

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

PIETRO SALOMONI DE SÁ DOS REIS

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE FILTRO DE EMI PARA UM CONVERSOR
MATRICIAL DIRETO**

JOINVILLE

2022

PIETRO SALOMONI DE SÁ DOS REIS

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE FILTRO DE EMI PARA UM CONVERSOR
MATRICIAL DIRETO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ci-
ências Tecnológicas da Universidade do Estado
de Santa Catarina, como requisito parcial para a
obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE

2022

PIETRO SALOMONI DE SÁ DOS REIS

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE FILTRO DE EMI PARA UM CONVERSOR
MATRICIAL DIRETO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito inicial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia de Oliveira

BANCA EXAMINADORA

Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.

UDESC

Álvaro Daniel Arioni Paladino, Dr.

UDESC

Itamar Fernandes Soares, MSc.

WEG Drives & Controls

JOINVILLE, 16 de dezembro de 2022

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, por terem me colocado neste mundo.

Aos meus avós, Ricardo e Sílvia, por me educarem e cuidarem de mim, sempre me oferecendo as melhores oportunidades.

Aos meus amigos do ensino médio e da faculdade, pelos momentos vividos durante todos esses anos.

A minha namorada Tainá, por me apoiar e estar ao meu lado durante os momentos mais difíceis.

Ao meu professor orientador Dr. Sérgio Vidal e aos colegas do NPEE, pelo apoio, contribuições e ajuda no desenvolvimento do presente trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma maneira de minimizar o problema de compatibilidade eletromagnética existente em um conversor matricial direto, através de um filtro de interferência eletromagnética (EMI). Esses conversores, apesar de versáteis, acabam impondo alta quantidade de ruído eletromagnético na rede. Portanto, filtros devem ser conectados na entrada do conversor. Este trabalho estuda o conversor matricial, aborda conceitos sobre compatibilidade eletromagnética (EMC), normas regulatórias e como o ruído se propaga no conversor. São apresentadas algumas topologias de filtro e um método para projeto de filtro. Dois filtros de EMI são desenvolvidos, o primeiro no *software* PSIM e o segundo na prática, aplicado a um conversor matricial ensaiado em laboratório. É apresentado um detalhamento sobre o projeto do filtro, assim como aspectos construtivos. Por fim, o último filtro desenvolvido é simulado para testar a sua atenuação.

Palavras-chave: Compatibilidade eletromagnética. Conversor matricial. Filtro de interferência eletromagnética. Atenuação.

ABSTRACT

This work presents a way to minimize the existing electromagnetic compatibility problem in a direct matrix converter, through an electromagnetic interference (EMI) filter. These converters, despite being versatile, end up imposing high electromagnetic noise on the electric network. Therefore, filters must be connected at the input of the converter. This work studies the matrix converter, addresses concepts about electromagnetic compatibility (EMC), regulatory standards and how noise propagates in the converter. Some filter types and a method for filter design are shown. Two EMI filters are developed, the first in the PSIM software and the second in practice, applied to a matrix converter tested in the laboratory. Details on the filter design are presented, as well as constructive aspects. Finally, the last developed filter is simulated to test its attenuation.

Keywords: Electromagnetic compatibility. Matrix converter. Electromagnetic interference filter. Attenuation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Ramificações das diversas topologias de conversores trifásicos de frequência	15
Figura 2 – Conversor Matricial Direto	16
Figura 3 – Interruptores bidirecionais: (a) ponte de diodos, (b) emissor comum, (c) coletor comum, (d) e (e) diodos e interruptores em série, (f) RB-IGBT em antiparalelo.	17
Figura 4 – Esquemático de modulo matricial Infineon	17
Figura 5 – Problema de EMC	22
Figura 6 – Propagação de EMI	23
Figura 7 – Limites de emissão conduzida para valores médios e de quase-pico da classe A, da norma EN55022/32	25
Figura 8 – Limites de emissão conduzida para valores médios e de quase-pico da classe B, da norma EN55022/32	25
Figura 9 – Esquemático de uma LISN trifásica	27
Figura 10 – Sinal PWM no domínio do tempo e no domínio da frequência	29
Figura 11 – Representação do percurso das correntes de modo comum e modo diferencial.	30
Figura 12 – Corrente de saída de Conversor CA-CA com modulação PWM.	32
Figura 13 – Espectro de frequência da corrente mostrada na Figura 12	32
Figura 14 – Entrada em condução	33
Figura 15 – Bloqueio de diodos	34
Figura 16 – Entrada em condução de um transistor	35
Figura 17 – Bloqueio de um transistor	35
Figura 18 – IGBT's de um conversor matricial como fonte de ruído	36
Figura 19 – (a) Filtro LC simples e duplo estágio, (b) Filtro π simples e duplo estágio, (c) Filtro T simples e duplo estágio	37
Figura 20 – (a) Representação esquemática do <i>choke coil</i> , (b) <i>choke coil</i> real	39
Figura 21 – Esquema de ligação de capacitores x e y	39
Figura 22 – Emissão conduzida gerada pelo conversor	42
Figura 23 – Emissões para tensão de modo comum	42
Figura 24 – Emissões para tensão de modo diferencial	43
Figura 25 – Atenuação requerida para o modo comum (a), e para o modo diferencial (b)	44
Figura 26 – Entrada do CMD simulado	46
Figura 27 – CMD acionando motor de indução trifásico	46
Figura 28 – Correntes na saída do CMD sem filtros	47
Figura 29 – Ruído CM e DM no tempo, sem filtro	47
Figura 30 – Ruído CM e DM na frequência, sem filtro	48
Figura 31 – Esquemático do filtro de EMI no PSIM	50
Figura 32 – Correntes de saída do CMD com filtro de EMI	50

Figura 33 – Ruído CM e DM no tempo, com filtro de EMI	51
Figura 34 – Ruído CM e DM na frequência em $\text{dB}\mu\text{V}$, com filtro de EMI	51
Figura 35 – Ruído CM e DM na frequência em volts, com filtro de EMI	52
Figura 36 – Esquemático do filtro LC em série com o filtro de EMI	52
Figura 37 – Ruído CM e DM no tempo, com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI	53
Figura 38 – Ruído CM e DM na frequência em $\text{dB}\mu\text{V}$, com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI	53
Figura 39 – Ruído CM e DM na frequência em volts, com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI	54
Figura 40 – <i>Setup</i> de testes para ensaio de emissão conduzida	55
Figura 41 – Vista frontal e superior do ensaio	55
Figura 42 – Ensaio de emissões conduzidas realizado	56
Figura 43 – Nível de emissão conduzida no CMD, sem filtro	56
Figura 44 – Tensão de entrada em uma das fases do conversor matricial	57
Figura 45 – Atenuação requirida e indicação de f_c	58
Figura 46 – Medição da indutância magnetizante de um dos enrolamentos	60
Figura 47 – Indutor de modo comum construído	60
Figura 48 – Filtro de EMI construído	61
Figura 49 – Diagrama de Bode do filtro	62
Figura 50 – Frequências escolhidas para testar efetividade do filtro	63
Figura 51 – FFT da tensão de saída no filtro com tensão de entrada de 63mV e 150 kHz .	64
Figura 52 – FFT da tensão de saída no filtro com tensão de entrada de 51,6mV e 537 kHz	64
Figura 53 – FFT da tensão de saída no filtro com tensão de entrada de 1,9mV e 4,99 MHz	65
Figura 54 – Indutância de dispersão do primeiro enrolamento	70
Figura 55 – Indutância de dispersão do segundo enrolamento	70
Figura 56 – Indutância de dispersão do terceiro enrolamento	71
Figura 57 – Medição do ruído do conversor matricial, pico	72
Figura 58 – Medição do ruído do conversor matricial, médio (AVG)	72
Figura 59 – Corrente de saída do conversor matricial	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Estados Permitidos do CMD	19
Tabela 2 – Principais órgãos reguladores de EMC	24
Tabela 3 – Dados gerais do CMD	41

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EMC	<i>Electromagnetic compatibility</i>
CMD	Conversor Matricial Direto
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
CA	Corrente Alternada
LISN	<i>Line Impedance Stabilizing Network</i>
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
2	CONVERSORES DE FREQUÊNCIA	14
2.1	CONVERSOR MATRICIAL DIRETO	15
2.2	INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS	16
2.3	FUNDAMENTOS DO CMD	18
3	CONCEITOS SOBRE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)	21
3.1	INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA (EMI)	21
3.1.1	Interferência conduzida	22
3.1.2	Interferência radiada	23
3.2	RUÍDO ELETROMAGNÉTICO	23
3.2.1	Ruído de modo comum e de modo diferencial	24
3.3	NORMAS REGULADORAS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)	24
3.4	MEDIÇÃO DE EMI CONDUZIDA	26
3.5	EQUIPAMENTOS PARA MEDIÇÕES DE EMI CONDUZIDA	27
4	EMI RELACIONADA A CONVERSORES DE FREQUÊNCIA	29
4.1	ESPECTRO HARMÔNICO DE UMA MODULAÇÃO PWM	29
4.2	CORRENTES DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL NOS CONVERSORES	30
4.3	FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE CONVERSOR PWM	31
4.4	ANÁLISE DA EMI GERADA POR SEMICONDUTORES	33
4.4.1	EMI gerada por diodos	33
4.4.2	EMI gerada por transistores	34
5	FILTRO DE EMI	37
5.1	TOPOLOGIAS DE FILTROS	37
5.2	COMPONENTES DE UM FILTRO DE EMI	38
5.2.1	Indutor de modo comum e de modo diferencial	38
5.2.2	Capacitores X e Y	39
6	PROJETO E CONSTRUÇÃO DE FILTRO EMI APLICADO A UM CONVERSOR MATRICIAL DIRETO	41
6.1	METODOLOGIA DE PROJETO DE FILTRO DE EMI	42
6.2	ESCOLHA DA TOPOLOGIA DO FILTRO E DA METODOLOGIA DE PROJETO	44
6.2.1	Simulação sem filtro	45

6.2.2	Cálculo do filtro de EMI simulado	48
6.2.3	Simulação com filtro de EMI	49
6.2.4	Simulação com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI	52
6.3	ENSAIO DE EMISSÃO CONDUZIDA PARA OBTENÇÃO DOS NÍVEIS DE ATENUAÇÃO NECESSÁRIOS	54
6.4	CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO FILTRO	57
6.4.1	Elementos do filtro de modo comum	59
6.4.2	Elementos do filtro de modo diferencial	61
7	SIMULAÇÕES COM OS PARÂMETROS DO FILTRO CONSTRUÍDO	62
7.1	DIAGRAMA DE BODE DO FILTRO	62
7.2	SIMULAÇÕES COM FONTES DE TENSÃO SENOIDAL NA ENTRADA	62
7.2.1	Simulação com fonte senoidal de 150 kHz	63
7.2.2	Simulação com fonte senoidal de 537 kHz	64
7.2.3	Simulação com fonte senoidal de 4,99 MHz	65
8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	66
	REFERÊNCIAS	68
	GLOSSÁRIO	70
	APÊNDICE A – INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO	70
	APÊNDICE B – MEDIÇÕES DE EMISSÃO CONDUZIDA NO HMEXPLODER	72
	APÊNDICE C – CORRENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR ENSAIADO	73

1 INTRODUÇÃO

Desde a invenção das comunicações de telégrafo e rádio, sabe-se que um centelhador produz ondas eletromagnéticas repletas em conteúdo espectral e que essas ondas podem provocar ruído ou interferência em dispositivos eletrônicos, como em sistemas de telecomunicações, multiplexadores, transmissores e receptores de dados. Muitas outras fontes de emissões eletromagnéticas, como raios, relés e motores elétricos também geram ondas eletromagnéticas ricas em conteúdo espectral e podem causar interferência nesses dispositivos (PAUL, 2006). Linhas de transmissão de energia de alta tensão também geram emissões eletromagnéticas, com a maior componente harmônica usualmente na frequência de alimentação.

Uma das fontes mais comuns de emissões eletromagnéticas são os conversores de energia. A utilização de conversores e inversores de frequência tem aumentado desde a sua invenção, sendo usados na aviação militar, na indústria para acionamento de motores, e também em aplicações domésticas, como em compressores de refrigeração utilizados em geladeiras e bebedouros. Os conversores viabilizam controle de velocidade, controle de torque e proteções para máquinas elétricas, conseqüentemente aumentando a eficiência energética dessas máquinas.

Com a necessidade de implementar conversores cada vez mais eficientes e competitivos nos mais diversos produtos, foi criada uma demanda no mercado para que os fabricantes de semicondutores trabalhassem para oferecer soluções cada vez mais compactas e com temperaturas de operação maiores, para reduzir as perdas das estruturas de potência (KUHNNEN, 2016).

Além da utilização dessa nova geração de componentes semicondutores com tamanho reduzido, as perdas nos conversores são aumentadas com frequências de comutação cada vez maiores. Muitas vezes, a tensão de saída de um conversor é uma tensão com modulação PWM que possui altos níveis de dv/dt . Desta forma, com níveis dv/dt cada vez mais elevados, o conversor gera emissões eletromagnéticas indesejadas, também conhecidas como interferência eletromagnética (EMI), que causam ruído em outros equipamentos próximos, na carga e na própria rede elétrica.

Esse ruído eletromagnético, quando muito elevado, pode gerar erros de leitura em processadores, microcontroladores e sensores de tensão e corrente do próprio conversor em questão, prejudicando a sua modulação. Além disso, a vida útil desses componentes é reduzida.

Uma das famílias de conversores mais estudadas e implementadas hoje em dia são os conversores matriciais, que são conversores CA-CA trifásicos compostos por 9 chaves bidirecionais. Estes conversores matriciais têm peso e volumes reduzidos quando comparados com outras topologias de conversores CA-CA trifásicos, por não possuir elementos passivos armazenadores de energia, tais como capacitores e indutores (TRENTIN et al., 2012). Sendo assim, o processamento de energia acontece pela comutação dos 9 interruptores.

O conversor matricial opera com comutação em altas frequências, que necessita da implementação de filtros para proteger a carga, a rede elétrica e equipamentos próximos de distúrbios nas tensões, apresentado na forma de ruído. Portanto, para se obter um desempenho

adequado do lado da entrada do conversor, quando se fala em corrente, fator de potência e interferência eletromagnética (EMI), é imprescindível o uso de um filtro adequado.

O objetivo do presente trabalho é implementar um filtro de EMI em um conversor matricial direto. O Capítulo 2 introduz o conceito do conversor matricial, suas possíveis combinações de chaveamento e como esse conversor pode gerar ruído eletromagnético.

Com intuito de entender melhor a origem do problema de interferência eletromagnética, conceitos sobre o assunto são apresentados no Capítulo 3. É explicada a diferença entre ruído de modo comum e de modo diferencial, as categorias de propagação de ruído e as principais normas que regem os limites de ruído eletromagnético. Também são explicados conceitos relacionados a medição de EMI conduzida, como as unidades de medição e os equipamentos utilizados.

O Capítulo 4 se concentra em explicar como o ruído eletromagnético é gerado e propagado nos conversores. O ruído gerado por componentes semicondutores é um dos tópicos abordados. Em um conversor matricial direto, é de suma importância entender como um transistor pode gerar ruído eletromagnético em um estado de transição. Já o Capítulo 5 evidencia as topologias de filtro mais conhecidas e suas respectivas características de atenuação, além de apresentar os componentes passivos que compõe os filtros. Uma metodologia de projeto de filtro, proposta por CHEN (2012), é explicada.

No Capítulo 6 são exibidas simulações com um conversor matricial direto advindo de um exemplo do programa de simulações PSIM. Neste mesmo capítulo, após as simulações, é mostrado o projeto prático. O conversor matricial protótipo do NPEE foi ensaiado, para obter os níveis de ruído e assim, projetar o filtro. Nesta etapa, é feita uma descrição mais detalhada dos componentes do filtro, como aspectos construtivos e de segurança. Não são exibidos resultados do filtro em um teste prático, pois não foi possível testar o mesmo em conjunto com o conversor após a construção do filtro, devido a problemas que ocorreram no conversor matricial protótipo, que impediram o seu funcionamento.

No Capítulo 7, também são apresentadas simulações no PSIM. O Diagrama de Bode do filtro mostra a resposta em frequência do mesmo. Por fim, são exibidas simulações com o filtro submetido a tensões senoidais na entrada que reproduzem alguns pontos obtidos no ensaio de emissões conduzidas realizado no Capítulo 6.

2 CONVERSORES DE FREQUÊNCIA

As aplicações que utilizam conversores de frequência em seus acionamentos vem crescendo exponencialmente nas últimas décadas. Produtos *ON-OFF*, ou seja, que operam em apenas uma rotação fixa, estão sendo substituídos aos poucos por produtos de velocidade variável. Motores elétricos, compressores e bombas d'água estão sendo vendidos em conjunto com conversores de frequência. De acordo com GILI (2012), conversores de frequência essencialmente transformam a frequência fixa de um sinal de corrente alternada em uma frequência variável e ajustável, também em corrente alternada, de acordo com as necessidades do sistema. Controlar a rotação desses produtos proporciona muitas vantagens, dentre as quais:

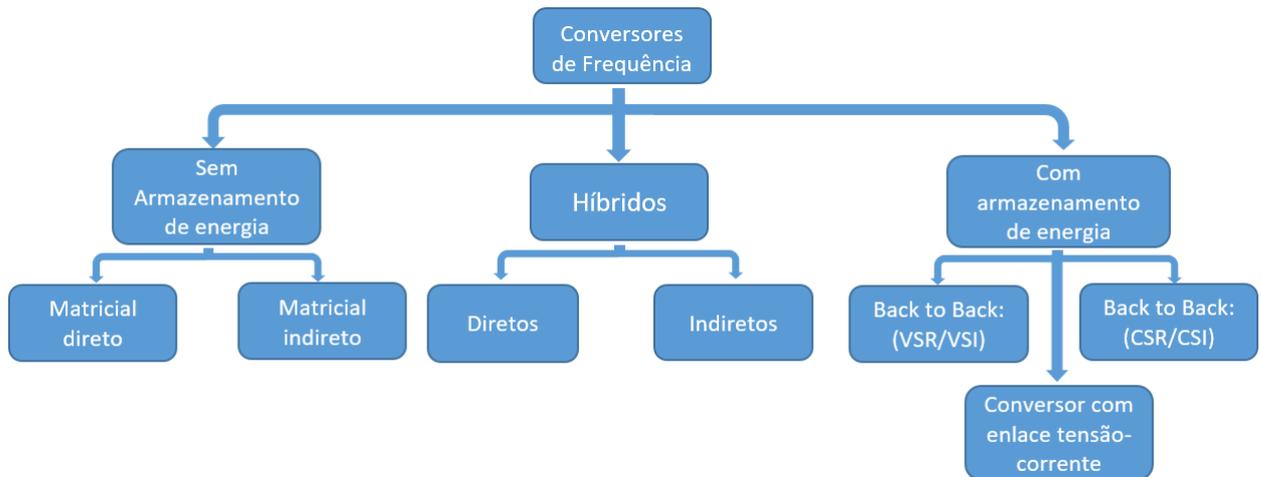
- Economia de energia.
- Controle de torque, que varia de acordo com a carga.
- Partida e parada suavizadas.
- Redução do pico de corrente nas partidas.
- Proteção contra sobretensão e sobrecorrente.

Segundo ARIONI (2018), os conversores de frequência mais utilizados na indústria utilizam um barramento intermediário de corrente ou tensão contínuas para armazenamento de energia, na maioria das vezes sendo um barramento de tensão com capacitores eletrolíticos. Os elementos armazenadores de energia cumprem funções importantes nesses conversores, atuando como elevadores de tensão ou desacoplando eletricamente entrada e saída. Porém, o armazenamento de energia é temporário, o que permite criar conversores que utilizem apenas componentes semicondutores.

Conversores CA-CA que possuem estágios de armazenamento de energia apresentam algumas desvantagens, como tamanho excessivo dos capacitores e indutores, baixo fator de potência e vida útil reduzida. Capacitores de barramentos CC tem um tempo de vida útil muito menor em comparação aos componentes semicondutores (GILI, 2012).

Os conversores de frequência podem ser divididos em três categorias, que diferem de acordo com a forma de utilização dos componentes armazenadores de energia. A Figura 1 mostra ramificações com as principais famílias de conversores.

Figura 1 – Ramificações das diversas topologias de conversores trifásicos de frequência



Fonte: Adaptado de GILI (2012)

Fazendo parte do conjunto de conversores de frequência que não possuem armazenamento de energia, o conversor matricial tem sido apresentado em diferentes topologias e apresenta um conceito flexível, permitindo a conexão entre qualquer entrada e saída de um sistema trifásico. Dentre as subclassificações mostradas na Figura 1, é o conversor matricial direto que será estudado pelo presente trabalho.

2.1 CONVERSOR MATRICIAL DIRETO

O conversor matricial direto (CMD) fornece conexão direta e independente entre as três fases de entrada e as três fases de saída. A característica básica do conversor matricial é a possibilidade de interligar cada uma das fases de entrada a cada saída de maneira independente e bidirecional, se utilizando de nove interruptores bidirecionais.

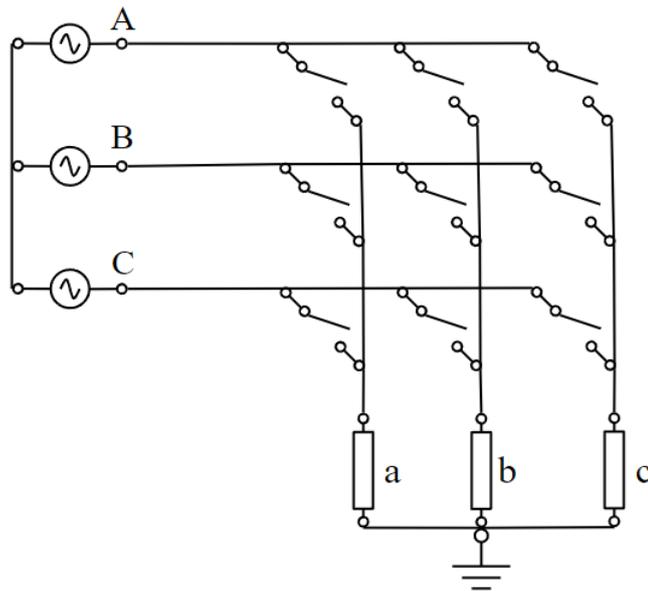
Essa topologia de conversor CA-CA trifásico vem sendo cada vez mais utilizada, e entre suas vantagens em relação a outros conversores é possível citar:

- Circuito compacto e simples.
- Correntes senoidais na entrada e na saída.
- Não possui elementos armazenadores de energia.
- Fator de potência próximo ao unitário.
- Fluxo de energia bidirecional.

Porém, esses conversores também apresentam dificuldades em sua implementação e utilização. A matriz das nove chaves bidirecionais de semicondutores não é de fácil aquisição no mercado. Além disso, a máxima relação de tensão da entrada para a saída está submetida a um limite teórico de 86,6%, para que as formas de onda permaneçam senoidais.

A topologia básica do conversor matricial direto é apresentada na Figura 2.

Figura 2 – Conversor Matricial Direto



Fonte: O autor

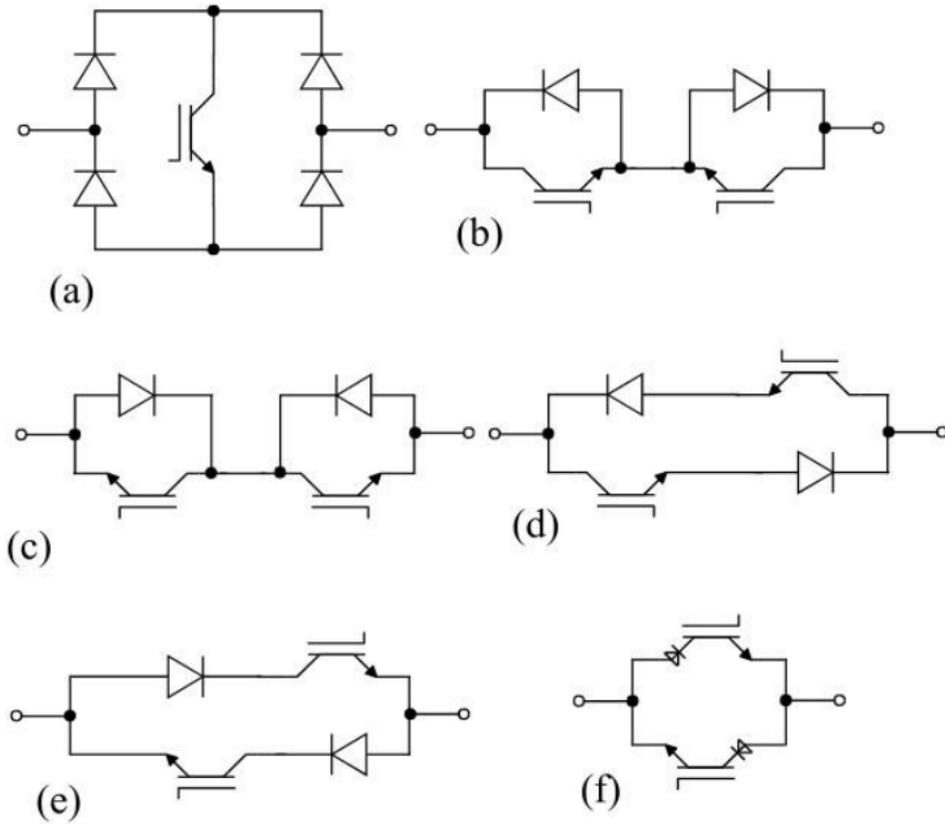
2.2 INTERRUPTORES BIDIRECIONAIS

Os interruptores bidirecionais presentes nos conversores matriciais podem ser implementados de diversas maneiras, como apresenta a Figura 3.

Conforme JUSSILA (2007), a topologia mais utilizada atualmente é de coletor comum, representada pela Figura 3 (c), pois necessita de uma quantidade reduzida de fontes isoladas para controlar os drives de comando. Essa topologia sempre apresentará uma única chave ativa e um diodo conduzindo, por fase de saída. Enquanto as chaves baseadas em emissor comum (b) necessitam de 9 fontes isoladas, a configuração de chaves em coletor comum necessita de apenas 6 fontes isoladas para o comando.

Os dispositivos *Reverse Blocking* IGBT (RB-IGBT), conectados em anti-paralelo, como mostra o esquemático da Figura 3 (f), são bastante promissores, mas ainda não possuem características que se comparem aos IGBT tradicionais (ARIONI, 2018). A configuração em ponte de diodos (a) também não é muito recomendada, pois deixa 3 semicondutores no caminho da corrente.

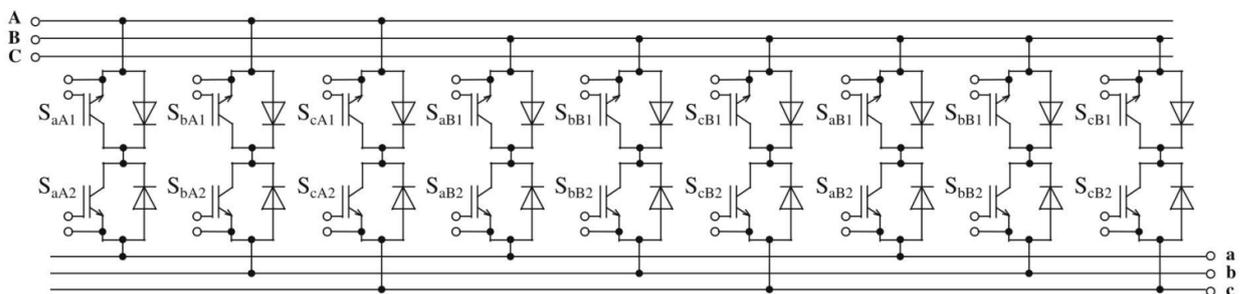
Figura 3 – Interruptores bidirecionais: (a) ponte de diodos, (b) emissor comum, (c) coletor comum, (d) e (e) diodos e interruptores em série, (f) RB-IGBT em antiparalelo.



Fonte: ARIONI (2018)

Para um módulo matricial de IGBT's Infineon, apresentado na Figura 4, são necessárias apenas 6 fontes isoladas para controlar completamente um conversor matricial direto.

Figura 4 – Esquemático de módulo matricial Infineon



Fonte: Adaptado de JUSSILA (2007)

2.3 FUNDAMENTOS DO CMD

Os conversores matriciais devem seguir algumas regras importantes nos padrões de comutação:

- Entrada e saída não podem apresentar característica de fontes de tensão ao mesmo tempo, tendo em vista que isto causaria em curto-circuito entre potenciais distintos.
- A comutação não pode colocar as fontes de tensão em curto-circuito e nem deixar as fontes de corrente em aberto.
- Se a alimentação do conversor se comporta como fonte de tensão, a carga obrigatoriamente deve se comportar como fonte de corrente e vice-versa.

As tensões e correntes geradas pelo CMD são obtidas através do acionamento de combinações das chaves bidirecionais por determinados períodos de tempo (DEGANNO, 2012). Considerando que cada chave pode estar ligada ou desligada, e que existem 9 chaves, o total de combinações é dado pela Equação 1.

$$2^9 = 512 \quad (1)$$

Porém, de acordo com as regras de comutação estabelecidas, as fases de entrada não podem estar curto-circuitadas, assim como as fases de saída nunca podem estar em aberto, para o caso de cargas indutivas. Desta forma, nenhum braço do CMD pode ter duas ou mais chaves ligadas simultaneamente, e pelo menos uma chave precisa estar ligada. Assim, o número de combinações é drasticamente reduzido, como mostra a Equação 2.

$$3^3 = 27 \quad (2)$$

As 9 chaves podem ser simbolizadas pelas conexões das fases de entrada (a, b, c), com as fases de saída (A, B, C), compondo a função $S_{(A,B,C)(a,b,c)}$. Utilizando as funções de chaveamento $Sw_{(A,B,C)(a,b,c)}$ para representar o estado das chaves, o sistema deve respeitar as Equações 3, 4 e 5.

$$Sw_{Aa} + Sw_{Ab} + Sw_{Ac} = 1 \quad (3)$$

$$Sw_{Ba} + Sw_{Bb} + Sw_{Bc} = 1 \quad (4)$$

$$Sw_{Ca} + Sw_{Cb} + Sw_{Cc} = 1 \quad (5)$$

As tensões de fase de saída, $u_{(A,B,C)}$, em função dos estados das chaves e das tensões de fase de entrada, $u_{i(a,b,c)}$, originam a matriz:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SW_{Aa} & SW_{Ab} & SW_{Ac} \\ SW_{Ba} & SW_{Bb} & SW_{Bc} \\ SW_{Ca} & SW_{Cb} & SW_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (6)$$

De forma análoga, as correntes de entrada $I_{i(a,b,c)}$ podem ser representadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SW_{Aa} & SW_{Ba} & SW_{Ca} \\ SW_{Ab} & SW_{Bb} & SW_{Cb} \\ SW_{Ac} & SW_{Bc} & SW_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (7)$$

As Equações 3 à 7 descrevem todos os 27 estados permitidos no CMD. Esses estados podem ser divididos em 3 grupos com diferentes características, presentes na Tabela 1.

Tabela 1 – Estados Permitidos do CMD

Grupos e Estados	Fase			Tensão de Saída			Cor. Entrada			Funções de estado das chaves									
	A	B	C	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}	i_{ia}	i_{ib}	i_{ic}	SW_{Aa}	SW_{Ab}	SW_{Ac}	SW_{Ba}	SW_{Bb}	SW_{Bc}	SW_{Ca}	SW_{Cb}	SW_{Cc}	
I	i	a	b	c	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	i_A	i_B	i_C	1	0	0	0	1	0	0	0	1
	ii	a	c	b	$-u_{ca}$	$-u_{bc}$	$-u_{ab}$	i_A	i_C	i_B	1	0	0	0	0	1	0	1	0
	iii	b	a	c	$-u_{ab}$	$-u_{ca}$	$-u_{bc}$	i_B	i_A	i_C	0	1	0	1	0	0	0	0	1
	iv	b	c	a	u_{bc}	u_{ca}	u_{ab}	i_C	i_A	i_B	0	1	0	0	0	1	1	0	0
	v	c	a	b	u_{ca}	u_{ab}	u_{bc}	i_B	i_C	i_A	0	0	1	1	0	0	0	1	0
	vi	c	b	a	$-u_{bc}$	$-u_{ab}$	$-u_{ca}$	i_C	i_B	i_A	0	0	1	0	1	0	1	0	0
IIA	i	a	c	c	$-u_{ca}$	0	u_{ca}	i_A	0	$-i_A$	1	0	0	0	0	1	0	0	1
	ii	b	c	c	u_{bc}	0	$-u_{bc}$	0	i_A	$-i_A$	0	1	0	0	0	1	0	0	1
	iii	b	a	a	$-u_{ab}$	0	u_{ab}	$-i_A$	i_A	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0
	iv	c	a	a	u_{ca}	0	$-u_{ca}$	$-i_A$	0	i_A	0	0	1	1	0	0	1	0	0
	v	c	b	b	$-u_{bc}$	0	u_{bc}	0	$-i_A$	i_A	0	0	1	0	1	0	0	1	0
	vi	a	b	b	u_{ab}	0	$-u_{ab}$	i_A	$-i_A$	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
IIB	i	c	a	c	u_{ca}	$-u_{ca}$	0	i_B	0	$-i_B$	0	0	1	1	0	0	0	0	1
	ii	c	b	c	$-u_{bc}$	u_{bc}	0	0	i_B	$-i_B$	0	0	1	0	1	0	0	0	1
	iii	a	b	a	u_{ab}	$-u_{ab}$	0	$-i_B$	i_B	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
	iv	a	c	a	$-u_{ca}$	u_{ca}	0	$-i_B$	0	i_B	1	0	0	0	0	1	1	0	0
	v	b	c	b	u_{bc}	$-u_{bc}$	0	0	$-i_B$	i_B	0	1	0	0	0	1	0	1	0
	vi	b	a	b	$-u_{ab}$	u_{ab}	0	i_B	$-i_B$	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
IIC	i	c	c	a	0	u_{ca}	$-u_{ca}$	i_C	0	$-i_C$	0	0	1	0	0	1	1	0	0
	ii	c	c	b	0	$-u_{bc}$	u_{bc}	0	i_C	$-i_C$	0	0	1	0	0	1	0	1	0
	iii	a	a	b	0	u_{ab}	$-u_{ab}$	$-i_C$	i_C	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
	iv	a	a	c	0	$-u_{ca}$	u_{ca}	$-i_C$	0	i_C	1	0	0	1	0	0	0	0	1
	v	b	b	c	0	u_{bc}	$-u_{bc}$	0	$-i_C$	i_C	0	1	0	0	1	0	0	0	1
	vi	b	b	a	0	$-u_{ab}$	u_{ab}	i_C	$-i_C$	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
III	i	a	a	a	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
	ii	b	b	b	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
	iii	c	c	c	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1

Fonte: Adaptado de JUSSILA (2007)

Os estados do Grupo I conectam cada saída com uma fase de entrada diferente. Já o Grupo II conecta duas saídas a uma fase de entrada e por fim o Grupo III conecta as três saídas com a mesma fase de entrada.

Apesar de toda a simplicidade dos componentes usados nos conversores matriciais diretos, que são apenas semicondutores, sua complexidade está concentrada na modulação. Os tipos de modulação mais modernos utilizados nos CMDs utilizam a técnica de modulação por largura de pulso, também conhecida como PWM. A comutação das chaves do CMD proporciona um alto conteúdo harmônico, que deve ser filtrado para proteger a carga, a rede e a si mesmo de interferência eletromagnética (EMI).

Essas harmônicas podem causar EMI a outros aparelhos conectados na rede, gerando problemas dos quais é possível citar:

- Aumento de perdas e redução de vida útil de aparelhos eletrônicos.
- Ruído nos enrolamentos dos transformadores e máquinas rotativas.
- Disparo indevido de semicondutores.
- Problemas de medição de energia, em sensores de tensão e de corrente.

Antes de tentar solucionar o problema de interferência eletromagnética presente em um conversor matricial através da implementação um filtro, é necessário entender o seu significado, a origem dessa interferência, como a mesma se propaga pelos conversores de frequência e como é medida. Esses conceitos serão apresentados nos próximos capítulos.

3 CONCEITOS SOBRE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)

A compatibilidade eletromagnética está associada a um dispositivo ou sistema de dispositivos eletrônicos que não tem sua performance afetada por outros aparelhos próximos, não sendo susceptível a interferência eletromagnética advinda desses dispositivos. Esse dispositivo também não causa interferência em outros sistemas, assim como não causa nele próprio. Um sistema pode ser, por exemplo, desde a uma parte de uma placa de uma fonte chaveada até um motor e um inversor acoplado no mesmo.

Para um entendimento mais completo sobre o assunto, é importante conhecer outros termos relacionados a compatibilidade eletromagnética, como:

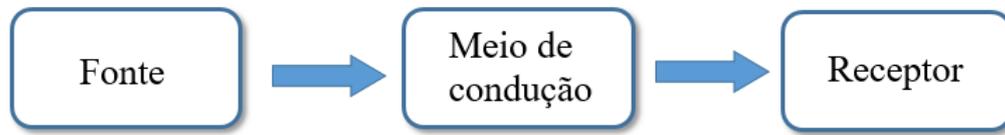
- Susceptibilidade eletromagnética: capacidade que um sistema eletrônico possui de funcionar em um local sob influência de perturbações eletromagnéticas sem que sofra perda de performance. Também conhecido como imunidade eletromagnética.
- Perturbação eletromagnética: manifestação eletromagnética que tem o potencial de prejudicar o desempenho de um dispositivo eletrônico.
- Ambiente eletromagnético: junção de todos os fenômenos eletromagnéticos que ocorrem em um local específico.
- Emissão eletromagnética: propagação de energia eletromagnética a partir de uma fonte.

Com o intuito de se obter um bom desempenho de um sistema, é necessário que haja compatibilidade eletromagnética. Portanto, deve-se reduzir a interferência eletromagnética gerada até níveis que respeitem as normas, e aumentar a imunidade eletromagnética do dispositivo em questão.

3.1 INTERFERÊNCIA ELETROMAGNÉTICA (EMI)

Segundo SCHLICHTING (2003), pode-se considerar um sistema como magneticamente interferente quando o ruído gerado pelo mesmo é transferido até outro sistema, provocando mal funcionamento deste. Para que uma interferência eletromagnética seja gerada, são necessários três elementos: uma fonte geradora de ruído, um caminho de propagação, e um receptor. A Figura 5 apresenta esses elementos.

Figura 5 – Problema de EMC



Fonte: Adaptado de SCHLICHTING (2003)

Existem muitas possíveis fontes geradoras de EMI, como centelhamento em escovas de motores, chaveamento de conversores de potência, acionamento de cargas indutivas e resistivas, acionamento de relés, disjuntores, lâmpadas fluorescentes, etc. Tudo isso pode provocar sobretensão, picos e transientes indesejados.

O receptor pode ser qualquer dispositivo eletrônico, a rede elétrica e até mesmo um ser vivo. O meio de condução de EMI pode ser dividido em duas subcategorias: um meio condutor, como por exemplo um fio de cobre, ou um meio não condutor, como o ar.

3.1.1 Interferência conduzida

De acordo com LIZ (1999), um ruído eletromagnético pode ser transportado para dentro ou para fora de sistemas através de meios condutores, como cabos, fios ou chapas de metal condutor. Elementos parasitas, tais quais capacitâncias indesejadas, também podem atuar como elementos condutores. Quando o ruído é levado por algum desses meios, e afeta um determinado sistema, trata-se de uma interferência conduzida.

Usualmente, um ruído de componente fundamental de baixa frequência se propaga através de meios condutores. As baixas frequências não são relevantes para os problemas de interferência radiada, uma vez que as antenas de RF não tem tamanho suficientemente grande para serem afetadas por baixas frequências. Posto isso, as principais normas internacionais que estipulam níveis toleráveis de EMC (*Electromagnetic Compatibility*) exigem análises e esforços para atenuação de ruído na faixa de 150 kHz à 30 MHz para emissões conduzidas.

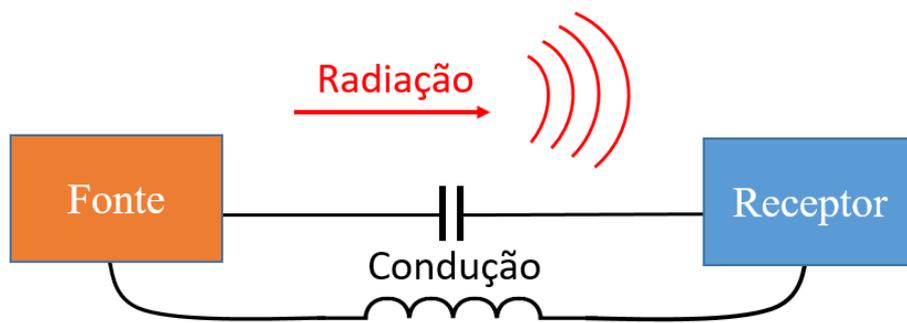
Reduzir a propagação de ruído conduzido pode ser desafiador, tendo em vista que o ruído pode percorrer caminhos desconhecidos e indesejados, como capacitâncias parasitas de dissipadores e malhas de terra, ou indutâncias parasitas associadas a enrolamentos. Portanto, estimar esses caminhos possíveis e conhecer o layout dos equipamentos é importante para se consolidar uma estratégia para reduzir as interferências conduzidas.

3.1.2 Interferência radiada

A interferência radiada ocorre quando uma fonte emite ruído e esse é levado para um sistema por um meio não metálico como, por exemplo, o ar. Toda corrente produz um campo magnético associado, como é explicado pela Lei de Faraday, porém são correntes com altas amplitudes e frequências que geram os campos magnéticos interferentes.

A radiação de ruído eletromagnético não é um fenômeno criado exclusivamente por equipamentos elétricos construídos por humanos. Eventos naturais, como raios e tempestades solares, podem interferir no funcionamento de dispositivos eletrônicos. A Figura 6 ilustra os meios de propagação de ruído eletromagnético, através do ar para um caso de interferência radiada, e por meio de acoplamentos capacitivos e indutivos para a interferência conduzida.

Figura 6 – Propagação de EMI



Fonte: O Autor

3.2 RÚIDO ELETROMAGNÉTICO

Um ruído eletromagnético é um sinal indesejado em um circuito elétrico, que pode ser formado a partir de diversas fontes e representar a soma de todas elas. Os dispositivos elétricos mais propensos a emitirem ruído são aqueles que possuem altas derivadas de tensão e corrente em seus sinais, geralmente em formas de onda que variam bruscamente, como ondas quadradas ou triangulares (KUHNNEN, 2016).

O entendimento do conteúdo harmônico associado a um ruído é importante, pois quanto menor a impedância, maior a chance de ocorrer interferência devido a propagação de ruído. Reatâncias indutivas ou capacitivas dos caminhos de propagação possuem características de resposta em frequência opostas, e portanto, a frequência da principal componente harmônica do ruído que se propaga é diferente.

É um grande desafio atenuar um ruído eletromagnético presente em um sistema quando o mesmo se espalha por um amplo espectro de frequências, e não está concentrado em uma banda estreita.

3.2.1 Ruído de modo comum e de modo diferencial

O ruído eletromagnético pode ser classificado de acordo com a maneira que se propaga pelo sistema afetado, como descrito a seguir.

- Ruído de modo comum: são sinais indesejados que circulam no mesmo sentido nos condutores e em direção ao terra, ou seja, sem diferença de fase. Se propagam principalmente devido a existência de capacitâncias parasitas entre fase e terra.
- Ruído de modo diferencial: ao contrário do ruído de modo comum, esse ruído percorre os condutores em sentidos opostos, estando defasados em 180°. Indutâncias presentes em cabos e fios acabam sendo os principais meios de propagação do ruído de modo diferencial.

3.3 NORMAS REGULADORAS DE COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC)

Em geral, os produtos elétricos devem atender a algum tipo de métrica de desempenho de interferência eletromagnética (EMI), seja estabelecida nas especificações de projeto do produto ou para atender aos requisitos regulatórios. De acordo com RASHID (2011), é importante levar em consideração especificações funcionais que estipulem limites para EMI durante a fase de design de um projeto, principalmente com relação ao layout da placa de circuito impresso (PCB) e à filtragem de ruído. A Tabela 2 fornece uma lista de abreviações e as respectivas descrições de órgãos nacionais e internacionais, e também normas relacionadas a EMC.

Tabela 2 – Principais órgãos reguladores de EMC

Abreviação	Descrição
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
CISPR	<i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i>
EN55022/32	Uma versão modificada da norma CISPR 32, aplicada na União Europeia
FCC Part 15	<i>Federal Communications Commission, parte 15</i>
CE	<i>Conformité Européene</i>
CENELEC	<i>Comité Européene de Normalisation Électrotechnique</i>
EN	<i>Europäische Norm</i>
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
Anvisa	Agência Nacional de Vigilância Sanitária
Anatel	Agência Nacional de telecomunicações

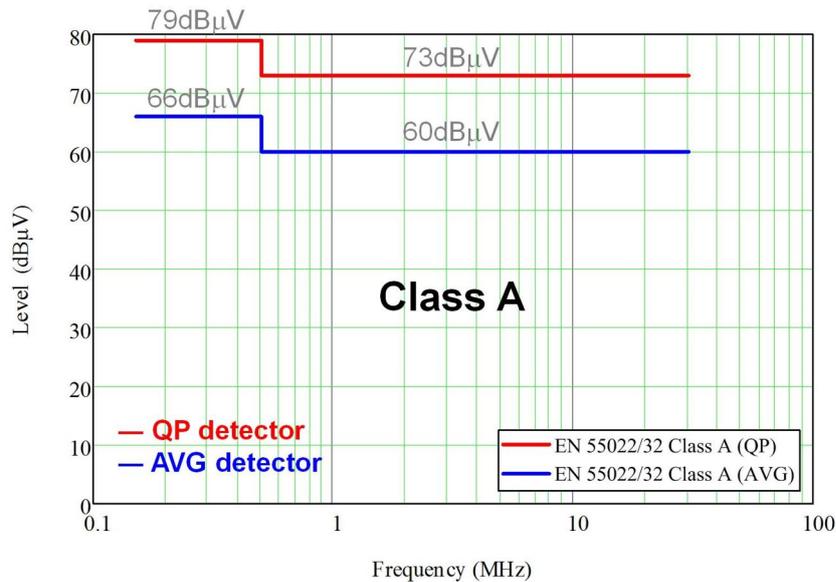
Fonte: Adaptado de HEGARTY (2017)

Na União Europeia (UE), sistemas eletrônicos de potência e de telecomunicações tipicamente atuam sob o escopo da norma EN55032/CISPR 32. Segundo HEGARTY (2017), essa

norma se provou eficiente para estimular a redução de ruído por emissões conduzidas e radiadas nos mais diversos produtos, e recebeu a declaração de conformidade CE por parte da UE.

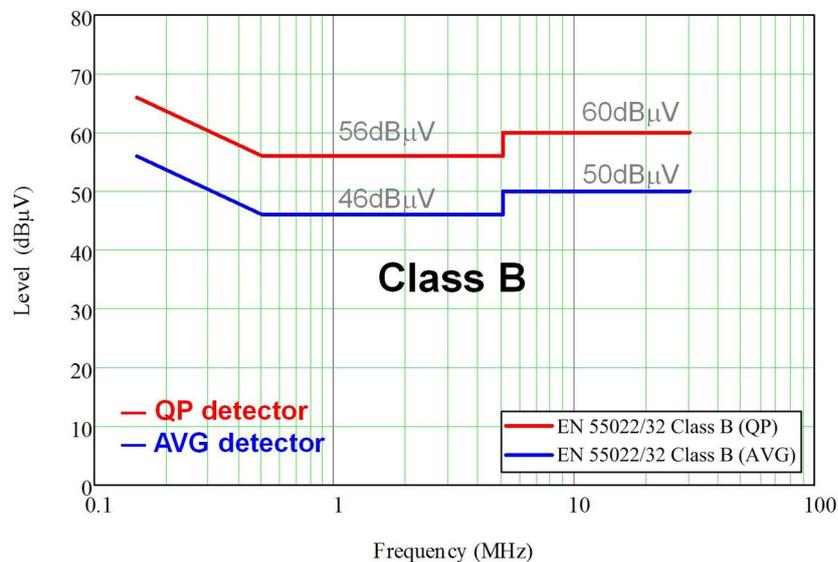
As Figuras 7 e 8 mostram, respectivamente, os limites de emissão conduzida da EN55022/32 para a Classe A, que define os limites para aplicações industriais e comerciais, e para a Classe B, que por sua vez regula produtos de aplicação doméstica. Os limites estabelecidos, para o valor de *Quasi-peak* (QP) e médio, em inglês *Average* (AVG), estão em dB μ V, em um espectro de 150 kHz até 30 MHz.

Figura 7 – Limites de emissão conduzida para valores médios e de quase-pico da classe A, da norma EN55022/32



Fonte: Adaptado de HEGARTY (2017)

Figura 8 – Limites de emissão conduzida para valores médios e de quase-pico da classe B, da norma EN55022/32



Fonte: Adaptado de HEGARTY (2017)

Na América do Norte, os produtos devem respeitar os limites de emissão estabelecidos pela FCC *Part 15*. Já no Brasil, três órgãos são responsáveis pela regulação da emissão conduzida: Agência Nacional de Vigilância Sanitária (Anvisa), a Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) e a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT).

O intervalo de frequência de 150 kHz a 30 MHz ocupa um importante lugar nas normas de EMC porque cobre as emissões de rádio e TV. Neste intervalo, de acordo com as normas, é a EMI conduzida que precisa ser medida e suprimida, enquanto medições da EMI radiada são necessárias apenas sobre condições especiais. Nos estudos e aplicações de conversores de potência, é a EMI conduzida que é considerada o maior problema.

3.4 MEDIÇÃO DE EMI CONDUZIDA

As medições de emissões conduzidas e radiadas são de natureza complexa. Foram criadas normas que sofrem alterações freqüentemente, devido a constante evolução dos dispositivos que realizam as medições e dos equipamentos nos quais se deseja determinar o nível de emissão e susceptibilidade à interferência eletromagnética.

Para a medição de ruído radiado, a quantidade básica de sinal é a potência. Por causa da extensa cobertura de magnitudes de frequências envolvidas, o sistema decibel é normalmente utilizado, na qual 1 W é a referência. No sistema dB, a potência do sinal, $P_{(dBW)}$, expressada em dBW, é calculada a partir da potência em watts, $P_{(W)}$:

$$P_{(dBW)} = 10 \log(P_{(W)}) \text{dBW} \quad (8)$$

Em milliwatts (mW), é:

$$P_{(dBm)} = P_{(dBW)} + 30 \text{dBm} \quad (9)$$

Entretanto, em medições de emissões conduzidas, é a tensão que é geralmente usada. A potência é proporcional ao quadrado da tensão. Portanto, tendo 1V como referência, a tensão na escala logarítima, $V_{(dBV)}$, é definida como:

$$V_{(dBV)} = 20 \log(V_{(V)}) \text{dBV} \quad (10)$$

Na prática, a tensão de referência é usualmente 1μV, logo:

$$V_{(dB\mu V)} = 20 \log(V_{(\mu V)}) \text{dB}\mu V = V_{(dBV)} + 120 \text{dB}\mu V \quad (11)$$

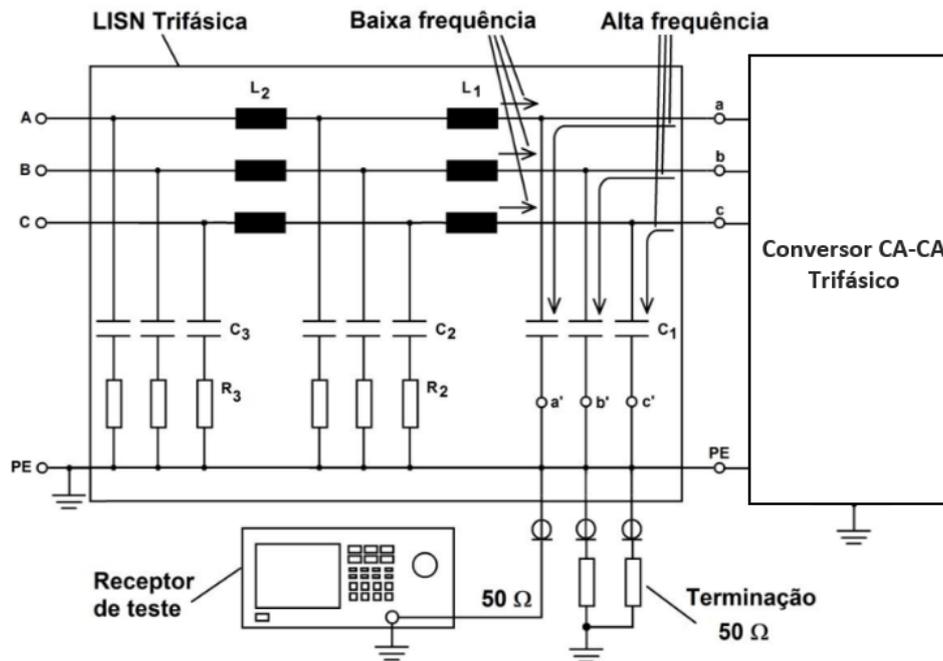
3.5 EQUIPAMENTOS PARA MEDIÇÕES DE EMI CONDUZIDA

Os principais equipamentos para medições de EMI conduzida, definidos pela CISPR 11, são o receptor de campos eletromagnéticos (*receiver*) e a rede de estabilização de impedância (LISN – *Line Impedance Stabilizing Network*), também conhecida como rede artificial. A norma internacional CISPR 16-1-2 define as características de uma LISN.

Nas emissões conduzidas é preciso isolar o dispositivo na qual é necessário determinar a capacidade de interferência, da rede de alimentação, uma vez que as normas regulatórias sobre EMC preocupam-se com os ruídos provenientes da rede de alimentação. A LISN produz uma impedância de carga padrão (usualmente 50Ω) para a fonte de EMI e filtra os distúrbios de alta frequência na rede elétrica, que podem distorcer os resultados da medição.

O esquemático de uma LISN é apresentado na Figura 9.

Figura 9 – Esquemático de uma LISN trifásica



Fonte: Adaptado de HELDWEIN (2008)

Com o intuito de realizar a medição, um receptor com impedância constante de 50Ω é conectado a um dos canais de saída da LISN, enquanto os outros dois pontos da LISN são ligados a resistores de terminação também de 50Ω , que criam uma condição de medição simétrica. Na Figura 9 é possível observar que a alimentação do conversor passa por dois indutores, L₁ e L₂, que direcionam o sinal de baixa frequência para o sistema. As harmônicas de frequências elevadas que provêm do conversor são direcionadas para a entrada do receptor de teste, passado através dos capacitores C₁.

O dispositivo eletrônico que faz as medições de emissões eletromagnéticas é o receptor de campos eletromagnéticos, também conhecido como *receiver*. A norma que estabelece as

características desse equipamento é a CISPR 16-1-1. O receptor de campos eletromagnéticos apresenta três tipos de detectores de emissão:

- Detector de pico (*peak*): mede a maior magnitude do sinal.
- Detector de quasi pico (*quasi-peak*): mede o efeito subjetivo de um nível de interferência. Um ruído concentrado e constante em uma determinada faixa de frequência é mais significativo que um sinal isolado de alta amplitude, por exemplo.
- Detector de valor médio (*average*): saída do sinal de pico após o mesmo passar por um filtro passa-baixas com frequência de corte abaixo da frequência da rede.

Os níveis de emissão conduzida exigidos pela IEC 61800-3 são os valores de quasi-pico e valor médio, deixando de fora os valores de pico.

4 EMI RELACIONADA A CONVERSORES DE FREQUÊNCIA

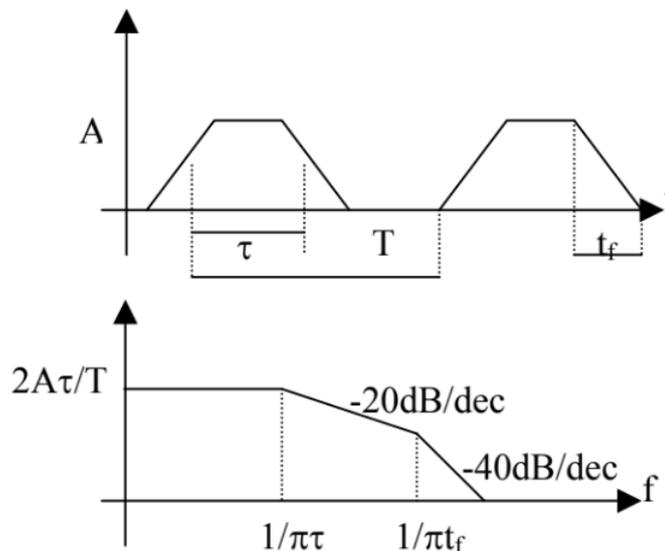
Os conversores eletrônicos de frequência estão entre os dispositivos mais importantes quando se trata de modificação de energia, com o objetivo de transformar uma tensão alternada com uma certa frequência e amplitude na entrada, para uma tensão alternada com outra frequência na saída, podendo também alterar a amplitude. Os conversores são utilizados nas mais diversas aplicações, como em acionamento de motores, painéis solares, carregamento de baterias, controle de iluminação, correção do fator de potência (FP), etc.

Conversores que utilizam a modulação por largura de pulso, conhecida por PWM, são comercialmente e tecnicamente atrativos por apresentarem tamanho reduzido, performance elétrica aprimorada e menor custo em comparação a pontes de diodos, pontes de tiristores e cicloconversores. Entretanto, conversores PWM geralmente são menos robustos e geram tensões e correntes com elevado conteúdo harmônico, atuando como fontes de ruído eletromagnético e interferindo em outros sistemas (HELDWEIN, 2008).

4.1 ESPECTRO HARMÔNICO DE UMA MODULAÇÃO PWM

A Figura 10 ilustra o espectro harmônico de um sinal PWM real, que depende da amplitude (A), do tempo de descida (*time fall*, t_f), do período (T) e do tempo de condução (τ). O primeiro gráfico mostra a onda no domínio do tempo, enquanto o segundo gráfico mostra no domínio da frequência.

Figura 10 – Sinal PWM no domínio do tempo e no domínio da frequência



Fonte: Adaptado de SCHLICHTING (2003)

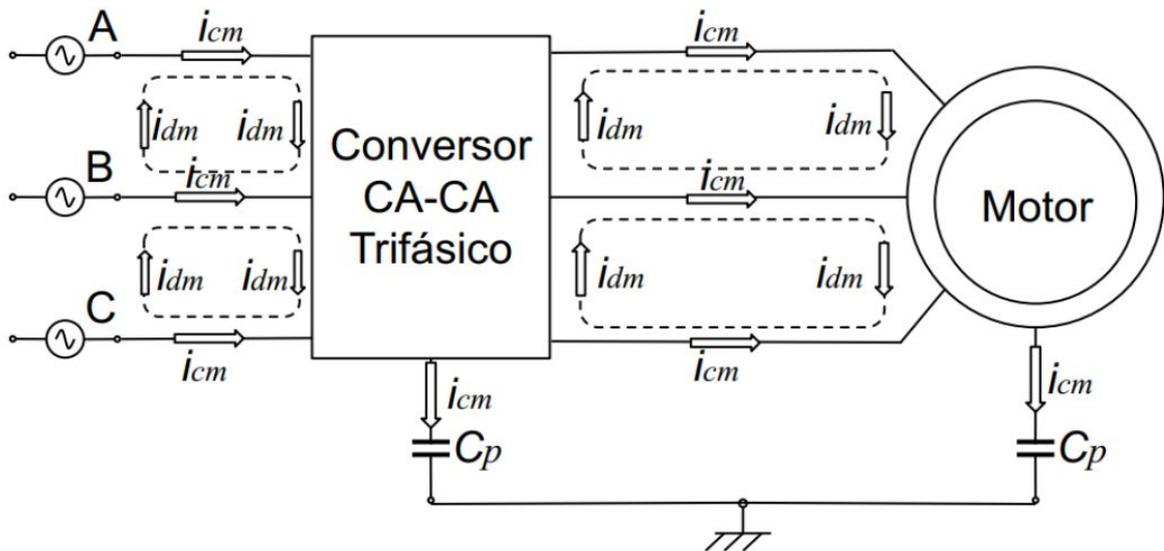
A partir de observação da Figura 10, pode-se notar que quanto maior a amplitude e o tempo de condução do sinal, maior a amplitude do conteúdo harmônico. Já o período é inversamente proporcional à amplitude do espectro harmônico. Isso se traduz na explicação de

que quanto maior for a frequência de comutação das chaves de um conversor, maiores serão as emissões de ruído eletromagnético. Analisando o gráfico de acordo com o incremento das frequências, a amplitude dos harmônicos tem um comportamento constante até o harmônico referente ao tempo de condução. A partir desta frequência, ele é atenuado numa taxa de 20 dB/década e, após o harmônico relacionado com os tempos de comutação, passa a decrescer a uma taxa de 40 dB/década.

4.2 CORRENTES DE MODO COMUM E MODO DIFERENCIAL NOS CONVERSORES

A comutação dos conversores de frequência resulta em ondulações residuais de corrente, também conhecidas como *ripple*, e que se misturam com as correntes fundamentais. Também é possível afirmar que mudanças bruscas nas tensões de chaveamento, que ocorrem em conversores PWM, por exemplo, induzem correntes em capacitâncias parasitas que acoplam o conversor com outros circuitos próximos. A EMI conduzida aparece em forma de correntes e tensões de modo comum e modo diferencial. Os dois modos são exibidos na Figura 11.

Figura 11 – Representação do percurso das correntes de modo comum e modo diferencial.



Fonte: Adaptado de PAUL (2006)

O ruído associado as correntes de modo comum é tipicamente causado pelas altas taxas de variação de tensão e pelas capacitâncias parasitas, representadas na Figura 11 por C_p . Essas capacitâncias podem existir em diversos pontos do sistema, como no dreno de um MOSFET, no coletor ou nas bobinas de um motor, todos conectados ao terra.

Quanto mais veloz a variação de tensão (maior dv/dt), mais presente aparece o efeito da reatância capacitiva. O resultado é o aparecimento de impulsos (*spikes*) de corrente no caminho do ruído de modo comum nos momentos em que ocorrem as comutações do interruptor principal.

Por essa corrente aparecer na forma de impulsos, a mesma se espalhará pelo espectro, partindo da frequência de comutação.

Para conversores CA-CA trifásicos, a tensão de modo comum, V_{cm} , e a corrente de modo comum, I_{cm} , podem ser definidas de acordo com as Equações 12 e 13.

$$V_{cm} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (12)$$

$$I_{cm} = I_a + I_b + I_c \quad (13)$$

Para o modo diferencial, diferentemente do modo comum, as correntes circulam apenas nos condutores do sistema. Segundo Beltrame et al. (2012), o ruído de modo diferencial é originado a partir das altas de variações de corrente (alta di/dt). Portanto, é possível afirmar que esse ruído possui forte correlação com a forma de onda da corrente de entrada.

O ruído de modo diferencial se propaga no mesmo caminho percorrido pela corrente principal do conversor, portanto, é possível dizer que tal ruído circula sobreposto à própria corrente de alimentação do equipamento. As principais harmônicas que compõem o ruído DM estão presentes em frequências que são múltiplas da frequência de comutação do conversor em questão.

A tensão de modo diferencial, V_{dm} , deve ser medida entre duas fases, considerando um sistema trifásico. De acordo com DEGANO (2012), a corrente de modo diferencial não é tão trivial, pois a medição da corrente de uma das fases, por exemplo I_a , inclui o modo diferencial e o modo comum. Portanto, um terço do modo comum deve ser subtraído, além da corrente de outra fase qualquer. As Equações 14 e 15 exibem o cálculo da tensão de modo diferencial e corrente de modo diferencial, respectivamente.

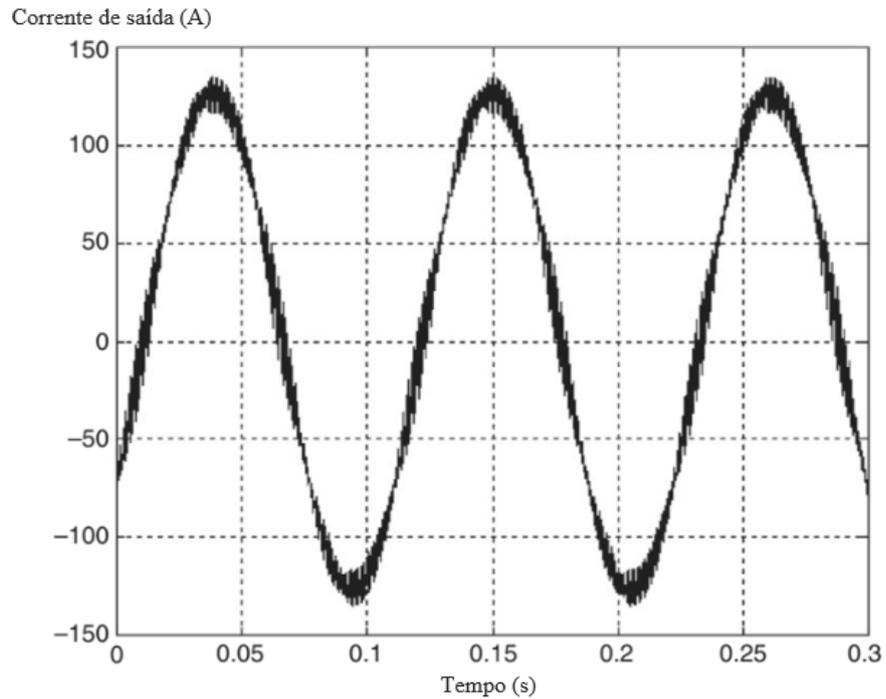
$$V_{dm} = V_a - V_b \quad (14)$$

$$I_{dm} = I_a - I_b - \frac{I_{cm}}{3} \quad (15)$$

4.3 FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE CONVERSOR PWM

Para exemplificar a geração de EMI por conversores de potência CA-CA com modulação PWM, uma forma de onda típica da corrente de saída é mostrada na Figura 12. O espectro de frequência dessa corrente está representado na Figura 13.

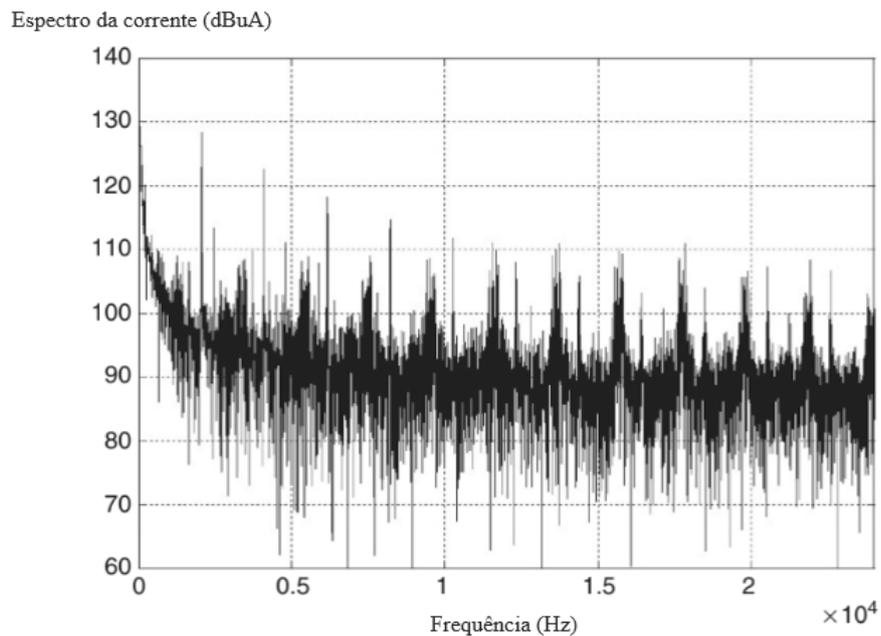
Figura 12 – Corrente de saída de Conversor CA-CA com modulação PWM.



Fonte: Adaptado de RASHID (2011)

A senoide fundamental domina, mas o *ripple* de altas frequências é facilmente observável. Isso acontece por causa da rápida transição de estados *ON-OFF* para *OFF-ON* das chaves, na qual o período de chaveamento é tipicamente na ordem de fração de microssegundos.

Figura 13 – Espectro de frequência da corrente mostrada na Figura 12



Fonte: Adaptado de RASHID (2011)

Os altos níveis dv/dt geram correntes transientes de descarga em capacitâncias parasitas presentes entre as fases e em capacitâncias parasitas entre o circuito e o terra que, se não forem filtradas, aparecem nas formas de onda das correntes como picos no topo da senoide fundamental.

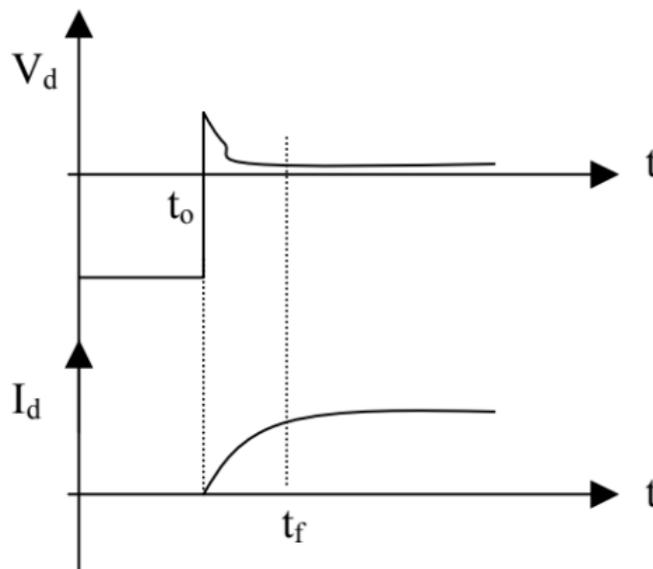
4.4 ANÁLISE DA EMI GERADA POR SEMICONDUTORES

Grande parte do ruído eletromagnético que se mostra presente em um conversor está associado a não-idealidades dos componentes semicondutores em altas frequências. Considerando um comportamento ideal de um semicondutor, o mesmo não possui tensão e corrente ao mesmo tempo. Entretanto, os componentes semicondutores reais podem apresentar em seu funcionamento tensão e corrente, simultaneamente (SCHLICHTING, 2003). Diodos, MOSFETs e IGBT's estão entre os semicondutores mais utilizados em conversores de frequência.

4.4.1 EMI gerada por diodos

A Figura 14 mostra as correntes e tensões na entrada em condução dos diodos.

Figura 14 – Entrada em condução

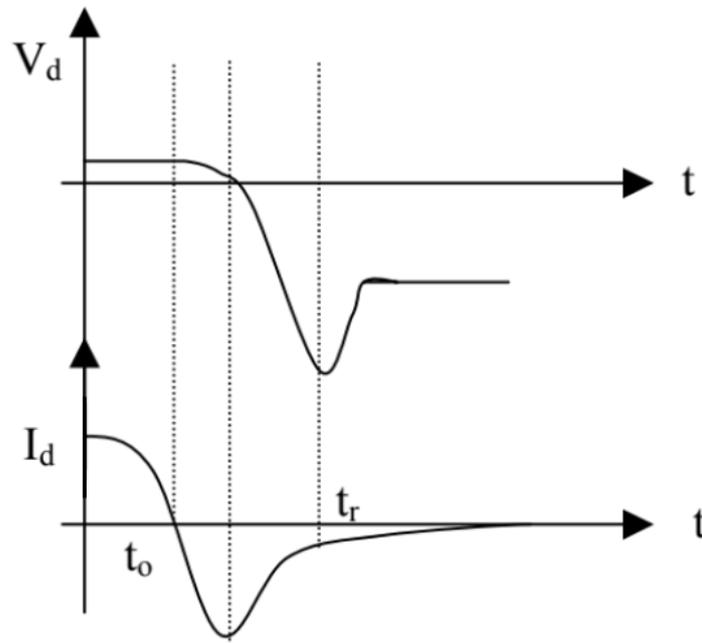


Fonte: Adaptado de TIHANYI (1997)

Na entrada em condução, como mostrado na Figura 14, é possível observar que a corrente I_d cresce rapidamente, mas não de forma instantânea. Nesse curto intervalo, representado por t_f , acontece um pico de tensão direta no diodo. Esse tempo t_f ocorre devido a região de depleção da junção PN, e o mesmo difere entre os mais diferentes tipos e fabricantes de diodos.

A Figura 15 mostra as correntes e tensões no bloqueio dos diodos.

Figura 15 – Bloqueio de diodos



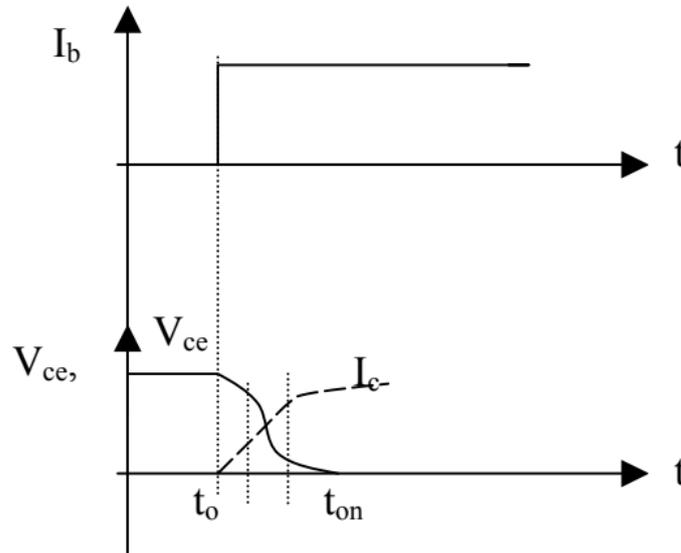
Fonte: Adaptado de TIHANYI (1997)

Segundo SCHLICHTING (2003), durante o bloqueio os diodos geram ruídos de maior amplitude. Durante o tempo de bloqueio t_r , por causa das capacitâncias de difusão, acontecem tensões reversas e picos de corrente, caracterizados por amplitudes e di/dt . Devido às grandes amplitudes de corrente e elevados di/dt , a energia associada ao bloqueio na maioria das vezes é maior do que na entrada em condução. Isso caracteriza o diodo como uma fonte de ruído de corrente.

4.4.2 EMI gerada por transistores

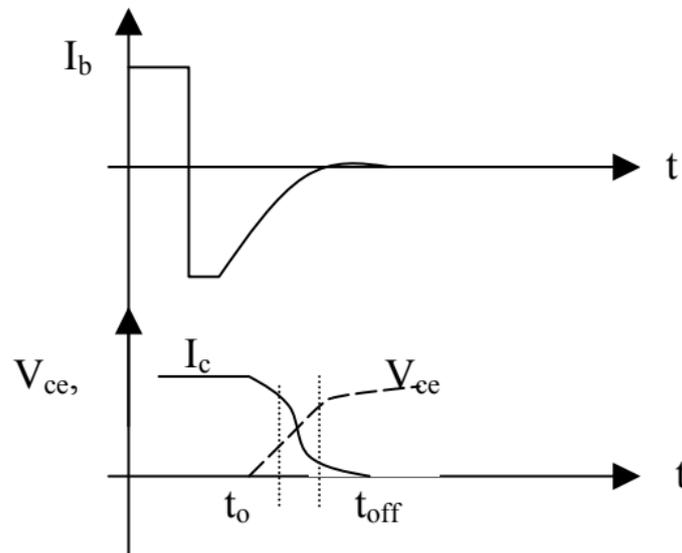
Diferentemente dos diodos, os transistores podem apresentar elevadas emissões eletromagnéticas tanto no bloqueio quanto na condução. As Figuras 16 e 17 mostram as tensões e correntes durante a comutação de um transistor.

Figura 16 – Entrada em condução de um transistor



Fonte: Adaptado de TIHANYI (1997)

Figura 17 – Bloqueio de um transistor



Fonte: Adaptado de TIHANYI (1997)

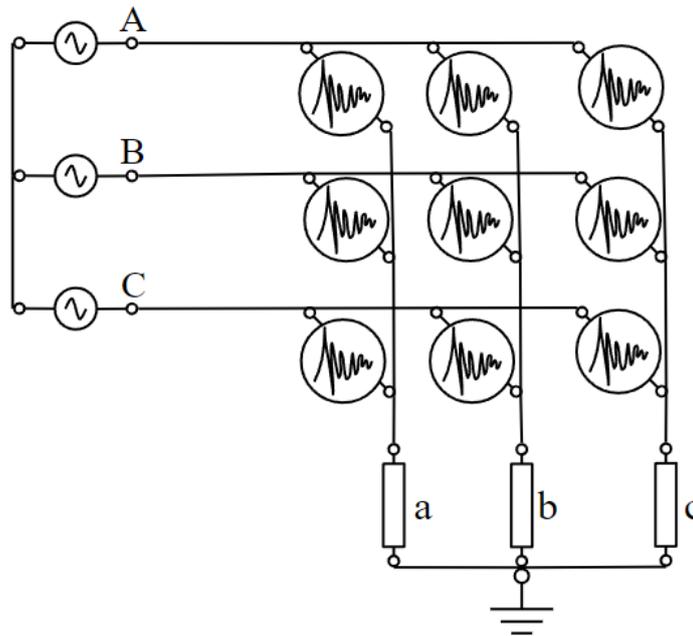
Devido a energia relacionada a entrada em condução e bloqueio dos transistores, o espectro harmônico geralmente é maior. Isso acontece pois na maior parte das aplicações nas quais estão presentes, altas taxas de dv/dt acontecem durante as comutações, o que caracteriza o transistor como uma fonte de ruído de tensão.

Nas Figuras 16 e 17, o começo da condução e bloqueio dos transistores é controlado pela corrente de base I_b . É possível constatar que durante os tempos de entrada em condução, t_{on} , e bloqueio, t_{off} , ocorrem simultaneamente uma tensão coletor-emissor, V_{ce} , e a corrente de coletor, I_c .

A entrada em condução e bloqueio é controlada pela corrente de base I_b . Pode-se observar que durante o tempo de entrada em condução (ton) e bloqueio (toff), ocorrem simultaneamente tensões (V_{ce} – coletor/emissor) e correntes (I_c – coletor).

A Figura 18 mostra um conversor matricial CA-CA trifásico com nove fontes de ruído eletromagnético, representado cada uma das chaves do conversor. Cada chave pode conter até dois IGBT's, para conversores bidirecionais.

Figura 18 – IGBT's de um conversor matricial como fonte de ruído



Fonte: O autor

5 FILTRO DE EMI

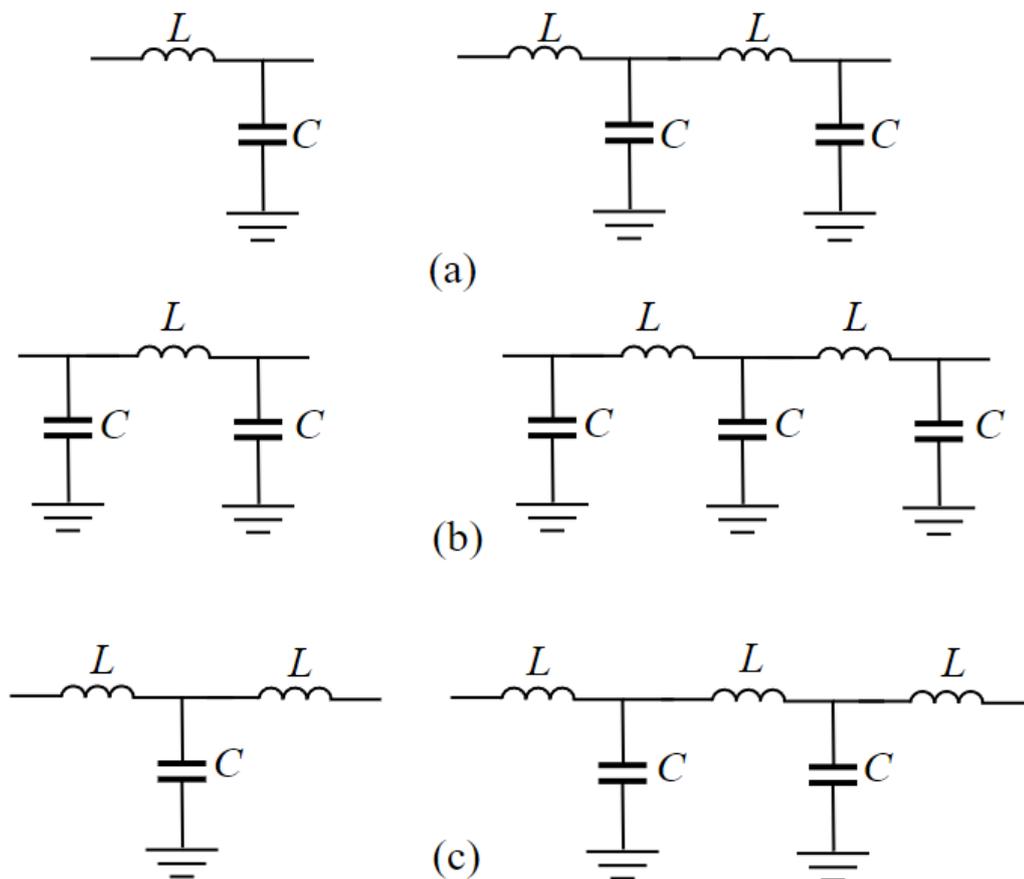
A EMI gerada em conversores de potência usualmente excede os níveis estabelecidos pelas normas, e precisar ser atenuada. Conversores de frequência CA-CA geralmente apresentam alto conteúdo harmônico nas tensões e correntes, e a forma mais comum de mitigação de EMI é através de um filtro passa-baixas, também chamado de filtro de radio frequência (RF).

Os filtros de EMI empregados nos conversores usualmente são simples circuitos passivos LC (indutivos-capacitivos). Os filtros ativos, apesar de muito efetivos, possuem elevado custo e complexidade, portanto não são muito utilizados. Por causa do custo e tamanho associado ao filtro, o filtro otimizado é aquele com valores mínimos de indutância e capacitância e que, ainda sim, atenua a EMI de forma a respeitar as normas.

5.1 TOPOLOGIAS DE FILTROS

A Figura 19 mostra os três tipos de filtros passivos passa-baixas mais utilizados. Cada componente armazenador de energia proporciona uma atenuação de 20 dB/dec.

Figura 19 – (a) Filtro LC simples e duplo estágio, (b) Filtro π simples e duplo estágio, (c) Filtro T simples e duplo estágio



Fonte: O autor

A topologia escolhida para o filtro deve estar de acordo com a magnitude da atenuação requerida e da aplicação do conversor.

- O filtro LC, da Figura 19 (a), é um dos mais utilizados, apesar de possuir uma atenuação menor do que os tipos T e π . Essa topologia atenua 40 dB/dec no estágio simples, e 80 dB/dec no estágio duplo.
- O filtro π , da Figura 19 (b), tem como característica uma atenuação mais elevada, com 60 dB/dec no estágio único e 100 dB/dec no estágio duplo. Não é uma boa escolha para conversores que não podem ter elevadas capacitâncias entre fase-fase e fase-terra. É muito utilizado na entrada.
- O filtro T, da Figura 19 (c), possui as mesmas inclinações de resposta em frequência que o filtro π . Não é muito utilizado em conversores devido ao seu indutor de saída.

Conforme KUHNNEN (2016), os indutores são colocados em série com o sinal a ser filtrado pois apresentam elevada impedância para as altas frequências. Já os capacitores são colocados em paralelo, pois apresentam um caminho de baixa impedância para as altas frequências, desviando o ruído de volta para a entrada do filtro, mantendo o mesmo preso na malha e não permitindo sua passagem para o resto do sistema.

5.2 COMPONENTES DE UM FILTRO DE EMI

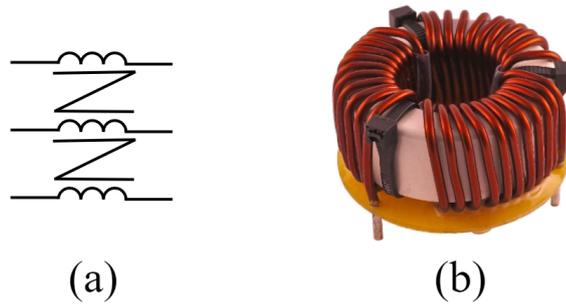
Apesar de utilizar as mesmas topologias que os filtros passa-baixas convencionais, os componentes utilizados nos filtros de EMI possuem características próprias. Com o objetivo de atenuar tanto o ruído de modo comum quanto o de modo diferencial, um filtro de EMI possui componentes específicos para atenuar ambas formas de ruído.

5.2.1 Indutor de modo comum e de modo diferencial

Para a indutância (L), são utilizados indutores de modo comum e indutores de modo diferencial. Os indutores de modo comum, também conhecidos como *choke coils*, são estruturas toroidais na qual dois ou três enrolamentos, respectivamente para conversores monofásicos ou trifásicos, contornam o mesmo núcleo.

Os enrolamentos estão dispostos de modo que a impedância de magnetização para o ruído de modo comum é alta, mas para o ruído de modo diferencial é baixa. Enquanto o acoplamento magnético mútuo aumenta a impedância para sinais de modo comum, o fluxo magnético de sinais de modo diferencial se cancela. Além da indutância de magnetização, há uma indutância parasita em série não acoplada nesses indutores, chamada de indutância de dispersão das bobinas. A Figura 20 (a) mostra como um *choke coil* trifásico é representado nos circuitos esquemáticos, e a Figura 20 (b) mostra um exemplar real.

Figura 20 – (a) Representação esquemática do *choke coil*, (b) *choke coil* real



Fonte: O autor e MPS INDUSTRIES (2022)

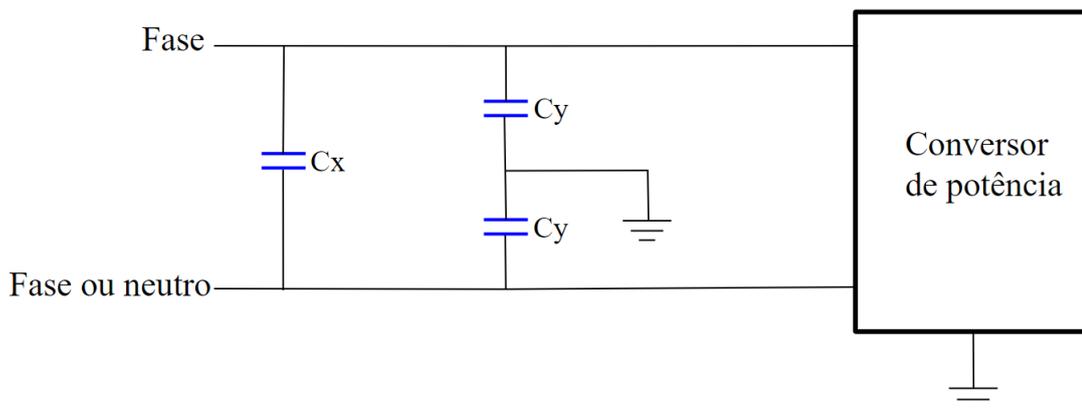
O indutor de modo diferencial geralmente não é utilizado nos projetos de filtros de EMI. A própria indutância de dispersão das bobinas do indutor de modo comum é utilizada para atenuar o ruído de modo diferencial. Segundo Beltrame et al. (2012), os valores de indutância de dispersão de um *choke coil* variam de 0,5% à 2% do valor da indutância de magnetização.

5.2.2 Capacitores X e Y

Os capacitores empregados em filtros EMI devem ter baixa indutância em série parasita, baixas perdas dielétricas e ôhmicas e características estáveis de capacitância pela frequência. Papel, papel metalizado, poliestireno e capacitores cerâmicos são os mais utilizados.

De acordo com a forma na qual é conectado, os capacitores em filtros de EMI podem ser classificados como capacitores X ou Y. A Figura 21 ilustra o esquema de ligação dos capacitores X e capacitores Y na entrada de um conversor.

Figura 21 – Esquema de ligação de capacitores x e y



Fonte: O autor

Os capacitores Y são conectados entre fase e terra ou entre neutro e terra, portanto, fornecem um caminho de baixa impedância em altas frequências para o ruído de modo comum. Já os capacitores X, que atenuam ruídos de modo diferencial, são conectados entre fase e neutro

em um conversor monofásico, e entre duas fases no caso de um conversor trifásico. Capacitores Y exigem padrões de segurança mais rígidos e maior confiabilidade do que os capacitores X, devido sua conexão com o terra.

6 PROJETO E CONSTRUÇÃO DE FILTRO EMI APLICADO A UM CONVERSOR MATRICIAL DIRETO

Com base no que foi apresentado nos Capítulos 2, 3 e 4, é sabido que um conversor CA-CA matricial gera um elevado conteúdo harmônico nas tensões e correntes, por causa do rápido chaveamento dos IGBT's que produz altos níveis de dv/dt e di/dt . Portanto, para o correto funcionamento do mesmo, é de suma importância a implementação de um filtro. Para um projeto de um filtro de EMI aplicado a um conversor, é necessário:

- Conhecer os parâmetros do conversor;
- Definir uma metodologia de projeto a ser executada e também a topologia de filtro;
- Obter os níveis de atenuação necessários ao conversor;
- Calcular os parâmetros do filtro;
- Construir o filtro.

O filtro será implementado na entrada de um Conversor Matricial Direto (CMD), protótipo já construído e que atualmente é objeto de estudo no Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE). É importante ressaltar que o projeto focará na atenuação das altas frequências, na qual limites de EMC são exigidos pelas normas regulatórias. Um projeto de filtro de entrada tradicional para as baixas frequências, com intuito de atenuar o ruído associado a frequência de chaveamento (5 kHz) e as próximas harmônicas, foi desenvolvido por GILI (2012), e posteriormente por KOCH (2022). Esse conversor matricial utiliza a técnica de modulação por vetores espaciais e vetores rotativos (*Expanded Space Vector Modulation - ESVM*) desenvolvida por ARIONI (2018). O CMD em questão possui os parâmetros apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Dados gerais do CMD

Tensão de linha de entrada	127 V
Frequência de chaveamento	5 kHz
Índice de modulação	0,9
Carga	30 Ω e 24mH
Potência	300 W

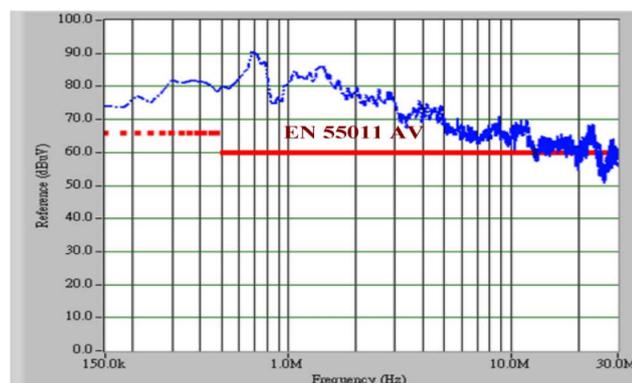
Fonte: O autor

6.1 METODOLOGIA DE PROJETO DE FILTRO DE EMI

Um filtro de EMI pode ser projetado de acordo com diferentes metodologias apresentadas na literatura. Algumas metodologias se baseiam na tentativa e erro, enquanto outras apresentam um método analítico para consolidar as propriedades dos elementos do filtro. Uma metodologia de cálculo de filtros, proposta apresentada por CHEN (2012) para conversores trifásicos, será apresentada.

- 1ª etapa: Medir os níveis de ruído do conversor, através de uma LISN conectada a um analisador de espectro. A Figura 22 exemplifica os níveis de emissão conduzida em uma das fases do conversor ensaiado.

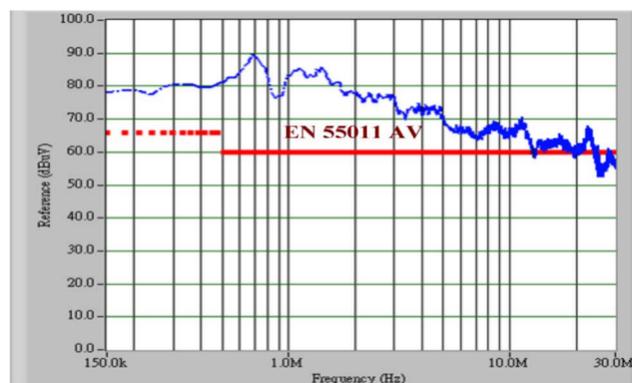
Figura 22 – Emissão conduzida gerada pelo conversor



Fonte: (CHEN, 2012)

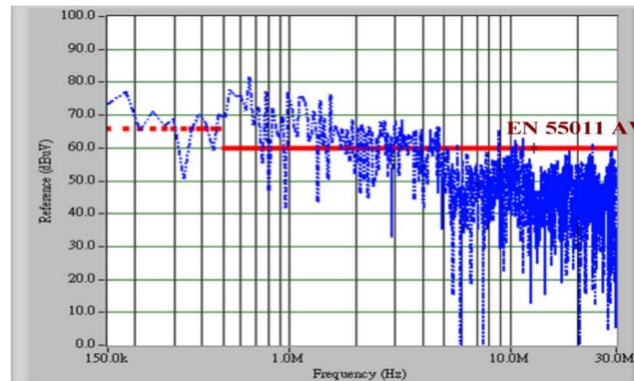
- 2ª etapa: Separar o ruído de modo comum do ruído de modo diferencial, através de equipamentos adquiridos no mercado, como apresentam as Figuras 23 e 24.

Figura 23 – Emissões para tensão de modo comum



Fonte: (CHEN, 2012)

Figura 24 – Emissões para tensão de modo diferencial



Fonte: (CHEN, 2012)

- 3ª etapa: Determinar os níveis de atenuação para os ruídos de modo comum e de modo diferencial;

Para a definição da atenuação necessária para os dois tipos de ruído, é preciso conhecer os níveis de emissão conduzida, obtidos na etapa anterior, e estabelecer a norma e a categoria que as emissões deverão respeitar. Além da atenuação requerida pela a norma, usalmente é considerada uma margem a mais, de 3 à 6 dB. Os níveis de atenuação podem ser obtidos através das Equações 16 e 17. Para conseguir o valor da atenuação necessária em uma determinada frequência, basta obter o valor do ruído conduzido naquela frequência, em $\text{dB}\mu\text{V}$, subtraí-lo pelo limite da norma escolhida e somar com a margem de segurança.

$$\text{Atenuacao}_{CM} = V_{CM} - \text{Limite}_{CM} + 6\text{dB} \quad (16)$$

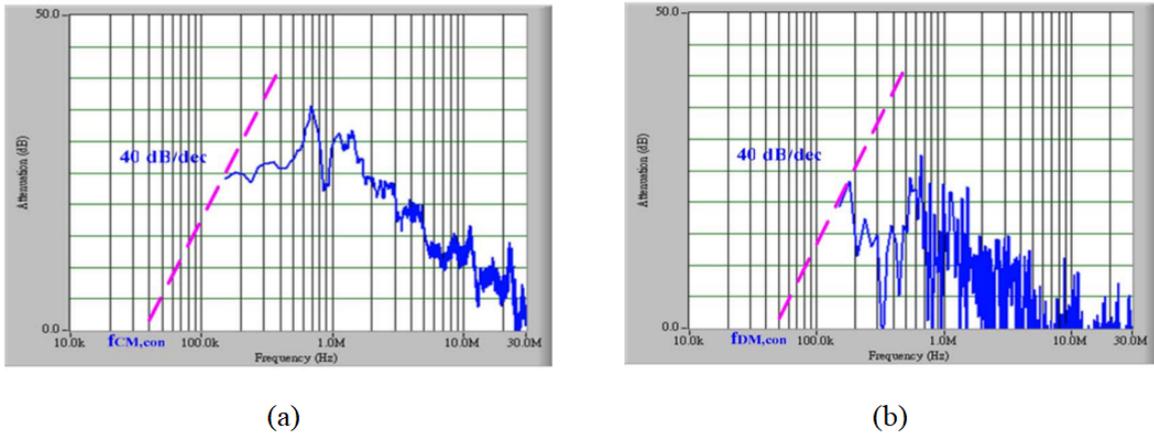
$$\text{Atenuacao}_{DM} = V_{DM} - \text{Limite}_{DM} + 6\text{dB} \quad (17)$$

As normas não impõem diferenciação aos limites dos níveis de emissão para o ruído de modo comum e de modo diferencial.

- 4ª etapa: Definição da frequência de corte;

De acordo com a metodologia apresentada por (CHEN, 2012), a frequência de corte pode ser obtida traçando uma reta tangente a curva mostrada na 3ª etapa. O início da reta deve coincidir com a primeira harmônica na qual se deseja filtrar, nesse caso, é a primeira frequência citada pelas normas, que é 150 kHz. A frequência de corte é escolhida no ponto que a reta cruzar o eixo das frequências. A inclinação da reta é determinada de acordo com a ordem do filtro. Nesse exemplo apresentado na Figura 25, o filtro é de segunda ordem, com uma atenuação de 40 dB/dec.

Figura 25 – Atenuação requerida para o modo comum (a), e para o modo diferencial (b)



Fonte: (CHEN, 2012)

- 5^a etapa: Cálculo das capacitâncias e indutâncias;

Tendo conhecimento da frequência de corte para cada tipo de ruído, é possível calcular os valores de capacitâncias e indutâncias, utilizando as Equações 18 e 19.

$$f_{CM} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{CM} \cdot C_y}} \quad (18)$$

$$f_{DM} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{DM} \cdot C_x}} \quad (19)$$

Observando essas equações constata-se que os valores de L e C são intercambiáveis, ou seja, é possível reduzir uma indutância se a capacitância associada ao modo do filtro for aumentada, por exemplo.

6.2 ESCOLHA DA TOPOLOGIA DO FILTRO E DA METODOLOGIA DE PROJETO

O filtro escolhido para o projeto foi o filtro tipo π , pois além de ser o mais mencionado na literatura, é amplamente implementado como filtro de EMI na entrada de inversores, receptores de ondas de rádio, conversores DC-DC, etc. Além disso, essa topologia também apresenta uma resposta mais frequência robusta em relação ao filtro LC, com atenuação de 60 db/dec para a topologia de estágio único. Essa atenuação elevada permite uma frequência de corte alta, o que reduz o volume dos componentes armazenadores de energia. O filtro T, apesar de possuir a mesma atenuação que o filtro π , não foi escolhido pois tem dois indutores em sua topologia, o que dificulta a construção do mesmo. De qualquer forma, essa topologia de filtro deixaria as chaves sem alimentação se for usado para alimentar um conversor de energia por causa de seu indutor de saída (DEGANO, 2012).

A metodologia de projeto de filtro escolhida foi a apresentada na seção anterior, proposta publicada por CHEN (2012). Antes de partir para a implementação prática do projeto, foram realizadas simulações no *software* PSIM, com intuito de validar a metodologia sendo aplicada a um conversor matricial direto.

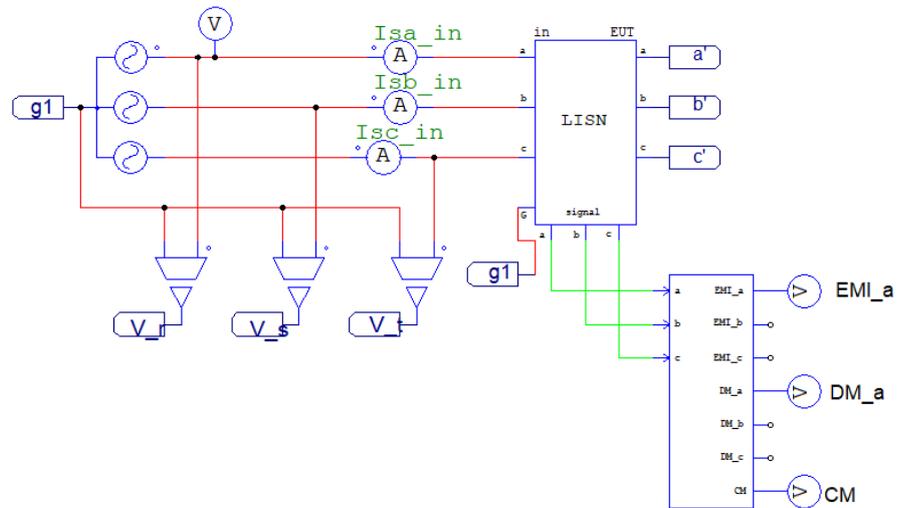
O conversor matricial direto utilizado nas simulações é advindo de um exemplo do PSIM, com algumas adaptações para conectá-lo aos filtros simulados, à LISN e também ao analisador de sinais. É importante salientar que o conversor simulado possui características diferentes do conversor na qual o projeto de filtro será implementado. As modulações e as cargas diferem, tendo em vista que o conversor simulado opera com uma modulação SVM tradicional e aciona um motor de indução trifásico, enquanto o conversor protótipo real utiliza a técnica de modulação por vetores espaciais e vetores rotativos (*Expanded Space Vector Modulation - ESVM*) desenvolvida por ARIONI (2018), e tem como carga indutores e resistores.

A metodologia de projeto de filtros escolhida não leva em consideração a modulação utilizada no conversor, apenas o espectro dos ruídos de modo comum e diferencial. Portanto, se verificado um correto funcionamento do filtro no conversor simulado, será possível implementar com segurança um filtro no conversor protótipo real.

6.2.1 Simulação sem filtro

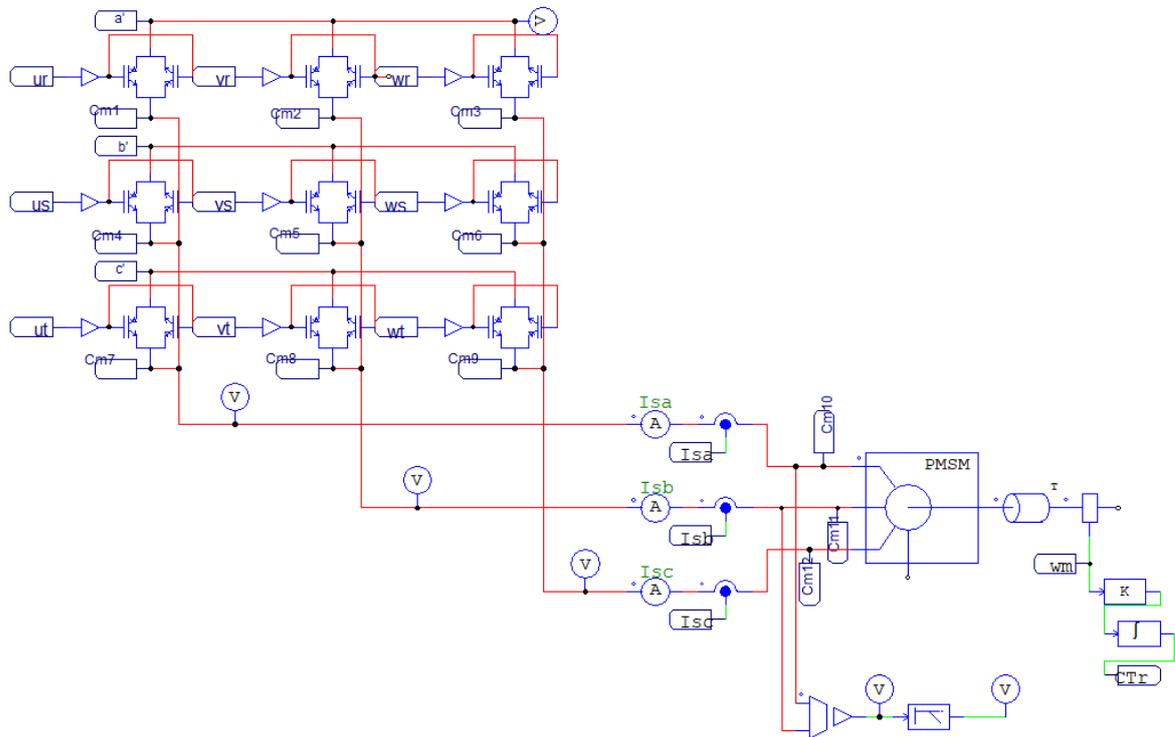
Nesta configuração, não foi conectado nenhum filtro ao CMD, com objetivo de avaliar o conteúdo harmônico produzido pelo conversor no *software* e também conhecer o nível de atenuação requerida ao filtro de EMI. Foram adicionadas capacitâncias parasitas entre o emissor dos IGBTs e o terra, para criar um possível caminho para propagação do ruído de modo comum, e assim, tornar as simulações mais próximas da realidade. A Figura 26 exhibe a entrada do CMD, conectada a uma LISN e a um analisador de sinais, a fim de separar o ruído de modo comum e modo diferencial da tensão da rede. Na Figura 27 é possível ver o conversor em si, que aciona um motor de indução trifásico.

Figura 26 – Entrada do CMD simulado



Fonte: O autor

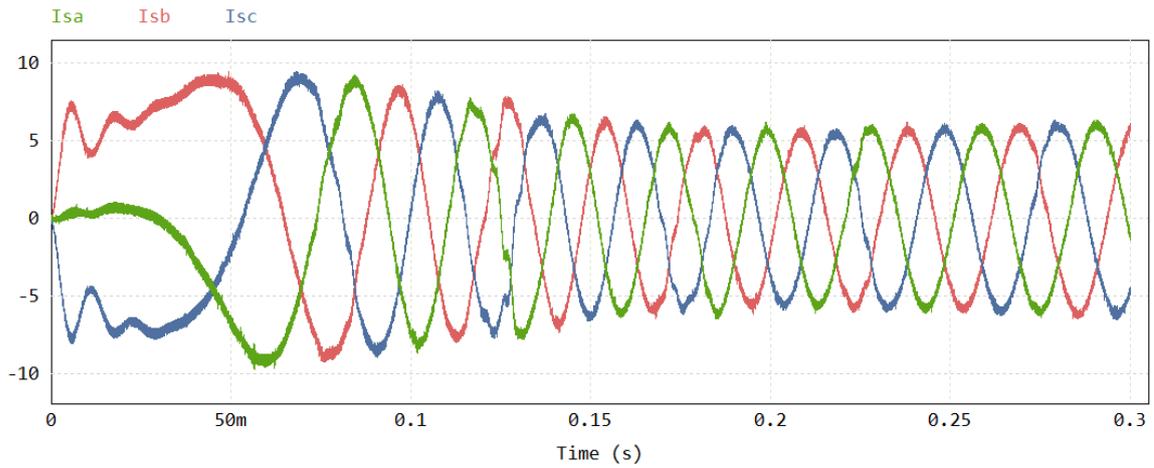
Figura 27 – CMD acionando motor de indução trifásico



Fonte: O autor

As correntes de saída do conversor foram analisadas, a fim de observar a qualidade do sinal senoidal na saída. As correntes de saída, que alimentam o motor trifásico, são exibidas na Figura 28. Existe um visível *ripple* na forma de onda, ocasionado pelo alto ruído presente no conversor.

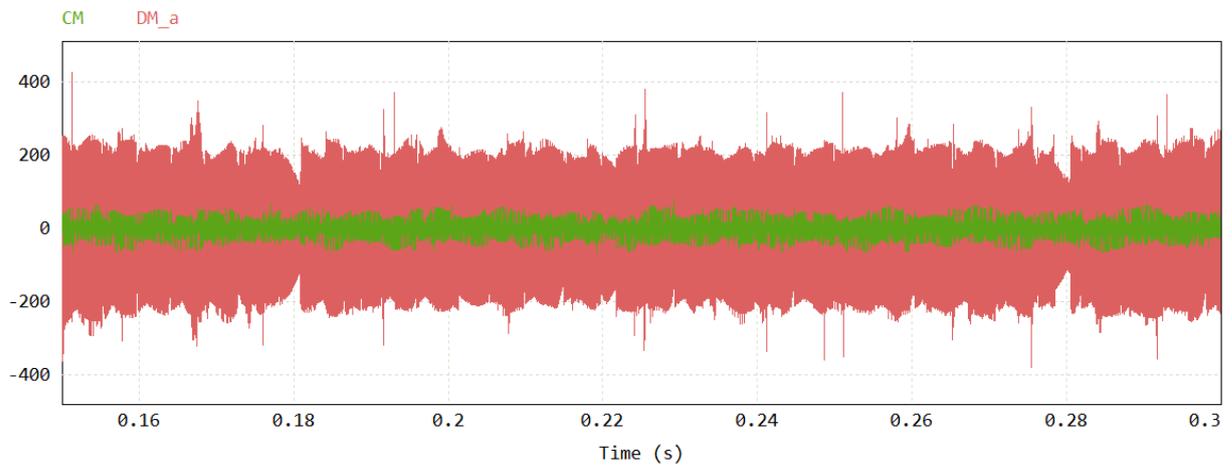
Figura 28 – Correntes na saída do CMD sem filtros



Fonte: O autor

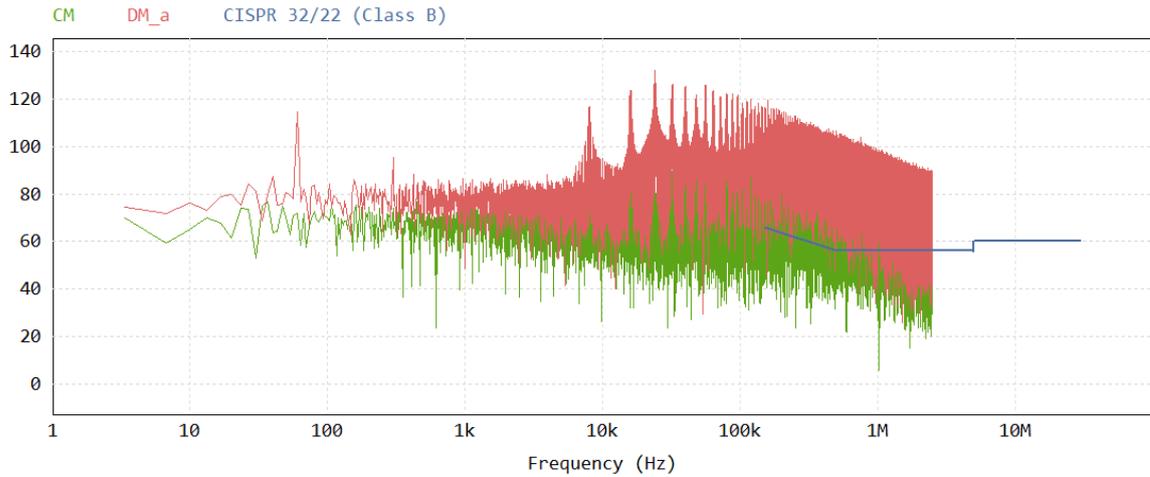
O ruído de modo comum e de modo diferencial, nos domínios do tempo e da frequência, respectivamente, é exibido nas Figuras 29 e 30. Há um alto conteúdo harmônico presente, que ultrapassa os limites da norma CISPR 32 Classe B, e portanto, existe a necessidade de filtros para adequação do conversor.

Figura 29 – Ruído CM e DM no tempo, sem filtro



Fonte: O autor

Figura 30 – Ruído CM e DM na frequência, sem filtro



Fonte: O autor

6.2.2 Cálculo do filtro de EMI simulado

Os níveis de atenuação foram calculados entre as Equações 20 à 23, com a norma escolhida e mais uma margem arbitrária de 5dB.

$$Atenuacao_{CM}(150kHz) = Nivel_{(150kHz)}(db\mu V) - Limites_{EN55022/32} + 5dB \quad (20)$$

$$Atenuacao_{CM}(150kHz) = 73,5 - 66 + 5dB = 12,5db\mu V \quad (21)$$

$$Atenuacao_{DM}(150kHz) = Nivel_{(150kHz)}(db\mu V) - Limites_{EN55022/32} + 5dB \quad (22)$$

$$Atenuacao_{DM}(150kHz) = 119,1 - 66 + 5dB = 58,1db\mu V \quad (23)$$

De acordo com a metodologia de cálculo de filtros desenvolvida por CHEN (2012) e apresentada no Capítulo 6.1, a frequência de corte (f_c) do filtro depende da amplitude e da frequência da primeira harmônica na qual se deseja atenuar, além da ordem do filtro. A primeira frequência coberta pelas normas é 150 kHz e a inclinação da atenuação do filtro π de estágio único é de 60 db/dec. Para determinar as frequências de corte f_{CM} e f_{DM} , as Equações 24 à 29 foram calculadas.

$$12,5 = 60 \cdot \log\left(\frac{150k}{f_{CM}}\right) \quad (24)$$

$$58,1 = 60 \cdot \log\left(\frac{150k}{f_{DM}}\right) \quad (25)$$

Eliminando o logarítmo das equações:

$$10^{\left(\frac{12,5}{60}\right)} = \frac{150k}{f_{CM}} \quad (26)$$

$$10^{\left(\frac{58,1}{60}\right)} = \frac{150k}{f_{DM}} \quad (27)$$

Finalmente, os valores de f_{CM} e f_{DM} são:

$$f_{CM} = \frac{150k}{10^{0,208}} = 92844Hz \approx 93kHz \quad (28)$$

$$f_{DM} = \frac{150k}{10^{0,968}} = 16134Hz \approx 16kHz \quad (29)$$

Filtros de modo comum e modo diferencial com essas frequências de corte, teoricamente devem manter as emissões conduzidas simuladas abaixo dos limites estabelecidos pela norma escolhida. A partir dessas frequências de corte, os elementos passivos do filtro podem ser determinados, de acordo com as Equações 30 e 31.

$$93kHz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{CM} \cdot C_y}} \quad (30)$$

$$16kHz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{DM} \cdot C_x}} \quad (31)$$

Os valores escolhidos para o filtro de modo comum foram $L_{CM} = 3$ mH e $C_y = 1$ nF. Para a indutância de modo diferencial, será utilizada a indutância de dispersão das bobinas do indutor de modo comum. De acordo com Beltrame et al. (2012), os valores de indutância de dispersão variam de 0,5% à 2% do valor da indutância de magnetização do indutor de modo comum. Portanto, os valores escolhidos para os elementos de filtro de modo diferencial são $L_{DM} = 45\mu H$ e $C_x = 2,2 \mu F$.

6.2.3 Simulação com filtro de EMI

Com os valores do filtro de EMI calculados, foi realizada uma simulação com o filtro conectado a entrada do conversor simulado. Na Figura 31, é exibido o esquemático do filtro.

A Figura 32 mostra as formas de onda das correntes de saída, que apresentam um *ripple* consideravelmente menor do que na simulação sem filtro.

Figura 31 – Esquemático do filtro de EMI no PSIM

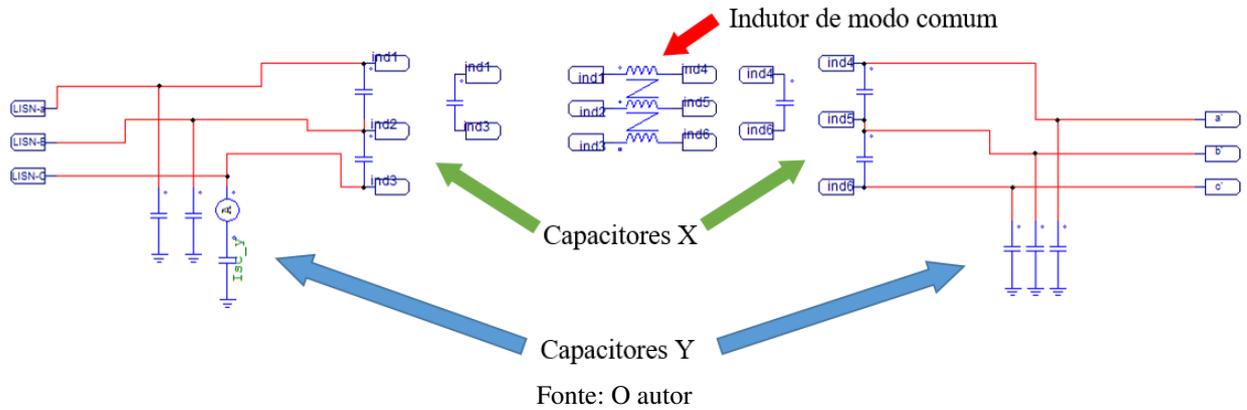
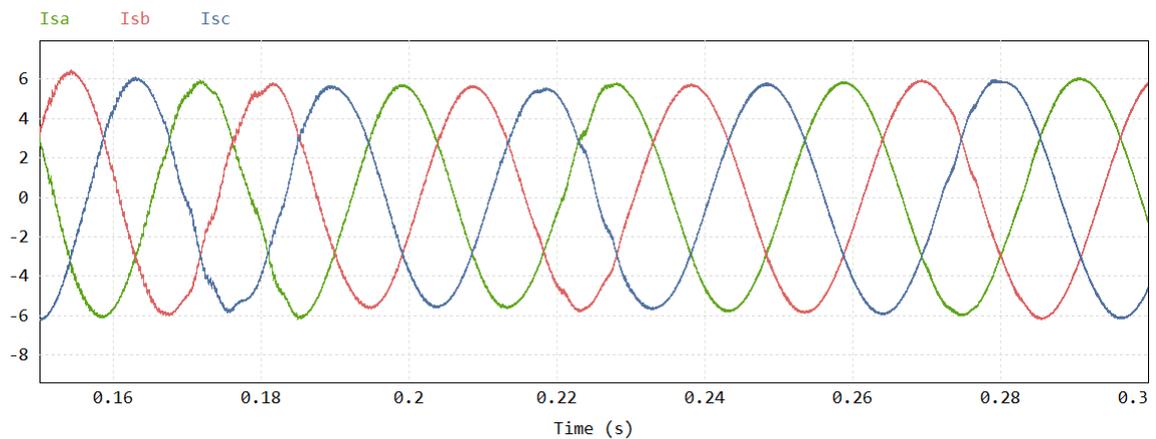
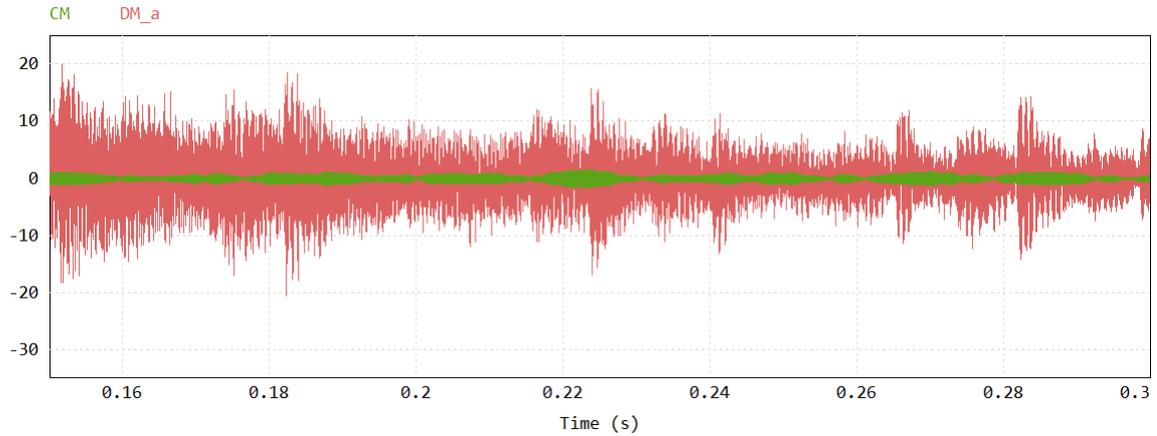


Figura 32 – Correntes de saída do CMD com filtro de EMI



O ruído de modo comum e de modo diferencial, no domínio do tempo e da frequência, respectivamente, é exibido nas Figuras 33 e 34. É possível constatar que grande parte do ruído foi atenuado, e que as emissões conduzidas estão abaixo dos limites da norma CISPR 32 Classe B.

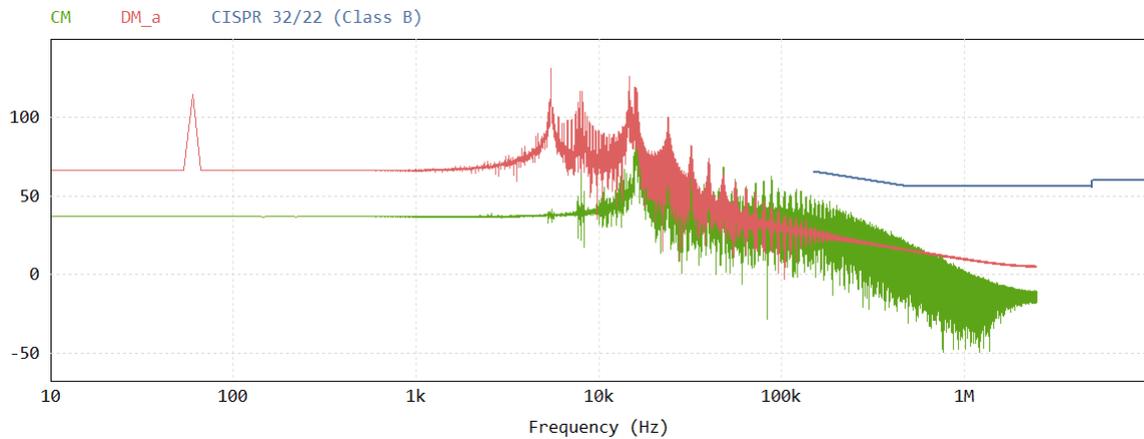
Figura 33 – Ruído CM e DM no tempo, com filtro de EMI



Fonte: O autor

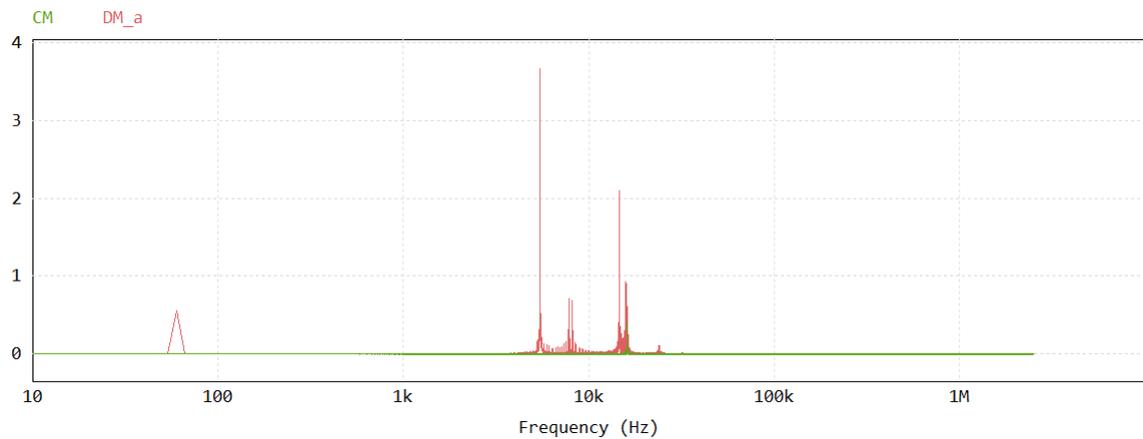
Porém, um ruído de modo diferencial presente na frequência de chaveamento do conversor simulado (8 kHz) e nas respectivas harmônicas, aparece no espectro. Esse ruído pode interferir nos sensores de tensão de entrada do conversor, prejudicando a modulação do mesmo, além de também causar ruído no DSP que controla o conversor. Esse ruído pode ser melhor observado na Figura 35.

Figura 34 – Ruído CM e DM na frequência em $\text{dB}\mu\text{V}$, com filtro de EMI



Fonte: O autor

Figura 35 – Ruído CM e DM na frequência em volts, com filtro de EMI

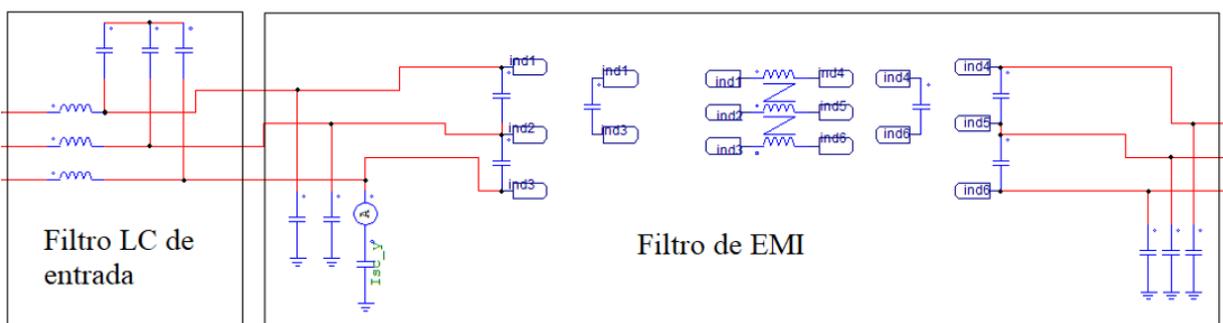


Fonte: O autor

6.2.4 Simulação com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI

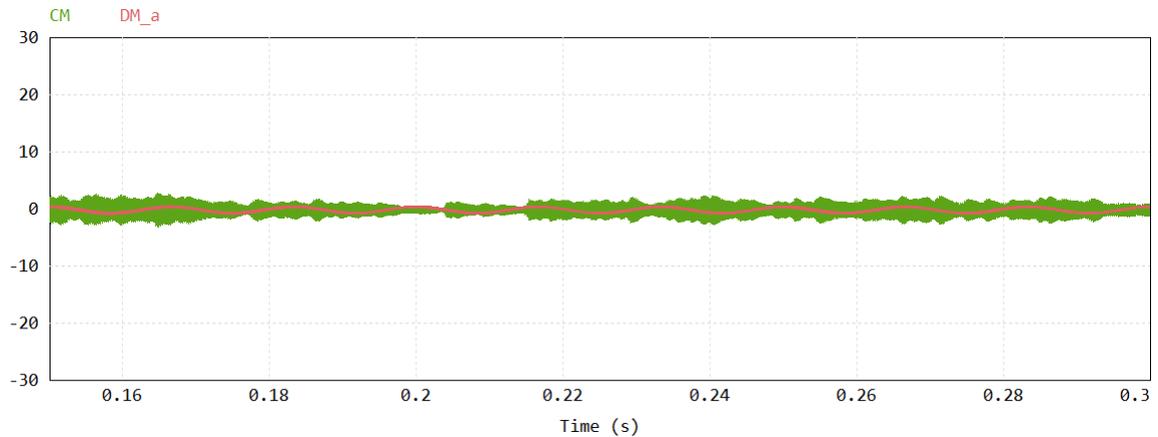
Com objetivo de atenuar o ruído associado a frequência de chaveamento, um filtro de entrada tradicional LC será simulado em série com o filtro de EMI previamente simulado. O filtro de entrada simulado possui valores de $C = 8,8\mu F$ e $L = 2mH$, com frequência de corte de 1,2 kHz. A Figura 36 mostra o esquemático dos dois filtros em série no PSIM. O ruído de modo comum e de modo diferencial, no domínio do tempo e da frequência, respectivamente, é exibido nas Figuras 37 e 38.

Figura 36 – Esquemático do filtro LC em série com o filtro de EMI



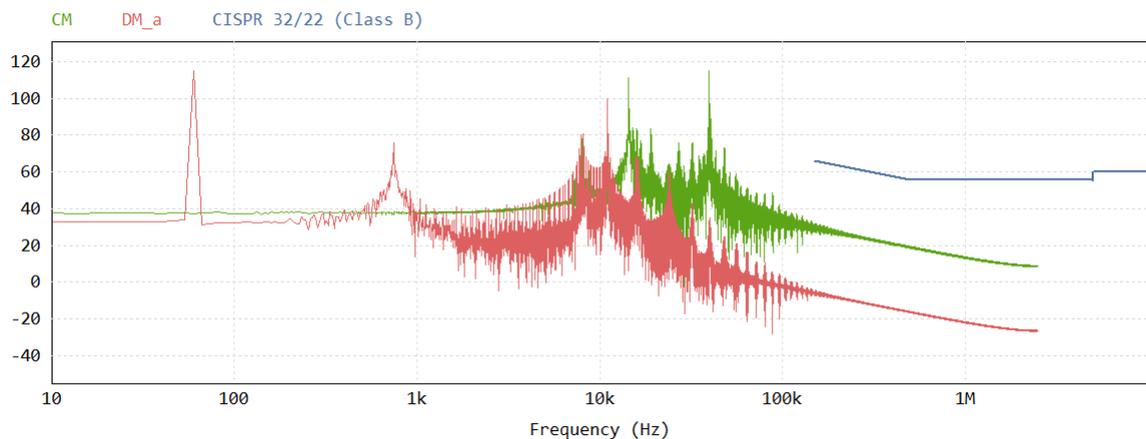
Fonte: O autor

Figura 37 – Ruído CM e DM no tempo, com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI



Fonte: O autor

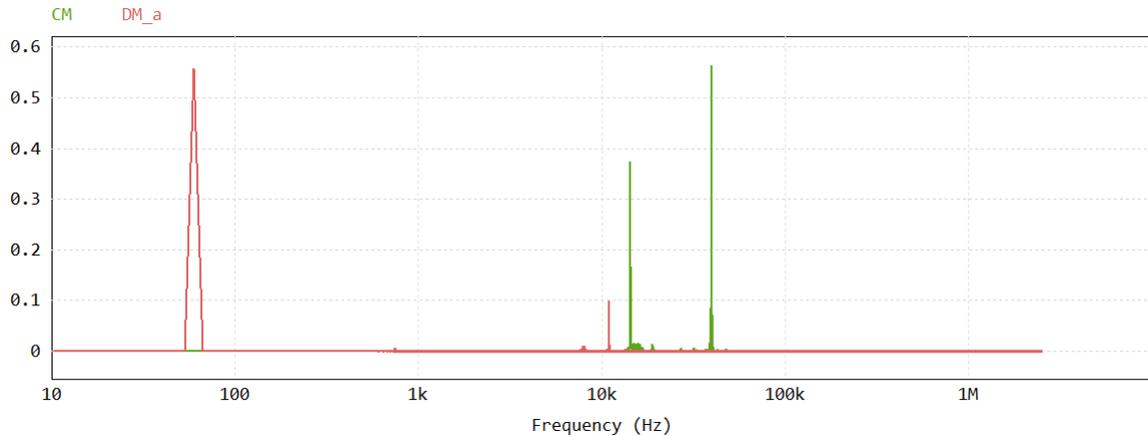
Figura 38 – Ruído CM e DM na frequência em $\text{dB}\mu\text{V}$, com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI



Fonte: O autor

É possível constatar que o ruído de modo diferencial associado a frequência de chaveamento foi drasticamente atenuado. A Figura 39 apresenta o ruído no domínio da frequência, com a amplitude em volts. A partir da comparação entre a Figura 35, do conversor simulado com apenas com o filtro de EMI, e da Figura 39, é possível ter uma ideia da grandeza da atenuação do ruído de modo diferencial. Na Figura 35, a amplitude da maior harmônica relacionada ao chaveamento foi de 3,7 V, enquanto que na Figura 39 a maior amplitude foi de 0,1 V. Isso se traduz de uma redução de 37 vezes na amplitude da harmônica.

Figura 39 – Ruído CM e DM na frequência em volts, com filtro de entrada tradicional em série com filtro de EMI



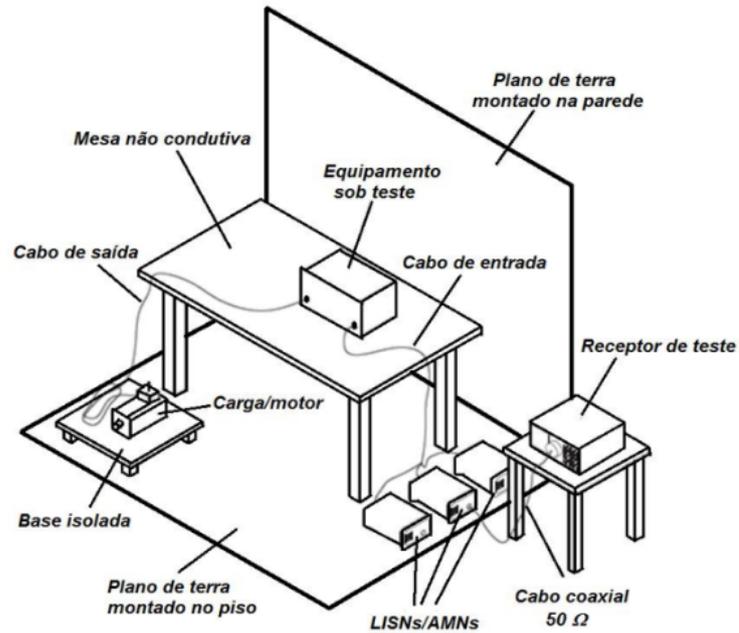
Essa configuração de filtros, com um filtro de entrada em série com um filtro de EMI, é a indicada para aplicação em um conversor matricial direto, pois ao mesmo tempo que o ruído injetado pela frequência de chaveamento é suprimido, o ruído em altas frequências que usualmente excede as normas também é atenuado. Só o filtro de entrada tradicional não basta, pois não possui elementos passivos que atenuam o ruído de modo comum e as não-idealidades dos elementos armazenadores de energia aparecem nas altas frequências, devido a baixa frequência de corte desse tipo de filtro.

6.3 ENSAIO DE EMISSÃO CONDUZIDA PARA OBTENÇÃO DOS NÍVEIS DE ATENUAÇÃO NECESSÁRIOS

Após a escolha da topologia validação da metodologia através de simulações, é possível partir para o projeto prático. É necessário conhecer os níveis de emissões conduzidas presentes no conversor em questão, para então, dimensionar o filtro. O filtro de EMI desenvolvido para o protótipo real difere do filtro simulado, pois o conversor protótipo possui valores de emissões conduzidas diferentes do conversor simulado. O novo filtro será calculado a partir do espectro de emissões conduzidas do conversor protótipo ensaiado.

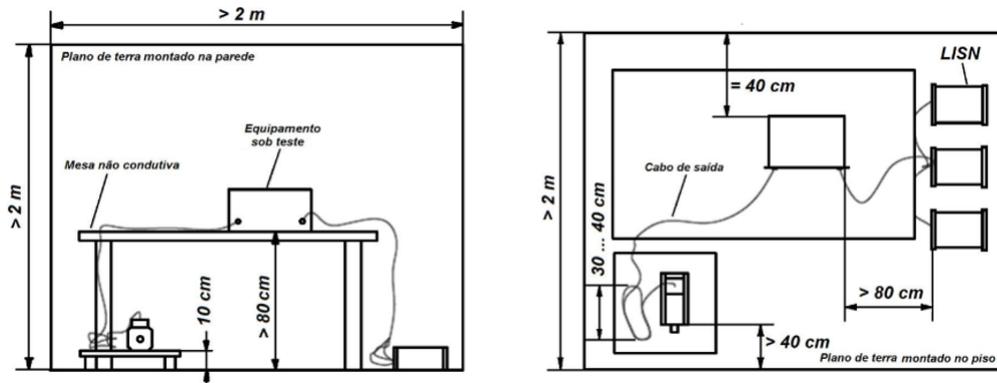
A norma CISPR 11 estabelece alguns detalhes importantes para uma correta condução de um ensaio de emissão conduzida. O equipamento a ser analisado deve estar em uma sala blindada, na qual planos de terra metálicos instalados na parede e no chão possam atuar como blindagem. A localização dos equipamentos é mostrada na Figura 40 e 41.

Figura 40 – *Setup* de testes para ensaio de emissão conduzida



Fonte: Adaptado de HELDWEIN (2008)

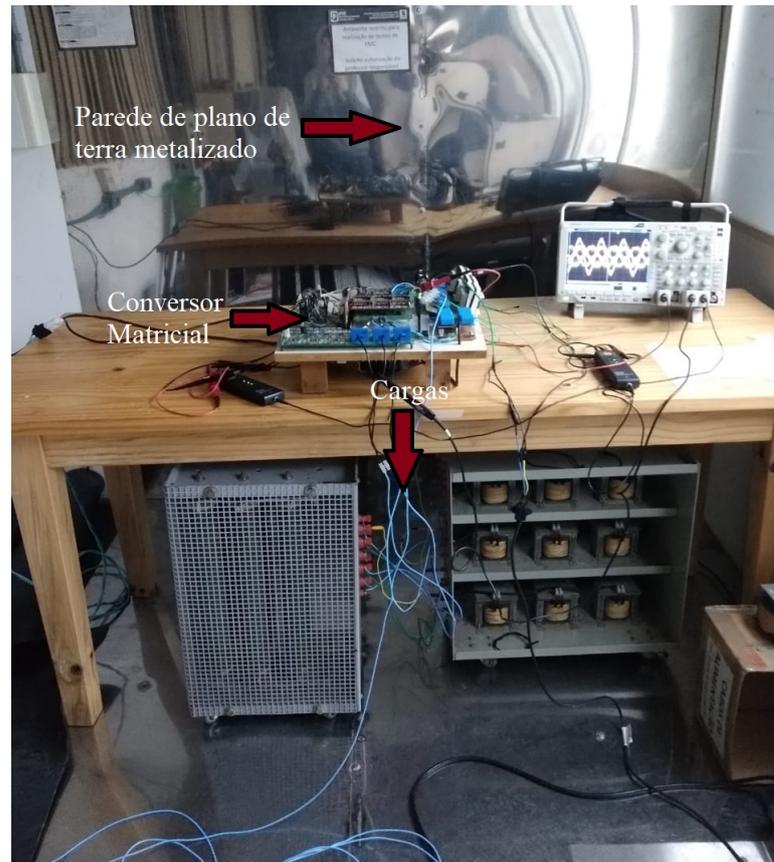
Figura 41 – Vista frontal e superior do ensaio



Fonte: Adaptado de HELDWEIN (2008)

Para obter a devida conformidade com a norma, procurou-se atender as distâncias exigidas, respeitando também as limitações físicas de espaço da sala blindada em questão. A Figura 42 mostra o *setup* do ensaio realizado.

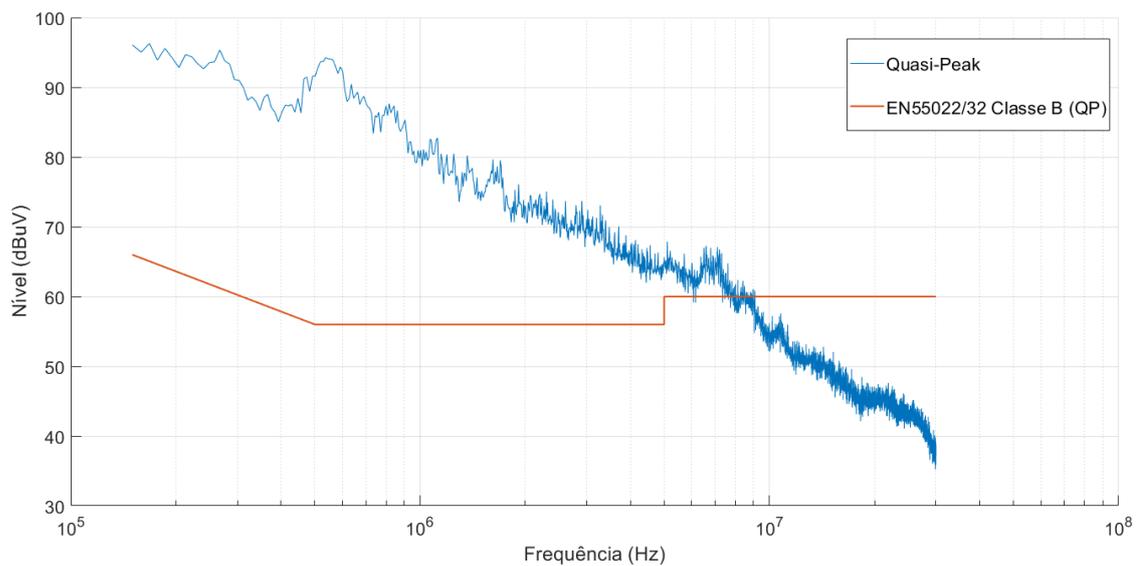
Figura 42 – Ensaio de emissões conduzidas realizado



Fonte: O autor

Para a obtenção dos dados, a LISN foi conectada a um analisador de espectro da Rohde and Schwarz[®]. Os dados foram salvos e passados para o *software* MATLAB[®], para uma melhor visualização. Os níveis de emissão conduzida são exibidos na Figura 43.

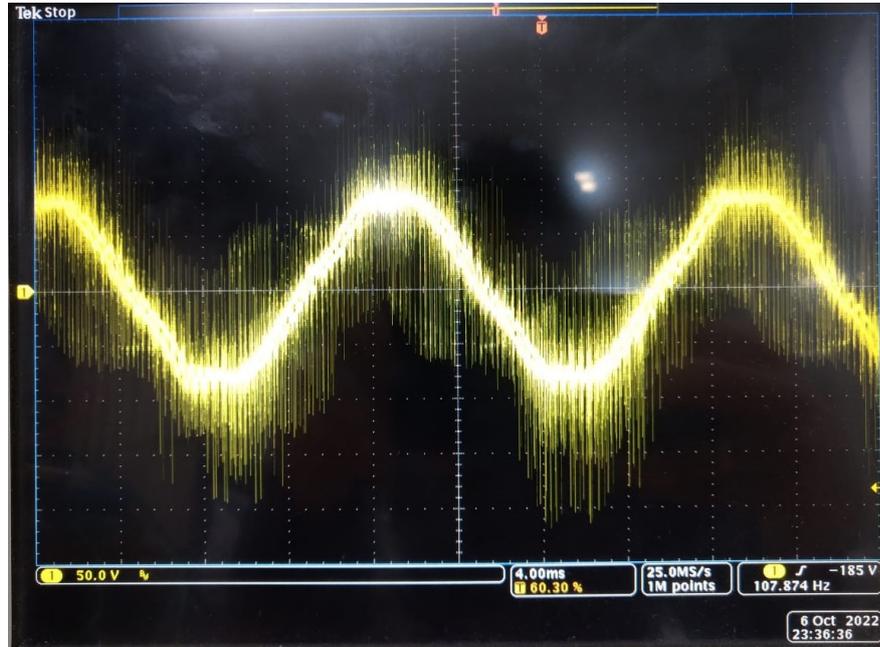
Figura 43 – Nível de emissão conduzida no CMD, sem filtro



Fonte: O autor

Analisando a Figura 43, é possível constatar que os níveis de emissões conduzidas estão muito acima da norma EN55022/32 para a Classe B e portanto, existe a necessidade de instalação de um filtro. A Figura 44, que exibe a tensão de entrada em uma das fases do conversor, mostra um alto ruído injetado na rede através do conversor.

Figura 44 – Tensão de entrada em uma das fases do conversor matricial



Fonte: O autor

A norma EN55022/32 foi a escolhida por se tratar de uma norma internacional. A Classe B é relativa a aplicações domésticas e é mais rigorosa que a Classe A, então se um determinado produto respeitar os limites impostos pelas normas Classe B, consequentemente respeitará os limites da Classe A.

6.4 CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO FILTRO

Devido a disponibilidade dos equipamentos do laboratório, não foi possível distinguir o ruído de modo comum do ruído de modo diferencial. Como o nível de emissão conduzida da Figura 43 cobre os dois tipos de ruído sobrepostos, a atenuação necessária pode ser igual para o filtro de modo comum e de modo diferencial.

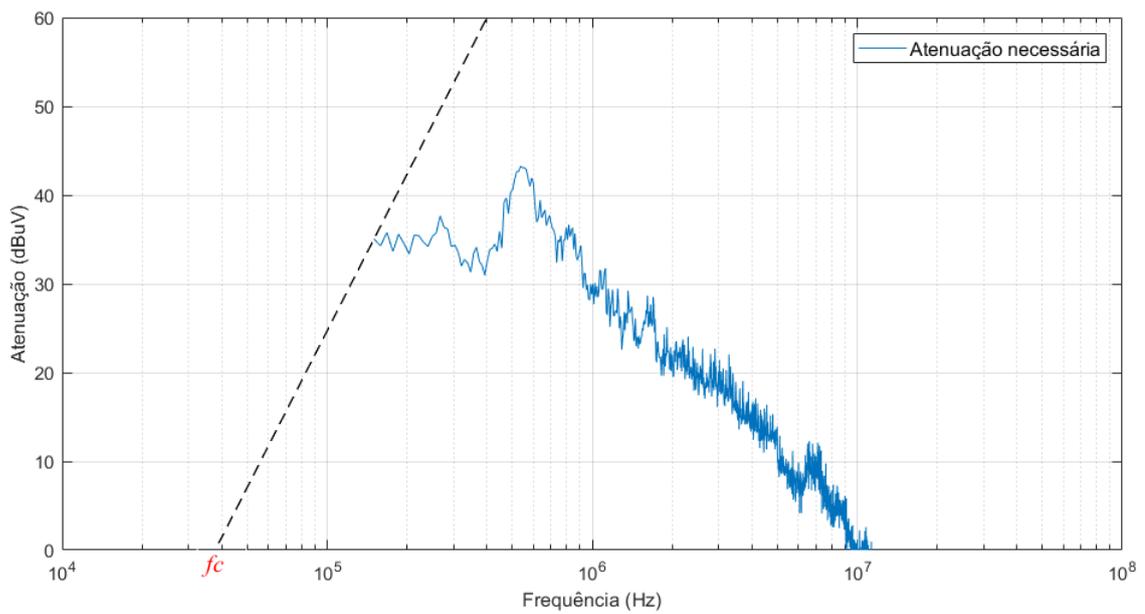
Os níveis de atenuação podem ser representados na Equação 32, a partir da adaptação das Equações 16 e 17, sem diferenciação para os tipos de ruído. Na Equação 32, o ruído conduzido medido em uma certa frequência é subtraído pelo limite da norma nesta mesma frequência, e somado com uma margem arbitrária de 5 dB.

$$Atenuacao_{DM,CM} = Nivel(db\mu V) - Limites_{EN55022/32} + 5dB \quad (32)$$

Segundo a metodologia de cálculo de filtros desenvolvida por CHEN (2012) e apresentada no Capítulo 6, a frequência de corte (f_c) do filtro depende da primeira harmônica na qual se deseja atenuar e da ordem do filtro. A primeira frequência coberta pelas normas é 150 kHz e a inclinação da atenuação do filtro π de estágio único é de 60 db/dec.

Com auxílio do *software* HMEExplorer da Rohde and Schwarz[®], é possível salvar em forma de texto os dados mostrados na Figura 43 e aplicar a Equação 32 ponto à ponto. A Figura 45 mostra atenuação necessária imposta pela Equação 32, e a frequência de corte, quando a reta tangente à 150 kHz com atenuação de 60 db/dec cruza o eixo das frequências.

Figura 45 – Atenuação requerida e indicação de f_c



Fonte: O autor

Como mostra a Figura 45, o valor de f_c é próximo a 40 kHz. Para obter um valor mais preciso, é possível calculá-lo de maneira analítica, como mostram as Equações 33 à 36. Para obter a atenuação necessária em 150 kHz, o limite da norma de 66 dB μ V, é subtraído do valor do ruído conduzido nessa frequência (96,07 dB μ V) e somado com uma margem de 5 dB.

$$Atenuacao_{DM,CM}(150kHz) = 96,07 - 66 + 5 = 35,07db\mu V \quad (33)$$

$$35,07 = 60 \cdot \log\left(\frac{150k}{f_c}\right) \quad (34)$$

Eliminando o logaritmo da equação:

$$10^{\left(\frac{35,07}{60}\right)} = \frac{150k}{f_c} \quad (35)$$

Finalmente, o valor de f_c é:

$$f_c = \frac{150k}{10^{0,584}} = 39047Hz \approx 39kHz \quad (36)$$

6.4.1 Elementos do filtro de modo comum

Para o cálculo do indutor de modo comum e do capacitor y , tem-se:

$$39kHz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{CM} \cdot C_y}} \quad (37)$$

Os valores escolhidos para o filtro de modo comum foram $L_{CM} = 2,25$ mH e $C_y = 7,4$ nF. Entretanto, capacitores de 10 nF foram empregados devido a maior facilidade de encontrá-los no mercado.

Os capacitores y , por serem conectados entre fase e terra, devem obedecer padrões de segurança rígidos. Esses capacitores são formados por filme de polipropileno metalizado e devem falhar de maneira segura em caso de picos de sobretensão, não curto-circuitando fase e terra. As normas tipicamente estabelecem no máximo 0,5 mA para a corrente entre fase e terra, também conhecida como corrente de fuga. Em conversores com filtro de EMI, a corrente de fuga máxima normalmente é dobrada pelas normas da IEC, porém o projeto focará em respeitar o limite de 0,5 mA para obter um dimensionamento conservador. Para verificar se o capacitor escolhido respeitará as normas, primeiro é necessário calcular a reatância capacitiva:

$$X_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_y} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 265,2k\Omega \quad (38)$$

A partir dessa reatância, a corrente de fuga é:

$$I_{Fuga} = \frac{V_{fase}}{X_c} = \frac{127}{\sqrt{3} \cdot 265,2k} = 0,27mA \quad (39)$$

Portanto, corrente de fuga associada com a capacitância escolhida e com a tensão de ensaio do conversor não ultrapassa o valor de 0,5 mA.

Para o indutor de modo comum, foi escolhido um núcleo toroidal da THORNTON Ltda, de modelo NT-52/32/20. Afim de obter um fator de indutância (Al) maior, dois núcleos foram empilhados. O número de espiras por fase é determinado por:

$$N^2 = \frac{L}{Al} = \frac{2,25 \cdot 10^{-3}}{8,8 \cdot 10^{-6}} \quad (40)$$

$$N \approx 16 \quad (41)$$

A indutância do enrolamento de uma das fases foi medida com o auxílio de uma ponte RLC, como mostra a Figura 46.

Figura 46 – Medição da indutância magnetizante de um dos enrolamentos



Fonte: O autor

O material que compõe o núcleo toroidal é o IP12E, um tipo de ferrite com alta permeabilidade eletromagnética, que necessita de um menor número de enrolamentos para alcançar uma determinada indutância. Quando escolhida como material do indutor de modo comum, a ferrite proporciona uma perda resistiva que atenua e dissipa o ruído de alta frequência, convertendo-o em pequena quantidade de calor, ao mesmo tempo que representa uma impedância em série desprezível para a componente de baixa frequência do sinal.

Para as bobinas, foi utilizado um fio rígido de cobre esmaltado, AWG 17, com capacidade de corrente máxima de 12 A. O indutor de modo comum construído é apresentado na Figura 47.

Figura 47 – Indutor de modo comum construído



Fonte: O autor

6.4.2 Elementos do filtro de modo diferencial

Como apresentado no Capítulo 6.1.2, a indutância de modo diferencial (L_{DM}) usada é a indutância de dispersão das bobinas do indutor de modo comum. Para descobrir os valores de indutância de dispersão dos enrolamentos, a ponte RLC foi usada novamente, desta vez em um ensaio de curto-circuito. A indutância medida de um dos enrolamentos foi de $35,48 \mu\text{H}$. Esse valor corresponde a 1,58% da indutância de magnetização. As medições dos três enrolamentos estão no Apêndice A.

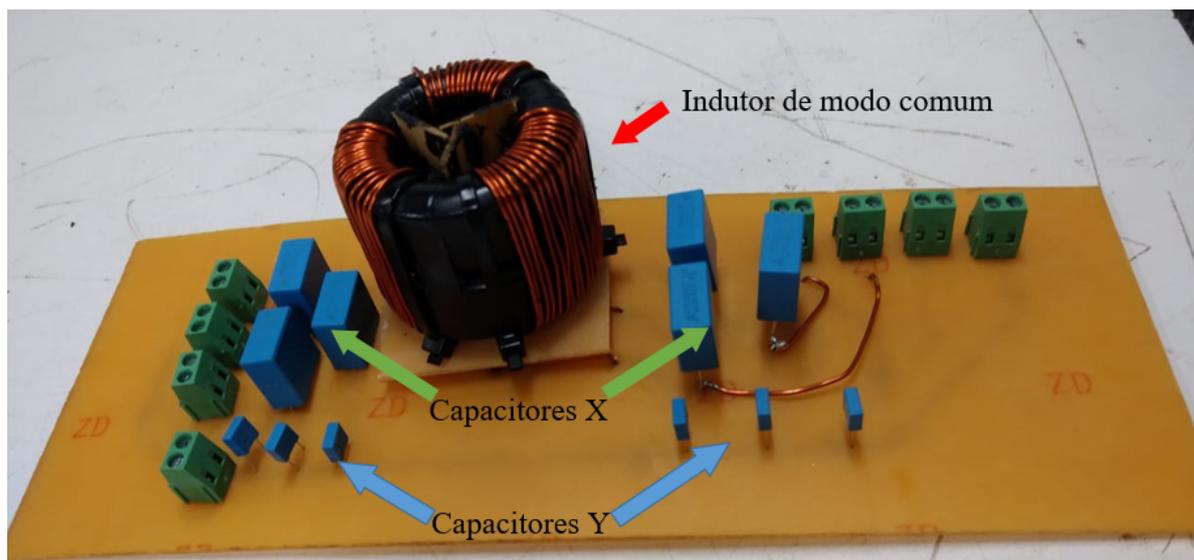
Com $L_{DM} \approx 35,5 \mu\text{H}$, é possível encontrar os valores mínimos para os capacitores x, a partir das Equações 42 e 43.

$$39\text{kHz} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{35,48 \cdot 10^{-6} \cdot C_x}} \quad (42)$$

$$C_x > \frac{1}{4\pi^2 \cdot 35,48 \cdot 10^{-6} \cdot (39 \cdot 10^3)^2} > 469\text{nF} \quad (43)$$

Foram escolhidos capacitores de poliéster de segurança, específicos para aplicação em filtros, de 680 nF. A partir desses valores de capacitância, fazendo o processo inverso para determinar a nova frequência de corte do filtro, é encontrado um $f_c = 32,4 \text{ kHz}$. Todos os componentes do filtro, incluindo conectores de entrada e saída, foram ligados através de uma placa de circuito impresso (PCI), como mostra a Figura 48.

Figura 48 – Filtro de EMI construído



Fonte: O autor

7 SIMULAÇÕES COM OS PARÂMETROS DO FILTRO CONSTRUÍDO

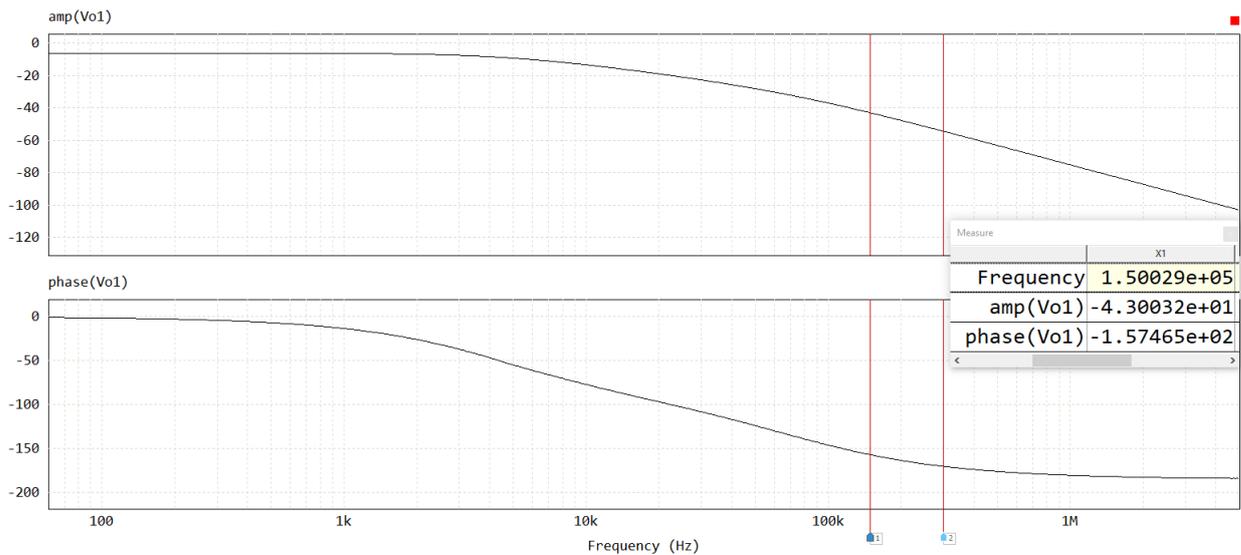
Para validar o correto funcionamento do filtro construído, foram realizadas simulações no *software* PSIM. O filtro foi simulado de duas formas:

- Em varredura CA, para obtenção do diagrama de Bode.
- Com fontes senoidais na entrada, que reproduzem o espectro de emissões conduzidas do CMD protótipo que foi testado.

7.1 DIAGRAMA DE BODE DO FILTRO

O Diagrama de Bode do filtro é exibido na Figura 49. Em 150 kHz, o filtro apresenta uma atenuação de aproximadamente 43 dB, o suficiente para teoricamente manter todo o espectro de ruído do CMD ensaiado abaixo do exigido pela norma EN55022/32.

Figura 49 – Diagrama de Bode do filtro

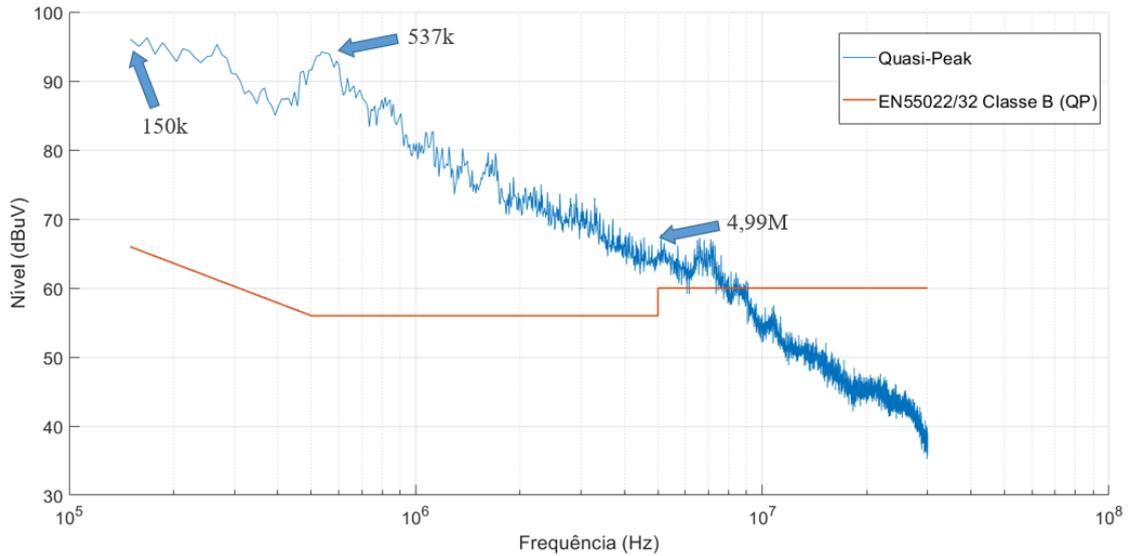


Fonte: O autor

7.2 SIMULAÇÕES COM FONTES DE TENSÃO SENOIDAL NA ENTRADA

Com o intuito de validar o funcionamento do filtro para o CMD protótipo para qual foi projetado, o filtro desenvolvido foi simulado com fontes senoidais de entrada, com amplitude e frequência correspondentes ao ensaio de emissões conduzidas sem filtro, mostrado na Figura 43. Foram escolhidas três frequências para as simulações, como mostra a Figura 50. Como a unidade de amplitude das emissões conduzidas está em $\text{dB}\mu\text{V}$, é necessário converter para volts.

Figura 50 – Frequências escolhidas para testar efetividade do filtro



Fonte: O autor

7.2.1 Simulação com fonte senoidal de 150 kHz

O ruído associado a essa frequência foi escolhido por se tratar da primeira frequência na qual tem-se limites estabelecidos pelas normas. O nível de ruído medido em 150 kHz foi de 96 dB μ V. A partir das Equações 44 à 48, é possível transformar esse valor em volts.

$$V_{(dB\mu V)} = V_{(dBV)} + 120db\mu V \quad (44)$$

$$V_{(dBV)} = 96 - 120db\mu V = -24dBV \quad (45)$$

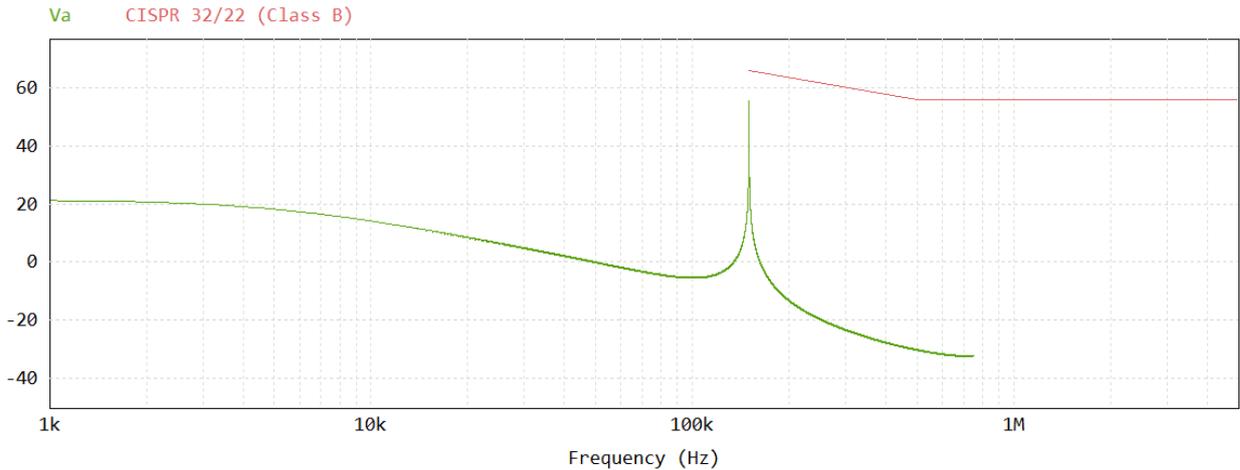
$$-24dBV = 20 \cdot \log V_{dBV} \quad (46)$$

$$10^{-1,2} = 10^{\log V} \quad (47)$$

$$V = 63mV \quad (48)$$

Foi colocada uma fonte de tensão com 63mV de tensão de linha na entrada, e frequência de 150 kHz. Após feita a *Fast Fourier Transform* (FFT) da tensão na saída do filtro, foi obtida a Figura 51.

Figura 51 – FFT da tensão de saída no filtro com tensão de entrada de 63mV e 150 kHz



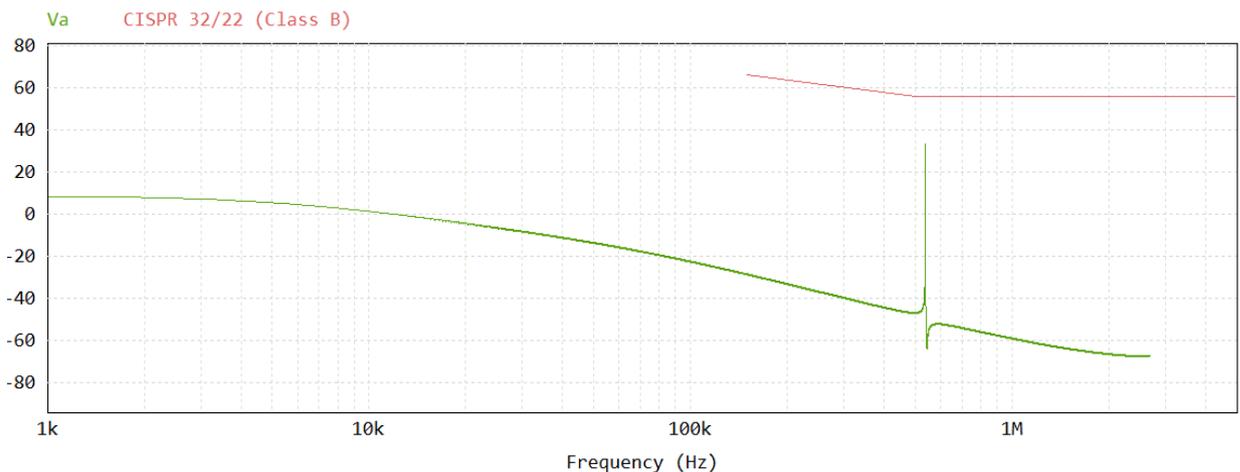
Fonte: O autor

É possível observar que o pico do espectro está abaixo do limite de $66\text{dB}\mu\text{V}$ imposto pela norma.

7.2.2 Simulação com fonte senoidal de 537 kHz

Esse foi o segundo ponto considerado importante para analisar, pois se trata da frequência que requer a maior atenuação. O nível de ruído medido em 537 kHz foi de $94,26\text{dB}\mu\text{V}$, que se traduz em 51,6 mV. Após simular com uma fonte de tensão de entrada com 51,6 mV de tensão de linha, 537 kHz, e aplicar a FFT, foi obtida a Figura 52.

Figura 52 – FFT da tensão de saída no filtro com tensão de entrada de 51,6mV e 537 kHz



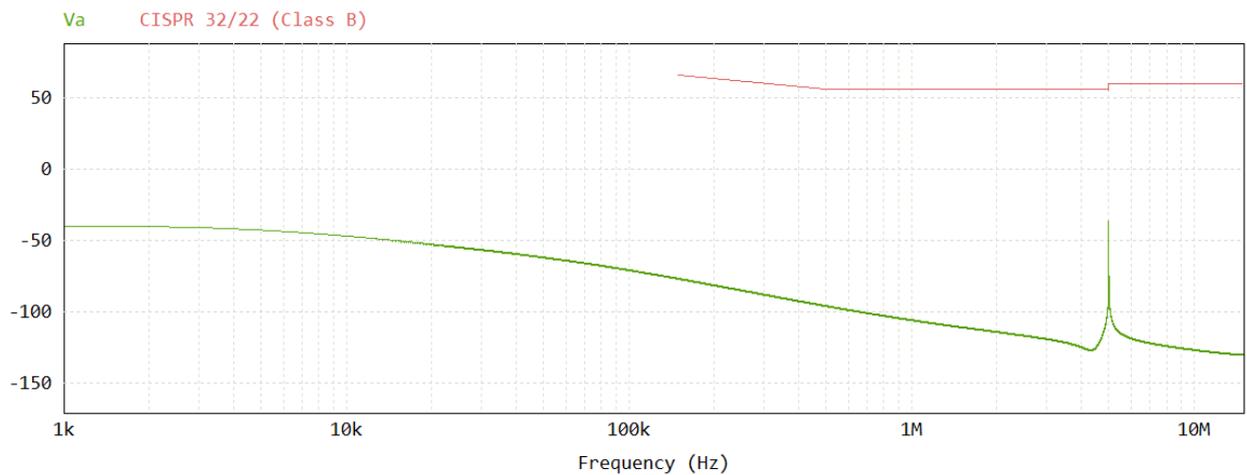
Fonte: O autor

A componente discreta em 537 kHz está abaixo do limite da norma CISPR 32 Classe B.

7.2.3 Simulação com fonte senoidal de 4,99 MHz

Por fim, o ponto em 4,99 MHz foi escolhido, pois a partir de 5 MHz a norma CISPR 32 Classe B passa a limitar as emissões em $60 \text{ dB}\mu\text{V}$, tornando a norma mais exigente. O nível de ruído conduzido medido em 4,99 MHz foi de $65,61 \text{ dB}\mu\text{V}$, que em tensão representa 1,9 mV. Depois de simular com uma fonte de tensão de entrada com 1,9 mV de tensão de linha e 4,99 MHz, e aplicar a FFT, foi encontrado o espectro ilustrado na Figura 53.

Figura 53 – FFT da tensão de saída no filtro com tensão de entrada de 1,9mV e 4,99 MHz



Fonte: O autor

O ruído associado a 4,99 MHz aparece bem abaixo do limite da norma no *software*, porém na realidade, o comportamento em altas frequências é difícil de estimar devido às não-idealidades dos componentes do filtro.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A aplicação de conversores de frequência para acionamento de motores presentes em uma planta industrial apresenta muitas vantagens, como controle de velocidade e de torque, maior eficiência e flexibilidade no funcionamento. Conversores CA-CA também são muito utilizados para acionar compressores de ar e de refrigeração, em um ambiente doméstico. Várias topologias de conversores são visadas para essas aplicações, e uma das topologias mais estudadas é o conversor matricial.

Porém, o conversor matricial ainda não é muito comercializado, devido a complexidade em sua modulação e ao alto ruído eletromagnético produzido pelo mesmo, gerado pela dv/dt e di/dt presentes no chaveamento. O objetivo deste Trabalho de Conclusão de Curso foi estudar, projetar e construir um filtro de EMI aplicado a um conversor matricial direto.

O filtro π de estágio simples foi o escolhido. No Capítulo 6, o conversor matricial direto do PSIM foi simulado sem filtro, e o elevado nível de ruído de modo comum e modo diferencial extrapolou os limites das normas. Os resultados de simulação do conversor com um filtro de EMI, calculado a partir dos níveis de emissão conduzida do conversor sem filtro, foram positivos, pois o ruído conduzido se manteve abaixo dos limites da norma CISPR 32. Porém um ruído elevado em torno da frequência de chaveamento do conversor simulado e das harmônicas próximas apareceu no espectro, o qual pode prejudicar o funcionamento do DSP e dos sensores de tensão do conversor.

Por fim, na entrada do conversor simulado foram colocados um filtro de entrada tradicional com frequência de corte 1,2 kHz em série com o filtro de EMI previamente simulado. Os resultados dessa simulação foram bastante positivos, pois além de manter o espectro a partir de 150 kHz abaixo do limite das normas, o ruído associado a frequência de chaveamento foi bastante atenuado. Portanto, essa é configuração de filtro na entrada de um conversor matricial indicada por este trabalho, um filtro para atenuar a frequência de chaveamento em série com um filtro de EMI para as altas frequências.

Após as simulações, ainda no Capítulo 6, foi feito o projeto prático. O conversor matricial protótipo do NPEE foi ensaiado, para obter os níveis de ruído e assim, projetar o filtro. Não foi possível testar o filtro com o conversor após a construção do mesmo, devido a problemas que ocorreram no conversor que impediram o seu funcionamento.

No Capítulo 7, novamente foram realizadas simulações no PSIM. O filtro foi simulado com os mesmos valores de capacitâncias e indutâncias que o filtro construído. O filtro foi submetido a tensões senoidais na entrada que simulam alguns pontos obtidos no ensaio de emissões conduzidas realizado no Capítulo 6. O filtro obteve um bom comportamento nas simulações e nas três frequências simuladas a harmônica principal se manteve abaixo do limite da norma CISPR 32.

As simulações realizadas não validam completamente o funcionamento do filtro. Um dispositivo eletrônico está aprovado de acordo com as normas de conformidade de interferência

eletromagnética apenas após testagem prática. Porém, através das simulações foi possível obter uma noção sobre o funcionamento real do filtro, tendo em vista que no domínio da frequência os valores são discretos, e as fontes senoidais simuladas reproduzem com fidelidade as amplitudes e frequências do primeiro ensaio de emissões conduzidas.

Por fim, este trabalho contribuiu para avanços na pesquisa de filtros e do conversor matricial, que pode vir a crescer no mercado de conversores CA-CA no futuro, devido a sua versatilidade.

Para trabalhos futuros, os seguintes tópicos são sugeridos:

- Verificação e análise experimental do filtro construído;
- Integração do filtro de entrada tradicional com o filtro de EMI para as altas frequências;
- Aumento da frequência de chaveamento do conversor, para redução na frequência de corte dos filtros;
- Estudo sobre a implementação de filtros multiestágio.

REFERÊNCIAS

- ARIONI, Alvaro Daniel. **Teoria Geral e novas técnicas de modulação vetorial para o Conversor Matricial Direto trifásico**. Tese (Doutorado) — Curso de Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2018. Citado 5 vezes nas páginas 14, 16, 17, 41 e 45.
- BELTRAME, Fernando et al. Emi conduzida gerada por conversores de estáticos aplicados a correção do fator de potência. **Revista Controle Automação**, v. 23, n. 1, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 31, 39 e 49.
- CHEN, Po-Shen. Effective emi filter design method for three-phase inverter based upon software noise separation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 11, p. 2797–2801, 2012. Citado 7 vezes nas páginas 13, 42, 43, 44, 45, 48 e 58.
- DEGANNO, Marco. **EMI Filter Design for Matrix Converters in Airspace Applications**. Tese (Doutorado) — Doctor of Philosophy, University of Nottingham, Nottingham, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 18, 31 e 44.
- GILI, Cleiton. **Conversor Matricial Direto para acionamento de motor de indução trifásico**. Dissertação (Mestrado) — Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 14, 15 e 41.
- HEGARTY, Timothy. The engineer’s guide to emi in dc-dc converters (part 1): Standards requirements and measurement techniques. **How2Power**, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.
- HELDWEIN, Marcelo Lobo. **EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters**. Tese (Doutorado) — Curso de Engenharia Elétrica, Eth Zurich, Zurique, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 27, 29 e 55.
- JUSSILA, Matti. **Comparison of Space-Vector-Modulated Direct and Indirect Matrix Converters in Low-Power Applications**. Tese (Doutorado) — *Degree of Doctor of Technology*, Tampere University of Technology, Tampere, 2007. Citado 3 vezes nas páginas 16, 17 e 19.
- KOCH, Andrei. **Estudo, Análise e Implementação de filtros para conversor CA-CA Matricial convencional**. [S.l.]: Trabalho de Conclusão de Curso, Curso de Engenharia Elétrica, Universidade do Estado de Santa Catarina, 2022. Citado na página 41.
- KUHNEN, Geovani. **Contribuição para minimização dos níveis de emissão conduzida em conversores de frequência dois níveis com modulação *space vector***. Dissertação (Mestrado) — Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, 2016. Descrição física. Citado 3 vezes nas páginas 12, 23 e 38.
- LIZ, Muriel Bittencourt de. **Introdução à compatibilidade eletromagnética em conversores estáticos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1999. Citado na página 22.
- MPS INDUSTRIES. **P57TP40H Series Nanocrystalline 3 Phase Common Mode Chokes**. [S.l.]: Disponível em: <<https://magnetic-components.mpsind.com/viewitems/common-mode-chokes/p57tp40h-nanocrystalline-3-phase-common-mode-choke>>, Acesso em: 20 nov, 2022. Citado na página 39.

PAUL, Clayton R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. 2. ed. [S.l.]: Hoboken:John Wiley Sons, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 30.

RASHID, Muhammad R. **Power Electronics Handbook**. 3. ed. [S.l.]: Elsevier Inc, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 32.

SCHLICHTING, Luis Carlos Martinhago. **Contribuição ao estudo da compatibilidade eletromagnética aplicada aos conversores estáticos**. Tese (Doutorado) — Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003. Citado 5 vezes nas páginas 21, 22, 29, 33 e 34.

TIHANYI, Laszlo. **EMC in Power Electronics**. 1. ed. [S.l.]: Newnes, 1997. Citado 3 vezes nas páginas 33, 34 e 35.

TRENTIN, A. et al. Automated optimal design of input filters for direct ac/ac matrix converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 7, p. 2811–2823, 2012. Citado na página 12.

APÊNDICE A – INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO

Neste apêndice estão as fotos das medições das indutâncias de dispersão do indutor construído, para cada fase.

Figura 54 – Indutância de dispersão do primeiro enrolamento



Fonte: O autor

Figura 55 – Indutância de dispersão do segundo enrolamento



Fonte: O autor

Figura 56 – Indutância de dispersão do terceiro enrolamento

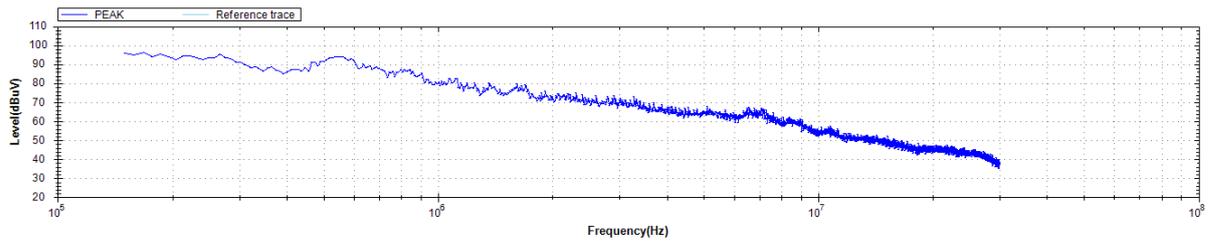


Fonte: O autor

APÊNDICE B – MEDIÇÕES DE EMISSÃO CONDUZIDA NO HMEXPLORER

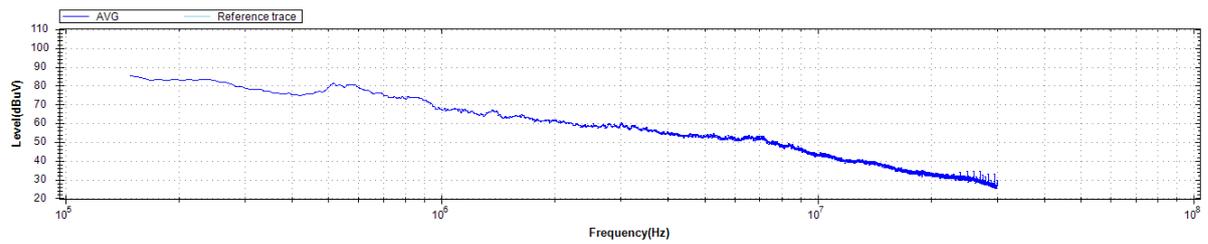
As medições de emissão conduzida do conversor ensaiado foram salvas em dados e apresentadas através do Matlab, do Capítulo 6. Aqui estão as mesmas medições, porém visualizadas através do software HMEexplorer que faz a exibição dos dados do analisador de sinais da Rohde and Schwarz.

Figura 57 – Medição do ruído do conversor matricial, pico



Fonte: O autor

Figura 58 – Medição do ruído do conversor matricial, médio (AVG)

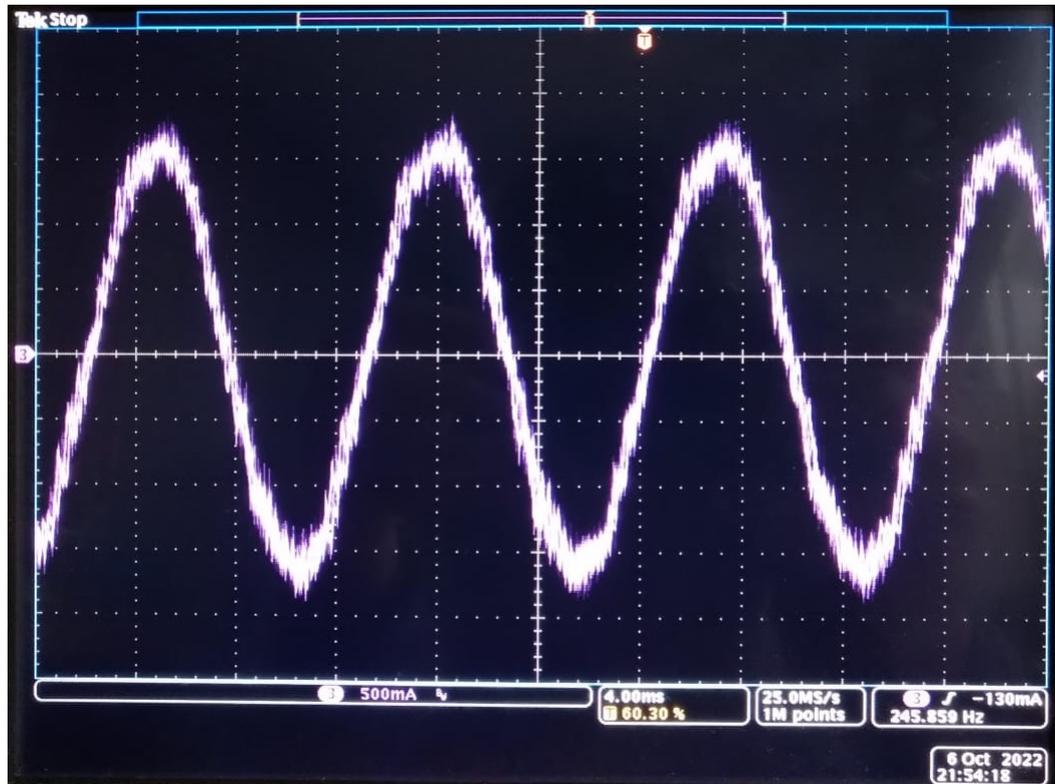


Fonte: O autor

APÊNDICE C – CORRENTE DE SAÍDA DO CONVERSOR ENSAIADO

Forma de onda da corrente de saída do conversor matricial. Essa corrente alimentava diretamente uma carga indutiva e resistiva.

Figura 59 – Corrente de saída do conversor matricial



Fonte: O autor