela 7 dando uma visão geral e comparativa de suas propriedades.

Os ferrites têm maior permeabilidade e apresentam menor fluxo de saturação se comparados com os materiais de pó de ferro, que apresentam um fluxo de saturação cerca de vezes maior. Destaca-se que sua curva de saturação é mais abrupta que a curva de saturação do pó de ferro, conforme representado na Figura 42.

Entre os núcleos de Ferrite, os de MnZn são os que apresentam melhor permeabilidade e melhor fluxo de saturação, entretanto tem seu desempenho pior que os núcleo de NiZn no que diz respeito a frequência de operação e perdas. Ou seja,

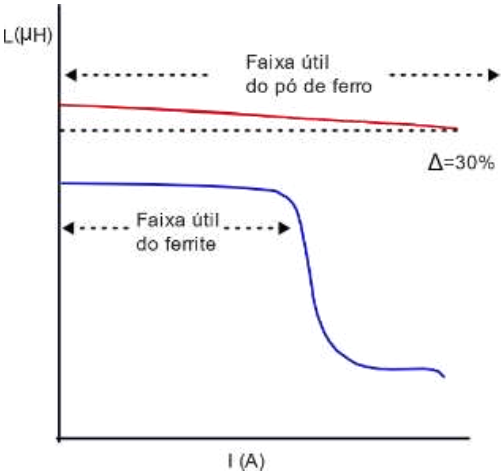
núcleos de MnZn favorecem a atenuação da interferência em baixas frequências ($10\text{ kHz} < f < 10\text{ MHz}$) e núcleos de NiZn, favorecem a atenuação em altas frequências ($10\text{ MHz} < f < 100\text{ MHz}$).

Tabela 7 – Parâmetros dos materiais magnéticos moles de indutores para filtros de EMI

Material	Parâmetros do material					
	Composição	μ	$\vec{B}_{sat}$ (T)	Perdas (W/Kg)	Temp. Máx. (°C)	F_{Max} (MHz)
MnZn	MnZnFe ₂ O ₄	2000-12000	0,4	17	120	10
NiZn	NiZnFe ₂ O ₄	100-500	0,35	9	120	100
Liga de Cobalto	Co ₇₃ (SiB) ₂₇	80000-150000	0,8	5	80-74	100
Liga de Ferro	Fe ₇₆ (SiB) ₂₄	8000-20000	1,7	18	150	20
Fe 83% - 89 %	Fe ₈₃ Cu ₁ P ₄ Si ₄ B ₈	5000-30000	1,94	8	200	4
Pó de Ferro	FeSi	19-125	1,6	10	200	4

Fonte: Adaptado de Magnetics (2024).

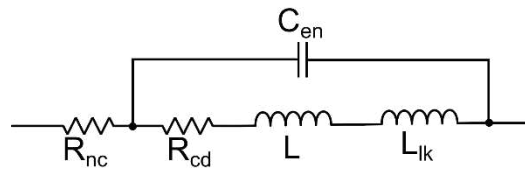
Figura 42 – Curva de saturação dos núcleos de pós de ferro e de ferrite.



Fonte: Adaptado de Magnetics (2024).

As características construtivas do indutor e a tecnologia dos materiais do núcleo, incluem não idealidades ao componente, que podem ser modelados pelo diagrama da Figura 43.

Figura 43 – Circuito equivalente do indutor



Fonte: Produção do próprio autor.

Em que:

- R_{nc} é a resistência causada pelas perdas no núcleo;
- R_{cd} é a resistência do condutor;
- C_{en} é a capacitância entre as espiras de fio;
- L_{lk} é a indutância gerada pelo fluxo dispersão, ou indutância de dispersão.
- L é a indutância do componente;

3.1.2.1 INDUTORES DE MODO COMUM

No contexto dos filtros de EMI para fontes chaveadas CA-CC, o indutor de modo comum (L_{MC}) é o componente protagonista, pois é o elemento série que oferece alta impedância aos sinais de RF que circulam no conversor. Esse componente é capaz de atenuar o ruído de modo comum, com sua indutância acoplada, e o ruído de modo diferencial, com sua indutância de dispersão.

O seu princípio de funcionamento é baseado na soma e subtração do fluxo magnético, conforme ilustrado na Fig 44. Se a corrente circulante nas bobinas é de modo comum, ou seja, seguem no mesmo sentido, o fluxo resultante se soma (Figura 44 A), e se a corrente circulante nas bobinas é de modo diferencial, ou seja, seguem em sentido contrário, o fluxo se subtrai (Figura 44 B).

Os indutores de modo comum podem ser fabricados em núcleos toroidais ou em formato UU e a técnica de enrolamento das bobinas pode definir características como indutância de dispersão, capacitância parasita e custo.

Os indutores toroidais podem ser fabricados em enrolamentos divididos ou bifilares. Os de enrolamento dividido (Figura 45 A) são os mais populares, possuem menor custo e apresentam maior indutância de dispersão, o que é importante, pois o projetista obtém adicionalmente um indutor de modo diferencial. Já indutores toroidais de enrolamento bifilar (Figura 45 B) fazem uso de condutores isolados enrolados lado a lado, possuem menor dispersão, maior imunidade a ruído e maior custo.

Figura 44 – Fluxo magnético causado pela corrente de modo comum (A) e de modo diferencial (B).

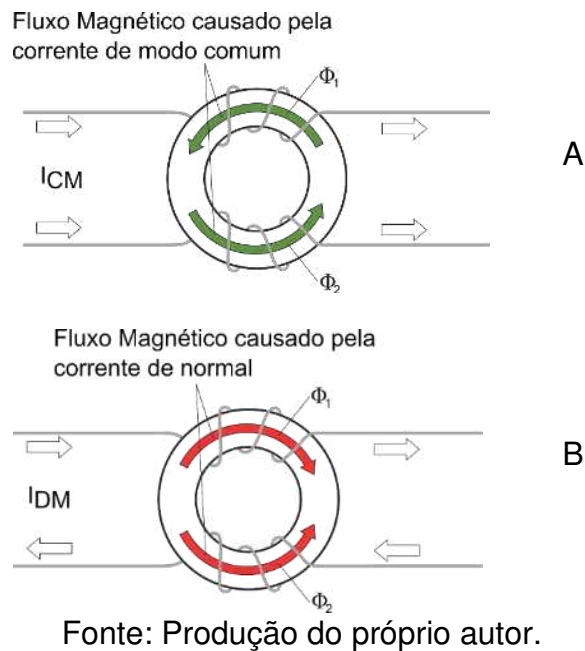
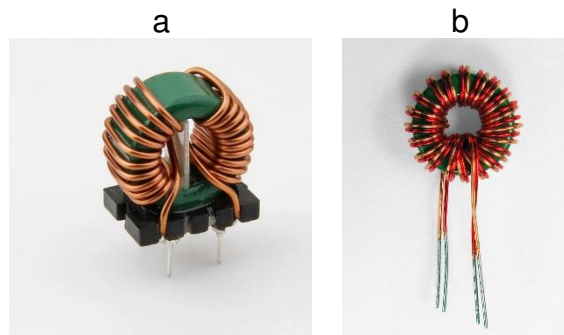


Figura 45 – Indutores toroidais com enrolamento dividido (a) e bi filar (b).



Fonte: Adaptado de TDK Corporation e Würth Eletronics

Os indutores em formato de UU (Figura 46) são fabricados em enrolamentos multicamadas, com mais espiras de fio e maiores indutâncias. Consequentemente, apresentam maiores capacitâncias parasitas da entrada para a saída, o que leva à redução da frequência de ressonância e pior desempenho em altas frequências.

De maneira geral, núcleos de alta permeabilidade proporcionam alta indutância em baixa frequência, mas revelam um pior desempenho em altas frequências. E núcleos de baixa permeabilidade apresentam menores indutância em baixas frequências, mas uma resposta linear ao longo de uma faixa maior de frequência.

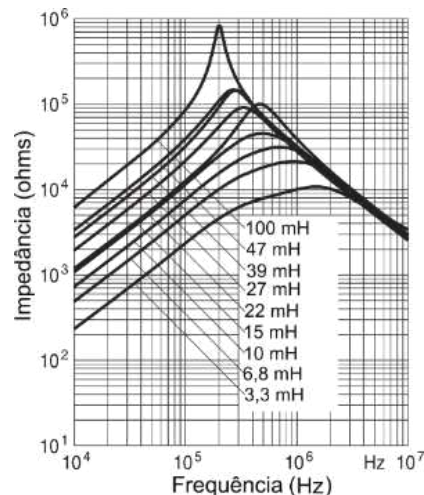
Figura 46 – Indutor em formato de um com enrolamento multicamadas



Fonte: Adaptado de TDK Corporation

A impedância equivalente de uma família de indutores de modo comum da empresa TDK Corporation da série B82732R/W é vista na Figura 47. Nos gráficos, nota-se a região do espectro em que a indutância, a resistência e a capacitância predominam, respectivamente. Destaca-se que maiores indutâncias significam mais resistência e mais capacitância parasita, devido ao maior número de enrolamentos, conforme pode ser visto na curva de impedância do indutor de 100 mH, em que a ressonância é em cerca de 200 kHz, ou seja, logo no início do espectro de interesse para EMC.

Figura 47 – Espectro de impedância do indutor de modo comum

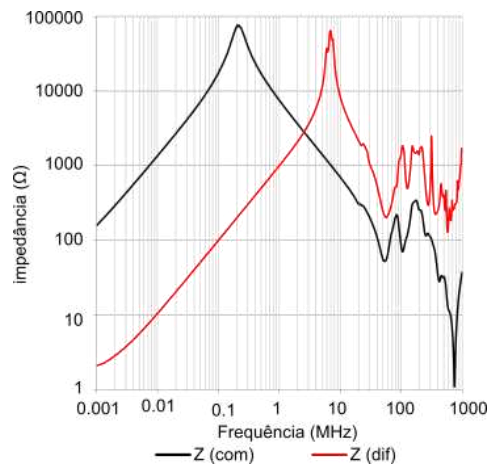


Fonte: Adaptado de TDK Corporation

A indutância de dispersão da bobina de modo comum, embora seja um elemento parasita, é um recurso muito utilizável para o projeto do filtro de modo diferencial. Essa, normalmente varia de 0,5% a 2% da indutância de modo comum, dependendo da tecnologia de fabricação. Na Figura 48 identifica-se a dispersão de

0,5% em relação a indutância de modo comum de um indutor toroidal de enrolamento dividido de núcleo de MnZn.

Figura 48 – Espectro de impedância da indutância de modo comum (preto) e de sua indutância de dispersão de 0,5% (vermelho).



Fonte: Adaptado de Wurth Electronics

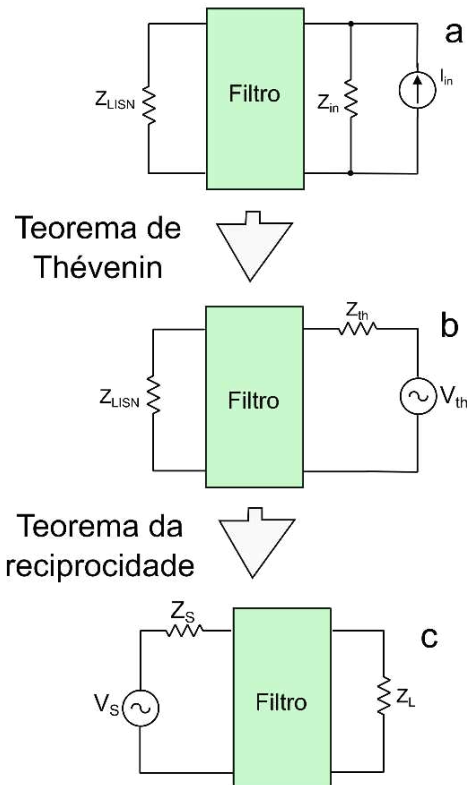
Para essa família de indutores do fabricante Wurth Electronics, a dispersão é de 0,5%. Outro destaque deve ser dado a ressonância da dispersão, que normalmente é cerca de uma década ou mais, acima da ressonância da bobina de modo comum.

3.2 PERDA DE INSERÇÃO

A atenuação causada por um filtro, também chamada de perda de inserção se refere a magnitude do sinal que foi perdido ao passar por um filtro.

Para iniciar as deduções da perda de inserção provocada por um filtro, primeiramente adequou-se o circuito equivalente de ruído da fonte chaveada aos padrões utilizados no estudo de filtros. Conforme Figura 49 a, o ruído é gerado pela fonte chaveada é conceitualmente representado por uma fonte de corrente. Entretanto, na análise de filtros, convencionou-se trabalhar com sinal de tensão, aplica-se o teorema de Thévenin, para converter a fonte de corrente em paralelo com uma impedância em fonte de tensão em série com uma impedância. Em seguida aplica-se o teorema da reciprocidade, alterando a posição da fonte de tensão de ruído para o lado esquerdo do filtro, conforme Figura 49 c.

Figura 49 – Circuito equivalente de Thévenin do ruído da fonte chaveada

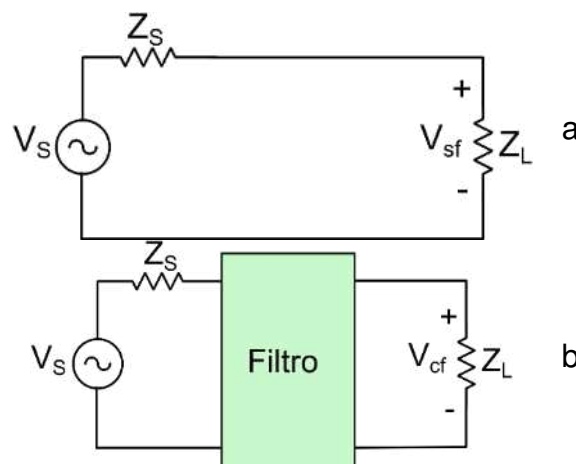


Fonte: Produção do próprio autor.

No estudo de filtros, por convenção, Nave (1991) denomina Z_s como a impedância da fonte de energia e Z_L como a impedância da carga. Nesse trabalho $Z_s = Z_{LISN}$ e Z_L é a impedância de modo comum ou de modo diferencial do conversor.

Por convenção, para o cálculo da atenuação, usa-se como base a tensão de tensão de ruído antes da adição do filtro (V_{sf}) (Figura 50 A).

Figura 50 – Tensão V_{sf} antes da inserção do filtro (a) e tensão V_{cf} após a inserção do filtro (b)



Fonte: Adaptado de TDK Corporation

Então, representa-se a perda de inserção pelo logaritmo decimal da razão entre a tensão de ruído sem o uso do filtro (V_{sf}) e a tensão de ruído com a adição do filtro (V_{cf}) conforme a equação 23.

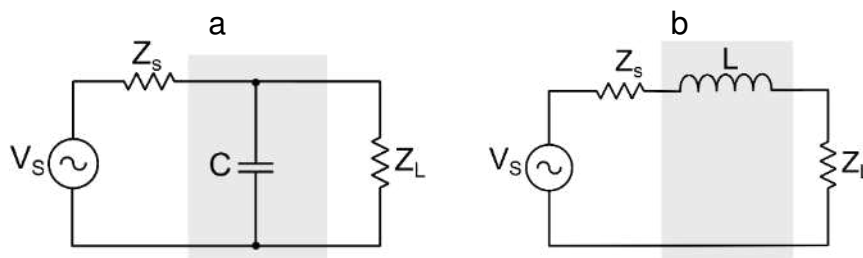
$$IL = 20\log_{10}\left(\frac{V_{sf}}{V_{cf}}\right) \quad (23)$$

Conforme será visto a seguir, as relações entre a impedância da rede de energia (Z_s) (no caso de uso da LISN, Z_{LISN}) e da impedância do conversor (Z_L) impactam diretamente a frequência de corte do filtro e, por consequência, a sua atenuação.

3.2.1 Filtros de primeira ordem

Os filtros de primeira ordem, também chamados de filtro em derivação (Figura 51.A) e filtro Série (Figura 51.B) possuem curva de atenuação 20 dB/década após a frequência de corte.

Figura 51 – Filtro C – em derivação (a) e Filtro L – Série (b)



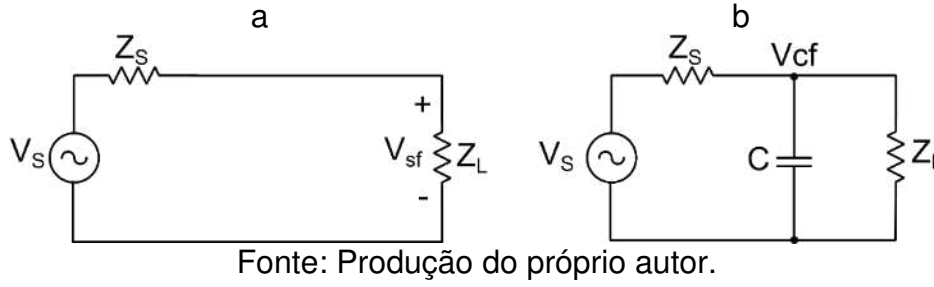
Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1.1 Atenuação do filtro em derivação

A atenuação do filtro derivação pode ser calculada a partir dos diagramas da Figura 52.

A relação entre a tensão entrada do conversor sem o filtro (V_{sf}) e a tensão na V_s é dada pela segunda lei de regra Kirchhoff (divisor de tensão) do circuito da Figura 52 A é dada na equação 24.

Figura 52 – Circuito equivalente sem filtro Shunt (a) e com filtro Shunt (b)



$$\frac{V_{sf}}{V_s} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_s} \quad (24)$$

Para o circuito em derivação da Figura 52 B, aplicando-se a primeira lei de Kirchoff (divisor de corrente), chega-se à equação , que representa a tensão V_{cf} , ou seja, a tensão com o filtro shunt incluso no circuito.

$$\frac{V_{cf}}{V_s} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_s + j\omega C \cdot Z_L \cdot Z_s} \quad (25)$$

A atenuação, em valores relativos, é dada por:

$$A = \frac{V_{sf}}{V_{cf}} = \frac{\frac{V_{sf}}{V_s}}{\frac{V_{cf}}{V_s}} \quad (26)$$

Substituindo-se a equação 24 e 25 na equação 26, chega-se na equação 27, que representa a atenuação do elemento em derivação.

$$A = \frac{\frac{Z_L}{Z_L + Z_s}}{\frac{Z_L}{Z_L + Z_s + j\omega C \cdot Z_L \cdot Z_s}} = 1 + \frac{j\omega C \cdot Z_L \cdot Z_s}{Z_L + Z_s} \quad (27)$$

Considerando que $Z_L // Z_s = \frac{Z_L \cdot Z_s}{Z_L + Z_s}$ e $Z_C = 1/j\omega C$, chega-se à equação 28:

$$A = 1 + \frac{Z_L // Z_s}{Z_{shunt}} \quad (28)$$

Dessa forma, a atenuação devido a um capacitor shunt é apresentada na equação 29:

$$IL = 20\log_{10} \left(1 + \frac{Z_L // Z_S}{Z_C} \right) \quad (29)$$

Substituindo-se $Z_L // Z_S = Z_P$ e simplificando a soma:

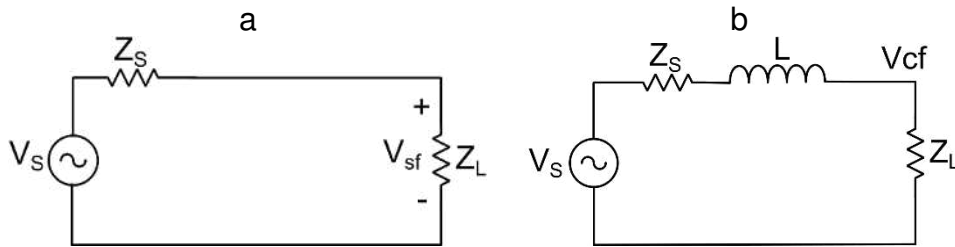
$$IL = 20\log_{10} \left(\frac{Z_P + Z_C}{Z_C} \right) \quad (30)$$

Conforme a equação 30, o filtro em derivação apresenta uma atenuação mais elevada quando o resultado de $Z_L // Z_S$ é elevada, portanto é ideal para ser conectado quando Z_S e Z_L são elevados.

3.2.1.2 Atenuação do filtro série

A atenuação do filtro em série pode ser calculada a partir dos diagramas da Figura 53.

Figura 53 - Figura 54 – Circuito equivalente sem filtro Série (a) e com filtro Série (b)



Fonte: Produção do próprio autor.

A tensão de entrada do conversor sem o filtro V_{sf} , é dada pela regra do divisor de tensão, que resulta na equação 31.

$$\frac{V_{sf}}{V_s} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_S} \quad (31)$$

Para o circuito Série da Figura 53 B, aplicando a segunda lei de Kirchhoff, chega-se à equação 32, que representa a tensão de entrada do conversor com o filtro Série.

$$\frac{V_{cf}}{V_{rede}} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_S + j\omega L} \quad (32)$$

A atenuação, em valores relativos, é dada por:

$$A = \frac{V_{sf}}{V_{cf}} = \frac{\frac{V_{sf}}{V_S}}{\frac{V_{cf}}{V_S}} \quad (33)$$

Substituindo-se a equação 31 e a equação 32 na equação 33, chega-se na equação 34 em função da impedância Z_S , Z_L e $Z_{série}$:

$$A = \frac{\frac{Z_L}{Z_L + Z_S}}{\frac{Z_L}{Z_L + Z_S + j\omega L}} = 1 + \frac{Z_L + Z_S + j\omega L}{Z_L + Z_S} \quad (34)$$

Ao simplificar-se a equação 34, chega-se na equação 35:

$$A = 1 + \frac{Z_{série}}{Z_L + Z_S} \quad (35)$$

Dessa forma, a atenuação devido a um indutor série é dada por:

$$IL = 20\log_{10} \left(1 + \frac{Z_{série}}{Z_L + Z_S} \right) \quad (36)$$

Substituindo-se $Z_L + Z_S = Z_{soma}$ e simplificando a equação dentro do parêntese:

$$IL = 20\log_{10} \left(\frac{Z_{série}}{Z_{soma}} \right) \quad (37)$$

O filtro indutivo série é mais efetivo quando a impedância do conversor é baixa, pois apresenta melhor performance se o resultado da soma $Z_L + Z_S$ é um valor baixo.

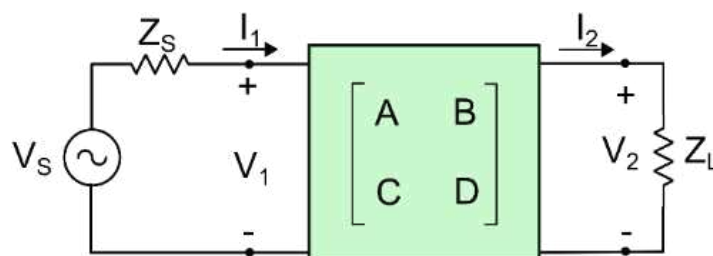
3.2.2 Teorema do elemento sequencial

Nave (1991) afirma que “A atenuação de uma rede (em dB) pode ser expressa como a soma da atenuação dos elementos individuais (em dB) com o elemento precedente agrupado à impedância da fonte”. Esse teorema pode ser demonstrado pela teoria de circuitos de duas portas e sua representação em parâmetros de transmissão ou matriz ABCD.

Um par de terminais por onde entra e sai uma corrente elétrica é chamado de porta. Componentes básicos como resistores, indutores e capacitores são chamados de circuitos de uma porta, pois apresentam um único par de terminais. Por outro lado, componentes como transistores, linhas de transmissão e filtros são representados por circuitos elétricos com duas portas distintas para entrada e saída de corrente elétrica.

Esse tipo de circuito pode ser representado por seus parâmetros de impedância (z), admitância (y) e transmissão (ABCD). Embora todos os circuitos de duas portas possam ser representados por todos os parâmetros, determinado conjunto de parâmetro pode ser vantajoso para um ou para outro tipo de operação matemática. Por exemplo, quando os circuitos estão série, seus parâmetros z individuais se somam para dar os parâmetros z do circuito maior, quando estão em paralelo, seus parâmetros y se somam para dar os parâmetros y do circuito maior e quando estão em cascata, seus parâmetros ABCD individuais podem ser multiplicados entre si para se obter os parâmetros ABCD do circuito maior (Alexander e Sadiku, 2013). Devido a necessidade de cascadeamento dos filtros, os parâmetros ABCD são a melhor maneira de representá-los (Figura 55).

Figura 55 – Matriz ABCD para representação do filtro



Fonte: Produção do próprio autor

A relação entre tensão de entrada e tensão de saída e corrente de saída é dada em função dos parâmetros A e B:

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (38)$$

A relação entre a corrente de entrada, tensão de saída e corrente de saída é dada em função dos parâmetros C e D:

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (39)$$

Em que os parâmetros de entrada podem ser representados pela multiplicação da matriz ABCD pelos parâmetros de saída:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (40)$$

Os parâmetros de transmissão de um arranjo são obtidos de acordo com as equações:

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (41)$$

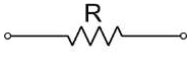
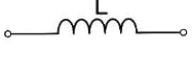
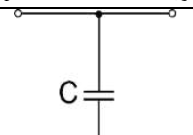
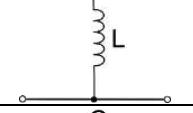
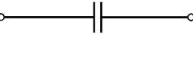
$$B = - \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (42)$$

$$C = - \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad (43)$$

$$D = - \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (44)$$

Os elementos R, L, C e suas associações representados possuem os parâmetros ABCD, listados na tabela 8 e tabela 9, respectivamente.

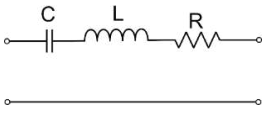
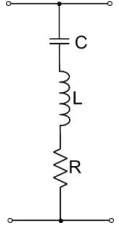
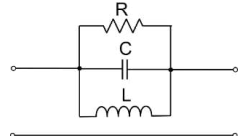
Tabela 8 – Representação dos elementos individuais como parâmetro de duas portas

	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & R + j0 \\ 1 + j0 & 1 + j0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & 0 + j\omega L \\ 0 + j0 & 1 + j0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & 0 + j0 \\ 0 + j\omega C & 1 + j0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & 0 + j0 \\ 0 - j\left(\frac{1}{\omega L}\right) & 1 + j0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\left(\frac{1}{\omega L}\right) & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & 0 - j\left(\frac{1}{\omega C}\right) \\ 0 + j0 & 1 + j0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -j\left(\frac{1}{\omega C}\right) \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Fonte: Produção do próprio autor

As associações desses elementos também podem ser representadas em parâmetros ABCD.

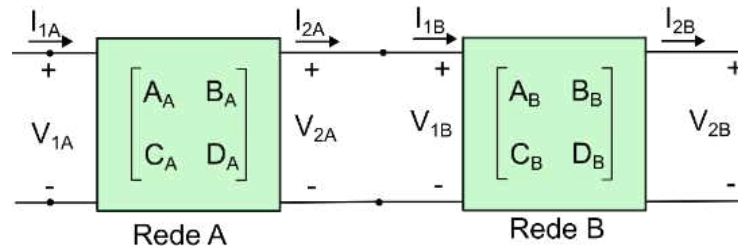
Tabela 9 – Representação das associações de elementos em parâmetros ABCD

	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & R + j\left(\frac{\omega L - 1}{\omega C}\right) \\ 0 + j0 & 1 + j0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R + j\left(\frac{\omega L - 1}{\omega C}\right) \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & 0 + j0 \\ \frac{\omega^2 C^2 R}{\omega^2 C^2 R^2 + (\omega^2 LC - 1)^2} - jI & 1 + j0 \end{bmatrix}$ $= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\omega^2 C^2 R}{\omega^2 C^2 R^2 + (\omega^2 LC - 1)^2} - jI & 1 \end{bmatrix}$ Onde $I = \frac{\omega C(\omega^2 LC - 1)}{\omega^2 C^2 R^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}$
	$\begin{bmatrix} 1 + j0 & F + jG \\ 0 + j0 & 1 + j0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & B + jIB \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ Onde $F = \frac{\omega^2 RL^2}{\omega^2 R^2 L(1 - \omega^2 LC)^2}$ e $G = \frac{\omega LR^2(1 - \omega^2 LC)}{\omega^2 R^2 L(1 - \omega^2 LC)^2}$

Fonte: Produção do próprio autor

O cascadeamento de circuitos de duas portas resulta na multiplicação das matrizes ABCD:

Figura 56 – Cascadeamento de circuitos de duas portas



Fonte: Produção do próprio autor

Nessa condição $I_{1B}=I_{2A}$ e $V_{1B}=V_{2A}$, então:

$$\begin{bmatrix} V_{1A} \\ I_{1A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_A & B_A \\ B_A & D_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{2A} \\ I_{2A} \end{bmatrix} \quad (45)$$

Portanto:

$$\begin{bmatrix} V_{2A} \\ I_{2A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1B} \\ I_{1B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_B & B_B \\ C_B & D_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{2B} \\ I_{2B} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Logo:

$$\begin{bmatrix} V_{1A} \\ I_{1A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_A & B_A \\ B_A & D_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_B & B_B \\ C_B & D_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{2B} \\ I_{2B} \end{bmatrix} \quad (47)$$

Generalizando, a matriz de transmitância resultante é igual a multiplicação das matrizes individuais:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \cdots \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_n \quad (48)$$

Por simplicidade de notação, cada matriz pode ser representada por N_j , onde j representa o número de cada componente. As matrizes são numeradas em ordem crescente a partir da fonte de energia em que N_1 é o elemento adjacente à fonte de

energia, N_2 é o próximo elemento etc. Por simplicidade N_{Pj} representa o produto de todas as matrizes precedentes:

$$N_{Pj} = N_1 \cdot N_2 \cdots N_j = \prod_{i=1}^j N_i \quad (49)$$

$$IL = \frac{H(N_{Pi})}{H(N_0)} = \frac{H(N_{P1})}{H(N_0)} \cdot \frac{H(N_{P2})}{H(N_{P1})} \cdots \frac{H(N_{P(i-1)})}{H(N_{P(i-2)})} \cdot \frac{H(N_{Pi})}{H(N_{P(i-2)})} \quad (50)$$

Percebe-se que $\frac{H(N_{P1})}{H(N_0)}$ é a atenuação do primeiro elemento, com os efeitos da impedância da fonte e da carga. O próximo termo, $\frac{H(N_{P2})}{H(N_{P1})}$ é atenuação do segundo elemento com a impedância do primeiro elemento e a impedância da fonte associados. A interpretação de $\frac{H(N_{Pi})}{H(N_0)}$ é que a atenuação do enésimo elemento, considerando os elementos precedente (i-1) agrupado com a fonte.

3.2.3 Função de transferência

A função de transferência pode ser expressa considerando-se as impedâncias Z_s e Z_L por meio a partir da matriz de transmissão.

Considerando as equações 51 e 52:

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (51)$$

$$I_1 = AV_2 + DI_2 = \quad (52)$$

Aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 55, conclui-se a equação 53:

$$V_s = V_l + I_1 Z_s \quad (53)$$

Considerando-se a equação 53 na equação da matriz de transmissão e substituindo-se

$$V_1 = V_s - I_1 Z_s \quad (54)$$

Considerado as equações 51 e 54 e a equação a equação 55:

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_L} \quad (55)$$

Obtêm-se as equações:

$$V_1 = V_s - I_1 Z_s = A V_2 + \frac{B V_2}{Z_L} \quad (56)$$

$$I_1 = C V_2 + D \frac{V_2}{Z_L} \quad (57)$$

Substituindo-se a equação 56 na equação 57:

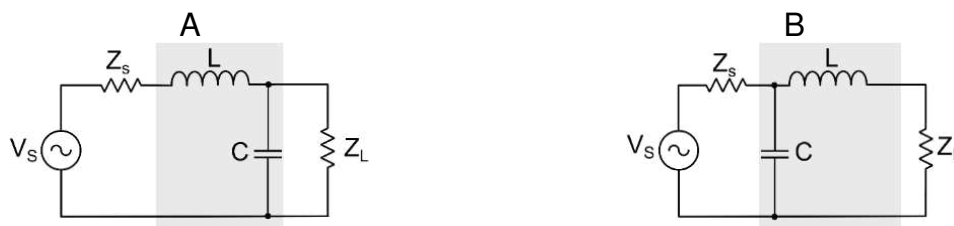
$$H(S) = \frac{Z_L}{A Z_L + B + C Z_L Z_s + D Z_s} \quad (58)$$

Que representa uma função de transferência genérica.

3.2.4 Filtros de segunda ordem

Os filtros de segunda ordem possuem uma curva de atenuação de 40 dB/década após a frequência de corte e sua configuração pode ser do tipo LC ou do tipo LC, conforme os diagramas da Figura 57.

Figura 57 – Filtro LC (A) e filtro CL (B)



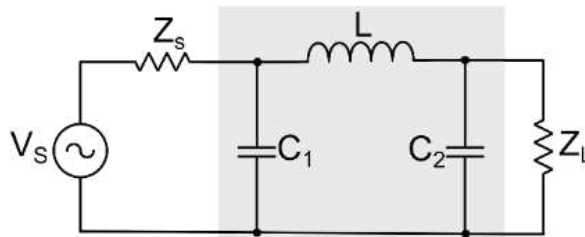
Fonte: Produção do próprio autor

De acordo com as impedâncias Z_S e Z_L , tem-se melhor ou pior desempenho de atenuação da estrutura LC ou CL, portanto cada uma delas deve ser especificada visando ao casamento de impedâncias. Tipicamente, a estrutura LC é indicada quando a impedância Z_S é baixa e a impedância Z_L é alta e a estrutura CL é indicada quando a impedância Z_S é alta e a impedância Z_L é baixa (Ott, 2009).

3.3 FILTROS DE ORDEM SUPERIORES

Os filtros de ordem superior possuem curva de atenuação de 60 dB/década (ou mais, a depende da quantidade de filtros associados). As principais topologias são os filtros PI e T, de terceira ordem. A Figura 58 apresenta o filtro PI, que é aplicado quando Z_S e Z_L são similares e elevadas.

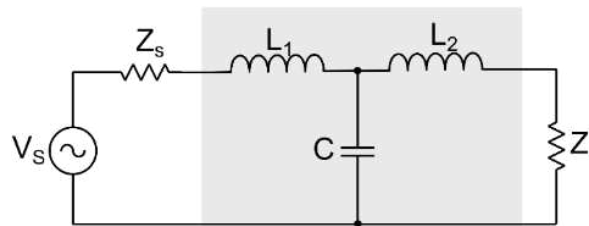
Figura 58 – Filtro PI



Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 59 apresenta o Filtro T, que é indicado quando as impedâncias Z_S e Z_L são similares e baixas.

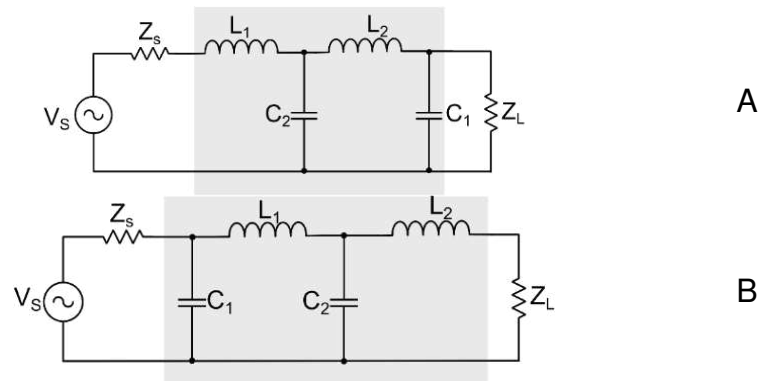
Figura 59 – Filtro T



Fonte: Produção do próprio autor

Associações de filtros LC e CL são bastante comuns, visando aumentar a atenuação e reduzir o volume dos componentes. A Figura 60 A e B apresentam os filtros LC e CL, respectivamente associados em série.

Figura 60 – Associação de filtros LC (A) e CL (B)

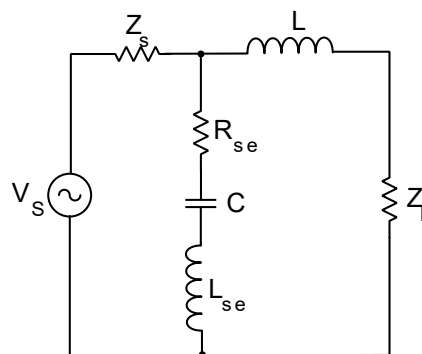


Fonte: Produção do próprio autor

3.4 EFEITO DOS ELEMENTOS PARASITAS

Os elementos parasitas dos componentes degradam significativamente o desempenho do filtro em altas frequências. Não somente os elementos parasitas próprios, como também os elementos parasitas mútuos, que são provenientes do acoplamento magnético ou capacitivo entre os elementos e seus parasitas.

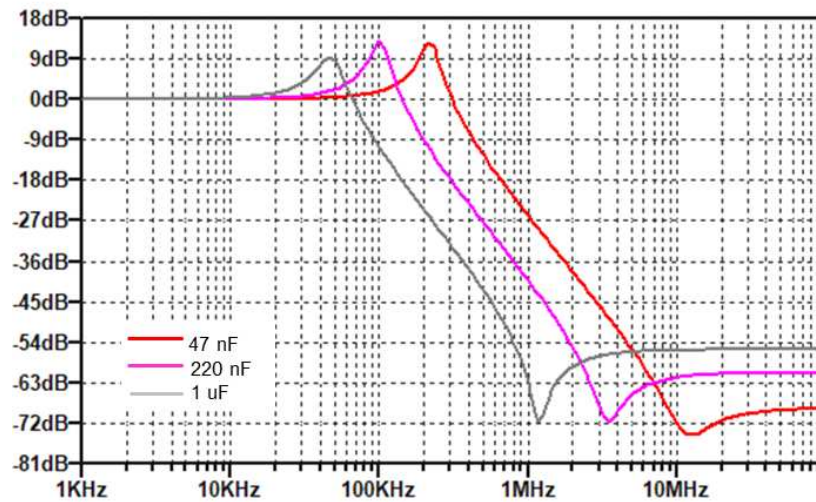
A fim de entender o efeito dos elementos parasitas de cada componente sobre a performance total do filtro, simulou-se o circuito da Figura 61 para alguns valores típicos de capacitor C_x , considerando sua resistência série e sua indutância série.

Figura 61 – Filtro CL com elementos parasitas de C_x 

Fonte: Produção do próprio autor

Os gráficos da Figura 62 representam a atenuação do filtro CL com $L = 11 \mu\text{H}$ e $C_x = 47 \text{ nF}$ ($R_{se} = 0,15 \Omega$, $L_{se} = 4 \text{ nH}$), e $C_x = 220 \text{ nF}$ ($R_{se} = 0,08 \Omega$, $L_{se} = 7 \text{ nH}$) e $C_x = 1 \mu\text{F}$ ($R_{se} = 0,06 \Omega$, $L_{se} = 10 \text{ nH}$).

Figura 62 – Atenuação do Filtro CL com os elementos parasitas de Cx

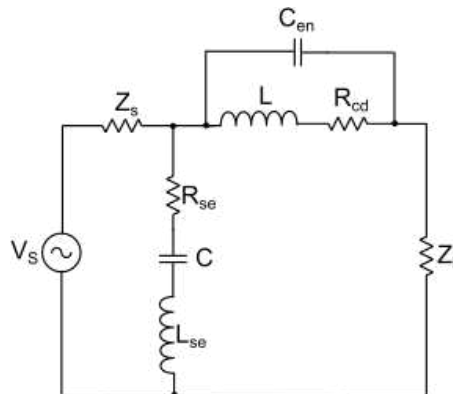


Fonte: Produção do próprio autor

As curvas de atenuação demonstram que quanto maior o valor da capacitância, maior a atenuação em baixas frequências ($100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$) e menor a atenuação em altas frequências.

Para uma análise mais precisa do comportamento do filtro em altas frequências, considera-se também os elementos parasitas do indutor, conforme circuito da Figura 63.

Figura 63 – Filtro CL com elementos parasitas do indutor e do capacitor Cx

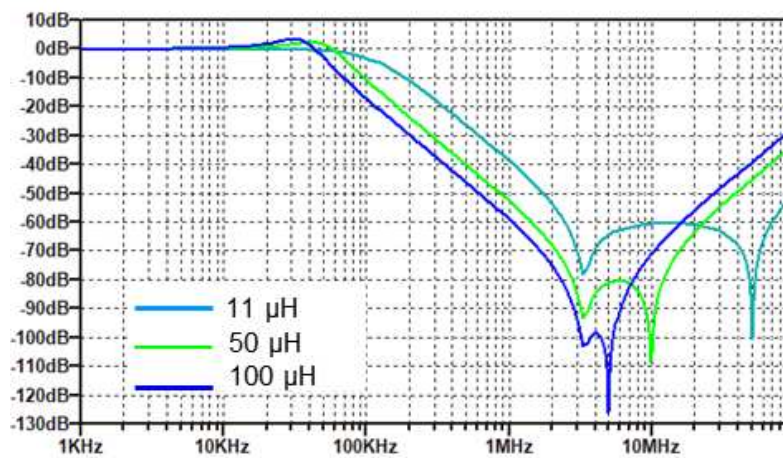


Fonte: Produção do próprio autor

Os gráficos da Figura 64 representam a atenuação do filtro CL com $C_x = 470 \text{ nF}$, $R_{se} = 0,04 \Omega$, $L_{se} = 14 \text{ nH}$ e $L = 11 \mu\text{H}$ ($R_{cd} = 0,5 \Omega$, $C_{en} = 0,7 \text{ pF}$), $L = 50 \mu\text{H}$ ($R_{cd} = 1 \Omega$, $C_{en} = 5,2 \text{ pF}$) e $L = 100 \mu\text{H}$ ($R_{cd} = 1,3 \Omega$, $C_{en} = 8 \text{ pF}$), respectivamente.

Da mesma forma, as curvas de atenuação demonstram que quanto maior o valor da indutância, maior a atenuação em baixas frequências ($100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$) e menor a atenuação em altas frequências.

Figura 64 - Atenuação do Filtro CL com os elementos parasitas de Cx e L.



Fonte: Produção do próprio autor

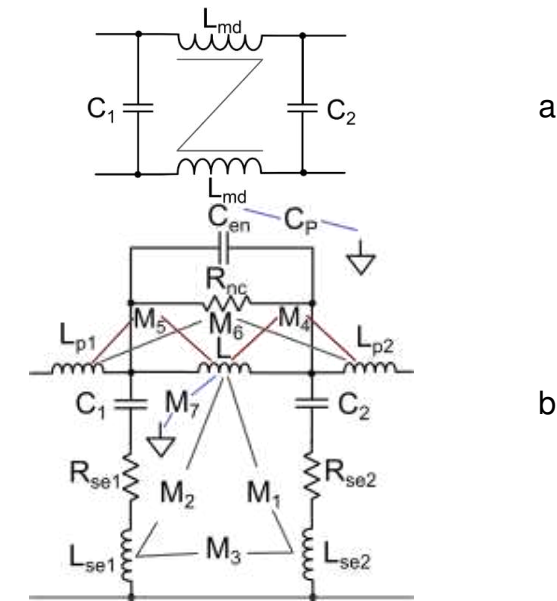
Ou seja, quando se trata problemas com ruídos de altas frequências ($f > 1\text{MHz}$), aumentar indutor ou capacitor indiscriminadamente, apenas irá trazer mais problemas. Pois, é uma tendência natural desses elementos, por sua característica construtiva ter um incremento nos seus parasitas proporcionalmente ao incremento na sua grandeza principal.

Além dos elementos parasitas próprios, os elementos parasitas mútuos, causados pelos acoplamentos indutivo ou capacitivo entre um elemento e os parasitas dos demais elementos do filtro, também contribuem para a degradação do desempenho dos filtros em alta frequência de forma significativa (Wang et al, 2004; Wang et al, 2005; Wang et al, 2007).

O acoplamento indutivo é proeminente no ramo que possui menor corrente entre dois ramos com uma grande diferença de corrente entre si. Portanto, o acoplamento entre ramos de capacitores e indutores, entre ramos de capacitores e entre ramos de indutores é altamente relevante. O acoplamento capacitivo é proeminente na junção com menor potencial entre duas junções com uma grande diferença de potencial entre elas, por isso, o acoplamento entre a trilhas de entrada e saída é relevante para a performance do filtro (Wang et al, 2004).

O filtro PI com seus os elementos parasitas e o acoplamento mútuo entre esses elementos é apresentado na Figura 65.

Figura 65 – Filtro PI ideal (a) e filtro PI com seus elementos parasitas próprios e mútuos (b)



Fonte: Produção do próprio autor

Na Figura 65 B, $R_{sr1,2}$ e $L_{sr1,2}$ são os parasitas próprios dos capacitores C_1 e C_2 . C_{en} e R_{nc} são os parasitas próprios do indutor L_{md} . $L_{p1,2}$ são os parasitas próprios das trilhas de entrada e saída da PCI.

Os parasitas mútuos podem ser divididos em cinco categorias:

- M_1 e M_2 : Acoplamento entre indutor L_{md} e as indutâncias parasitas dos capacitores;
- M_3 : Acoplamento entre as indutâncias parasitas dos capacitores C_1 e C_2 ;
- M_4 e M_5 : Acoplamento entre indutor L e as indutâncias das trilhas de entrada e saída da PCI;
- M_6 : Acoplamento entre as indutâncias das trilhas;
- M_7 e C_p : Acoplamento entre o plano de terra e o indutor;

O acoplamento entre L e as indutâncias parasitas dos capacitores (M_1 e M_2) e das trilhas de entrada e saída (M_4 e M_5) respectivamente pode ser positivo ou negativo, a depender da forma de enrolamento do indutor. Se os dois tipos de acoplamento ocorrem ao mesmo tempo, o efeito total é determinado pelo resultado da soma de ambos. Assim, a impedância do ramo do capacitor é dada por:

$$Z_1 = R_{se} + j(\omega \cdot (L_{se} \pm M)) - \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (59)$$

Em altas frequências, acima da ressonância, a impedância do ramo do capacitor é:

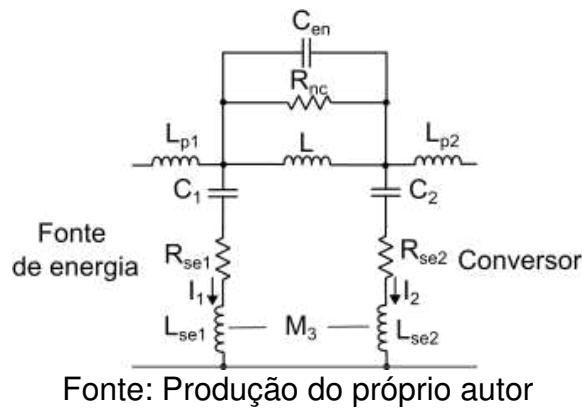
$$Z_2 = \omega \cdot (L_{se} \pm M) \quad (60)$$

E a frequência de ressonância do capacitor, considerando a mútua, é dada por:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{se} \pm M) \cdot C}} \quad (61)$$

O acoplamento indutivo entre as indutâncias séries dos capacitores (M_3) ocorre devido à distância entre eles e à diferença entre a corrente elétrica (I_1 e I_2) em cada um dos ramos (Figura 66).

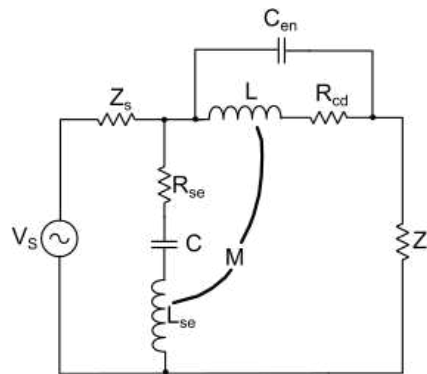
Figura 66 – Acoplamento indutivo entre L_{se1} e L_{se2}



Normalmente, I_1 é muito pequeno em relação a I_2 e a diferença de potencial entre os ramos devido ao acoplamento é dada por:

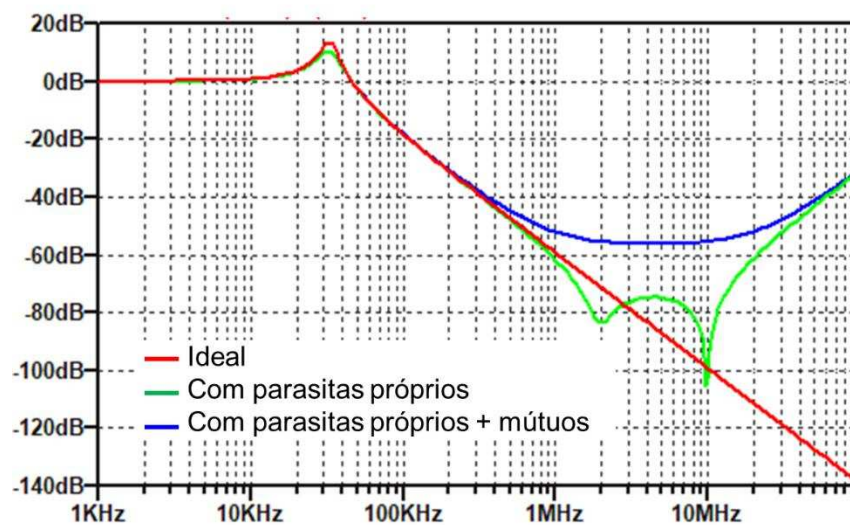
$$\dot{U}_1 = j\omega \cdot I_1 \cdot L_{se1} + j\omega \cdot I_2 \cdot M_3 = j\omega \cdot I_1 \left(L_{se1} + j\omega \cdot \frac{I_1}{I_2} \cdot M_3 \right) \quad (62)$$

O filtro CL da Figura 67 apresenta um acoplamento de 0,1, com uma indutância mútua de 89 nH entre $L=50 \mu H$ e $L_{se}=14 \text{ nH}$ e $C=470 \text{ nF}$.

Figura 67 – Indutância mútua entre L e L_{se} 

Fonte: Produção do próprio autor

Os gráficos da Figura 68 representam a atenuação do filtro CL ideal, do filtro com elementos parasitas próprios e do filtro com elementos parasitas próprios e mútuos.

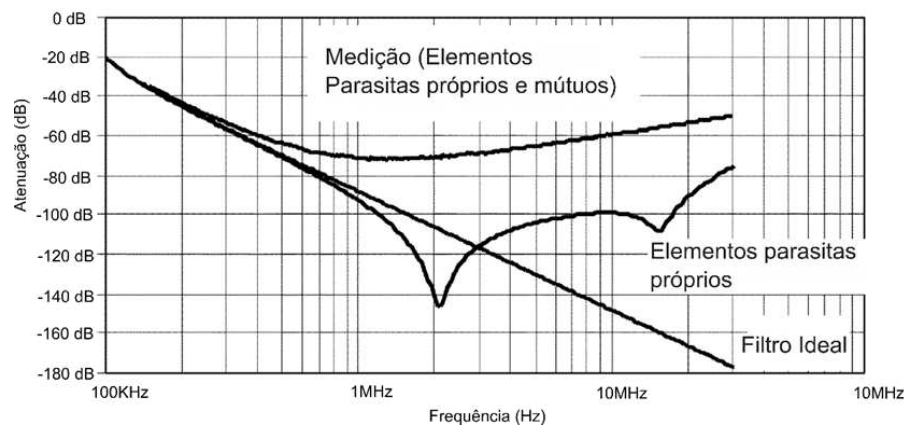
Figura 68 – Efeito da indutância mútua dos elementos entre L e L_{SR} 

Fonte: Produção do próprio autor

Com a especificação do circuito da Figura 67, nota-se degradação a partir de 400 kHz que chega ser mais de 108 dB em 30 MHz.

Wang et al (2005) compara a partir de resultados experimentais a atenuação do filtro tipo π ideal, com elementos parasitas próprios somente e com elementos parasitas próprios e mútuos. Conforme pode ser visto nos gráficos da Figura 69 observa-se em 6 MHz diferença de 40 dB em relação ao filtro com elemento parasitas próprios e de 84 dB com relação ao filtro ideal.

Figura 69 – Resultados experimentais de Wang et al (2005)



Fonte: Adaptado de Wang et al (2005)

No contexto de projeto, medidas podem ser tomadas para melhorar a desempenho do filtro (Wang et al, 2004):

Sabendo-se que as mútuas M_1 , M_2 e M_3 são críticas, o componente principal sobre o qual atuar é o capacitor, com as seguintes medidas:

- Manter os capacitores o mais afastados possível;
- Manter os capacitores e indutores o mais afastado possível;
- Aplicar um arranjo de espiras nos indutores de forma que a fluxo disperso apresente 90° em relação fluxo gerado pelas indutâncias parasitas;
- Aplicar blindagem nos capacitores;
- Manter os terminais dos capacitores o mais curtos possível;
- Em filtros de múltiplos estágios, dispor os indutores de maneira perpendicular;
- Fazer o enrolamento do indutor no sentido apropriado para alterar o sentido do acoplamento;

Os acoplamentos M_4 , M_5 e M_6 , com as trilhas entrada e saída são também relevantes para a performance do filtro e os seguintes passos devem ser tomadas para reduzir seus efeitos.

- Aplicar um arranjo de espiras nos indutores de forma que a fluxo disperso apresente 90° em relação fluxo gerado pelas indutâncias parasitas;
- Reduzir as áreas dos laços de trilha de entrada e saída;

Os acoplamentos M_7 , C_P em relação ao plano de terra, ou referência, podem ser reduzidos com as seguintes medidas:

- Não passar plano de terra, ou referência, embaixo dos indutores;

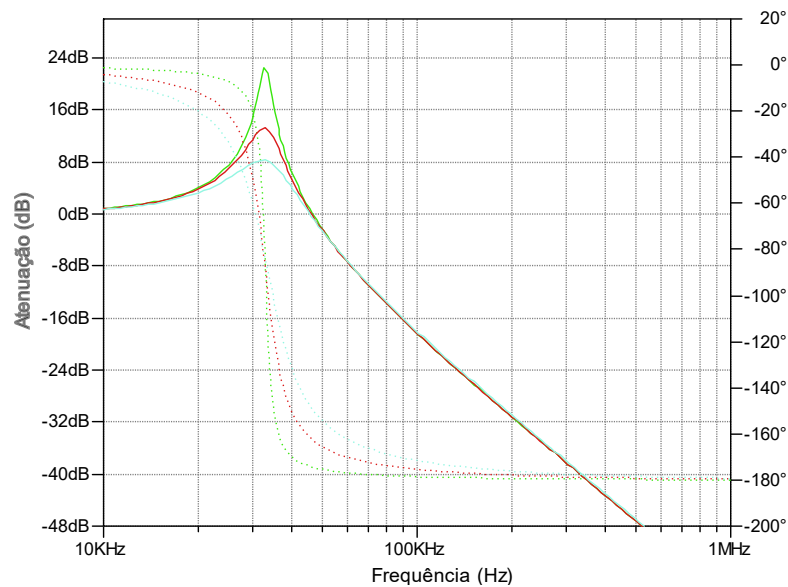
- Manter o máximo de distância possível entre plano de terra, ou referência, e as trilhas de entrada e saída para reduzir o acoplamento capacitivo;

3.5 AMORTECIMENTO

A ressonância é uma condição, de qualquer circuito LC, em uma frequência específica, em que as reatâncias capacitivas e indutivas são iguais em módulo, de forma que se anulam e o resultado é uma impedância puramente resistiva (Alexander e Sadiku, 2013). Nesse caso, um filtro de emissões conduzidas deixa de atenuar e apresenta o comportamento de um amplificador. Essa característica pode gerar problemas de compatibilidade e suscetibilidade eletromagnética, além de problemas de estabilidade no conversor e no sistema elétrico no qual ele está conectado. (Middlebrook, 1976; Xing, Feng & Sun, 2011; Xing & Sun, 2011; Hensgens et al, 2012).

Em alguns casos a ressonância do filtro pode amplificar ruídos sinais dentro da faixa de frequências de EMI (150 kHz a 30 MHz), conforme ilustrado na Figura 70, que apresenta a curva de atenuação de um filtro CL com $L=11\ \mu\text{H}$ e $C=100\ \text{nF}$.

Figura 70 – Ressonância em filtro de segunda ordem



Fonte: Produção do próprio autor

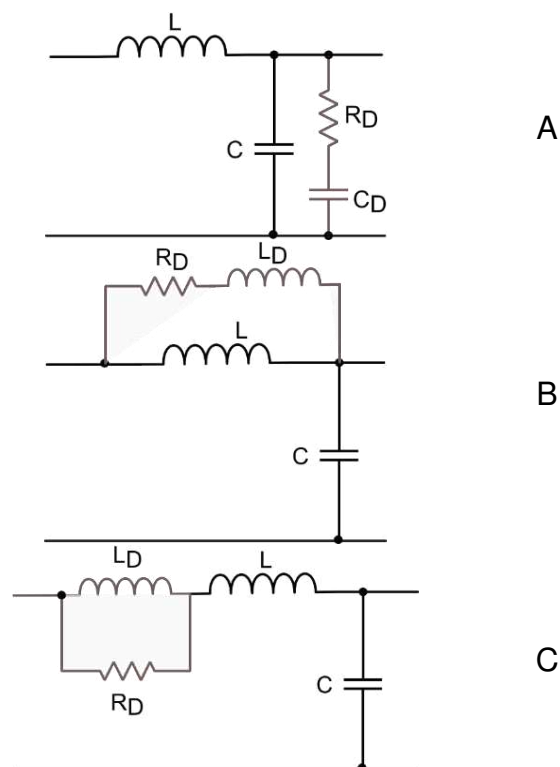
Ainda que aprovado nos testes de certificação obrigatórios, que restringem as emissões conduzidas na faixa dos 150 KHz aos 30 MHz, uma ressonância em 10 KHz, por exemplo, pode amplificar uma harmônica de corrente do conversor, de forma que, mesmo aprovado, o equipamento torna-se incompatível com muitos ambientes

eletromagnéticos. Filtros com baixo amortecimento amplificam também ruídos provenientes de surtos atmosféricos que induzem tensão nos cabos de alimentação do equipamento, danificando dispositivos de proteção. A ressonância elevada afeta a impedância de saída do filtro, tornando-a maior que a impedância de entrada do conversor, gerando problemas de estabilidade no controle de alguns conversores, conforme Middlebrook (1976).

Por isso, deve-se amortecer a ressonância do filtro, controlando-a para garantir características aceitáveis de compatibilidade, suscetibilidade e estabilidade da fonte de alimentação.

Existem diversos arranjos para amortecimento do filtro LC. Um simples resistor em série com o indutor ou o capacitor é uma opção simples, porém com perdas elevadas. Os arranjos mais comuns são o RC paralelo (Figura 71 A), o RL paralelo (Figura 71 B) e o RL Série (Figura 71 C).

Figura 71 – Circuitos de amortecimento



Fonte: Produção do próprio autor

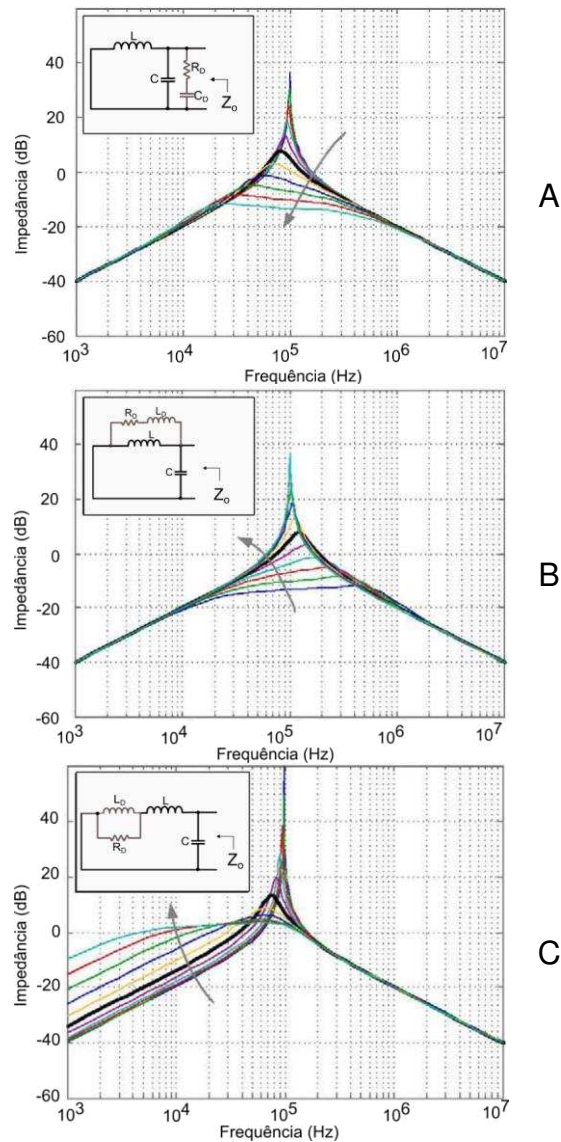
De acordo com o teorema do elemento sequencial é possível representar o arranjo composto pelo filtro e circuito de amortecimento pela multiplicação das matrizes ABCD dos elementos individuais.

Nesse trabalho, o interesse é estudar a relação entre o conversor e o filtro, portanto, a variável de interesse no filtro é representada pela razão entre os termos B e A da matriz transmissão resultante, que é a impedância de saída do filtro de emissões conduzidas:

$$Z_o = \frac{B}{A} \quad (62)$$

A impedância de saída (Z_o) dos filtros com rede RC paralelo (A), RL paralelo (B) e RL série (C) em função de diferentes fatores de amortecimento (η) pode ser vista nos gráficos da Figura 72:

Figura 72 – Impedâncias de saída em função do amortecimento



Fonte: Adaptado de Xing & Sun, 2011

Em que o fator de amortecimento (n) é dado por:

$$n = \frac{L_D}{L} \quad (63)$$

$$n = \frac{C_D}{C} \quad (64)$$

Nas Figura 72 A, B, C, a seta cinza representa a elevação no valor de n , na seguinte sequência: 0,03125; 0,0625; 0,125; 0, 25; 0,5; 1;2;4;8;16;32.

De acordo com Hensgens et al (2012), $n=1$ é uma escolha razoável para alcançar uma ótima relação entre amortecimento, perdas e valores de L_D e C_D . Entretanto, o valor de real de n , vai depender dos requisitos de suscetibilidade eletromagnética, estabilidade e da relação entre a impedância de saída do filtro e a impedância de entrada do conversor, que deve sempre seguir o critério de Middlebrook, que exige que a impedância de saída do filtro seja sempre menor que a impedância de entrada do conversor.

O valor de R_d do amortecimento RC paralelo é calculado pela equação 65.

$$R_D = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{\frac{(2+n)(4+3n)}{2n^2(4+3)}} \quad (65)$$

O valor de R_d do amortecimento RC série é calculado pela equação 66.

$$R_D = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sqrt{\frac{n(3+4n)(1+2n)}{2(4+4n)}} \quad (66)$$

Cálculo do R_d do amortecimento RL é calculado pela equação 67.

$$R_D = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left(\frac{n}{n+1}\right) \cdot \sqrt{\frac{n(3+4n)(1+2n)}{2(4+4n)}} \quad (67)$$

4 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA EM FONTES CHAVEADAS

A impedância de entrada da fonte chaveada está relacionada diretamente a seu nível de atenuação. Ainda, em situações nas quais o filtro de EMI está posicionado entre o link CC e a entrada do conversor CC, a relação entre a impedância entrada do conversor e a impedância de saída do filtro está associada à robustez e à estabilidade do sistema de controle da fonte de alimentação (Middlebrook, 1976). Então, no tocante desse capítulo serão discutidos o conceito de impedância de modo diferencial e de modo comum de conversores, para posteriormente, no capítulo 5, relacioná-los à topologia e à atenuação do filtro.

4.1 IMPEDÂNCIA DE MODO DIFERENCIAL

A impedância de modo diferencial em um conversor chaveado é dada pela razão entre sua tensão e sua corrente de entrada. Como os conversores estáticos operam no princípio da conservação da energia, ou seja, idealmente, a sua potência de entrada é igual a sua potência de saída, ao variar-se a tensão de entrada, o controlador irá atuar e a corrente de entrada irá ajustar-se para manter a potência de saída constante. Portanto, a impedância de entrada de um conversor CC-CC com rendimento ideal, $\eta=1$, é dada por:

$$Z_i = \frac{V_{in}^2}{P_{in}} = \frac{V_{in}^2}{\frac{V_{out}^2}{\frac{R_L}{\eta}}} = \eta \frac{V_{in}}{V_{out}} \frac{V_{in}}{V_{out}} R_L = \eta \frac{n^2 R_L}{f(D)^2} \quad (68)$$

Em que:

- $f(D)$ é a função de ganho estático do conversor;
- n é a relação de espiras do transformador;

A impedância de entrada é variável com a potência de saída e o rendimento do conversor. A potência de saída deve ser transferida para a entrada por meio das relações de transformação do transformador e da função de transferência de ganho estático do conversor para que a impedância de entrada possa ser caracterizada. A função de ganho estático é uma característica particular de cada topologia que

delineia a característica de impedância de entrada, pois a relação entre tensão de saída e de entrada, é dada por essa função. A relação de espiras do transformador também transmite parte da informação da relação entre tensão de saída e entrada, que são essenciais para caracterizar a impedância de entrada para uma dada potência de saída.

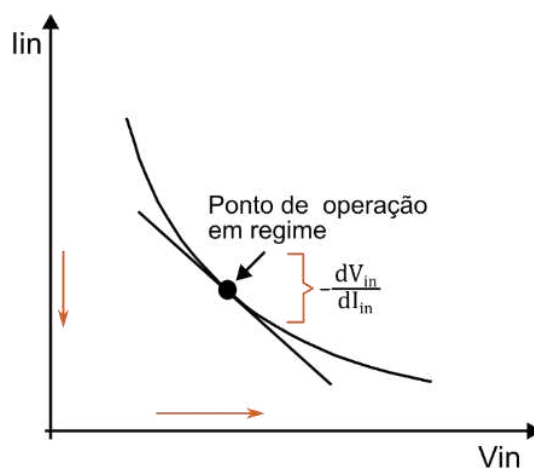
O rendimento do conversor tem impacto significativo na impedância de entrada, ou seja, quanto melhor o rendimento, menos corrente o conversor está consumindo e maior será a sua impedância de entrada.

Se o rendimento do conversor for melhorado, sua impedância de entrada aumenta e, conforme observado no tópico 3.2.1.1, a atenuação do filtro capacitivo é maior quanto maior for a impedância do conversor.

Por outro lado, o filtro indutivo tem uma melhora no desempenho se a impedância de entrada diminuir, por consequência de uma piora no rendimento do conversor. No entanto, devido à redução no rendimento, a corrente normal de entrada do conversor irá aumentar, consequentemente a emissão conduzida de modo diferencial também irá aumentar, não trazendo redução global nos níveis de emissão conduzida.

A partir de um ponto de operação, qualquer incremento na tensão de entrada (V_{in}) irá gerar um decremento na corrente de entrada (I_{in}), e vice-versa (Figura 73).

Figura 73 – Derivada negativa $-dV_{in}/dI_{in}$ no ponto de operação do conversor



Fonte: Produção do próprio autor.

Esse fenômeno gera uma derivada negativa, ou seja, conforme a equação 69, na entrada do conversor ocorre uma impedância incremental negativa em conversores CC/CC:

$$dZ_i = -\frac{dV_{in}}{dI_{in}} \quad (69)$$

Esse fenômeno ocorre devido ao ajuste do controlador visando manter a tensão ou corrente de saída constante, que acarreta num aumento da corrente de entrada quando a tensão em entrada reduz e vice-versa.

4.1.1 Função de transferência $Z_{in}(s)$,

A impedância de entrada para conversores CC-CC pode ser calculada pela modelagem de pequenos sinais, que resulta numa função de transferência $Z_{in}(s)$, conforme proposto por Erickson & Maksimovic (2001). A título de exemplo e análise, a função de transferência $Z_{in}(s)$ em malha fechada para os conversores derivados do Buck com modulação PWM com controle em modo de tensão pode ser vista nas equações 70 e 71.

$$Z_{in,cl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{i}_i(s)} \right|_{\hat{i}_{load}(s)=0} \quad (70)$$

A equação completa apresenta os termos relacionados ao filtro LC, à carga e ao ganho em malha fechada, que influenciam na curva da impedância de entrada em malha fechada $Z_{in,cl}(s)$.

$$Z_{in,cl}(s) = -\frac{n^2}{f(D)^2} \frac{L_e C S^2 + L_e R S + R}{R \left(\frac{C}{R} S + 1 \right)} \left(\frac{1 + T}{1 - T \frac{1}{f(D)} \frac{j(s)}{f(s) \frac{V_{out}}{D^2} \frac{R \left(\frac{C}{R} S + 1 \right)}{L_e C S^2 + L_e R S + R}}} \right) \quad (71)$$

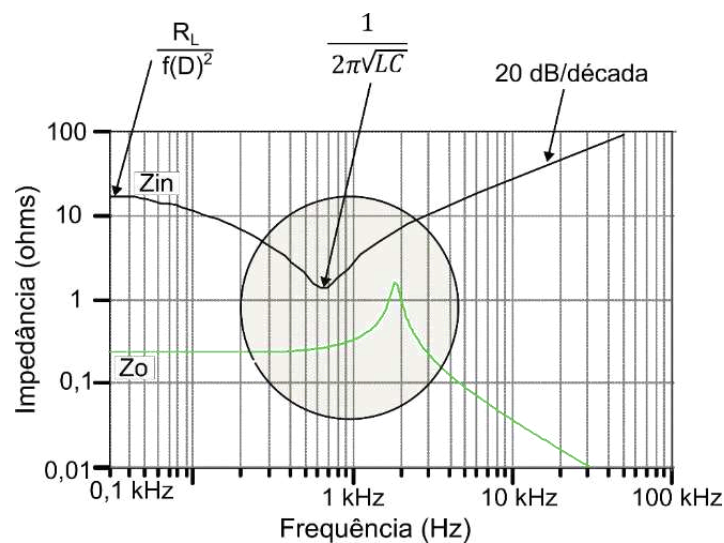
Em que:

- $f(D)$ é a função de ganho estático do conversor;
- n é a relação de espiras do transformador;
- L_e é o indutor do filtro de saída;

- R é a carga, considerando a resistência parasita do indutor do filtro de saída;
- T é o ganho em malha fechada do conversor;

A curva de Z_{in} pode ser analisada em três partes, sendo $f \rightarrow 0$, em que Z_{in} depende da carga e da função de ganho estático do conversor, $f \approx f_0$ em que Z_{in} depende do ganho em malha fechada e da frequência natural do sistema e $f \rightarrow \infty$ em que Z_{in} aumenta gradativamente a 20 dB/década, até o nível em que os elementos parasitas dos componentes se sobressaem ao modelo linearizado apresentado. Conforme ilustrado na Figura 74, na região de $f \approx f_0$ em que atua o controlador em malha fechada, a impedância de saída do filtro (Z_o) pode ser maior que a impedância de entrada do conversor (Z_{in}), quando o filtro tem um baixo fator de amortecimento.

Figura 74 – Impedância de entrada do conversor CC/CC (Z_{in}) vs. impedância de saída do filtro (Z_o)



Fonte: Produção do próprio autor.

Para garantir estabilidade na tensão de entrada do conversor CC/CC, o projeto do filtro deve atender ao critério de Middlebrook, resumido na equação 76:

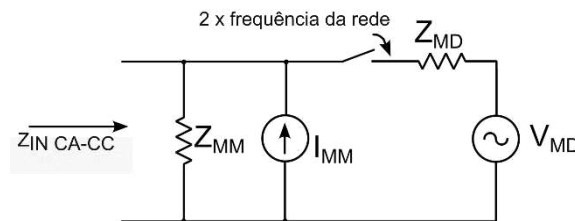
$$Z_o < Z_{in} \quad (72)$$

Em resumo, a impedância de saída do filtro deve ser sempre menor que a impedância de entrada do conversor, visando a estabilidade do controlador em malha fechada.

4.1.2 Impedância de entrada de conversores CA-CC

Em fontes chaveadas CA-CC com filtro capacitivo em modo de condução descontínuo, a impedância diferencial (Figura 75) tem uma característica diferente, devido ao princípio de funcionamento da ponte retificadora. Quando os diodos da ponte estão em condução, a impedância $Z_{IN\ CA\ CC}$ é baixa, algumas unidades de ohms, devido ao capacitor de filtro de entrada. Entretanto, quando os diodos estão bloqueados, a impedância de entrada, chamada de impedância de modo misto Z_{MM} é elevada.

Figura 75 – Circuito equivalente de impedância de entrada de conversores CA-CC

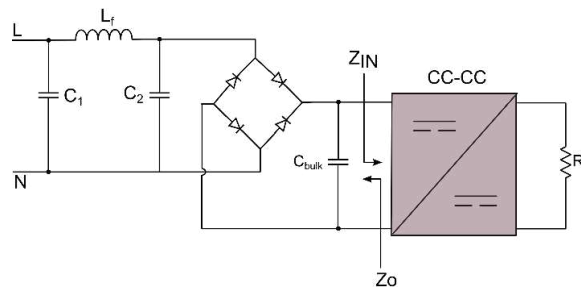


Fonte: Produção do próprio autor.

A impedância de modo diferencial Z_{MD} tem característica capacitiva na faixa de frequência ($0\text{ kHz} < f < 100\text{ kHz}$) e predominante resistiva na faixa de 100 kHz a 500 kHz e indutiva a partir de 500 kHz a depender das características do capacitor “bulk” do filtro de entrada. Mas de maneira geral, de acordo com See e Deng (2004), Zhang et al (2000) e Schneider (1983), a impedância Z_{MD} é proveniente da impedância série do capacitor de entrada, da impedância das trilhas da PCI e da impedância dos termistores, fusíveis etc. Essas impedâncias somadas estão na ordem de $0,5\ \Omega$ a $1,2\ \Omega$ e prevalecem quando associadas em paralelo a impedância Z_{in} do conversor CC-CC, que é na ordem de dezenas a centenas de ohms. A transição da curva de impedância do modo puramente resistivo para o modo indutivo, vai depender do valor do capacitor eletrolítico do filtro do retificador. Quanto maior sua capacitância, menor a frequência de transição.

Em diversos tipos de conversores CC-CC e CA-CC o critério de estabilidade é facilmente atendido devido à grande capacitância do filtro de entrada, também chamado de “bulk capacitor” (Nave, 1991). Para fim de análise de estabilidade, este capacitor é considerado parte do filtro de EMI, conforme ilustrado na Figura 76.

Figura 76 – Circuito total de impedância Z_o vista pelo conversor CC-CC



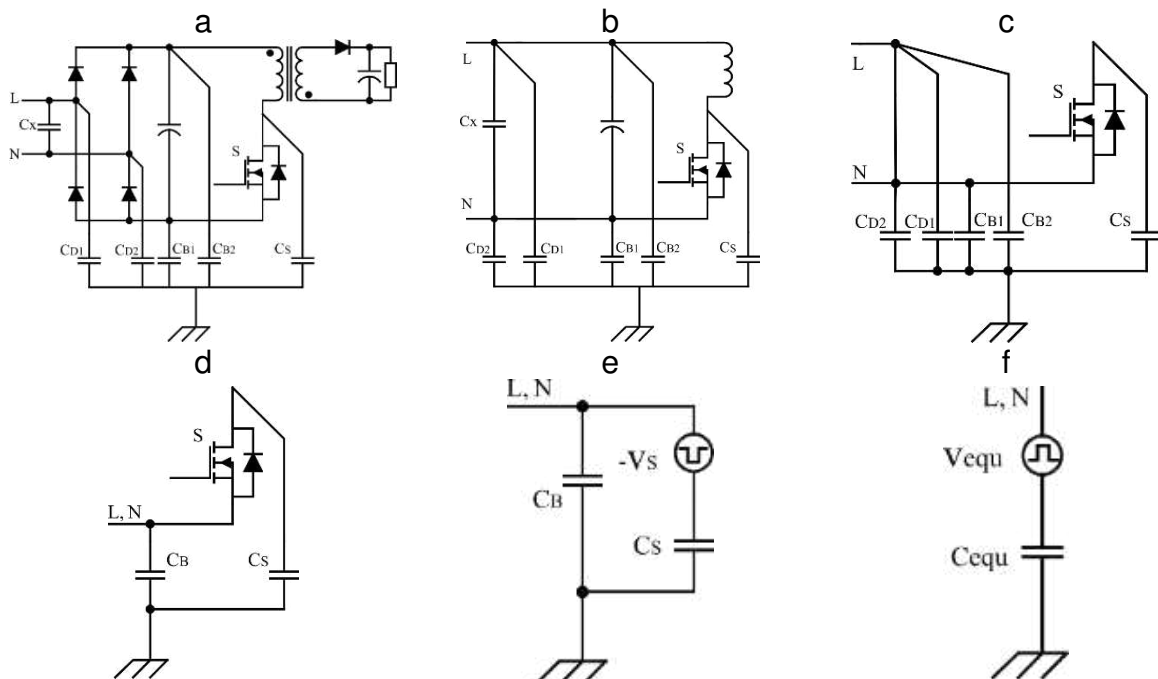
Fonte: Produção do próprio autor.

Diante disso, os requisitos de impedância diferencial de conversores CA-CC são considerados somente para a análise da topologia e cálculo da atenuação do filtro de interferência conduzida de alta frequência.

4.2 IMPEDÂNCIA DE MODO COMUM

Todas as capacitâncias parasitas de uma fonte chaveada podem ser reduzidas a uma capacitância equivalente, já que todas se encontram em paralelo entre si e conectadas a um ponto comum, que é o gabinete metálico e dissipadores do conversor. A simplificação do circuito equivalente pode ser vista na Figura 77, desde o circuito completo (A) até a simplificação total (F) (Chen et al, 2006).

Figura 77 – Simplificação do circuito equivalente da impedância de modo comum

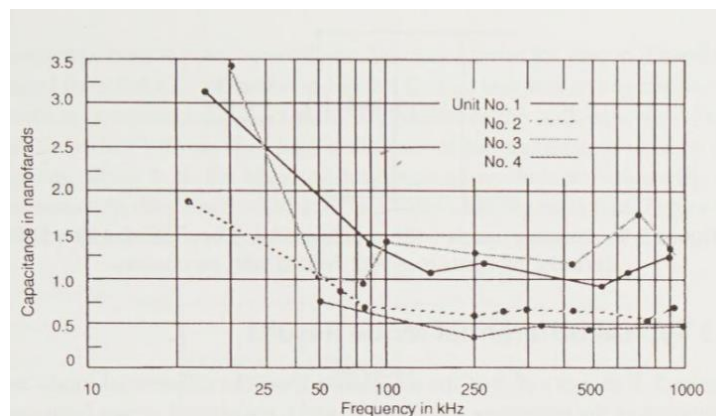


Fonte: Adaptado de Chen et al, 2006.

Diferentemente da impedância de modo diferencial, que em muitos casos pode ser estimada na fase de projeto, a impedância de modo comum depende muito de fatores construtivos, que ainda são difíceis de modelar nessa fase. Por isso, nesse trabalho serão considerados dados registrados na literatura com o intuito de estimar uma ordem de grandeza da IMD, que será muito útil na definição da topologia do filtro.

De acordo com Nave (1991) a capacitância parasita típica de 4 fontes chaveadas comerciais de baixa potência (<150 W) pode ser vista no gráfico da Figura 78. Observa-se que para esses casos, a faixa de capacitância em cada fonte de alimentação ficou entre 0,5 nF e 3,5 nF.

Figura 78 – Capacitância parasita de diferentes fontes chaveadas

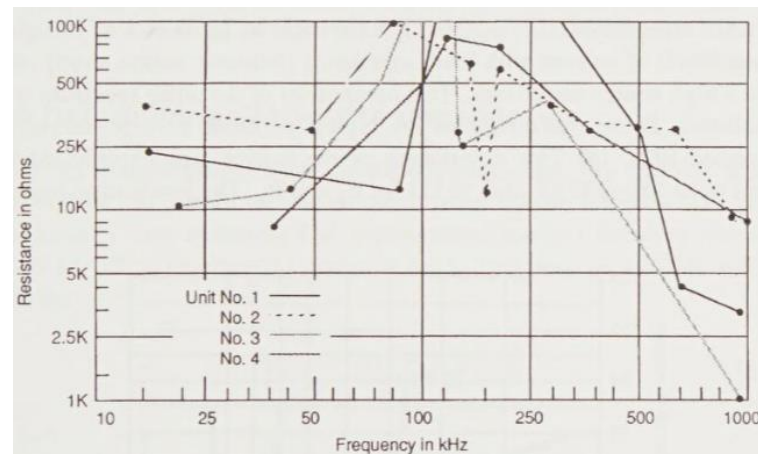


Fonte: Nave (1991).

Na região do espectro que vai de 150 kHz até 1 MHz, nas análises de EMISSÃO CONDUZIDA, a impedância de modo comum varia entre 1 k Ω e 100 k Ω , conforme pode ser observado nos gráficos da Figura 79. Em frequências superiores a 1 MHz, naturalmente a impedância diminui. Entretanto, em relação a impedância da LISN (25 Ω), a impedância de modo comum de fontes chaveadas CA-CC é considerada alta (Ott, 2009).

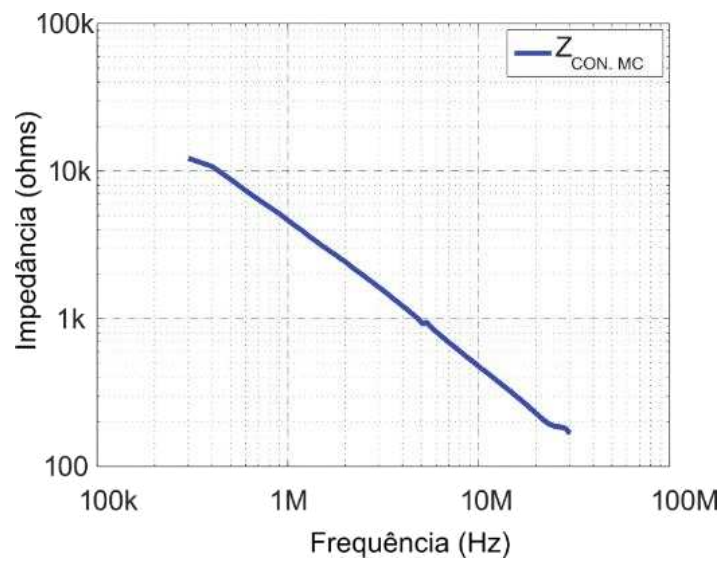
A curva de impedância de uma fonte chaveada de 15 W, saída 12 V CC e entrada 180 V - 264 V CA apresentada por Tarateeraseth (2012) da Figura 80 segue um padrão similar àquelas apresentadas na Figura 79, porém a faixa de impedância é de 10 k Ω a 100 Ω em altas frequências.

Figura 79 – Impedância equivalente de modo comum de diferentes fontes chaveadas



Fonte: Nave (1991).

Figura 80 - Impedância de modo comum medida por Tarateeraseth (2012)



Fonte: Tarateeraseth (2012).

5 MÉTODOS DE PROJETO DE FILTROS DE EMISSÕES CONDUZIDAS PARA CONVERSOR CA-CC

No contexto de filtros de emissões conduzidas, o objetivo do projeto é especificar a *topologia* e os valores dos *componentes passivos* de um filtro para uma fonte chaveada visando a redução nos seus níveis de emissões conduzidas de alta frequência (150 kHz a 30 MHz) aos níveis definidos pelas normas. Para alcançar esse objetivo, o projetista tem à sua disposição diferentes abordagens, dependendo da disponibilidade de instrumentos de medição, do tempo disponível e do seu conhecimento.

O objetivo deste capítulo é analisar o método convencional, sua evolução e variações, além de propor uma abordagem mais acessível, que demande menos instrumentos e seja mais assertivo, reduzindo o retrabalho, o volume e o número de componentes.

O estudo das metodologias seguiu as seguintes delimitações:

- É um método geral para o projeto de filtros de conversores CA-CC monofásicos de até 16 A, independentemente da topologia CC a montante da ponte retificadora;
- O projeto inicia-se na etapa de protótipo do conversor;
- O conversor é visto como uma caixa preta de qual necessita-se estimar /medir a emissão conduzida e a impedância de entrada;

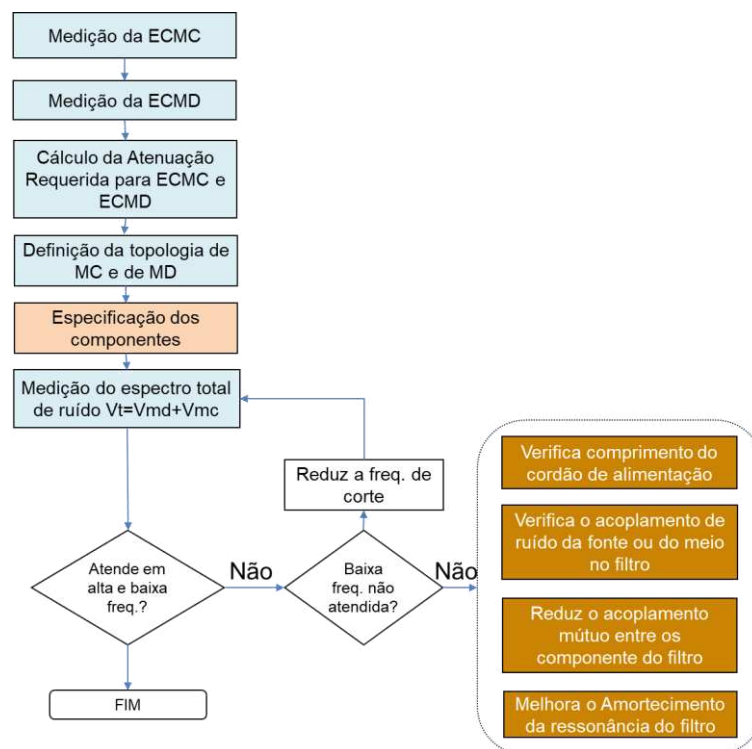
A definição da metodologia proposta busca evitar a tradicional abordagem que exige o dispositivo separador de ruídos e LISNs de dois canais de RF, proposta por Shih et al (1996) e suas variações e aprimoramentos propostas por Hsieh, Chen & Qu (2004) e Tarateeraseth (2010). Em contrapartida, utiliza-se o teorema do elemento sequencial proposto por Nave (1991), o conceito da emissão conduzida de modo misto e o conceito do efeito dominante, de modo a obter-se um método adequado às condições e à disponibilidade de equipamentos nos laboratórios das universidades e empresas de pequeno e médio porte que não tenham disponibilidade financeira para investir na instrumentação requerida no método padrão.

5.1 MÉTODO PADRÃO

A abordagem convencional de projeto de filtros de emissões conduzidas para fontes chaveadas CA-CC foi apresentada em artigo por Shih et al (1996) como um método prático que considera todas as variáveis de projeto conhecidas até então: ECMC, ECMD, impedâncias da LISN e impedância do conversor para a definição da topologia do filtro.

Essa abordagem é ilustrada no fluxograma da Figura 81 e foi inovadora para a época, pois propôs a análise das emissões conduzidas de fontes chaveadas com o auxílio de um dispositivo separador de ruídos, que permite medir separadamente a ECMC e a ECMD.

Figura 81 – Fluxograma do método convencional de projeto



Fonte: Adaptado de Shih et al (1996).

Foi proposta como um método ideal para baixas frequências (<3MHz) e posteriormente foi estendida para conversores CC-CC com o trabalho de Tarateeraseth (2010) após modificações na etapa de “Especificação dos componentes” e a consideração exata da impedância de entrada do conversor por meio de medição. Entre esse intervalo de tempo Hsieh et al, publicaram artigos sobre as ECMM (Qu & Chen, 2002; Hsieh, Chen & Qu, 2004). Esse novo conhecimento

pavimentou o caminho para uma melhoria na metodologia convencional, que foi proposta por Chen & Qu (2004), trazendo mais assertividade ao método.

5.1.1 Medição e separação da emissão conduzida

A emissão conduzida em cada ramo da LISN é uma composição dos sinais de modo comum e de modo diferencial, conforme as equações 73 e 74. Em testes de conformidade, a medição direta da interferência nos ramos da LISN (V_{L1} e V_{L2}) é suficiente para indicar se o equipamento atende ou não atende os requisitos normativos. Entretanto, para projeto de filtros, análise e diagnóstico de causa raiz de problemas de EMC, é indispensável a leitura individualizada das interferências de modo comum e de modo diferencial.

$$V_{L1} = V_{MC} + V_{MD} \quad (73)$$

$$V_{L2} = V_{MC} - V_{MD} \quad (74)$$

Com as equações 73 e 74, revela-se um sistema com duas equações e quatro variáveis. Sendo que duas variáveis são medidas diretamente na LISN e as outras duas precisam ser obtidas por meio de equipamentos específicos. Matematicamente, esses equipamentos somam ou subtraem os sinais de ruído V_{L1} V_{L2} e representada pela soma das equações 73 e 74, que resulta nas equações 75 e 76:

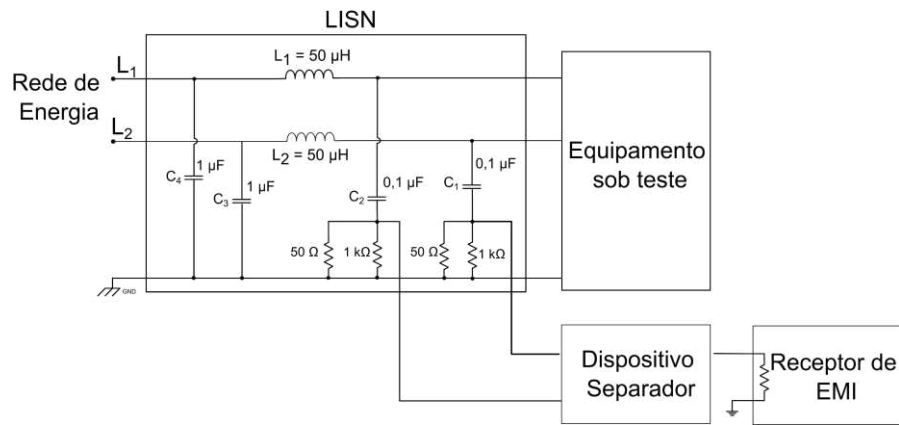
$$V_{L1} - V_{L2} = 2V_{MD} \quad (75)$$

$$V_{L1} + V_{L2} = 2V_{MC} \quad (76)$$

O arranjo de separação de ruído, pode ser visto na Figura 82, em que se apresenta a LISN, o equipamento sob teste, o dispositivo separador e o receptor de EMI.

O dispositivo separador recebe os sinais de ruído proveniente dos dois ramos da LISN e ao receptor de EMI somente o ruído de modo diferencial ou de modo comum.

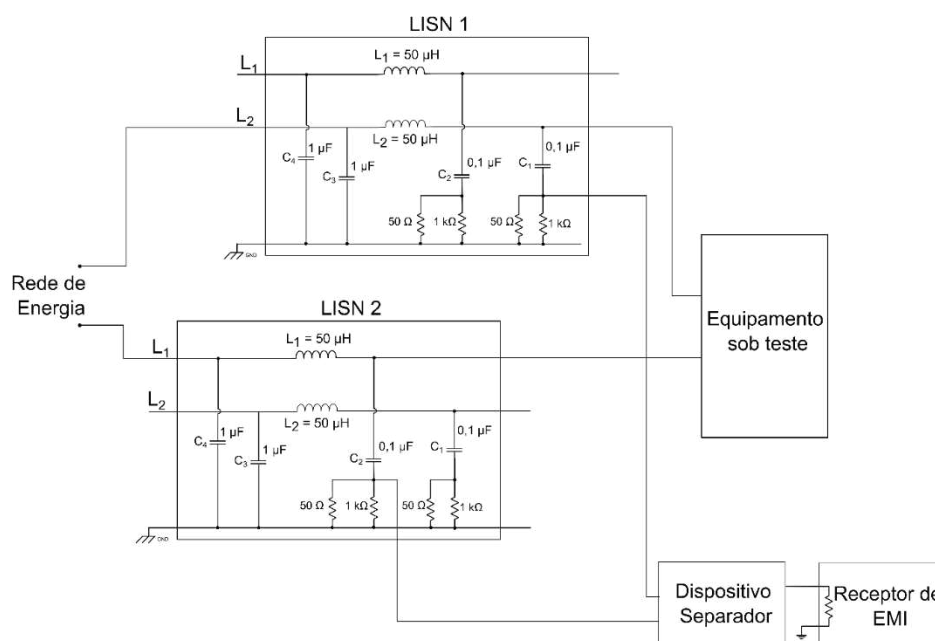
Figura 82 – Setup de medição com dispositivo separador de ruídos



Fonte: Produção do próprio autor.

Na prática, alguns modelos comerciais de LISN, desenvolvidos para análise e diagnóstico de causa raiz de problemas de EMC possuem dois canais de RF, um para cada ramo da LISN. Porém, os modelos comerciais mais ofertados, normalmente desenvolvidos exclusivamente para testes de conformidade e pré-conformidade, possuem apenas uma saída RF. Esses modelos utilizam um canal comum para a medição da tensão de ruído de cada fase, com o auxílio de uma chave de seleção. Nesse caso, quando se faz necessário análises e diagnóstico da causa raiz do problema, aplica-se uma combinação de duas LISN, conforme o Figura 83:

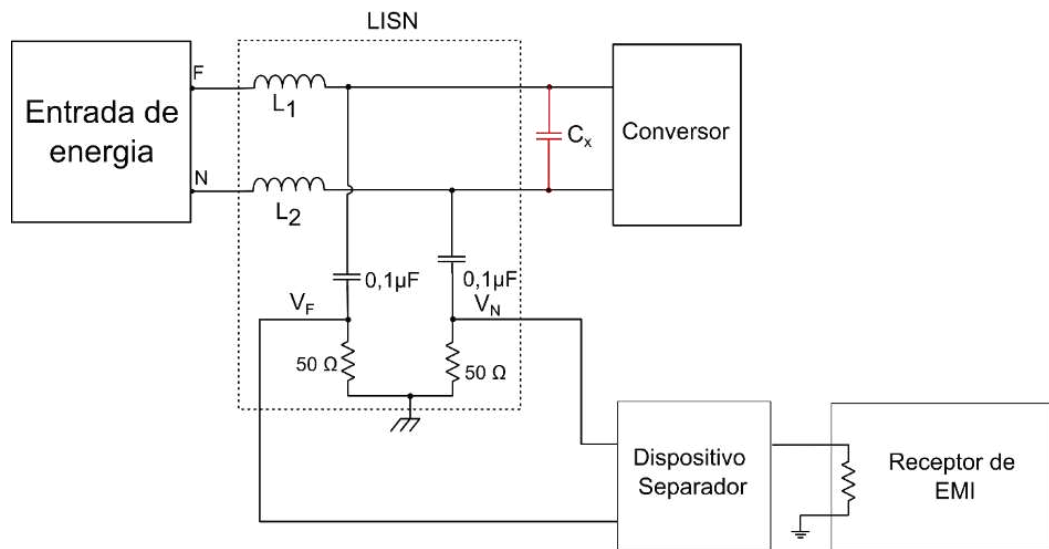
Figura 83 – Setup alternativo de medição de emissão conduzida com separador de ruído



Fonte: Produção do próprio autor.

forma que somente a ECMD ou ECMC prevaleça na medição e sirva como base para o cálculo da atenuação requerida.

Figura 85 – Esquema de medição com C_x incluso



Fonte: Produção do próprio autor.

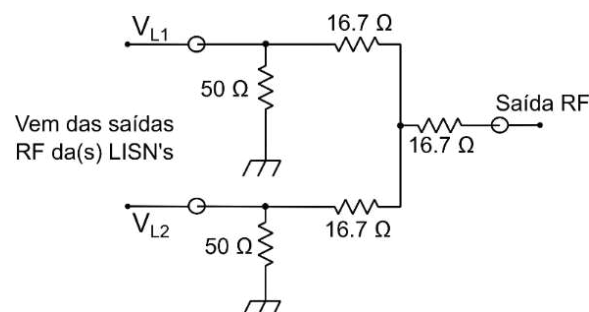
O valor de C_x para essa função pode ser especificado facilmente, conforme demonstrado no item 5.1.6.

5.1.1.3 Dispositivos separadores

Os componentes mais conhecidos para a separação de interferência são as redes de rejeição de modo comum ou de modo diferencial. Esse dispositivo cancela a parcela de modo diferencial (atenuando-o cerca de 50 dB), ou de modo comum, permitindo a passagem somente de uma das parcelas por vez.

Nave (1991) apresenta a RRMD da Figura 86, que é composta de resistores de precisão.

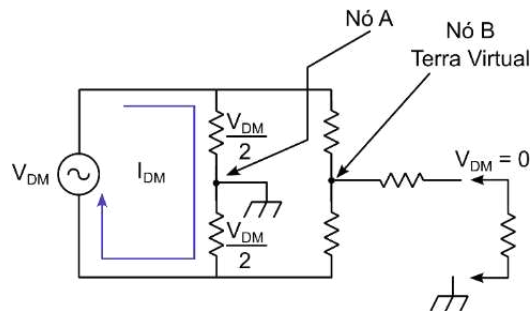
Figura 86 – Rede de rejeição de modo diferencial com resistores de precisão



Fonte: Produção do próprio autor.

Os modelos equivalentes de modo diferencial e de modo comum dessa rede são apresentados nas Figuras 87 e 88, respectivamente. A corrente de modo diferencial circula internamente, nos resistores de 50 ohms, causando uma queda de tensão $V_{DM}/2$ em cada resistor. Portanto, no terra virtual (Nó B), a tensão é nula.

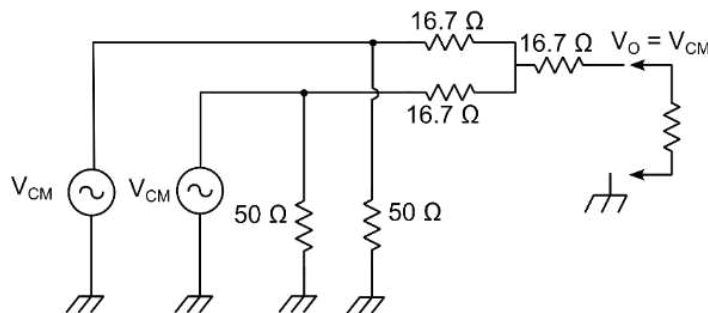
Figura 87 – Modelo equivalente de modo diferencial



Fonte: Produção do próprio autor.

Por outro lado, no circuito equivalente de modo comum, a tensão de saída é equivalente a tensão V_{CM} de modo comum.

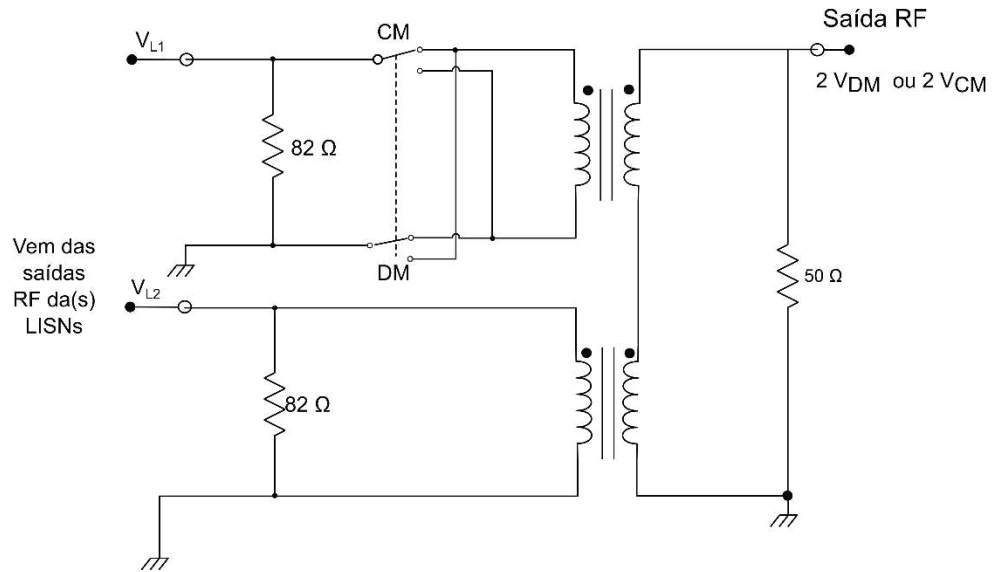
Figura 88 - Modelo equivalente de modo comum



Fonte: Produção do próprio autor.

Outro modelo de rede de rejeição, que é apresentado por Ott (2009), é do tipo “comutável”, pois pode rejeitar o ruído de modo comum ou do ruído de modo diferencial. No diagrama elétrico deste modelo Figura 89, há dois transformadores, um para cada tensão (V_{L1} e V_{L2}), sendo que em um desses transformadores há uma chave de seleção, cuja função é alterar a polaridade do transformador, de modo que a tensão no secundário seja a soma ou a subtração das tensões V_{L1} e V_{L2} , de acordo com a posição da chave.

Figura 89 – Rede de rejeição comutável

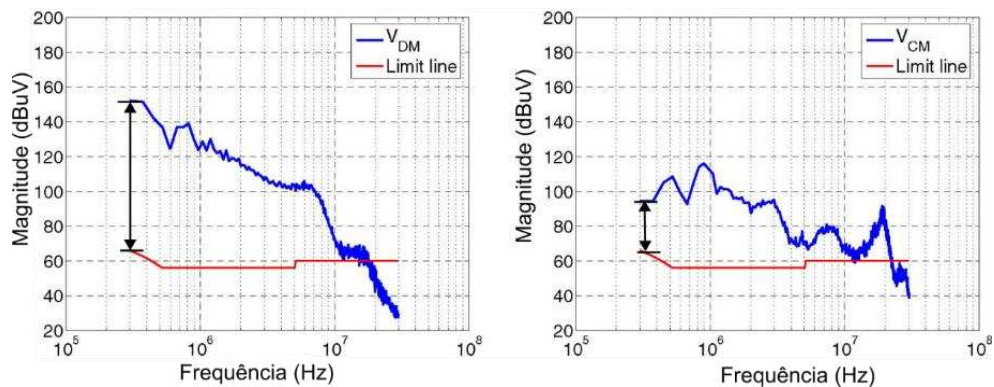


Fonte: Adaptado de Ott (2009).

5.1.2 Cálculo da atenuação requerida

A atenuação requerida é a diferença entre o nível de ruído e a o limite definido pela norma, na menor frequência em que há ultrapassagem do limite da norma, conforme ilustrado na Figura 90:

Figura 90 – Atenuação requerida de modo diferencial e de modo comum



Fonte: Adaptado de Tarateeraseth (2012).

O cálculo é feito em $dB\mu V$, conforme as equações 77 e 78:

$$Ar_{MC} = V_{MC}[dB\mu V] - V_{limite}[dB\mu V] + M[dB\mu V] \quad (77)$$

$$Ar_{MD} = V_{MD}[dB\mu V] - V_{limite}[dB\mu V] + M[dB\mu V] \quad (78)$$

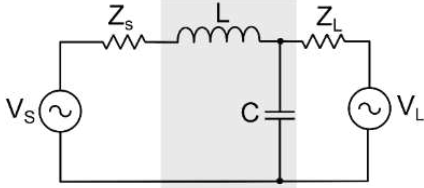
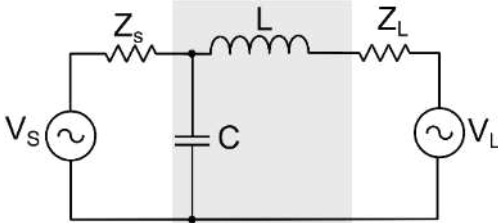
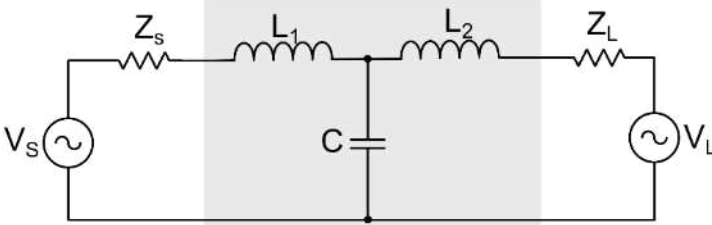
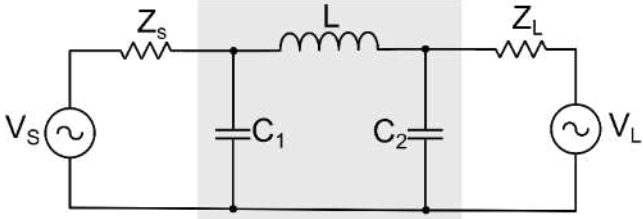
Em que $M[dB\mu V]$ é uma compensação que depende do tipo de dispositivo separador utilizado, varia entre 3 $dB\mu V$ a 6 $dB\mu V$.

5.1.3 Definição da topologia do filtro

A topologia do filtro depende da impedância Z_s (que nesse caso é a impedância da LISN) e da impedância Z_L (impedância de entrada do conversor). Em outros cenários, com topologias CC/CC cascadeadas, em arquitetura distribuída de energia, aplicados nos equipamentos automobilísticos, militares e datacenters, por exemplo, a impedância Z_s pode assumir o valor da impedância do barramento CC/CC a montante.

Nesses diferentes cenários, os critérios de definição de cada topologia aplicados por Tarateeraseth (2010) e Shih et al (1996) são apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Topologias dos filtros e suas aplicações

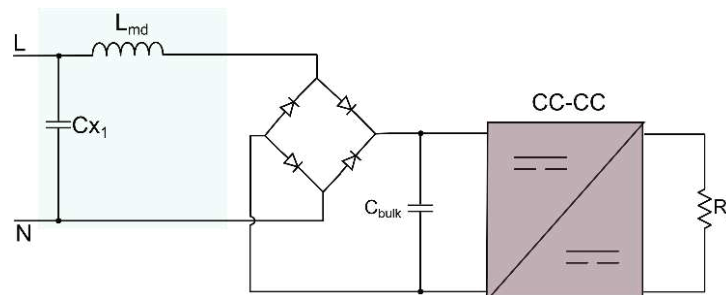
	Filtro LC: Z_s é baixa e Z_L é elevada com atenuação requerida de até 40 $dB\mu V$;
	Filtro CL: Z_s é elevada e Z_L é baixa com atenuação requerida de até 40 $dB\mu V$;
	O filtro T: Z_s e Z_L são baixas com atenuação requerida de até 60 $dB\mu V$;
	O filtro π: Z_s e Z_L são elevadas com atenuação requerida de até 60 $dB\mu V$;

Fonte: Produção do próprio autor.

Conforme observado no tópico 4.1.2, a impedância de entrada de modo diferencial dos conversores CA-CC, tem uma variação no tempo, cuja frequência é de 120 Hz. Ou seja, Z_L está variando entre um valor mínimo bem baixo, na casa de poucas unidades de ohms (Zhang et al, 2000) e um valor bem alto, na casa de centenas a milhares de ohms, a cada 120 Hz. Isso traz desafios particulares à definição da topologia, que deve ser especificada considerando os dois casos. Conforme apresentado no tópico 2.3, a emissão conduzida de modo misto, pode ser muitas vezes maior que a emissão conduzida de modo diferencial, indicando uma necessidade de atenção particular sobre essa modalidade emissão.

Então, a topologia básica do filtro de modo diferencial do conversor CA-CC é a CL, conforme ilustrado na Figura 91.

Figura 91 – Topologia CL do filtro de modo diferencial



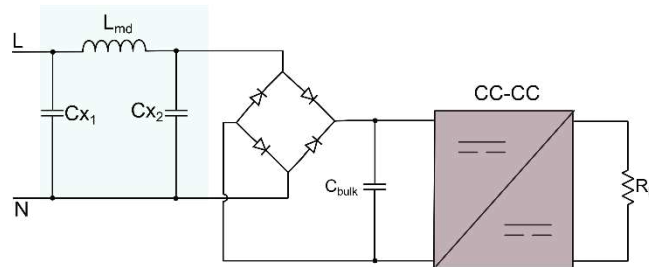
Fonte: Produção do próprio autor.

Nesse caso, C_x exerce a função importante de reduzir ECMM e a ECMD, servindo como um elemento de casamento de impedância e como um caminho para a corrente de modo misto, conforme sugerido por Hsieh, Li & Chen (2008). O indutor L_{md} é protagonista na redução do ECMD do conversor, pois durante a condução dos diodos, a impedância Z_L é ínfima, evidenciando o poder de atenuação de L_{md} devido ao casamento ideal das impedâncias de modo diferencial do conversor e do filtro.

Entretanto, mediante a predominância da ECMM é necessário adicionar um capacitor C_{x2} , levando a uma topologia resultante do tipo π , conforme ilustrado na Figura 92.

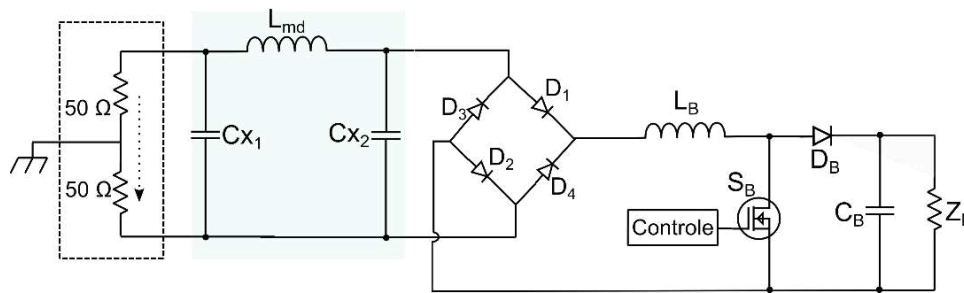
Por outro lado, os conversores CA-CC com filtro ativo de correção de fator de potência, apresentam uma impedância elevada. Nesse caso, a topologia ideal, é do tipo π , para garantir o casamento das impedâncias e otimização da atenuação do filtro, conforme Figura 93:

Figura 92 – Topologia PI para filtro de modo diferencial



Fonte: Produção do próprio autor.

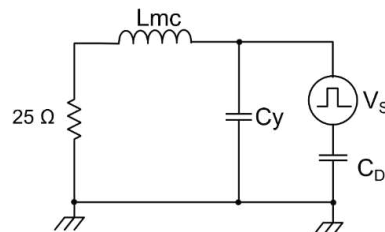
Figura 93 – Topologia PI para filtro de modo diferencial de conversores com entrada em corrente



Fonte: Produção do próprio autor.

A topologia de filtro de modo comum leva em consideração a impedância de modo comum da LISN, que é 25Ω , e a impedância do conversor, que de acordo com Nave (1991) pode variar entre $1 \text{ k}\Omega$ e $100 \text{ k}\Omega$, a depender da construção do conversor e da frequência. Assim, a topologia de filtro que traz o melhor casamento de impedância e, conseqüentemente, melhor resultado de atenuação é a LC, conforme Figura 94.

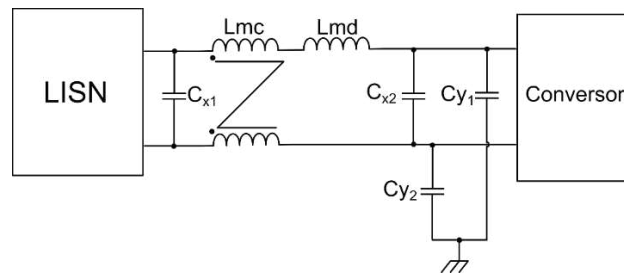
Figura 94 – Topologia LC para filtro de modo comum



Fonte: Produção do próprio autor.

Portanto, o filtro resultante para os conversores AC/CC pode ser um CL ou π para o ECMD e um filtro LC para a ECMC, conforme o arranjo da Figura 95, em que L_{md} é a própria dispersão de L_{mc} .

Figura 95 – Filtro completo



Fonte: Produção do próprio autor.

5.1.4 Especificação dos componentes

Os componentes do filtro são especificados em função da atenuação requerida de modo diferencial, de modo comum e de modo misto, e de requisitos de segurança. Os primeiros componentes a serem especificados são os capacitores, considerando os requisitos de segurança e a ECMM.

O capacitor C_y é especificado em função de sua corrente de fuga máxima e estabeleceu-se um certo padrão de uso.

No método convencional, o capacitor C_{x1} era especificado somente em função da disponibilidade e da classe de tensão, e o valor de capacitância sugerido por Shih et al (1996) foi de 470 nF. Posteriormente, Hsieh, Li & Chen (2008), apresentou uma forma criteriosa de cálculo de C_{x1} , visando a eliminação da ECMM e da ECMD e Ma (2022) priorizou a especificação desse componente como um meio de minimizar os ruídos causados pela recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora.

Um dos principais desafios no projeto de filtros é a especificação do indutor de modo comum, pois sua indutância de dispersão também é utilizada como indutor de modo diferencial. Por essa dupla função, na especificação desse componente que se encontra o risco de sobredimensionamento e retrabalho. Outro desafio, no filtro de modo diferencial, é o risco aplicar mais componentes que o necessário, ou seja, utilizar uma topologia π , com três componentes, ao invés de uma topologia CL, com dois componentes somente.

Para mitigar esses riscos, diferentes equações para cálculo do valor do indutor a partir da atenuação requerida e dos valores de capacitores já especificados foram sugeridas. Para um arranjo com casamento ideal de impedâncias entre filtro e conversor, Shih et al (1996) usou a equação da ressonância de um circuito LC. Ao considerar um arranjo sem casamento ideal com a impedância de entrada do conversor, Tarateeraseth (2010) usou equação da perda de inserção proposta por

Audone & Bolla (1978) e a medição da impedância de entrada do conversor. Nave (1991) ainda propôs um método gráfico de cálculo, baseado teorema do elemento sequencial e na equação da perda de inserção um elemento série ou shunt.

5.1.4.1 Especificação do capacitor Y

O capacitor Y tem como requisitos principais a corrente de fuga e a capacitância. A relação entre a corrente de fuga e a capacitância é fundamental para atender às normas de EMC e garantir a segurança dos equipamentos.

A restrição de corrente de fuga acarreta numa redução da capacitância de modo comum possível de ser utilizada. De acordo com a equação 79, a capacitância máxima permitida nos equipamentos, de acordo com seu máximo valor de corrente, é apresentada na Tabela 11.

$$C = \frac{I}{2\pi f \cdot V_{ac}} \quad (79)$$

Tabela 11 – Valores máximos dos capacitores Cy

	0,25 mA		0,75 mA		3,5 mA	
	127 V	220 V	127 V	220 V	127 V	220 V
50 Hz	3,6 nF	1,8 nF	10,8 nF	5,4 nF	50,6 nF	25,3 nF
60 Hz	3 nF	1,5 nF	9 nF	4,5 nF	42,2 nF	21,1 nF

Fonte: Produção do próprio autor.

Usualmente, ao considerar-se equipamentos de tecnologia da informação móveis com aterramento e limite de corrente de fuga de 3,5 mA, o capacitor Cy especificado por Shih et al (1996), Tarateeraseth (2010) e Nave (1991) está entre 1 nF e 4,7 nF, a depender a disponibilidade do projetista. Nesse cenário, a corrente de fuga fica cerca de 5 a 20 vezes menor do que o limite, essa margem de segurança é imprescindível porque o Cy muitas vezes é adicionado pontualmente, fora do contexto dessa metodologia de projeto, visando à redução interferência de modo comum acoplada após a integração do conversor no equipamento.

5.1.4.2 Especificação de C_{x1}

De acordo com Hsieh, Li & Chen (2008), para a função de reduzir a ECMM, o capacitor C_x pode ser adicionado frente à LISN (C_{x1}) ou frente ao conversor (C_{x2}).

Se for adicionado frente à LISN, a condição para seleção de sua capacitância é:

$$Z_{Cx1} = \frac{1}{\omega C_{x1}} \ll 50\Omega \quad (80)$$

Ou seja, a impedância de C_x precisa ser muito menor (entre 10 e 20 vezes) que a impedância da LISN na frequência de interesse (f_r) que é a menor frequência em que a emissão conduzida de modo diferencial do conversor ultrapassa o limite da respectiva norma regulamentadora. Portanto:

$$Z_{Cx1} = 5 \Omega \quad (81)$$

Em uma condição típica, em que o limite da norma em 180 kHz é ultrapassado, C_{x1} , é calculado por:

$$C_{x1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_r \cdot Z_{Cx}} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \text{ kHz} \cdot 5 \Omega} = 212 \text{ nF} \quad (82)$$

$$C_{x1} > 220 \text{ nF} \quad (83)$$

São os possíveis valores comerciais: 220 nF, 330 nF e 470 nF.

Se for adicionado frente ao conversor (C_{x2}), o critério de cálculo é dado por:

$$Z_{Cx2} = \frac{1}{\omega C_x} \ll |50\Omega + j\omega C(L_{md} + L_{mc})| \quad (84)$$

Ou seja, a impedância de C_{x2} deve ser muito menor (10 a 20 vezes) que a impedância do elemento série do filtro mais a impedância da LISN.

5.1.4.3 Especificação do Indutor pela frequência de ressonância

Esse método de especificação do indutor, ideal na condição casamento de impedâncias entre Z_s e Z_L e faz uso da equação de ressonância de um circuito LC, conforme a equação 85.

$$H(S) = \frac{\frac{1}{LC}}{(j\omega)^2 + j\omega \cdot \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} \quad (85)$$

Em função dos termos Q , ω_o , representa-se $H(s)$ como:

$$H(S) = \frac{\omega_o^2}{(j\omega)^2 + j\omega \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2} \quad (86)$$

Portanto:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC} \quad (87)$$

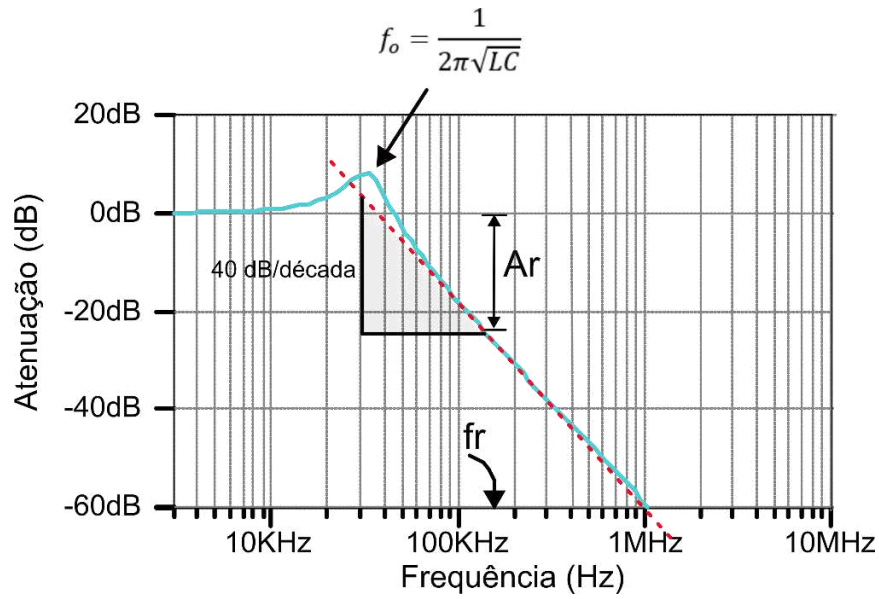
E então, substituindo-se ω_o por $2\pi f$ e isolando-se o f_o , chega-se em:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (88)$$

Que é a equação base que relaciona o valor do capacitor C_x ou C_y especificado com o valor do indutor a ser calculado.

A frequência f_o é calculada a partir atenuação requerida (A_{rmax}), obtida por meio da equação 78, considerando f_r , que é a frequência em que o nível de emissão começa ultrapassar o limite normativo, conforme ilustrado na curva de atenuação do filtro LC (Figura 96).

Figura 96 – Ressonância do filtro LC



Fonte: Produção do próprio autor.

Considerando a equação do coeficiente angular de uma função logarítmica dlog:

$$40 \text{ dB} = \frac{\log Ar}{\log f_r - \log f_o} \quad (89)$$

Isolando os termos e aplicando as propriedades dos logaritmos, chega-se na equação 90, que representa f_o em função de Ar e f_r .

$$f_o = \frac{f_r}{10^{\frac{Ar}{40 \text{ dB}}}} \quad (90)$$

Isolando-se L e substituindo f_o na equação 90, chega-se na equação que define o valor de L :

$$L = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C} \quad (91)$$

A equação 91 é válida para circuitos, LC, CL e π com simetria, ou seja: $C1=C2$, com casamento ideal de impedância e Z_I resistivo.

5.1.4.4 Especificação do indutor pela perda de inserção

Há situações em que não há um casamento ideal de impedância entre o filtro e o conversor. Nesses casos, não é viável aplicar a equação de ressonância do filtro de segunda ordem, sendo necessário recorrer a equações que consideram as impedâncias Z_s e Z_l para calcular com precisão a atenuação do filtro CL mediante o uso dessas informações.

Para tanto, Tarateeraseth (2010) propôs as equações 92 e 93 para o cálculo de perda de inserção em filtros com descasamento de impedâncias baseado nas conclusões de Audone & Bolla (1978):

$$IL_{MD} = 20 \log \left| s^2 \left(\frac{L_{MD} C_{XT} Z_{LMD}}{Z_{LISN} + Z_{LMD}} \right) + s \left(\frac{L_{MD} + C_{XT} Z_{LMD} Z_{LISN}}{Z_{LISN} + Z_{LMD}} \right) + 1 \right| \quad (92)$$

Em que $C_{XT} = C_X / (C_{Y1} + C_{Y2})$ [F]

$$IL_{MC} = 20 \log \left| s^2 \left(\frac{L_{MC} C_{YT} Z_{LMC}}{Z_{LISN} + Z_{LMC}} \right) + s \left(\frac{L_{MC} + C_{YT} Z_{LMC} Z_{LISN}}{Z_{LISN} + Z_{LMC}} \right) + 1 \right| \quad (93)$$

Em que $C_{YT} = C_{Y1} // C_{Y2}$ [F]

A vantagem dessa equação de cálculo é o uso da impedância conversor medida e, o que, mediante disponibilidade de informação sobre os elementos parasitas dos elementos do filtro de datasheets ou de medição, expande sua aplicabilidade para altas frequências (>3 MHz).

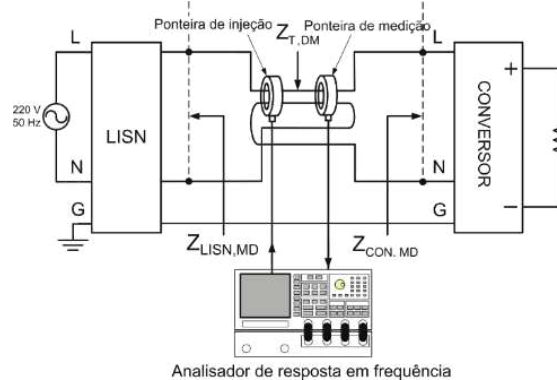
5.1.4.4.1 Medição da impedância de entrada

A impedância de entrada do conversor pode ser obtida por meio de medição direta, com o analisador de resposta em frequência e ponteiros de injeção e medição de tensão e corrente, conforme proposto Tarateeraseth (2010), ou por medição indireta, por meio da medição da atenuação causada por um elemento série ou shunt, conforme proposto por Ye, Eberle & Liu (2004) e por Zhang et al (2000).

A. Medição direta

O arranjo de medição direta das impedâncias de modo comum e modo diferencial exige um instrumento chamado Analisador de Resposta em Frequência com ponteiros de injeção e medição de tensão e corrente, respectivamente. A medição das impedâncias é feita aplicando-se uma tensão induzida por meio de uma ponteira de acoplamento de tensão na entrada do conversor em operação conectado à rede elétrica por meio da LISN e medindo-se a corrente elétrica resultante. Para a medição da impedância de modo diferencial, o arranjo é configurado conforme Figura 97.

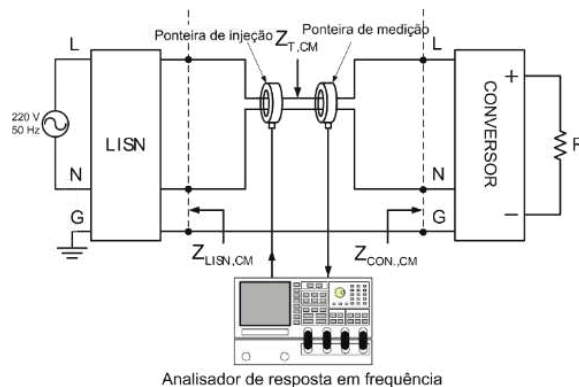
Figura 97 - Esquema de medição da impedância de modo diferencial do conversor



Fonte: Adaptado de Adaptado de Tarateeraseth (2012).

E para a medição da impedância de modo comum, o arranjo é configurado conforme Figura 92.

Figura 98 - Esquema de medição da impedância de modo comum do conversor



Fonte: Adaptado de Adaptado de Tarateeraseth (2012).

B. Medição indireta

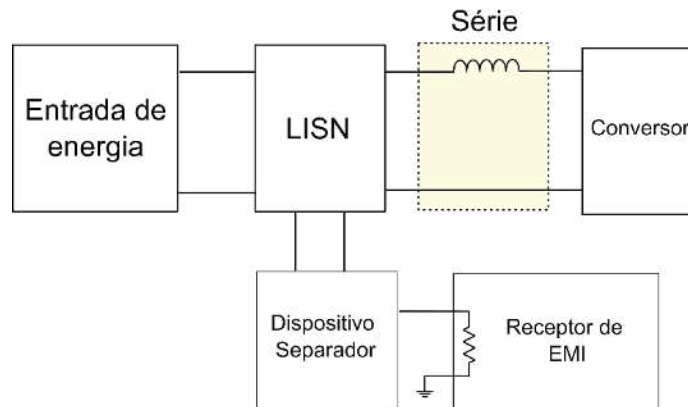
A medição indireta, proposta por Ye, Eberle & Liu (2004) e por Zhang et al (2000), pode ser feita por meio da perda de inserção provocada por um elemento série ou shunt adicionado entre a LISN e o conversor. Essa medição consiste em calcular a impedância do conversor considerando a tensão de ruído antes e após a adição de um elemento série ou shunt.

Conforme a equação 94, a perda de inserção causada por um elemento é calculada pelo logaritmo decimal da razão entre a tensão de ruído antes da adição do elemento e após a adição do elemento.

$$IL = 20\log_{10} \left(\frac{V_{sf}}{V_{cf}} \right) \quad (94)$$

Considerando um elemento série, incluso no sistema conforme o diagrama a seguir, Figura 99:

Figura 99 - Medição da atenuação de um elemento série



Fonte: Produção do próprio autor.

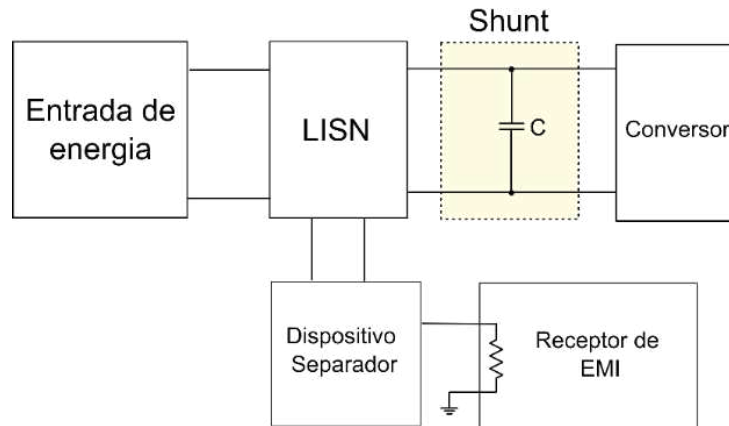
A equação 95, derivada da manipulação da equação 36, representa a perda de inserção causada esse elemento.

$$Z_L = \frac{Z_{série} - \left(10^{\frac{IL}{20}} - 1 \right) Z_s}{10^{\frac{IL}{20}} - 1} \quad (95)$$

Considerando a perda de inserção medida, a impedância da LISN e Isolando o termo Z_L , é possível obter a impedância máxima e mínima do conversor.

Sendo um elemento shunt, que pode ser um capacitor Cx para atenuação da ECMD adicionado entre a LISN e o conversor Figura 100, a perda de inserção provocada por esse elemento dá um indicativo da impedância mínima e máxima do conversor.

Figura 100 - Medição da atenuação de um elemento shunt (derivação).



Fonte: Produção do próprio autor.

A equação 96, derivada da manipulação da equação 30, representa a perda de inserção causada por um elemento shunt.

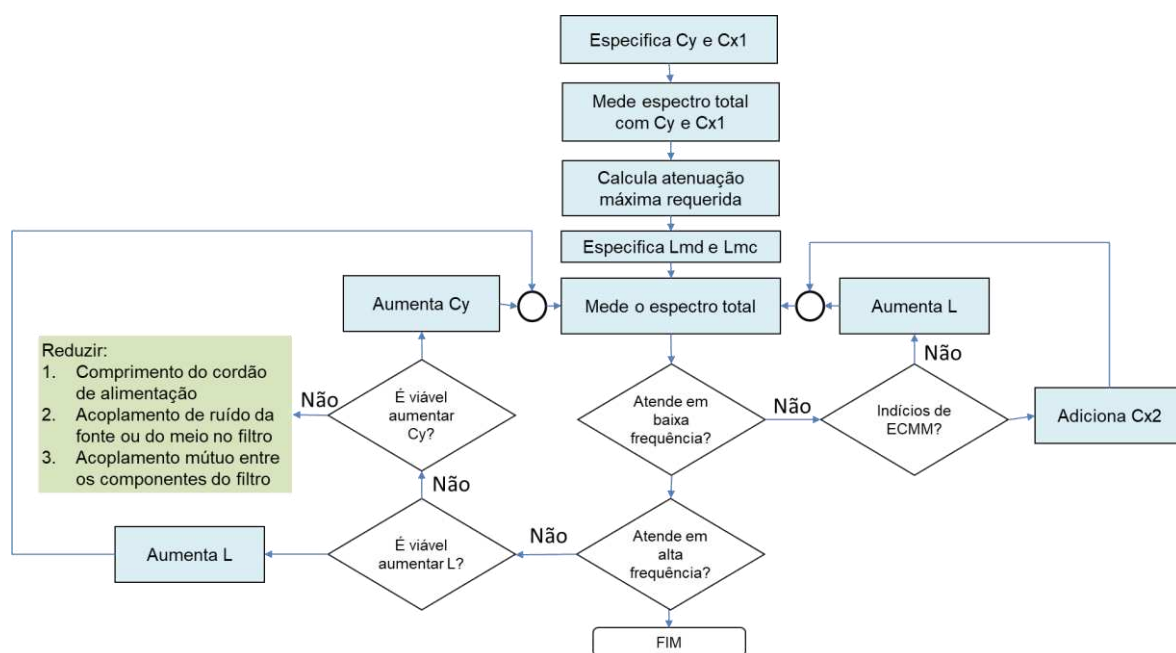
$$Z_L = \frac{-Z_{shunt} - \left(10^{\frac{IL}{20}} - 1\right) Z_s}{Z_{shunt} \left(10^{\frac{IL}{20}} - 1\right) - Z_s} \quad (96)$$

Em que Z_L é a impedância Z_{md} do conversor.

5.2 METÓDO PROPOSTO

O método de projeto proposto nesta dissertação é um processo iterativo, baseado em inspeção visual do espectro de emissão conduzida, que vai progredindo por meio de refinamentos sucessivos, visando atender aos requisitos normativos com menor volume possível de componentes. Essa alternativa encontra suporte em alguns teoremas e princípios básicos de compatibilidade eletromagnética e circuitos elétricos e em resultados experimentais apresentados ao longo desse capítulo. Na Figura 101 apresenta-se o fluxograma com todas as etapas desse método.

Figura 101 – Etapas de projeto do filtro de EMI



Fonte: Produção do próprio autor.

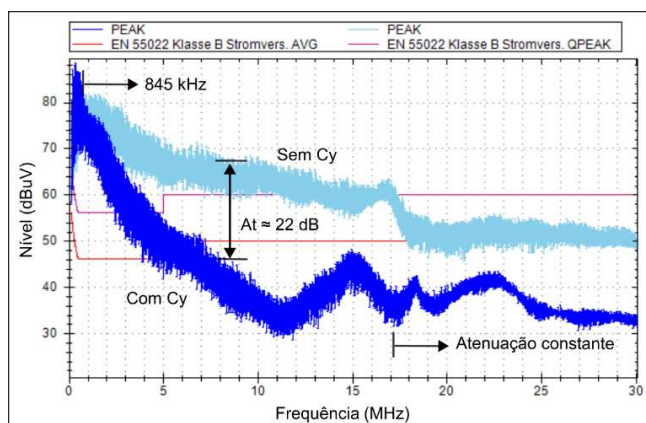
O ponto de partida da abordagem proposta é o teorema do elemento sequencial apresentado por Nave (1991), que demonstra que é possível projetar um filtro completo especificando um elemento por vez. Dessa forma, em cada iteração, o componente que deve ser especificado é definido pela característica da emissão conduzida ou/e pelo critério do casamento de impedância.

A indutância de dispersão de um indutor de modo comum é usada como indutor de modo diferencial, por isso, é imposta ao sistema uma indutância de modo comum que, com o capacitor C_y previamente especificado, se encarrega de reduzir a ECMM a níveis menores que os limites normativos.

A primeira etapa do método é especificar os capacitores C_y e C_{x1} , com base em critérios de segurança e em característica da ECMM, respectivamente, exatamente conforme o método de projeto convencional. Então, a medição do espectro total é feita com C_y e C_{x1} inseridos no sistema, a fim de eliminar a ECMM de altas frequências, a ECMM e as emissões provenientes da corrente de recuperação reversa dos diodos. O uso dessa tática é muito conveniente, pois o espectro de emissão fica mais “enxuto”, reduzido apenas à emissão de baixa frequência predominantemente de modo diferencial e à emissão de modo comum remanescente.

O efeito do capacitor Y de 3,3 nF inserido individualmente no sistema pode ser verificado no espectro da Figura 102, que representa a emissão antes e após a adição desse componente.

Figura 102 – Espectro de ruído antes e após a adição de Y



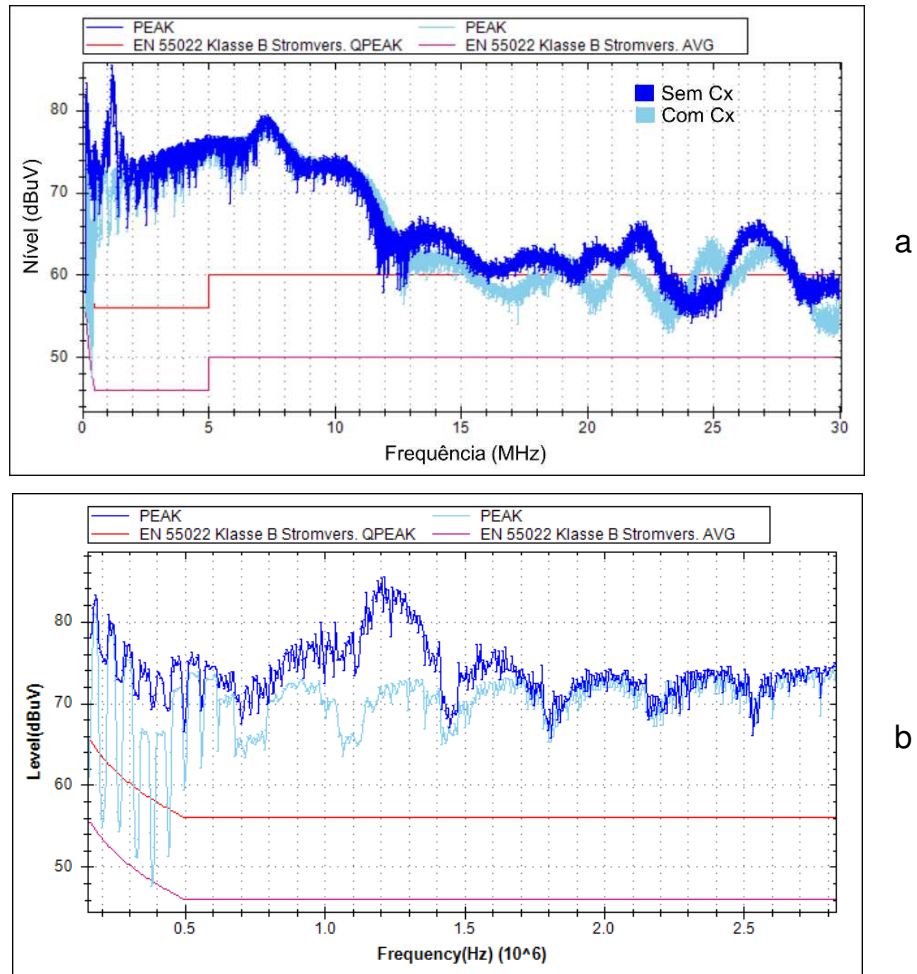
Fonte: Produção próprio autor

Esse resultado excelente de atenuação é favorecido pela característica de impedância de entrada de modo comum do conversor, que é relativamente alta, colaborando com um excelente casamento de impedâncias entre C_y , a LISN e o conversor.

O capacitor C_{x1} , por outro lado, individualmente inserido no sistema, tem diferentes efeitos, de acordo com o tipo de entrada do conversor. Em retificadores com filtro capacitivo do tipo “Bulk”, C_{x1} atua somente sobre a ECMM, pois devido à baixa impedância de modo diferencial do conversor, esse componente não usufrui de um bom casamento de impedâncias, sendo ineficaz para atenuar ECMD em baixas frequências e em altas frequências, devido à predominância do modo comum, também tem pouca funcionalidade. Os gráficos das Figura 104 A e B representam o espectro de um conversor CA-CC com filtro capacitivo sem capacitor C_x e com o capacitor C_{x1} inserido no sistema, respectivamente. Notam-se regiões específicas do espectro em que há atenuação, provavelmente porque nessa região a ECMM predomina.

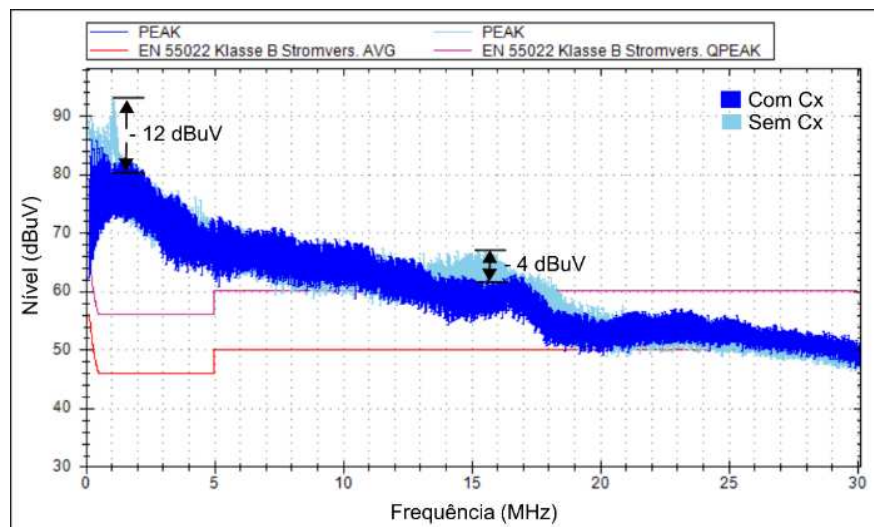
Em outros conversores, o efeito da adição de C_{x1} em baixas e altas frequências foi pouco significativo, conforme ilustrado na Figura 105, indicando não haver um predomínio de ECMM.

Figura 103 – Efeito do capacitor C_{x1} individualmente inserido no sistema composto pelo conversor e pela LISN no espectro todo (a) e em baixas frequências (b)



Fonte: Produção próprio autor

Figura 104 – Efeito de C_{x1} inserido no sistema

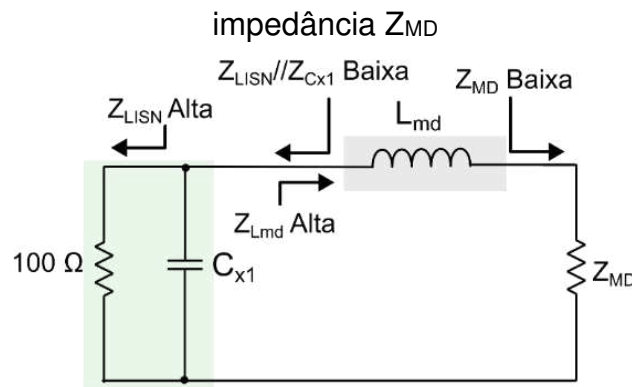


Fonte: Produção próprio autor

A especificação de C_{x1} é igual no método convencional sendo que $Z_{C_{x1}} \ll 50 \Omega$, ou seja, $C_{x1} > 212 \text{ nF}$, sendo valores comerciais sugeridos: 220 nF, 330 nF e 470 nF.

Entretanto, além de reduzir ECMM e a emissão devido a corrente de recuperação reversa dos diodos da ponte retificadora, C_{x1} tem função essencial de garantir um bom casamento de impedâncias para L_{md} , que é instalado em sequência, conforme Figura 105, já que proporciona uma baixa impedância a montante desse componente. Nessa condição, o casamento de impedância para o L_{md} é ideal, devido a presença de C_{x1} e a impedância Z_{md} do conversor, que é cerca de unidades ohms, em conversores CA-CC com filtro capacitivo.

Figura 105 – Circuito equivalente do filtro de modo diferencial considerando a

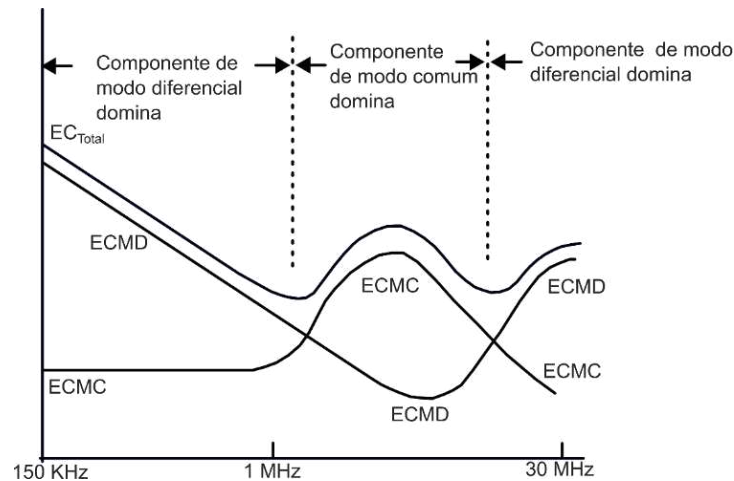


Fonte: Produção próprio autor

Portanto, sabe-se o elemento L_{md} irá apresentar sempre uma atenuação bastante significativa, pois as impedâncias $Z_s = Z_{LISN} // Z_{C_{x1}}$ e Z_{MD} são extremamente baixas.

Outro protagonista nessa abordagem de projeto é o conceito do efeito dominante de Paul (1992) que diz que a emissão conduzida total de um equipamento é uma composição de dois ou mais tipos de emissão, sendo que um deles sempre é o dominante. Conforme ilustra a Figura 106, o espectro de emissões conduzidas de uma fonte chaveada pode ser estudado por regiões, de acordo com o tipo de emissão predominante.

Figura 106 – Identidade de predominância do ruído no espectro de frequência

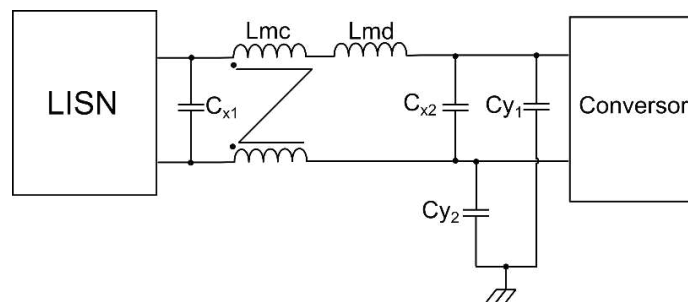


Fonte: Adaptado de Paul (1992)

Sendo que a $ECMD$ predomina em baixas frequências ($150\text{ KHz} < f < 1\text{ MHz}$), devido às harmônicas da corrente normal do conversor, enquanto a $ECMC$ predomina em altas frequências ($1\text{ MHz} < f < 20\text{ MHz}$), e por fim, a $ECMD$ volta a predominar próximo a 30 MHz devido às oscilações provocadas nos elementos parasitas do conversor.

Naturalmente, a metodologia vai levar a uma topologia CL ou π para a emissão de modo diferencial e LC para a emissão de modo comum, conforme ilustrado na Figura 107.

Figura 107 – Topologia do filtro de EMI para fontes chaveadas

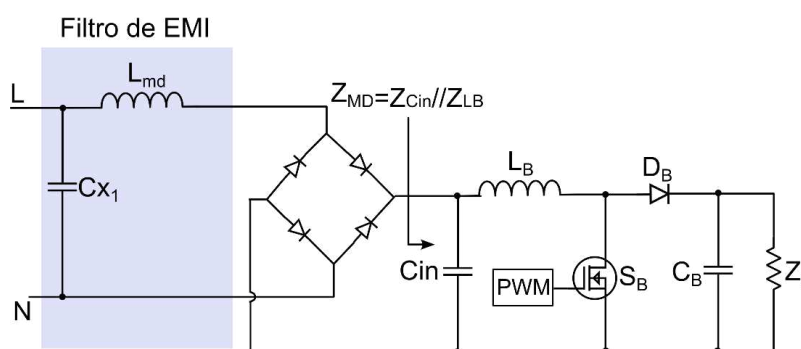


Fonte: Produção próprio autor

Entretanto, a topologia não é imposta inicialmente, ela vai sendo construída naturalmente e iterativamente, de forma que a topologia final de modo diferencial pode ser do tipo CL ou π , a depender da presença proeminente da $ECMM$.

Destaca-se também que o método apresentado é válido para conversores CA-CC com correção de fator de potência (CFP) ativo, pois normalmente é utilizado nesse conversor um capacitor de poliéster de dezenas ou poucas centenas de nF inserido após a ponte retificadora para filtrar ruídos de alta frequência. A presença desse capacitor torna a impedância de entrada (Z_{MD}) desse conversor vista pelo filtro de EMI muito baixa, proporcionando um excelente casamento de impedância se o filtro de EMI de modo diferencial for do tipo CL.

Figura 108 – Topologia inicial para Conversor Boost PFC ativo com C_{in}



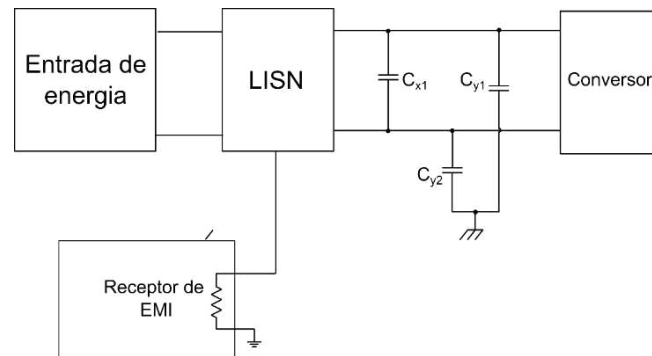
Fonte: Produção próprio autor

Por fim, é feita a medição do espectro total e ao atender os requisitos normativos dentro da estimativa, finaliza-se o processo. Em caso de não atendimento dos requisitos, inicia-se um processo iterativo de incremento e decremento da indutância de modo diferencial. Em casos de indícios de proeminência de ECMM, sugere-se a adição C_{x2} pelo método de cálculo de Hsieh, Li & Chen (2008), levando o filtro de modo diferencial se transformar na topologia π , devido à alta impedância de Z_{MM} .

5.2.1 Medição do espectro total

A medição do espectro total de emissão conduzida é feita de modo simples com a LISN de uma única saída de RF diretamente conectada ao receptor de EMI, sem a necessidade de dispositivo separador de ruídos. O capacitor C_{x1} e C_y são inseridos para a medição visando desbastar a ECMM e ECMC, aumentando a probabilidade do espectro medido, ser predominantemente ECMD.

Figura 109 – Esquema de medição do espectro de emissão do conversor



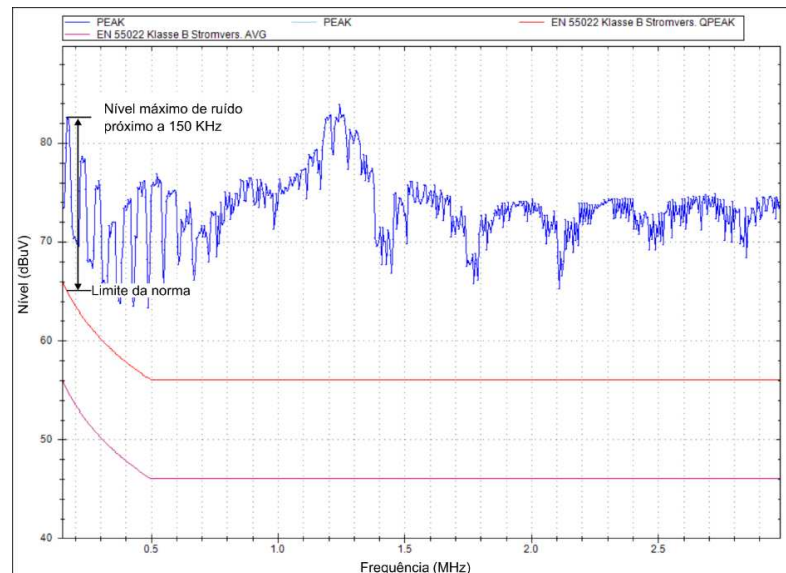
Fonte: Produção próprio autor

5.2.2 Cálculo da atenuação máxima requerida

A atenuação máxima requerida é obtida a partir do espectro de emissão total medido conforme Figura 110 e é dada por:

$$Ar_{max} = V_{max} [dB\mu V] - V_{limite} [dB\mu V] \quad (97)$$

Figura 110 – Espectro total de emissão conduzida em baixas frequências



Fonte: Produção próprio autor

A atenuação máxima considerada é na frequência mais próximo possível de 150 KHz, pois nessa faixa a emissão predominante é de modo diferencial, facilitando posteriormente o cálculo de L_{md} .

5.2.3 Especificação dos componentes L_{md} , L_{mc} e C_{x2}

A partir da atenuação requerida, a frequência de corte do filtro de modo diferencial pode ser calculada pela equação 98.

$$f_o = \frac{f_r}{10^{\frac{Ar_{max}}{40dB}}} \quad (98)$$

Com esse valor aplicado na equação 99:

$$L_{dm} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_{x1}} \quad (99)$$

Chega-se no valor de L_{md} .

As especificações de L_{mc} leva em conta que L_{md} é a sua própria dispersão. Portanto, deve-se recorrer a datasheet dos indutores de modo comum em que existe uma tabela que associa o valor da dispersão ao valor da indutância de modo comum. Em caso de ser fornecido no datasheet a informação de um valor percentual típico de dispersão, utiliza-se a equação 100 para calcular L_{mc} :

$$L_{mc} = \frac{L_{md}}{\text{Dispersão Percentual}} \quad (100)$$

O valor calculado de L_{md} , conseqüentemente de L_{mc} , pode resultar em um componente comercialmente indisponível. Isso demanda um aumento para o valor comercial mais próximo.

Em caso da bobina de modo comum não causa a atenuação necessária em baixas frequências e não houver indícios de ECMM no espectro, recomenda-se aumentar para o próximo valor comercial a indutância da bobina até que se atinja a atenuação necessária em baixas frequências, sem prejudicar, ao ponto de ultrapassar o limite da norma, o espectro de altas frequências.

O critério de especificação de C_{x2} é apresentado na equação 101.

$$Z_{CX2} = \frac{1}{\omega C_x} \ll |50\Omega + j\omega(L_{md} + L_{mc})| \quad (101)$$

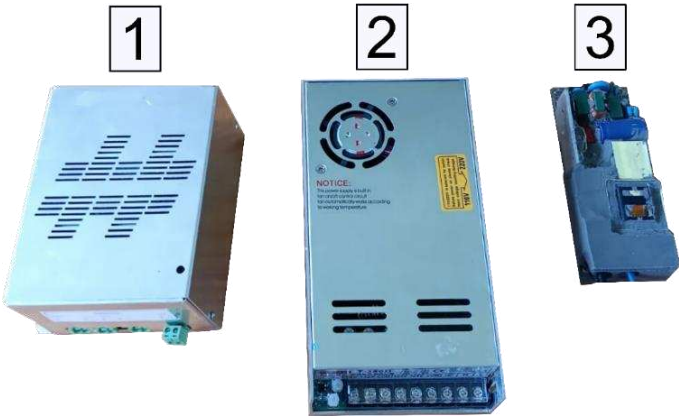
Ou seja, a impedância de C_{x2} deve ser muito menor (10 a 20 vezes) que a impedância do elemento série do filtro mais a impedância da LISN, em que C é o capacitor de 0,1 μ H da LISN.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram divididos em duas etapas. A primeira etapa visa validar os conceitos essenciais que fundamentam a proposta de metodologia de projeto. A segunda etapa foca na validação da eficácia da metodologia proposta para os conversores em questão.

Os protótipos utilizados para os testes são provenientes de equipamentos de tecnologia da informação e automação e de luminárias LED para a iluminação pública viária, conforme disponibilidade e relevância no contexto nacional de regulamentação e foram ao total 3, sendo dois de conversores CA-CC com filtro capacitivo e um conversor CA-CC com correção de fator de potência.

Figura 111 – Protótipos utilizados para os ensaios



Fonte: Produção próprio autor

As especificações principais dos conversores estão apresentadas na Tabela 12.

Tabela 12 . Especificações dos protótipos utilizados nos testes

	Topologia CC-CC	Potência	Aplicação
Conversor 1	Flyback	150 W	Equipamento de TI e automação
Conversor 2	Ponte completa	250 W	Equipamentos de automação
Conversor 3	Meia ponte com CFP ativo	200 W	Iluminação pública viária

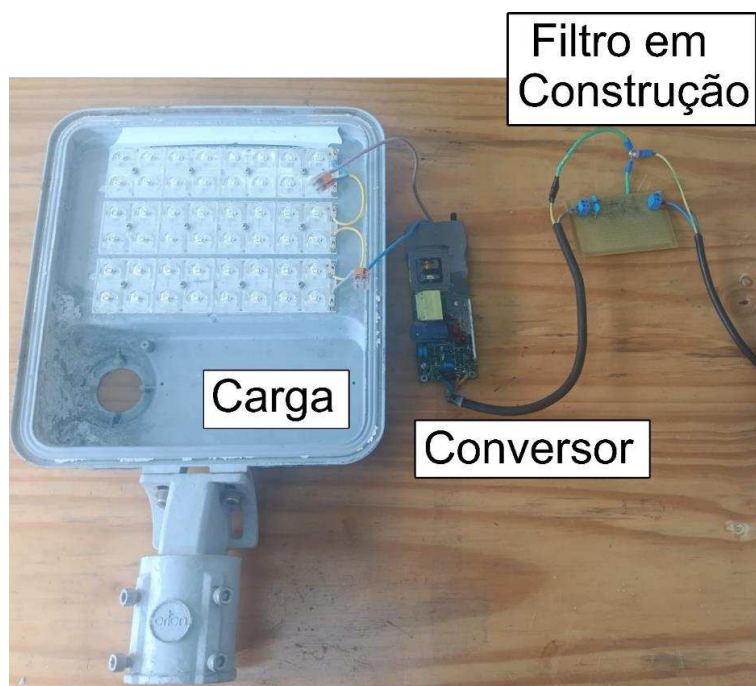
Fonte: Produção do próprio autor

Inicialmente, o espectro de emissão dos protótipos foi medido com o filtro original de fábrica e então esse filtro foi retirado para a medição do espectro total de emissão do conversor.

A norma de referência para todos os ensaios foi a EN55022 Classe B, por ser a mais restritiva, possibilitando um cenário desafiador para o projeto dos filtros. Embora o Conversor 3 esteja sujeito à norma EN55015 — que regula os equipamentos de iluminação — os limites de interferência conduzida definidos por essa norma são idênticos aos da EN55022 Classe B, tornando a comparação entre as duas normas desnecessária.

Os filtros projetados foram executados em placa de circuito impresso perfuradas, específicas para prototipagem, e conectados à LISN e ao protótipo conforme ilustrado na Figura 112.

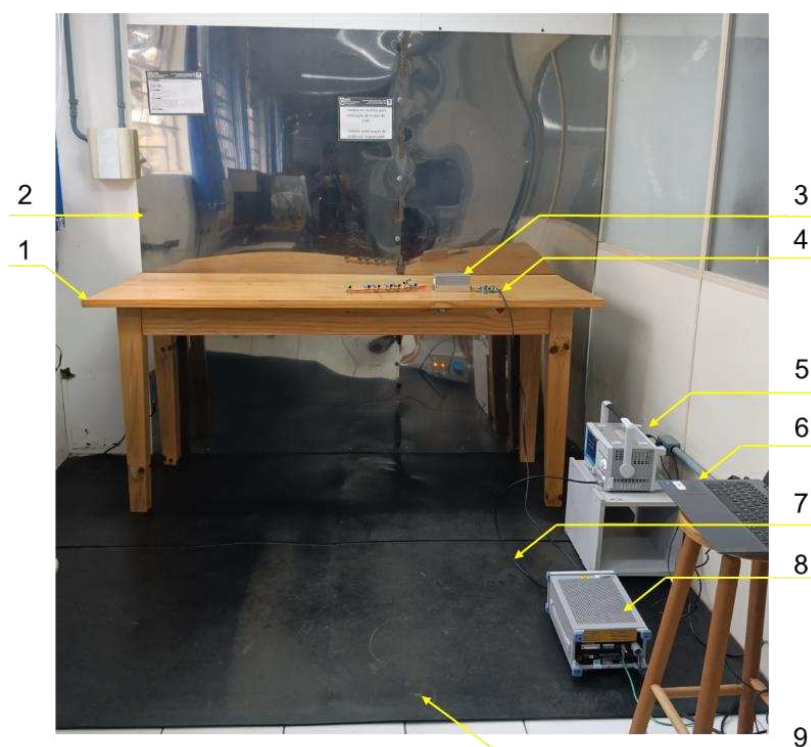
Figura 112 – Arranjo de construção e testes do filtro



Fonte: Produção próprio autor

Os testes de emissão conduzida foram executados na bancada padrão de emissão conduzida de acordo com a norma CISPR 16-2-1. Essa bancada está alocada no laboratório CMEAR da UDESC Joinville e é apresentada na Figura 113.

Figura 113 – Bancada de testes de emissão conduzida



Fonte: Produção próprio autor.

Na imagem da bancada estão apontados os seguintes componentes:

1. Mesa não condutora de 80 cm de altura
2. Plano metálico de equipotencialização com o terra da instalação e da LISN que se estende desde debaixo da mesa até cerca de 2 m de altura.
3. Fonte de alimentação sob teste, também chamada de equipamento sob teste, com carga.
4. O filtro de emissões conduzidas sendo projetado.
5. O receptor de EMI modelo HMS-X da empresa ROHDE & SCHWARZ.
6. Computador com o software HMExplorer de comunicação com o receptor.
7. Cabo de RF com conector BNC 50 Ω .
8. Rede de estabilização de impedância (LISN) modelo ENV216 da empresa ROHDE & SCHWARZ.
9. Borracha isolante.

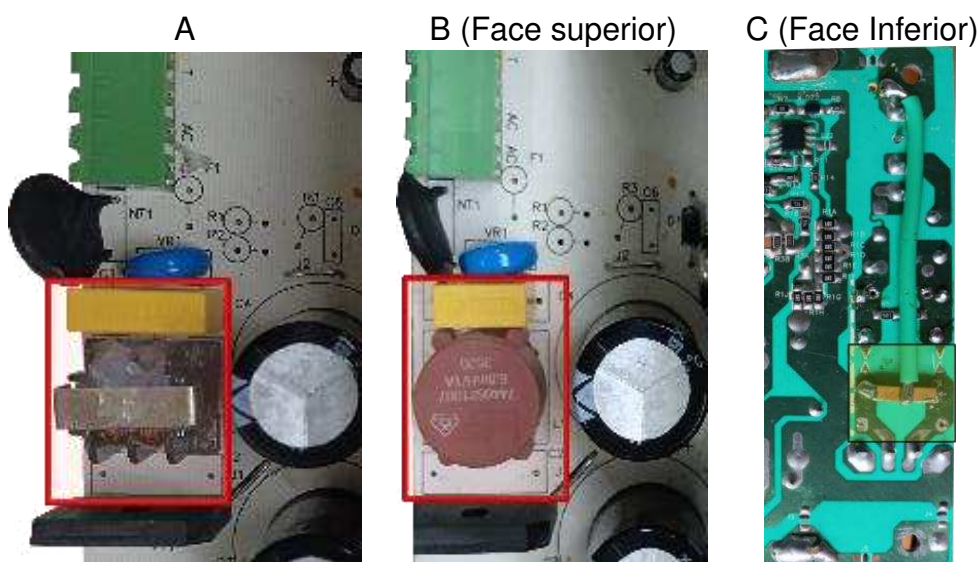
Os gráficos do espectro de emissão foram obtidos diretamente do analisador de espectro HMS-X, sem tratamento de dados, via interface com o PC HMExplorer. As curvas representam os valores de pico do ruído, embora a norma utilizada como

referência (EN55022) e as demais normas especifiquem o valor de quase-pico. Isso é normalmente feito visando economizar tempo dos ensaios por que o analisador de espectro é configurado primeiro para a leitura do valor de pico e depois disso seleciona alguns dos pontos de maior valor dessa leitura (os 10 maiores, os 20 maiores ou qualquer outro valor configurável) em seguida o analisador faz o cálculo de quase-pico desses pontos. Esse cálculo do valor de quase-pico é moroso e não contribui para o propósito do artigo, por isso utilizou-se o valor de pico, já que se o projeto atender a norma para o valor de pico, com certeza atenderá para o valor de quase-pico.

6.1 CONVERSOR 1

O conversor 1 é proveniente de um equipamento de tecnologia da informação e automação. Sua topologia é Flyback com três saídas de 24 V @ 2 A, 12 V @ 5 A e 5 V @ 2 A com 120 W de potência total. O protótipo com filtro original de fábrica é apresentado na Figura 114 (A) e com o filtro projetado na Figura 114 B e C.

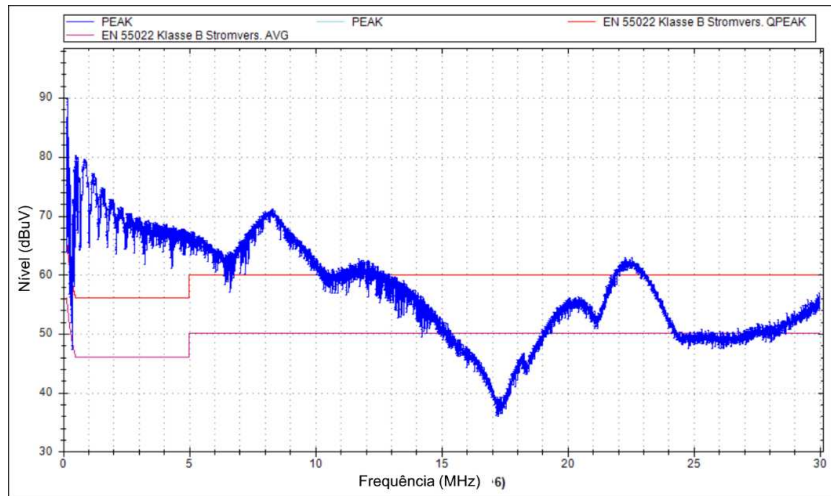
Figura 114 – Filtro original (A) e filtro projetado (B) e (C)



Fonte: Produção próprio autor.

Como o filtro original o produto não atende nem mesmo aos requisitos da norma de referência EN 55022 Classe A, que é a menos restritiva. Nota-se na Figura 115, que o valor de pico das emissões conduzidas ultrapassa em 24 dB μ V o limite em baixas frequências.

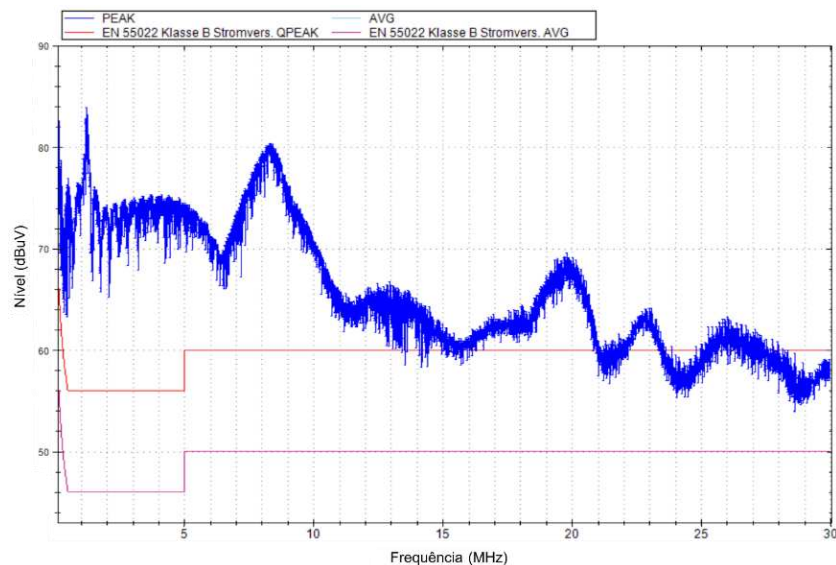
Figura 115 – Espectro de emissão do Conversor 1 com filtro original de fábrica.



Fonte: Produção próprio autor.

O espectro de emissão do protótipo sem o filtro, pode ser visto na Figura 116.

Figura 116 - Espectro de emissão do Conversor 1 sem filtro de EMI.



Fonte: Produção próprio autor.

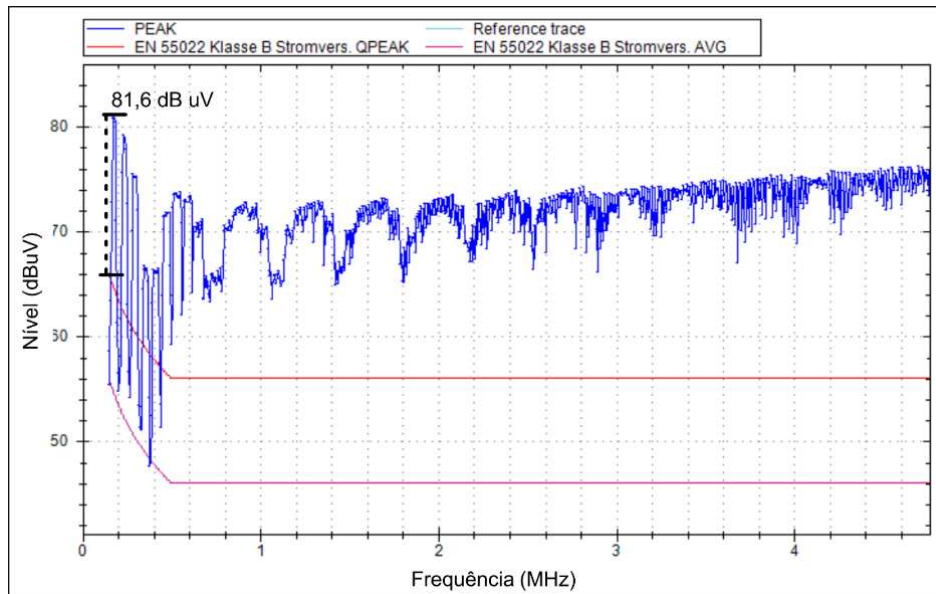
O Conversor 1 com filtro original apresenta menores níveis de emissão de alta frequência, conforme se espera. No entanto, a emissão em baixa frequência (150 kHz), do conversor com filtro, é mais elevada do que a emissão em baixa frequência do conversor sem o filtro. O que parece um contrassenso, já que a presença do filtro, em teoria, deve atenuar o ruído de baixa e alta frequência. No entanto, conforme visto

no capítulo 3, tópico 3.5, a ressonância de um filtro mal projetado, pode amplificar o ruído. E esse fenômeno pode ser visto comparando-se o nível de ruído em 150 kHz do conversor com o filtro original, que é 90 dB μ V, com o nível de ruído do conversor sem o filtro, que é de aproximadamente 82,5 dB μ V.

6.1.1 Cálculo da atenuação máxima requerida

A atenuação máxima requerida é dada pela diferença entre o nível de emissão conduzida máxima 81,6 dB μ V e o limite da norma de 66 dB μ V na frequência de 150 kHz, conforme ilustrado na Figura 117.

Figura 117 – Nível máximo de emissão conduzida em baixas frequências.



Fonte: Produção próprio autor.

O resultado é dado pela equação 102:

$$Ar_{max} = 81,6 \text{ dB}\mu\text{V} - 66 \text{ dB}\mu\text{V} = 15,4 \text{ dB}\mu\text{V} \quad (102)$$

6.1.2 Especificação dos componentes

Conforme o método convencional de projeto, o capacitor C_{y1} e C_{y2} são simétricos de 2,2 nF e o capacitor C_{x1} é de 220 nF, portanto, o elemento que falta ser especificado é o L_{md} .

A frequência de ressonância do filtro de modo diferencial é calculada pela equação 102.

$$f_o = \frac{150 \text{ kHz}}{10^{\frac{15,4 \text{ dB}}{40 \text{ dB}}}} = 61,12 \text{ kHz} \quad (102)$$

O valor de L_{md} é calculado pela equação 103.

$$L_{md} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_{x1}} = 30,8 \text{ } \mu\text{H} \quad (103)$$

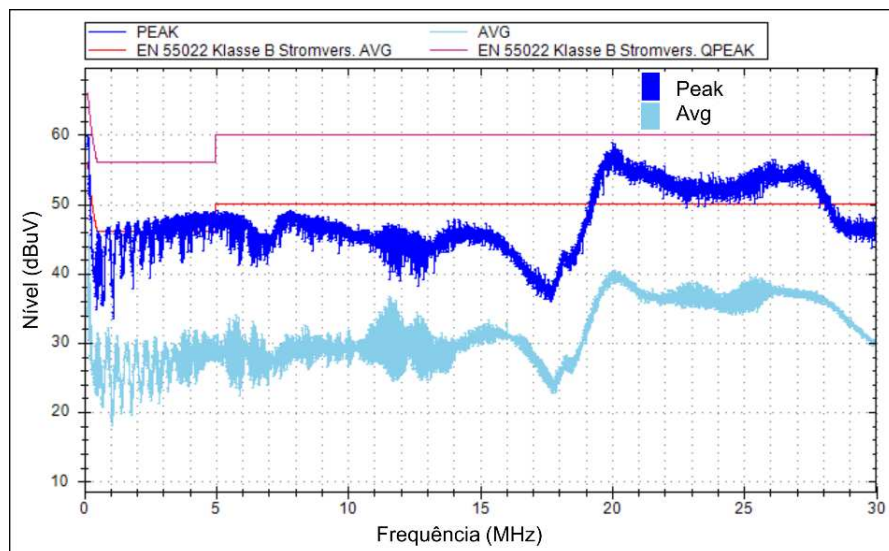
A linha de indutores de modo comum da Wurth Electronics modelo WE-CMB com núcleo de manganês-zinco (MnZn) e enrolamento divididos apresenta 0,5% de dispersão, portanto, o valor de L_{mc} é dado por:

$$L_{mc} = \frac{30,8 \text{ } \mu\text{H}}{0,5\%} = 6,17 \text{ mH} \quad (104)$$

O valor comercial mais próximo é $L_{mc} = 6,8 \text{ mH}$.

O espectro de emissão conduzida resultante em 150 kHz foi 59,8 dB μ V pode ser verificado na Figura 118.

Figura 118 – Valor de pico e valor médio da emissão conduzida com filtro projetado



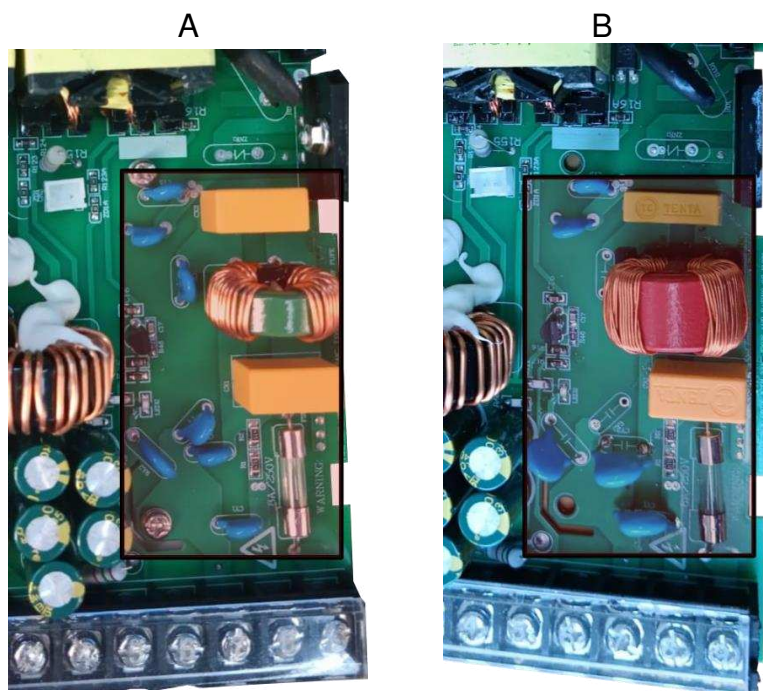
Fonte: Produção próprio autor.

O pico da emissão conduzida em 150 kHz ficou 6,2 dB μ V abaixo do calculado. As possíveis explicações para essa diferença são a presença de emissão conduzida de modo comum, que foi atenuada por L_{mc} em conjunto com C_y e a diferença entre o valor de L_{mc} calculado e o valor comercial utilizado, que é 6,17 mH frente a 6,8 mH.

6.2 CONVERSOR 2

O conversor 2 é proveniente de um equipamento automação comercial. Sua topologia é a full-bridge com 200 W de carga. A Figura 119. apresenta o protótipo com filtro original de fábrica (A) e com o filtro projetado (B).

Figura 119 – Filtro original (A) e filtro projetado (B).



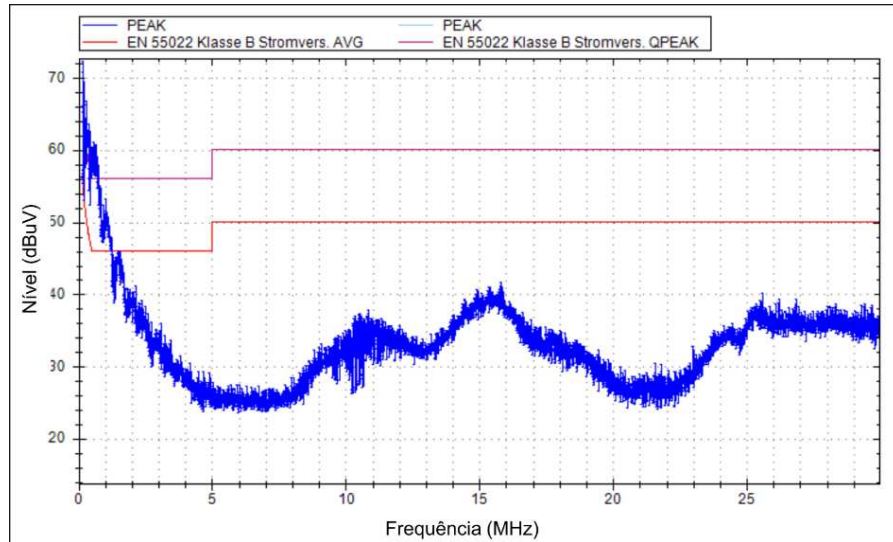
Fonte: Produção próprio autor.

Esse conversor atende aos limites da EN55022 Classe A, que restringe a emissão conduzida em 150 kHz a 79 dB μ V. No entanto, não atende a norma de referência aos limites de equipamentos Classe B, conforme pode ser verificado na Figura 120.

O nível de emissão conduzida pelo conversor sem o filtro é apresentado na Figura 121. Nota-se que o limite de pico não é ultrapassado em altas frequências (acima de 15 MHz). Isso ocorreu porque foram mantidos na placa capacitores C_y

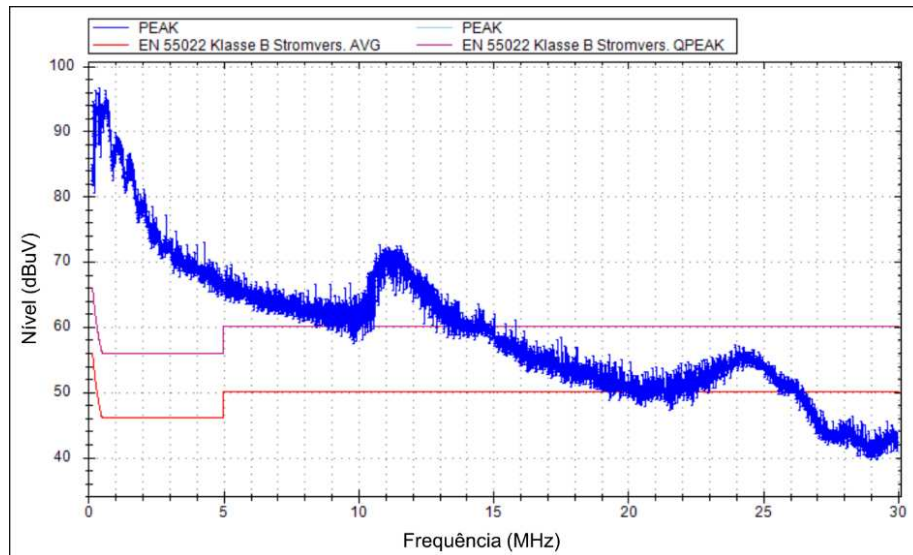
adicionados pelo fabricante de maneira assimétrica, em pontos estratégicos, próximo à entrada AC do conversor.

Figura 120 – Emissão conduzida do Conversor 2 com filtro original.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 121 – Espectro de emissão do Conversor 2 sem filtro

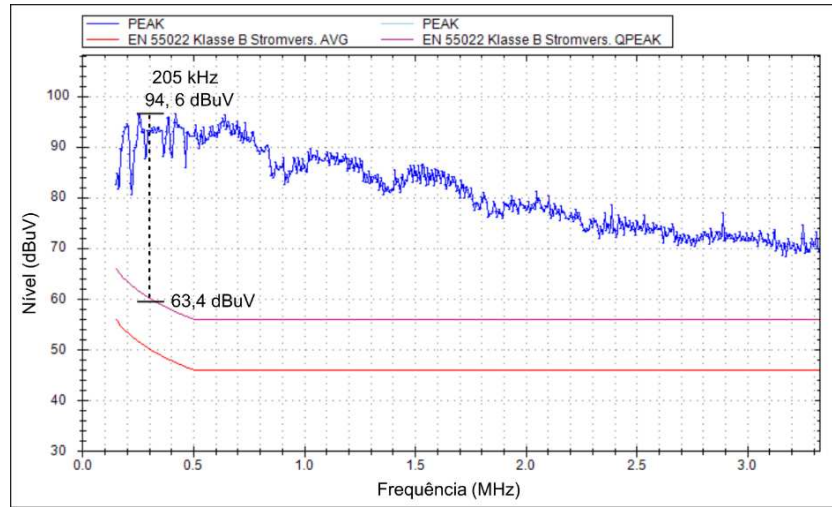


Fonte: Produção do próprio autor.

6.2.1 Cálculo da atenuação máxima requerida

A atenuação máxima requerida é dada pela diferença entre o nível de emissão conduzida máxima (94,6 dB μ V) e o limite da norma de 63,4 dB μ V na frequência de 205 kHz, conforme ilustrado na Figura 122.

Figura 122 – Atenuação máxima requerida no Conversor 2.



O resultado é dado pela equação 105:

$$Ar_{max} = 94,6 \text{ dB}\mu V - 63,4 \text{ dB}\mu V = 31,2 \text{ dB}\mu V \quad (105)$$

6.2.2 Especificação dos componentes

Conforme o método convencional de projeto, o capacitor C_{y1} e C_{y2} são simétricos de 3,3 nF e o capacitor C_{x1} é de 470 nF, portanto, o elemento que falta ser especificado é o L_{md} .

A frequência de ressonância do filtro de modo diferencial é calculada pela equação 106.

$$f_o = \frac{220 \text{ kHz}}{10^{\frac{31,2 \text{ dB}}{40 \text{ dB}}}} = 34,02 \text{ kHz} \quad (106)$$

O valor de L_{dm} é calculado pela equação 107:

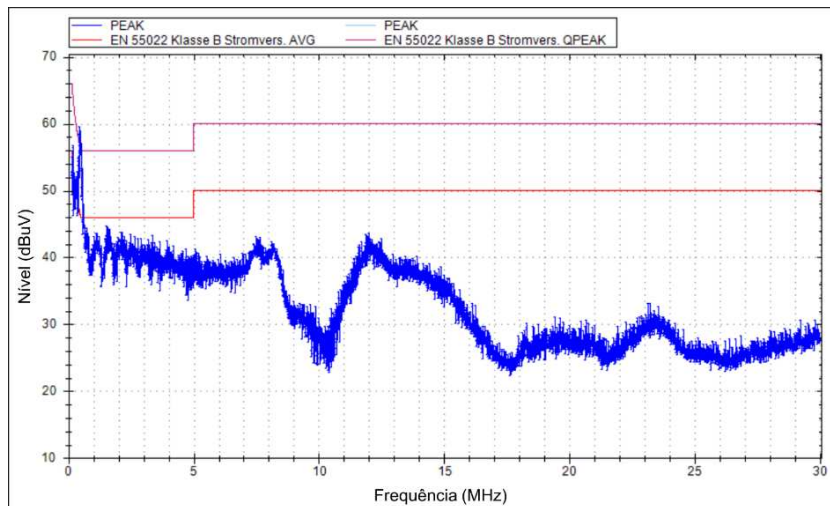
$$L_{dm} = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_{x1}} = 46,5 \mu H \quad (107)$$

A linha de indutores de modo comum da Wurth Electronics com núcleo de manganês-zinco (MnZn) e enrolamento divididos apresenta 0,5% de dispersão, portanto, o valor de L_{mc} é dado por:

$$L_{mc} = \frac{46,5 \mu H}{0,5\%} = 9,31 mH \quad (108)$$

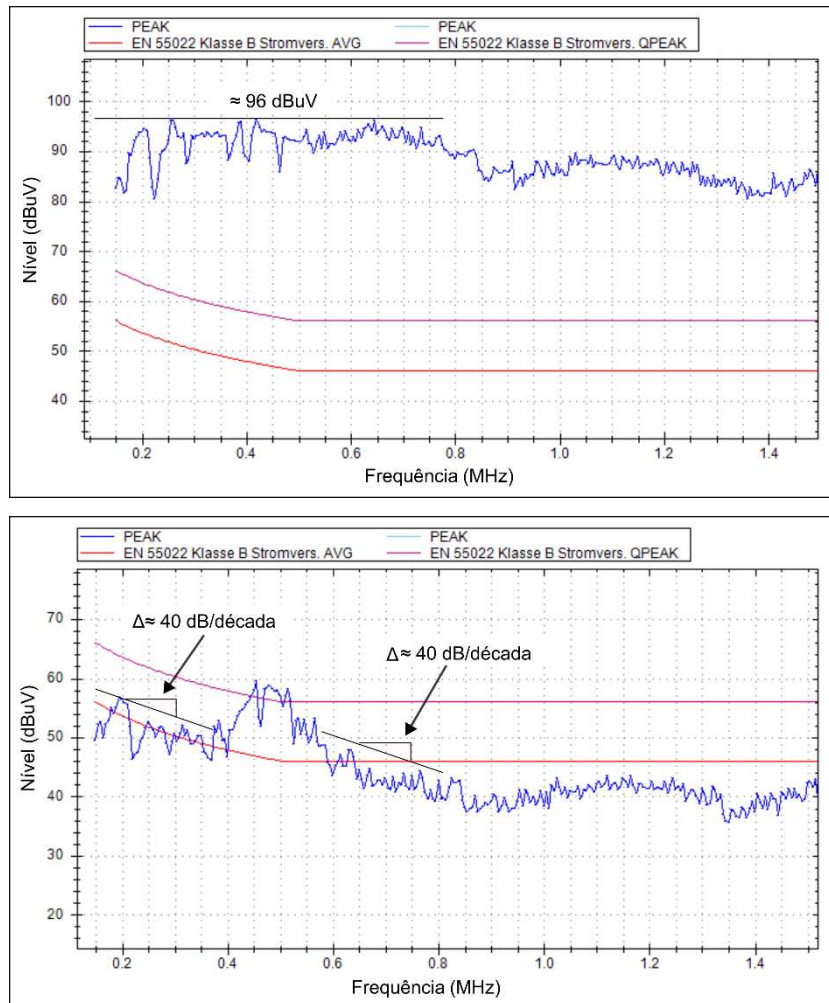
O espectro de emissão conduzida resultante (Figura 123) em 205 kHz foi 55,86 dB μ V, com aproximadamente 8 dB μ V de diferença do limite da norma. No entanto, o fato que chama atenção é o pico de emissão em 455 kHz, que ultrapassa o limite da norma em cerca de 3 dB μ V.

Figura 123 – Espectro de emissão com filtro de $C_{x1} = 470$ nF e $L_{md}=10$ mH.



Fonte: Produção do próprio autor.

Esse fenômeno chama atenção porque foge ao padrão de atenuação observado nas frequências adjacentes. Ao se observar o nível das harmônicas adjacentes antes da adição de L_{md} nota-se que não há variações abruptas no nível de uma harmônica para outra, conforme pode ser verificado na Figura 124 A. No entanto, ao se adicionar L_{md} há uma variação abrupta no nível de atenuação antes e após a harmônica de 455 kHz. Antes e após essa harmônica a taxa de variação da atenuação é de 40 dB/década, mas exatamente sobre ela não houve o mesmo padrão de atenuação.

Figura 124 – Espectro resultante após a adição de L_{md} 

A explicação para esse fenômeno vem da análise da atenuação de um elemento série e da distinção entre impedância de modo misto e impedância de modo diferencial do conversor. O elemento série proporciona um nível diferente de atenuação para ECMM e ECMD, pois a impedância Z_{MM} é elevada e a impedância Z_{MD} é muito baixa, conforme Figura 75. Portanto, conclui-se que a harmônica de 455 kHz seja de ECMM.

Dessa forma, de acordo com Nave (1991) e com Qu & Chen (2002) é preciso especificar um elemento C_{x2} que oferecerá um caminho extra de baixa impedância para a corrente de modo diferencial não intrínseca, atenuando essa harmônica evidenciada.

Pelo critério de Qu & Chen (2002), C_{x2} deve ter uma impedância tal que:

$$Z_{CX2} \ll |50\Omega + j2\pi \cdot 455 \text{ kHz} (50 \mu H + 10 \text{ mH})| \quad (109)$$

Em que 455 kHz é a harmônica evidenciada, 50 μH é a indutância L_{md} e 10 mH é a indutância L_{mc} . Portanto:

$$Z_{CX2} \ll 28,8 \text{ k}\Omega \quad (110)$$

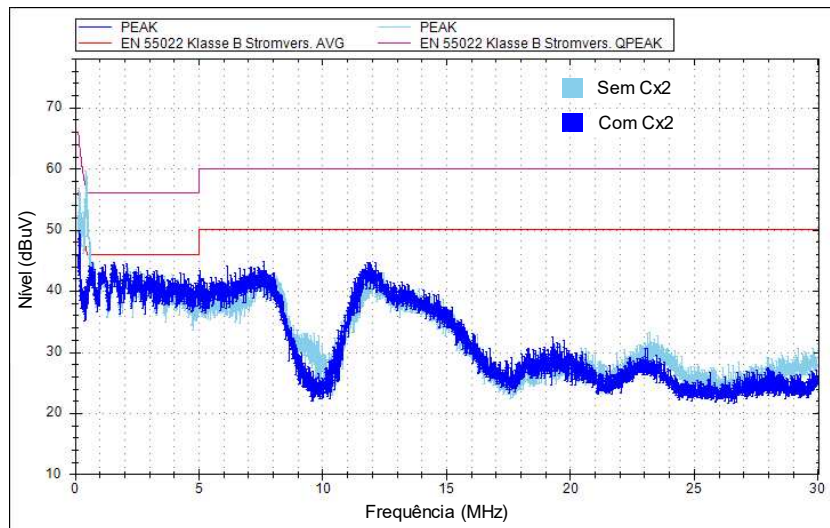
Ou seja, quanto menor for Z_{CX2} , menor a impedância do caminho de circulação de ECMM, ou seja, mais efetivo será o filtro. Portanto, considerando que seja 10 vezes menor que 28,8 k Ω , C_{X2} é igual a:

$$C_{X2} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 455 \text{ kHz} \cdot 2,8 \text{ k}\Omega} = 12 \text{ nF} \quad (111)$$

Ou seja, para garantir a atenuação ECMM sobressalente, é preciso adicionar qualquer valor de capacitor C_{X2} maior que 12 nF.

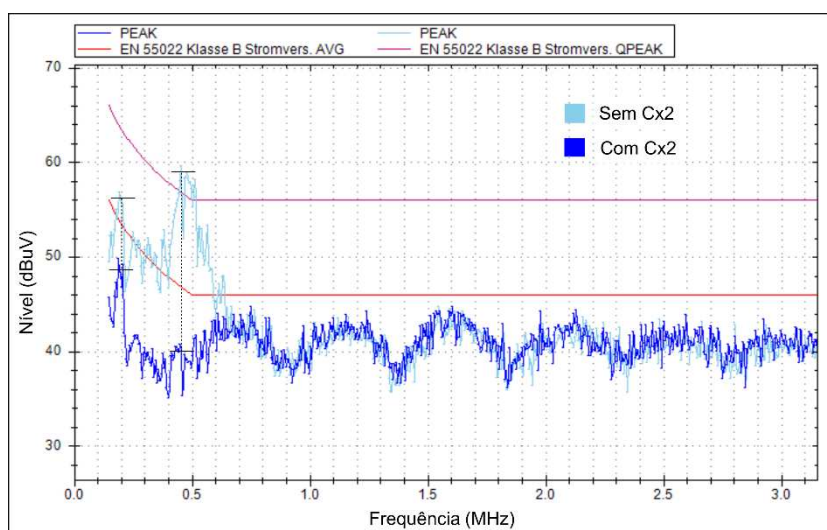
Adicionando o valor disponível de 47 nF, o espectro resultante atende com folga o limite da norma, conforme pode ser verificado na Figura 125.

Figura 125 – Espectro de emissão conduzida do conversor após a inserção de C_{X2} .



Fonte: Produção do próprio autor.

Uma aproximação na região do espectro de 455 kHz mostra que o efeito de C_{X2} , de fato, foi muito maior nessa frequência, proporcionando uma atenuação de 19 dB μV (Figura 126).

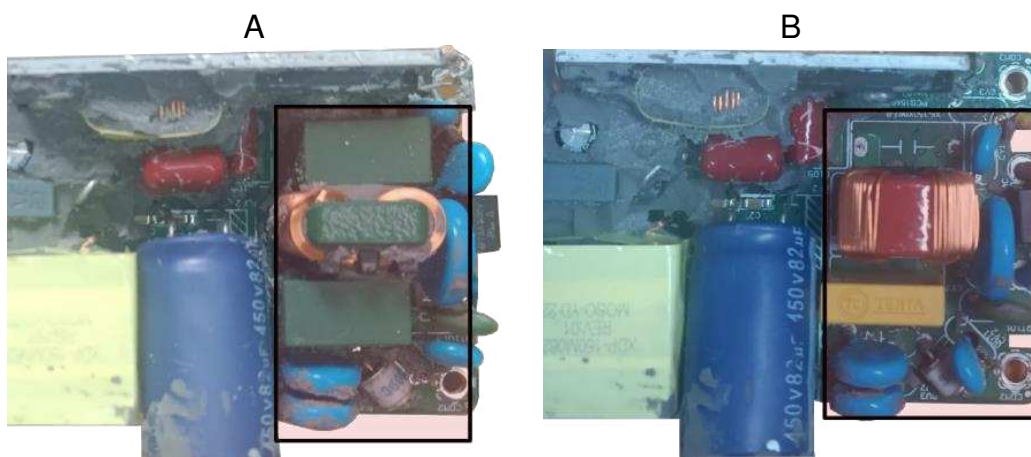
Figura 126 – Efeito de C_{x2} no espectro de emissão

Fonte: Produção do próprio autor.

6.3 CONVERSOR 3

O conversor 3 é um driver com CFP ativo certificado proveniente de uma luminária LED para a iluminação pública viária. Sua topologia é a meia ponte com potência de até 220 W. O protótipo com filtro original de fábrica (A) e com o filtro projetado (B) é apresentado na Figura 127.

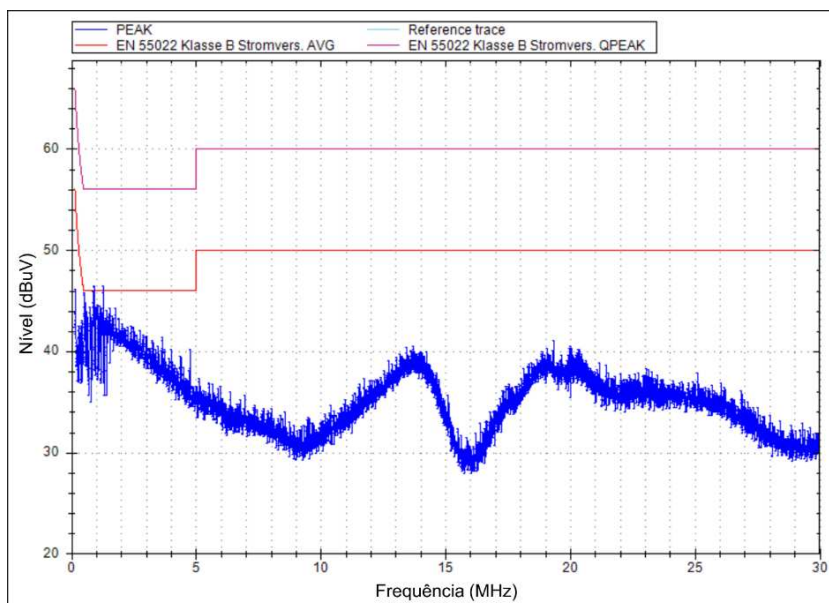
Figura 127 - Filtro original (A) e filtro projetado (B).



Fonte: Produção do próprio autor.

O espectro medido com o filtro original demonstra que o Conversor 3 está aprovado na norma de referência, com intensidade máxima de emissão de 46 dBuV em 185 kHz e 920 kHz e 1,3 MHz, conforme Figura 128.

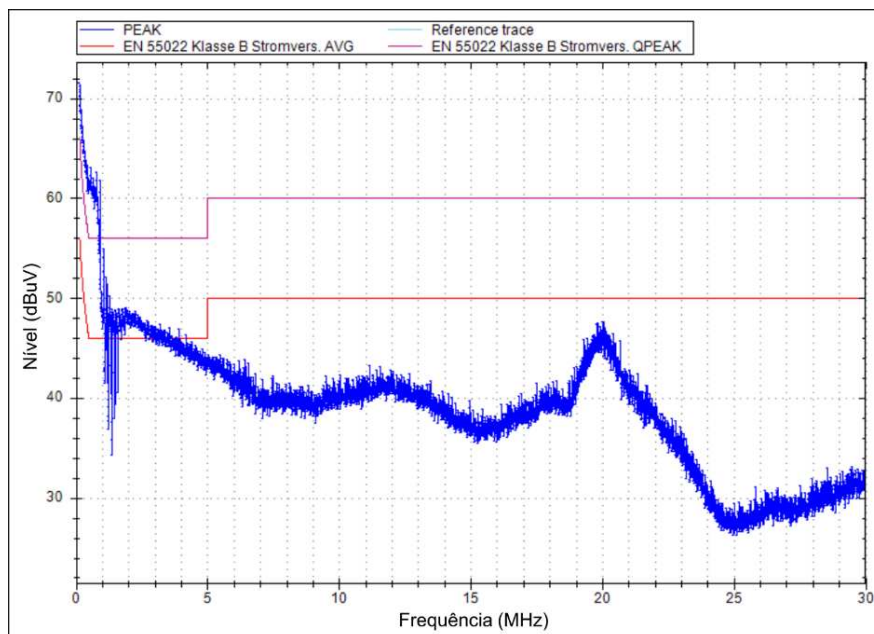
Figura 128 – Emissão conduzida do Conversor 3 com filtro original.



Fonte: Produção do próprio autor.

Sem o filtro, o nível da emissão conduzida pelo Conversor 3 é superior a norma, conforme verifica-se na Figura 129.

Figura 129 – Emissão conduzida do Conversor 3 sem o filtro de EMI.

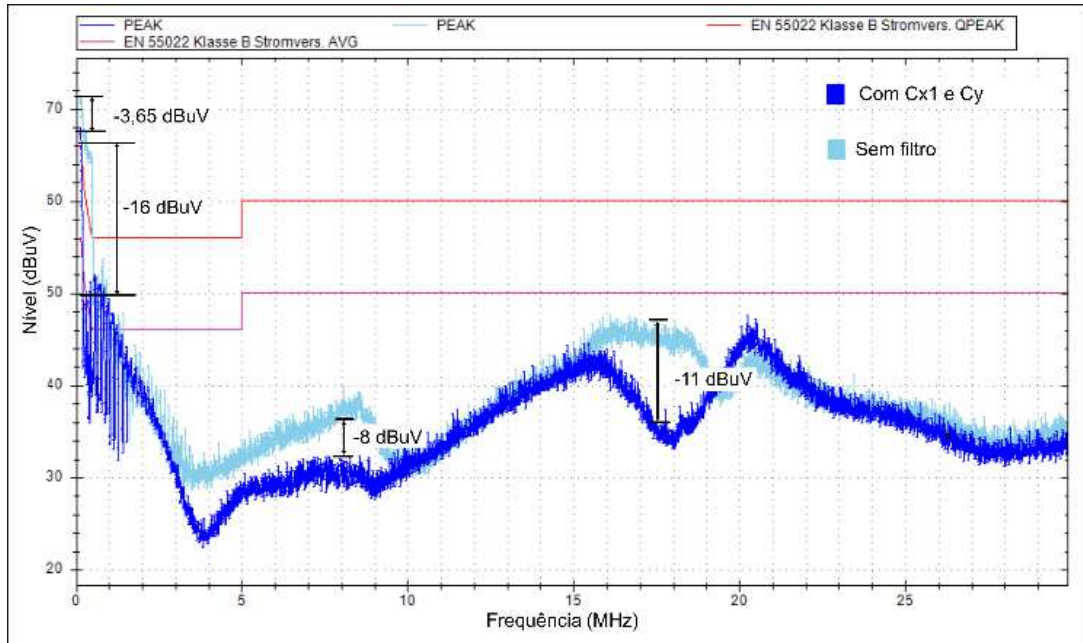


Fonte: Produção do próprio autor.

A inserção de C_{x1} e C_y no sistema causou uma atenuação significativa em baixas ($150 \text{ kHz} < f < 530 \text{ kHz}$) e médias ($4 \text{ MHz} < f < 9 \text{ MHz}$) frequências, sendo que

em 150 kHz houve 3,65 dB μ V de atenuação e nas harmônicas de 220 kHz a 455 kHz houve 16 dB μ V de atenuação, conforme pode ser verificado na Figura 130.

Figura 130 – Atenuação dos elementos C_{x1} e C_y .



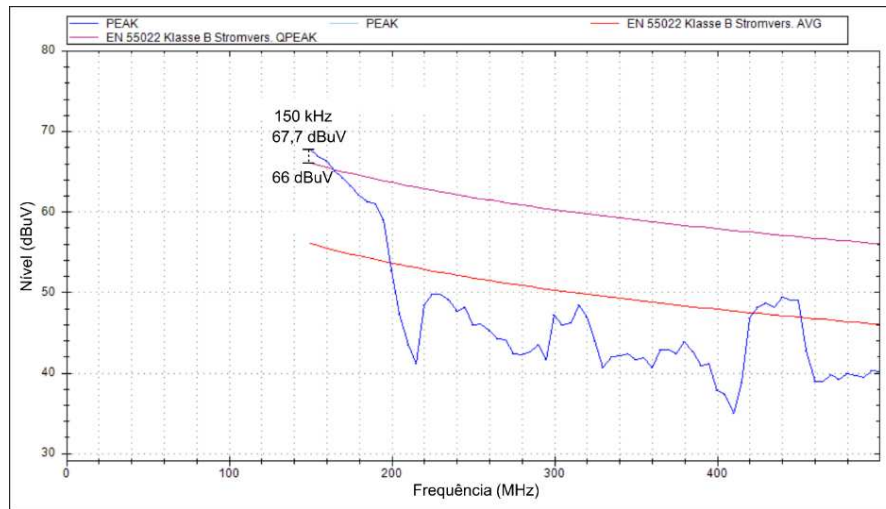
Fonte: Produção do próprio autor.

Esse comportamento pode ser explicado pela existência da ECMM e pela característica da impedância de entrada (Z_{md}) do conversor Boost PFC. Nessa topologia, Z_{md} é mais elevada que em um conversor CA-CC com filtro capacitivo, pois o capacitor C_{in} do Boost PFC é na faixa de poucas centenas de nF, enquanto C_{bulk} é na faixa de dezenas de μ F. Por isso C_{x1} proporciona uma atenuação mais elevada em um Boost PFC sobre a ECMD.

6.3.1 Cálculo da atenuação máxima requerida

Diante disso, a atenuação máxima requerida é de 1,7 dB μ V em 150 kHz, conforme ilustrado na Figura 131.

Figura 131 - Atenuação máxima requerida no Conversor 3.



Fonte: Produção do próprio autor.

$$Ar_{max} = 67,7 \text{ dB}\mu V - 66 \text{ dB}\mu V = 1,7 \text{ dB}\mu V \quad (112)$$

6.3.2 Especificação dos componentes

Conforme o método convencional de projeto, o capacitor C_{y1} e C_{y2} são simétricos de 1,5 nF e o capacitor C_{x1} é de 470 nF.

Portanto, calcula-se ainda L_{md} :

A frequência de ressonância do filtro de modo diferencial é calculada pela equação 113.

$$f_o = \frac{150 \text{ kHz}}{\frac{1,7 \text{ dB}}{10^{\frac{40 \text{ dB}}{10}}}} = 138,6 \text{ kHz} \quad (113)$$

A frequência de ressonância resultante não é recomendável, pois está muito próxima a 150 kHz, causando a amplificação da emissão conduzida nessa faixa de frequência. Portanto, se reduz f_o cerca de metade do valor, $f_o' = 70 \text{ kHz}$ e o valor de L_{md} é calculado pela equação 114.

$$L_{dm} = \frac{1}{(2\pi f_o')^2 C_{x1}} = 10 \mu H \quad (114)$$

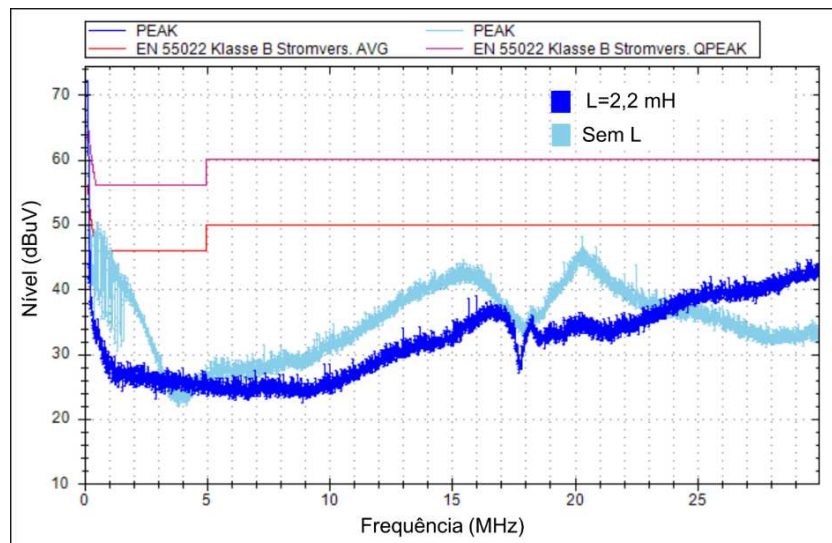
A linha de indutores de modo comum da Wurth Electronics com núcleo de manganês-zinco (MnZn) e enrolamento divididos apresenta 0,5% de dispersão, portanto, o valor de L_{mc} é dado por:

$$L_{mc} = \frac{10 \mu H}{0,5\%} = 2,0 mH \quad (115)$$

O valor comercialmente disponível é 2,2 mH.

Ainda que a frequência de ressonância considerada foi de 70 kHz, levando a um aumento de L_{md} calculado, a emissão conduzida em baixas frequências foi amplificada em 150 kHz e nas harmônicas maiores que 25 MHz e reduzida nas frequências intermediárias, conforme ilustrado na Figura 132.

Figura 132 – Emissão conduzida no Conversor 3 após a inserção de L.

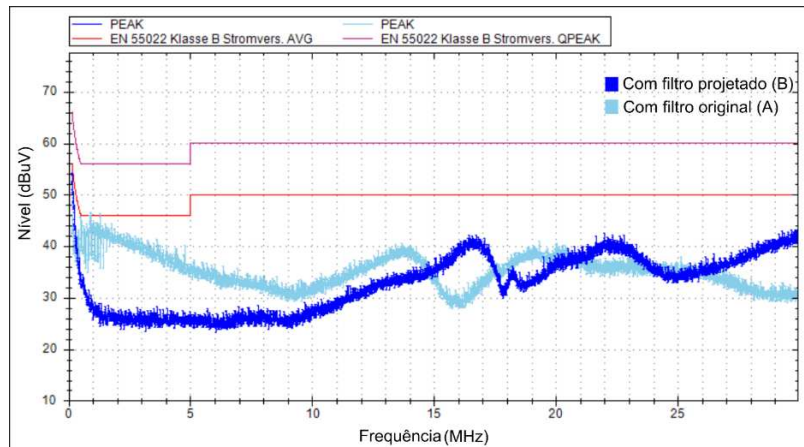


Fonte: Produção do próprio autor.

Esse fenômeno é possível devido as duas ressonâncias provenientes da indutância L_{md} e do capacitor C_{x2} do filtro de EMI da indutância L_{in} e da capacitância C_{in} do Boost PFC. Dependendo do valor de C_{in} e L_{in} , essa ressonância pode estar bem próxima a 150 kHz, amplificando a emissão conduzida nessa região de frequência.

Diante disso, foi necessário incrementar o valor de L_{md} sucessivamente até o valor de 10 mH, que levou o nível de emissão a 54 dB μ V em 150 kHz, ou seja, cerca de 12 dB μ V abaixo do limite da norma.

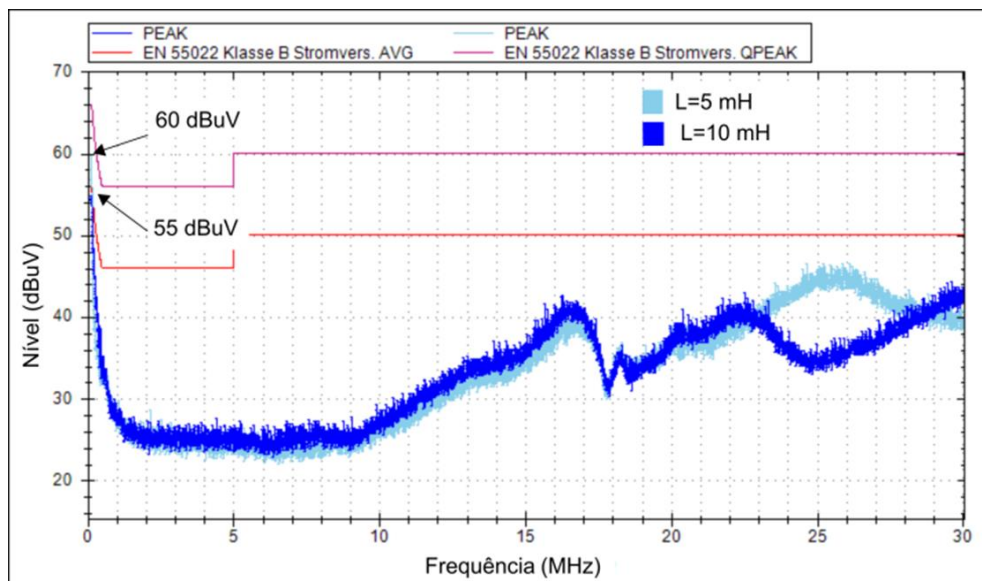
Figura 133 – Nível de emissão conduzida com filtro original (A) e com filtro projetado (B).



Fonte: Produção do próprio autor.

O efeito do incremento de L é reduzir a emissão em baixas frequências e aumentar em altas frequências, conforme pode ser comprovado na Figura 134, que mostra a emissão conduzida com um indutor de 5 mH e com o indutor de 10 mH.

Figura 134 – Efeito do incremento de L sobre o a emissão conduzida em baixa e alta frequência.



Fonte: Produção do próprio autor.

7 CONCLUSÃO

O método de projeto proposto nesse trabalho dispensa o uso de instrumentos, como a LISN de dois canais e o dispositivo separador de ruídos, que são pouco acessíveis aos projetistas e, ainda assim, possibilita a otimização da topologia e do volume dos componentes do filtro. A principal contribuição desse método é observar a presença da emissão conduzida de modo misto para decidir entre incluir um capacitor X_2 , evoluindo para a topologia π , ou aumentar o valor de L_{md} , mantendo uma topologia L, com menor número de componentes. Dessa forma o requisito normativo pode ser atendido de forma mais assertiva, em um processo mais rápido, ou utilizando menos componentes.

A ECMM é gerada devidos às derivadas de tensão sobre as capacitâncias parasitas do conversor e circula de maneira diferencial, em sentidos opostos, e em direção ao condutor PE. Por isso, é atenuada por elementos de modo diferencial, como o capacitor X e o indutor L_{md} . No entanto, por estar associada a uma alta impedância de entrada, Z_{MM} , é bastante atenuada pelo capacitor X e menos atenuada pelo indutor L_{md} . No Conversor 2, essa diferença na atenuação possibilitou observar a predominância dessa modalidade de ruído após a inserção do indutor L_{md} , que gerou uma atenuação elevada nas harmônicas vizinhas, mas na harmônica de ECMM não gerou atenuação suficiente. A observação desse efeito contribui para otimizar o processo de projeto, reduzindo o tempo de trabalho, pois foi possível já concluir a necessidade de adicionar C_{x2} ao invés de aumentar a indutância indiscriminadamente.

O teorema do elemento sequencial mostra que a atenuação de uma rede (em dB) pode ser expressa como a soma da atenuação dos elementos individuais (em dB) com o elemento precedente agrupado à impedância da fonte. Esse princípio possibilita pensar o filtro de elemento em elemento, diferentemente das propostas convencionais de projeto, que especificam o filtro de imediato como uma topologia de 2 ou 3 elementos, conhecidas como topologia LC ou PI, respectivamente. Essa abordagem de construção elemento a elemento permite a inspeção visual do efeito de cada elemento individual adicionado à rede. E após a inserção de C_{x1} e C_y percebe-se uma redução significativa das emissões conduzidas de modo comum e de modo misto. Com isso, o caminho fica mais assertivo para aplicação do conceito do efeito dominante e a especificação do elemento L_{md} , que é essencial para a redução da

emissão conduzida de baixa frequência, que é predominantemente de modo diferencial.

O conceito do efeito dominante demonstra que a emissão conduzida de modo diferencial é predominante em baixas frequências, por isso o componente que deve ser especificado primordialmente é o indutor de modo diferencial e não o indutor de modo comum, conforme sugere o método convencional. Mesmo que ambos os componentes façam parte da mesma estrutura física, sendo o Lmd a dispersão do indutor de modo comum, o indutor de modo comum especificado é uma consequência da indutância de modo diferencial calculada necessária para fornecer a atenuação requerida para a emissão predominante de modo diferencial.

Ademais, esse método mostra-se ideal para topologias de filtros de um único estágio. Para filtros de múltiplos estágios, precisa ser repensado, visando economizar tempo, haja vista que no método proposto, para cada componente inserido se faz necessário fazer uma nova medição do espectro para observar o comportamento do espectro remanescente. Isso pode ser oneroso para filtros de múltiplos estágios devido a grande quantidade de componentes.

Em relação ao método padrão, a abordagem proposta tem a vantagem de dispensar LISNs de dois canais de RF e o dispositivo separador de ruídos, sendo uma opção adequada para laboratórios e empresas que não possuem esse equipamento aprovarem protótipos de fontes chaveadas em testes de conformidade e ao mesmo tempo otimizar o processo de projeto, o volume dos componentes e a topologia do filtro.

TRABALHOS FUTUROS

Devido a abrangência do tema, como trabalhos futuros, apontam-se algumas possibilidades.

Uma linha promissora, do ponto de vista científico, é dar continuidade ao estudo do conceito de Emissão Conduzida de Modo Misto no sentido de avaliar a relação entre a capacitância do capacitor C_{x2} em um filtro PI e o nível de emissão conduzida total em caso de predominância desse modo de emissão no espectro. A respeito dessa modalidade de ruído é válido estudar também a forma de propagação e como ele se comporta como ruído radiado.

Uma linha de interesse para a indústria é fazer uma comparação direta entre a metodologia proposta, que se baseia na inspeção visual do espectro total procurando indícios de emissão de modo misto, e a metodologia padrão, que se baseia na separação do espectro com dispositivos separadores de ruídos. Nesse estudo pode ser avaliado o volume dos componentes especificados, a topologia resultante, se PI ou L, bem como a quantidade de iterações até atingir a aprovação na norma. O ponto de dúvida que fica desse trabalho é se realmente é necessário investir em LISNs de dois canais e separadores de ruídos para projetar filtros para conversores com essa característica de potência e aplicação.

Outra área para avaliar a aplicação desse método pode ser em inversores de frequência trifásicos ou monofásicos, já que possuem ponte retificadora de entrada, apresentando características similares de impedância de entrada das fontes chaveadas avaliadas nesse trabalho.

REFERÊNCIAS

Relatório Técnico. Intertek Testing Services. Why 50% of Products Fail EMC Testing the First Time. Boxborough: Intertek, 2015. 11 p. Disponível em: <https://drive.google.com/drive/folders/1DmRyy6kylhK3wVGwCC6kwC3p1cxg6uYY?usp=sharing>

UL, Underwriters Laboratories. Emc pre compliance testing: common technical causes of initial emc test failures. Disponível em: <https://www.ul.com/services/emc-pre-compliance-testing>. Acesso em: 07 nov. 2023.

ROHDE & SCHWARZ (Munich). Rohde & Schwarz (org.). EMC & EMI Pre-compliance Testing: emc & emi pre-compliance testing. EMC & EMI Pre-compliance Testing. 2020. Disponível em: <https://rs-online.com/designspark/emc-emi-precompliance-testing>. Acesso em: 11 jan. 2025

PELLEGRINI, Luca. An Overview of Conducted Emissions. 2021. Disponível em: <https://eepower.com/technical-articles/an-overview-of-conducted-emissions-part-1/#>. Acesso em: 11 jan. 2024.

SCHLICHTING, Luis Carlos Martinhago. Contribuição ao estudo da compatibilidade eletromagnética aplicada aos conversores estáticos. 2003. 139 f. Tese (Doutorado) - Curso de Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/85109?show=full>. Acesso em: 07 ago. 2024.

LIZ, Muriel Bittencourt de. Introdução à compatibilidade eletromagnética em conversores estáticos. 1999. 124 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/xmlui/handle/123456789/81098>. Acesso em: 07 ago. 2024.

OZENBAUGH, Richard Lee; PULLEN, Timothy M.. EMI Filter Design. 3. ed. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2017. 272 p.

ALEXANDRE, Charles K.; SADIKU, Matthew N. O. Fundamentos de Circuitos Elétricos. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

Ott, H.W., Electromagnetic Compatibility Engineering. John Wiley & Sons Inc., Hoboken 2009. <http://dx.doi.org/10.1002/9780470508510>

François Costa, Cyrille Gautier, Eric Labouré, Bertrand Revol. Electromagnetic Compatibility in Power Electronics. ISTE; WILEY. 2014, 978-1-84821-504-7. (hal-01686638).

JIANG, Ling; WANG, Frank; SZOLUSHA, Keith; MATHEWS, Kurk. A Practical Method for Separating Common-Mode and Differential-Mode Emissions in Conducted Emissions Testing. Analog Dialogue: Technical Journal, Wilmington, v. 1, n. 55, p. 1-3, 01 jan. 2021. Trimestral. Disponível em: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/separating-common->

mode-and-differential-mode-emissions-in-conducted-emissions-testing.html. Acesso em: 07 dez. 2024

Z. Ma, Y. Li, S. Wang, H. Sheng and S. Lakshmikanthan, "Investigation and Reduction of EMI Noise Due to the Reverse Recovery Currents of 50/60 Hz Diode Rectifiers," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, vol. 3, no. 3, pp. 594-603, July 2022, <http://dx.doi.org/10.1109/JESTIE.2022.3179985>

R. Goswami, S. Wang, E. Solodovnik and K. J. Karimi, "Differential Mode Active EMI Filter Design for a Boost Power Factor Correction AC/DC Converter," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 576-590, March 2019, <http://dx.doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2839734>

Shuo Wang, F. C. Lee and W. G. Odendaal, "Improving the performance of boost PFC EMI filters," Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03., Miami Beach, FL, USA, 2003, pp. 368-374 vol.1, <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2003.1179240>

S. Qu and D. Chen, "Mixed-mode EMI noise and its implications to filter design in offline switching power supplies," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 4, pp. 502-507, July 2002, <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2002.800965>

Meng Jin and Ma Weiming, "A new technique for modeling and analysis of mixed-mode conducted EMI noise," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 6, pp. 1679-1687, Nov. 2004, <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2004.836630>

Dongbing Zhang, Dan Chen and D. Sable, "Non-intrinsic differential mode noise caused by ground current in an off-line power supply," PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196), Fukuoka, Japan, 1998, pp. 1131-1133 vol.2, <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.1998.703146>

H. -I. Hsieh, "Effects of mix-mode noise emissions on the design method of power factor correction boost rectifier EMI filters," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, Sapporo, Japan, 2010, pp. 2438-2443, <http://dx.doi.org/10.1109/IPEC.2010.5542386>

Hung-I Hsieh, D. Chen and Song Qu, "A filter design procedure incorporating mixed-mode EMI noise for off-line switching power supplies," The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004., Xi'an, China, 2004, pp. 1527-1532 Vol.3

NAVE, Mark J.. Power line filter design for switched-mode power supplies. New York: Van Nostrand Reinhold, 1991. 232 p.

Schneider, L. M. (1983). Noise Source Equivalent Circuit Model for Off-Line Converters and its use in Input Filter Design. 1983 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. doi:10.1109/isemc.1983.7567390

Dongbing Zhang, D. Y. Chen, M. J. Nave and D. Sable, "Measurement of noise source impedance of off-line converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 5, pp. 820-825, Sept. 2000, <http://dx.doi.org/10.1109/63.867670>

Henglin Chen, Limin Feng, Wei Chen and Zhaoming Qian, "Modeling and measurement of the impedance of common mode noise source of switching converters," Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06., Dallas, TX, USA, 2006, pp. 4 pp. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2006.1620686>

ENCICLOPÉDIA Magnética: soft_magnetic_materials_magnetica. soft_magnetic_materials_magnetica. 2023. Disponível em: https://www.e-magnetica.pl/doku.php/magnetic_permeability. Acesso em: 10 jul. 2024.

MANUSHYN, Illia. Design and Optimization of EMI Filters for Power Electronics Systems. 2018. 216 f. Tese (Doutorado) - Curso de Elektrotechnik Und Informationstechnik, Institut Für Stromrichtertechnik Und Antriebsregelung Fachbereich, Technische Universität Darmstadt, Darmstadt, 2018. Disponível em: https://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/8563/2/2019-03-18_Manushyn_Illia.pdf. Acesso em: 13 jan. 2024

MAGNETICS (Pittsburgh). Learn More about Powder Cores. 2024. Disponível em: <https://www.mag-inc.com/products/powder-cores/learn-more-about-powder-cores>. Acesso em: 13 jan. 2024

Fundamentals of Power Electronics. R. Erickson, and D. Maksimovic. Springer, 2ed edition, (2001).

C. R. Paul, The concept of dominant effect in EMC, IEEE Trans. Electromagn. Compat. 34(3), 363–367 (Aug. 1992)

Shuo Wang, F. C. Lee, D. Y. Chen and W. G. Odendaal, "Effects of parasitic parameters on EMI filter performance," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 3, pp. 869-877, May 2004, doi: 10.1109/TPEL.2004.826527.

Shuo Wang, F. C. Lee, W. G. Odendaal and J. D. van Wyk, "Improvement of EMI filter performance with parasitic coupling cancellation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 5, pp. 1221-1228, Sept. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.854069.

S. Wang, J. D. van Wyk and F. C. Lee, "Effects of Interactions Between Filter Parasitics and Power Interconnects on EMI Filter Performance," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 3344-3352, Dec. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.906126.

N. Hensgens, M. Silva, J. A. Oliver, J. A. Cobos, S. Skibin and A. Ecklebe, "Optimal design of AC EMI filters with damping networks and effect on the system power factor," 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, USA, 2012, pp. 637-644, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342761

L. Xing and J. Sun, "Optimal Damping of Multistage EMI Filters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 3, pp. 1220-1227, March 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2161617

L. Xing, F. Feng and J. Sun, "Optimal Damping of EMI Filter Input Impedance," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1432-1440, May-June 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2127434.

DICIONÁRIO ETIMOLÓGICO (Portugal) (comp.). Dicionário Etimológico: etimologia e origem das palavras. Matosinhos: 7Graus, 2008. Disponível em: <https://www.dicionarioetimologico.com.br/>. Acesso em: 07 set. 2024.

H. -I. Hsieh, J. -S. Li and D. Chen, "Effects of X Capacitors on EMI Filter Effectiveness," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 949-955, Feb. 2008, <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2007.896258>

M. J. Nave, "The graphical attenuation calculation methodology," National Symposium on Electromagnetic Compatibility, Denver, CO, USA, 1989, pp. 299-302, <http://dx.doi.org/10.1109/NSEMC.1989.37196>

Liu, Y., Jiang, S., Wang, H., Wang, G., Yin, J., & Peng, J. (2019). EMI filter design of single-phase SiC MOSFET inverter with extracted noise source impedance. IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 8(1), 45–53. <http://dx.doi.org/10.1109/memc.2019.8681368>

Ye, S., Eberle, W., & Liu, Y. F. (2004). A novel EMI filter design method for switching power supplies. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(6), 1668–1678. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.836629>

V. Tarateeraseth, "EMI filter design: Part II: Measurement of noise source impedances," in IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, vol. 1, no. 1, pp. 42-49, First Quarter 2012, <http://dx.doi.org/10.1109/MEMC.2012.6244944>

"IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms," in IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, no. 6, pp. 37a-37a, Nov. 1980, <http://dx.doi.org/10.1109/TPAS.1980.319816> . keywords: {Dictionaries}.

Dongbing Zhang, D. Y. Chen, M. J. Nave and D. Sable, "Measurement of noise source impedance of off-line converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 5, pp. 820-825, Sept. 2000, <http://dx.doi.org/10.1109/63.867670>

SEE, K.y.; DENG, J.. Measurement of Noise Source Impedance of SMPS Using a Two Probes Approach. IEEE Transactions On Power Electronics, [S.L.], v. 19, n. 3, p. 862-868, maio 2004. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2004.826520>.

B. Audone and L. Bolla, "Insertion loss of mismatched EMI suppressors," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. EMC-20, no. 3, pp. 384–389, Sep. 1978.

Erickson, Robert W. ; Maksimovic, Dragan: Fundamentals of Power Electronics. 2ed : Springer, 2001

Heldwein, Marcelo. Lobo. "Emc filtering of three-phase pwm converters," Ph.D. Thesis, ETH Zurich, 2007.

Lu, B. (n.d.). Introduction to EMI in power supply designs High Voltage Seminar 2021.

Fu-Yuan Shih, D. Y. Chen, Yan-Pei Wu and Yie-Tone Chen, "A procedure for designing EMI filters for AC line applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp. 170-181, Jan. 1996, <https://doi.org/10.1109/63.484430>

Tarateeraseth, V., See, K. Y., Canavero, F. G., & Chang, R. W. Y. (2010). Systematic electromagnetic interference filter design based on information from in-circuit impedance measurements. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 52(3), 588–598. <https://doi.org/10.1109/TEMPC.2010.2046419>

R. Ahmadi, D. Paschedag and M. Ferdowsi, "Closed-loop input and output impedances of DC-DC switching converters operating in voltage and current mode control," IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, USA, 2010, pp. 2311-2316, <https://doi.org/10.1109/IECON.2010.5675123>

Ye, S., Eberle, W., & Liu, Y. F. (2004). A novel EMI filter design method for switching power supplies. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(6), 1668–1678. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.836629>

Zhai, L., Hu, G., Lv, M., Zhang, T., & Hou, R. (2020). Comparison of Two Design Methods of EMI Filter for High Voltage Power Supply in DC-DC Converter of Electric Vehicle. IEEE Access, 8, 66564–66577. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2985528>

Zhai, L., Zhang, T., Cao, Y., Yang, S., Kavuma, S., & Feng, H. (2018). Conducted EMI prediction and mitigation strategy based on transfer function for a high-low voltage DC-DC converter in electric vehicle. Energies, 11(5). <https://doi.org/10.3390/en11051028>

Ahmadi, Reza.Dare. Paschedag and Mehdi. Ferdowsi, "Closed-loop input and output impedances of DC-DC switching converters operating in voltage and current mode control," IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, USA, 2010, pp. 2311-2316, doi: 10.1109/IECON.2010.5675123.

Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators 1976 paper by Dr. R.D. Middlebrook.

Bogdan Adamczyk and Dimitri Haring, "EMC Filters Comparison Part I: CL and LC Filters," In Compliance Magazine, January 2020.

MAGMATTEC. 2010. Disponível em: <https://www.magmattec.com.br>. Acesso em: 20 jul. 2024.