

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Gabriela Aida Costa do Nascimento**

**Análises de componentes supraharmônicos baseadas na norma CISPR 16:**  
Comparação dos métodos de medições e implementação de Interface Gráfica.

Juiz de Fora

2022

Gabriela Aida Costa do Nascimento

**Análises de componentes supraharmônicos baseadas na norma CISPR 16:**

Comparação dos métodos de medições e implementação de Interface Gráfica.

Dissertação apresentada ao Programa de pós-graduação em engenharia elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Dr. Eng. Carlos Augusto Duque

Coorientadora: Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Eng<sup>a</sup>. Thais Martins Mendes

Juiz de Fora

2022

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da  
UFJF com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Nascimento, Gabriela Aida Costa do.

Análises de componentes supraharmônicos baseadas na norma CISPR  
16 : Comparação dos métodos de medições e implementação de Interface  
Gráfica. / Gabriela Aida Costa do Nascimento. – 2022.

78 f. : il.

Orientador: Carlos Augusto Duque

Coorientadora: Thais Martins Mendes

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Facul-  
dade de Engenharia Elétrica. Programa de pós-graduação em engenharia  
elétrica, 2022.

1. CISPR 16. 2. Supraharmônicos. 3. Detectores. I. Duque, Carlos  
Augusto, orient. II. Mendes, Thais Martins, coorient. III. Título.

**Gabriela Aída Costa do Nascimento**

**Análise de componentes supraharmônicos baseadas na norma CISPR 16:** comparação dos métodos de medições e implementação de Interface Gráfica

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos

Aprovada em 29 de junho de 2022.

**BANCA EXAMINADORA**

**Prof. Dr. Carlos Augusto Duque** - Orientador

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Profa. Dra. Thais Martins Mendes** - Coorientadora

**Prof. Dr. Leandro Rodrigues Manso Silva**

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Danton Diego Ferreira**

Universidade Federal de Lavras

Juiz de Fora, 09/06/2022.



Documento assinado eletronicamente por **THAIS MARTINS MENDES, Usuário Externo**, em 29/06/2022, às 16:12, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Danton Diego Ferreira, Usuário Externo**, em 29/06/2022, às 16:13, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Leandro Rodrigues Manso Silva, Professor(a)**, em 29/06/2022, às 16:13, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Carlos Augusto Duque, Professor(a)**, em 29/06/2022, às 16:13, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf ([www2.ufjf.br/SEI](http://www2.ufjf.br/SEI)) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **0825334** e o código CRC **8534C955**.

---

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida e pelas oportunidades e portas que têm aberto para mim.

Ao meu esposo, Edmar, pelo apoio e incentivo sempre oportuno.

Ao meu pai, Afonso, pelos conselhos e pelo amor concedido a mim.

À minha mãe, Rita, pelas orações e dedicação durante a minha caminhada.

Aos meus familiares, que sempre me apoiaram a seguir em frente.

Aos amigos da Ibrem, pelas orações e pela amizade.

Aos amigos do laboratório NIPS que de alguma forma contribuíram para a execução deste trabalho.

Agradeço também ao professor Dr. Eng. Carlos Augusto Duque e à professora Dr.<sup>a</sup> Eng.<sup>a</sup> Thais Martins Mendes pelos ensinamentos, amizade e pela confiança depositada em mim durante todo esse tempo.

## RESUMO

Na última década, as distorções de forma de onda entre 2 kHz e 150 kHz ganharam mais notoriedade e diversos laboratórios e centros de pesquisa passaram a fazer estudos sobre o tema. O termo supraharmônico (SH), dado a essa faixa de frequência, é relativamente recente e foi mencionado pela primeira vez por A. McAechern no IEEE-PES GM 2013, em Vancouver. As emissões SH intensificaram-se, principalmente, pela expansão de fontes alternativas de energia conectadas ao sistema elétrico de potência (SEP), as quais necessitam-se de conversores estáticos de potência para realizar a conexão e são um dos principais causadores de emissões SH. Diante disso e da relevância que o tema demonstrou ter ganhado na última década, o presente trabalho objetivou estudar as distorções supraharmônicas e também os métodos de medição existentes, norteando-se pela norma CISPR 16. Tal norma propõe dois métodos de medição, os quais foram denominados neste trabalho de heterodine convencional e de método baseado na *Short-Time Fourier Transform* (STFT). Além destes, foi implementado um método alternativo chamado de heterodine modificado, no qual o uso da transformada rápida de fourier torna o processamento do sinal mais vantajoso em relação ao tempo de medição do que para o método heterodine convencional. Para validar os métodos existentes e fazer as devidas análises, foram utilizados sinais reais, disponíveis no banco de dados PANDA (*equiPment hArmoNic Database*), desenvolvido para troca de informações sobre medidas harmônicas de equipamentos entre laboratórios de todo o mundo, os quais comumente possuem conteúdo de distorção em alta frequência, como os de sistemas fotovoltaicos, os de carregamento de veículos elétricos e os de lâmpadas de LED. Também foram utilizados sinais sintéticos, cujas naturezas foram variadas em sinais de modulação AM, sinais de modulação FM e sinais sem modulação com diversos tipos de componentes SH previamente conhecidas. Todas as simulações foram realizadas no *software* MATLAB, no qual também foi implementada uma interface gráfica para facilitar as análises por um usuário final. Nessa interface, foi implementado o método de medição baseado na STFT e diversas análises e gráficos podem ser visualizados na mesma. Como resultado, apresentou-se um banco de dados robusto e as curvas de quase-pico para cada tipo de sinal nos três métodos utilizados. Por meio desses, foi possível averiguar e comparar os três métodos de estudo, atestando a viabilidade do método proposto neste trabalho, chamado de heterodine adaptado. Além disso, foram também apresentados resultados para a interface gráfica com variação de sinais sintéticos e reais.

Palavras-chave: Supraharmônicos. Analisadores espectrais. CISPR 16. Interface gráfica.

## ABSTRACT

In the last decade, waveform distortions between 2 kHz and 150 kHz gained more notoriety and several laboratories and research centers began to carry out studies on the subject. The term supraharmonic (SH), given to this frequency range, is relatively recent and was first mentioned by A. McAechern at the IEEE-PES GM 2013 in Vancouver. SH emissions were intensified mainly by the expansion of alternative energy sources connected to the electric power system, whose connection is necessarily carried out by static energy converters, which are one of the main causes of SH emissions. Given this and the relevance that the topic has gained in the last decade, the present work aimed to study of the supraharmonic distortions and also the existing measurement methods guided by the CISPR 16 standard. This standard proposes two measurement methods, which were called in this work conventional heterodyne and the method based on Short-Time Fourier Transform (STFT). In addition to these, an alternative method called here modified heterodyne was implemented, in which the use of fast Fourier transform makes signal processing more advantageous in terms of measurement time than for the conventional heterodyne method. To validate the existing methods and perform the necessary analyses, real signals were used, available in the PANDA (equiPment hArmoNic Database database), which commonly have high frequency distortion content, such as photovoltaic systems, electric vehicle charging and of LED lamps. Furthermore, synthetic signals were used whose natures were varied in AM modulation signals, FM modulation signals and signals without modulation with different types of previously known SH components. All simulations were performed in MATLAB software, in which a graphical interface was also implemented to facilitate the analysis by an end user. In this interface, the measurement method based on STFT was implemented and several analyzes and graphs can be visualized in it. As a result, a robust database and quasi-peak curves were presented for each type of signal in the three methods used. Through these, it was possible to verify and compare the three study methods, attesting to the feasibility of the method proposed in this work, called adapted heterodyne. In addition, results were also presented for the graphical interface with variation of synthetic and real signals.

Keywords: Supraharmonics. Spectral analyzers. CISPR 16. Graphical interface.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Crescimento da capacidade global de fontes renováveis de energia, 2013-2019. . . . .	13
Figura 2 – Equipamentos em uma rede elétrica. . . . .	20
Figura 3 – Ilustração do processamento da STFT. . . . .	26
Figura 4 – Ilustração do janelamento de um sinal variante no tempo. . . . .	27
Figura 5 – Ilustração do espectrograma de um sinal com diferentes resoluções em frequência. . . . .	28
Figura 6 – Janela Gaussiana com variação do $\alpha$ . . . . .	30
Figura 7 – Gráficos das principais janelas e seus espectros. . . . .	31
Figura 8 – Processo de janelamento sem e com <i>overlapping</i> . . . . .	32
Figura 9 – Modelo de um detector de quase-pico analógico. . . . .	33
Figura 10 – Características dos detectores em relação à frequência do pulso na banda A da CISPR 16. . . . .	34
Figura 11 – Resposta em fase e magnitude do filtro. . . . .	37
Figura 12 – Diagrama simplificado de um analisador espectral heterodine. . . . .	38
Figura 13 – Diagrama simplificado de um analisador espectral heterodine com o uso da FFT. . . . .	38
Figura 14 – Janela Gaussiana adotada no processamento da STFT. . . . .	39
Figura 15 – Modelo de um detector de quase-pico analógico. . . . .	41
Figura 16 – Interface gráfica de analisador supraharmônico. . . . .	45
Figura 17 – Sinal de modulação por amplitude, $A_m = 0.05$ . . . . .	48
Figura 18 – Sinal de modulação por amplitude, $A_m = 0.1$ . . . . .	49
Figura 19 – Sinal de modulação por amplitude, $A_m = 0.5$ . . . . .	50
Figura 20 – Sinal de modulação por frequência, $k_m = 10$ . . . . .	51
Figura 21 – Sinal de modulação por frequência, $k_m = 50$ . . . . .	52
Figura 22 – Sinal de modulação por frequência, $k_m = 100$ . . . . .	53
Figura 23 – Sinal real de uma lâmpada de LED. . . . .	54
Figura 24 – Sinal real de um sistema fotovoltaico. . . . .	55
Figura 25 – Sinal real de um veículo elétrico. . . . .	55
Figura 26 – Resultado QP de um sinal sintético sem modulação com três componentes SH. . . . .	56
Figura 27 – Resultado QP de um sinal sintético sem modulação com componente SH de 50.5 kHz . . . . .	57
Figura 28 – Resultado QP de um sinal sintético sem modulação com componente SH de 50.1 kHz . . . . .	58
Figura 29 – Resultados QP sinais de modulação por amplitude, $A_m = 0.05$ (caso 1). . . . .	59

Figura 30 – Gráfico de Quase-Pico para o sinal AM com $A_m = 0.05A$ e $f_m = 60Hz$ . .....	59
Figura 31 – Resultados QP sinais de modulação por amplitude, $A_m = 0.1$ (caso 2).	60
Figura 32 – Gráfico de Quase-Pico para o sinal AM com $A_m = 0.1A$ e $f_m = 60Hz$ .	60
Figura 33 – Resultados QP sinais de modulação por amplitude, $A_m = 0.5$ (caso 3).	61
Figura 34 – Gráfico de Quase-Pico para o sinal AM com $A_m = 0.5A$ e $f_m = 60Hz$ .	62
Figura 35 – Resultados QP sinais de modulação por frequência, $k_m = 10$ ( <i>caso1</i> ). . .	63
Figura 36 – Resultados QP sinais de modulação por frequência, $k_m = 50$ ( <i>caso2</i> ). . .	63
Figura 37 – Resultados QP sinais de modulação por frequência, $k_m = 100$ ( <i>caso3</i> ). .	64
Figura 38 – Sinal FM de $k_m = 10$ e $f_m = 100$ . . . . .	64
Figura 39 – Sinal FM de $k_m = 100$ e $f_m = 10$ . . . . .	65
Figura 40 – Resultado QP para sinal de corrente oriundo de uma lâmpada LED pelos três métodos implementados. . . . .	66
Figura 41 – Resultado QP para um sinal de corrente de um sistema PV pelos três méto- dos implementados. . . . .	67
Figura 42 – Resultado QP para um sinal de corrente de um EV pelos três métodos implementados. . . . .	68
Figura 43 – Resultado na interface gráfica do sinal de LED . . . . .	69
Figura 44 – Resultado na interface gráfica do sinal PV . . . . .	69
Figura 45 – Resultado na interface gráfica do sinal EV . . . . .	70
Figura 46 – Resultado na interface gráfica do sinal sintético equação 4.1. . . . .	71

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores das constantes de tempo para um quase-pico. . . . .	33
Tabela 2 – Tempo de varredura de acordo com a banda de frequência CISPR 16. .	37
Tabela 3 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais sintéticos sem modulação . . . . .	58
Tabela 4 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais sintéticos de modulação AM. . . . .	62
Tabela 5 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais sintéticos de modulação FM. . . . .	65
Tabela 6 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais reais. . . . .	68

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AM	<i>Amplitude Modulation</i>
AV	<i>Average</i>
BP	<i>Band Pass</i>
CENELEC	Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica
CISPR	<i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i>
CTFT	<i>Continous Time Fourier Transform</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EuT	<i>Equipament under Test</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
GD	Geração Distribuída
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
HP	<i>High-Pass</i>
IEC	Comitê Eletrotécnico Internacional
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IF	<i>Intermediate Frequency</i>
LP	<i>Low-Pass</i>
PANDA	<i>equiPment hArmoNic Database</i>
PK	<i>Peak</i>
PLC	<i>Power Line Communication</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
QP	<i>Quase-Pico</i>
RES	<i>Renewable Energy Sources</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SG	<i>Smart Grids</i>
SH	Supraharmônicos
STFT	<i>Short-Time Fourier Transform</i>
TF	<i>Transformada de Fourier</i>

## SUMÁRIO

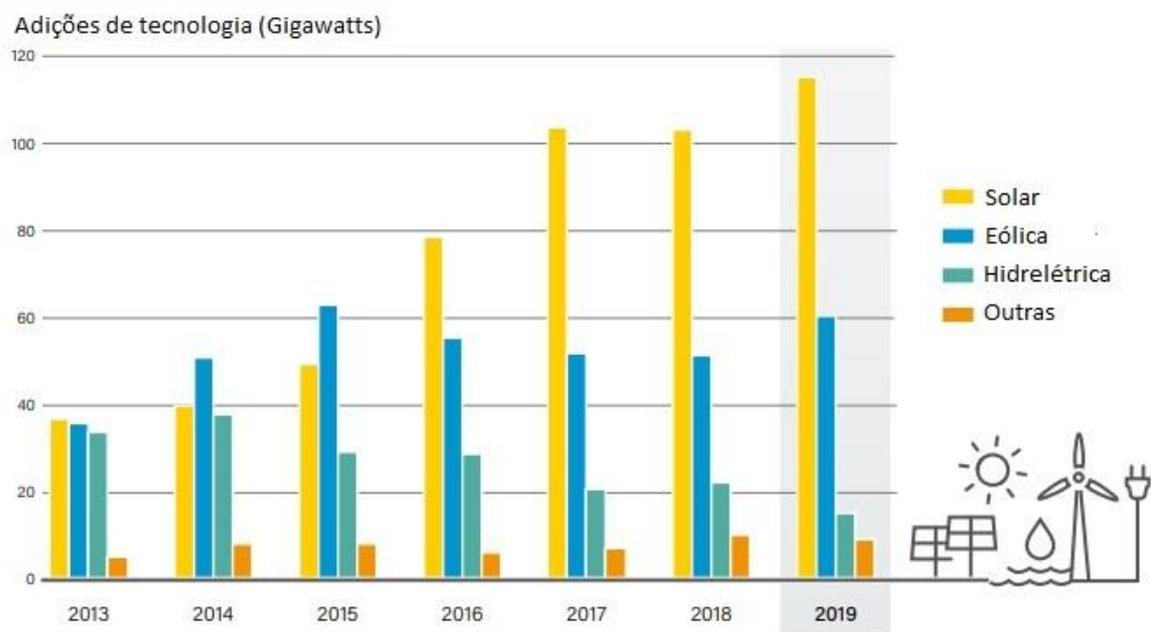
<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>13</b>
1.1	MOTIVAÇÃO . . . . .	14
1.2	OBJETIVOS . . . . .	15
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO . . . . .	15
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO . . . . .</b>	<b>17</b>
2.1	EMISSÕES SUPRAHARMÔNICAS . . . . .	19
<b>2.1.1</b>	Tipos de emissões . . . . .	19
<b>2.1.2</b>	Tipos de interferências supraharmônicas e suas consequências . . . . .	20
2.2	NORMATIZAÇÃO PARA SUPRAHARMÔNICOS . . . . .	21
<b>2.2.1</b>	IEC 61000-4-7 . . . . .	22
<b>2.2.2</b>	IEC 61000-4-30 . . . . .	23
<b>2.2.3</b>	CISPR 16 . . . . .	23
2.3	TRANSFORMADA DE FOURIER . . . . .	23
2.4	ANALISADORES ESPECTRAIS . . . . .	24
<b>2.4.1</b>	Analisador de espectros com banco de filtros . . . . .	24
<b>2.4.2</b>	Analisador de espectros por varredura . . . . .	25
<b>2.4.3</b>	Analisador FFT . . . . .	25
<b>2.4.4</b>	<i>Short-Time Fourier Transform</i> (STFT) . . . . .	26
2.5	JANELAMENTO . . . . .	28
<b>2.5.1</b>	<i>Overlapping</i> de janelas . . . . .	32
2.6	FUNÇÕES DOS DETECTORES . . . . .	32
<b>2.6.1</b>	Detector de Quase-Pico - QP . . . . .	33
<b>2.6.2</b>	Detector de Pico - PK . . . . .	33
<b>2.6.3</b>	Detector de Valor médio - AV . . . . .	34
<b>2.6.4</b>	Detector RMS . . . . .	34
2.7	COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA . . . . .	35
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA . . . . .</b>	<b>36</b>
3.1	MEDIÇÃO BASEADA NO MÉTODO HETERODINE CONVENCIO- NAL . . . . .	36
3.2	MEDIÇÃO BASEADA NO MÉTODO HETERODINE ADAPTADO . . . . .	38
3.3	MEDIÇÃO BASEADA NA STFT . . . . .	39
<b>3.3.1</b>	Janela . . . . .	39
<b>3.3.2</b>	Número de pontos . . . . .	40
<b>3.3.3</b>	<i>Overlapping</i> . . . . .	40
3.4	MODELO MATEMÁTICO DO DETECTOR DE QUASE-PICO DIGI- TAL . . . . .	41
3.5	INTERFACE GRÁFICA . . . . .	44

3.6	COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA . . . . .	46
<b>4</b>	<b>PRINCIPAIS RESULTADOS . . . . .</b>	<b>47</b>
4.1	BANCO DE DADOS . . . . .	47
<b>4.1.1</b>	Sinais sintéticos . . . . .	47
<i>4.1.1.1</i>	Sinais sem modulação . . . . .	47
<i>4.1.1.2</i>	Sinais de modulação AM ( <i>Amplitude Modulation</i> ) . . . . .	47
<i>4.1.1.3</i>	Sinais de modulação FM( <i>Frequency Modulation</i> ) . . . . .	50
<b>4.1.2</b>	Sinais reais . . . . .	53
<i>4.1.2.1</i>	Sinal real de uma lâmpada de LED . . . . .	54
<i>4.1.2.2</i>	Sinal real de um sistema fotovoltaico ( <i>PV-Photovoltaic</i> ) . . . . .	54
<i>4.1.2.3</i>	Sinal real de um sistema de veículo elétrico ( <i>EV-Electric Vehicle</i> ) . . . . .	55
4.2	RESULTADOS DE QUASE-PICO PARA OS SINAIS SINTÉTICOS . . . . .	55
<b>4.2.1</b>	Sinais sem modulação . . . . .	56
<b>4.2.2</b>	Sinais de modulação por amplitude-AM . . . . .	58
<b>4.2.3</b>	Sinais de modulação por frequência . . . . .	62
4.3	RESULTADOS DE QUASE-PICO PARA OS SINAIS REAIS . . . . .	65
<b>4.3.1</b>	Sinal real de uma lâmpada de LED . . . . .	65
<b>4.3.2</b>	Sinal real de um sistema PV . . . . .	66
<b>4.3.3</b>	Sinal real de um EV . . . . .	67
4.4	INTERFACE GRÁFICA DE MEDIÇÃO STFT . . . . .	68
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>72</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>74</b>
	<b>APÊNDICE A – Produção Bibliográfica . . . . .</b>	<b>78</b>

## 1 INTRODUÇÃO

O rápido crescimento global da demanda do consumo elétrico tem estimulado o emprego da geração de energia através de fontes renováveis (RESs-*Renewable Energy Sources*). Com isso, a instalação de RESs ao sistema elétrico de potência tem se tornado cada vez mais comum. Acredita-se que até 2040 as RESs sejam responsáveis por 40% da geração de energia elétrica global, com grande aumento da geração solar e eólica (C2ES, 2021), conforme mostrado na Figura 1.

Figura 1 – Crescimento da capacidade global de fontes renováveis de energia, 2013-2019.



Fonte – Adaptada (REN20, 2021).

Associado a esse fato, leva-se em conta a necessidade de equilibrar a demanda e a produção das energias renováveis eólica e solar por meio da interligação das mesmas ao sistema elétrico de potência (SEP), o que é chamado de geração distribuída (GDs) e engloba também o conceito das *smart grids* (redes inteligentes). Diante disso, com a maior penetração das GDs, questões relacionadas a qualidade da energia elétrica (QEE) estão sendo levantadas e estudos em relação a esse tema possuem considerada relevância na comunidade acadêmica.

Nesse contexto, os estudos pertinentes às emissões supraharmônicas (SH) são de suma importância, pois os níveis de tais distorções apresentaram crescente aumento diante da expansão das *smart grids* — *SG* (YALCIN, 2017). Justifica-se tal afirmação, com o fato das SG utilizarem conversores estáticos de energia de alta frequência de comutação, os quais são um dos responsáveis pelo aparecimento de componentes SH no SEP (ESPÍN-

DELGADO, 2021). O termo supraharmônico é relativamente recente (MCEACHERN, 2013) e abrange a faixa de frequências de 2 kHz a 150 kHz.

Um dos efeitos causados pelas supraharmônicas é a interferência em linhas de comunicação baseadas em *Power Line Communication (PLC)* (MEYER, 2018), as quais utilizam a faixa SH para transmitir os dados. Ademais, as distorções SH podem gerar outros problemas, tais como rompimentos dos isolantes dos cabos elétricos, desgaste dos capacitores dos filtros de medição de compatibilidade eletromagnética e erros de medidas dos medidores inteligentes associados às SG (OTA, 2020).

As análises SH, por muito tempo, não foram exploradas pelos principais pesquisadores da área devido aos custos com a medição em altas frequências e a insignificância desses componentes na rede (MENDES, 2019). Entretanto, com o aumento dos níveis SH no SEP, diversos laboratórios se engajaram na busca de métodos de apuração eficientes para as distorções SH. Em razão do processo de normalização de medidas SH ainda estar em fase de consolidação, busca-se fazer simulações comparativas a fim de avaliar e validar cada metodologia existente. Dentre os grupos que possuem atividades em desenvolvimento estão o Comitê Eletrotécnico Internacional (IEC — SC 77A) (IEC, 2008), (IEC, 2015), (IEC, 2018), (CISPR, 2015), o Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica (CENELEC — SC 205A) (OUACHALIH, 2018), e o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) (BOLLEN, 2014). Esses buscam formalizar níveis de compatibilidade, limites de emissão, imunidade e metodologias de medição para o intervalo de 2 kHz a 150 kHz.

Dessa forma, linhas de pesquisa que ajudem a ratificar e simplificar os métodos de medição supraharmônicos são imprescindíveis, isso porque, a falta de um monitoramento confiável de componentes supraharmônicas na rede elétrica, pode colocar em dúvida a QEE e, ainda, dificultar a implementação de técnicas de mitigação.

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Diante do crescente uso da eletrônica de potência em decorrência da maior utilização de fontes renováveis de energia e das SG, as emissões de componentes SH se intensificaram nos últimos anos (MENDES, 2019). Além disso, os aparelhos eletrônicos que anteriormente emitiam harmônicos de ordem mais baixa, passaram a emitir também essas componentes de alta frequência devido a melhora de performance quanto à eficiência energética. Por isso, se torna evidente que o estudo das SH é importante para colaborar com pesquisadores da área no esforço de manter a QEE (BOLLEN, 2014), (SUBHANI, 2017).

Os efeitos das SH podem ser adversos, afetando as redes elétricas atuais em vários quesitos. Por isso, é necessário se atentar para a faixa de distorção SH com cautela. Dentre as ameaças existentes, as distorções SH podem afetar bancos de capacitores, causar

perdas de comunicação de sistemas baseados em PLC e provocar erros nos medidores inteligentes de energia (YALCIN, 2017).

Em razão da normatização para essa faixa de frequência ainda ser escassa e não existir uma uniformidade dos padrões, testes e diagnósticos dos métodos de medições propostos são importantes para ratificar e comparar as metodologias, contribuindo para direcionar a aplicabilidade das normas para a faixa supraharmônica. Nesse sentido, pesquisas sobre os métodos de medição SH são importantes para garantir um monitoramento eficaz da rede elétrica a fim de implementar as técnicas de mitigação, caso sejam necessárias (RITZMANN, 2021).

## 1.2 OBJETIVOS

A finalidade deste trabalho é estudar os métodos de medição supraharmônicos baseados na norma CISPR 16, definida pelo Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, aplicando os conceitos de processamento de sinais a fim de validar o método proposto neste trabalho. O trabalho se define em suma pelos seguintes tópicos:

- Implementação em *software* das metodologias de análise supraharmônica apresentadas na norma CISPR 16: Heterodine e *Short-Time Fourier Transform* (STFT).
- Implementação de um método proposto neste trabalho chamado de Heterodine Adaptado.
- Implementação de um aplicativo de interface gráfica, capaz de analisar sinais reais e sintéticos, com base na STFT.

## 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

No Capítulo 2 faz-se uma abordagem do referencial teórico do trabalho. Nele são tratados os principais temas que envolvem as análises supraharmônicas, como tipos de emissões e tipos de interferências supraharmônicas e suas consequências. Além disso, são relatadas as normalizações que existem, bem como as ferramentas de processamento de sinais que permeiam as normas. Outrossim, faz-se uma análise mais minuciosa da norma CISPR 16 que é a principal norma abordada neste trabalho e os detectores que são englobados pela mesma. Também, os vários tipos de analisadores espectrais e suas ferramentas de análises são estudados no capítulo 2 do documento.

No capítulo 3 descreve-se as metodologias de estudo deste trabalho: Método heterodine convencional, método heterodine adaptado e Medição baseada na STFT. Além disso, as configurações de janelamento, número de pontos e *overlapping* são melhor detalhadas. Ademais, é deduzido um modelo digital do detector de quase-pico utilizando

a transformação bilinear e as análises de carga e descarga do filtro. Uma interface gráfica de usuário foi elaborada e os principais passos seguidos para a construção da GUI (*Graphical User Interface*) são discutidos nessa parte.

No capítulo 4 são discutidos os resultados alcançados nesta pesquisa. Para tanto são detalhados os sinais sintéticos que foram utilizados para validar os métodos de medição estudados e também os sinais reais com conteúdo SH. As distorções de forma de onda podem ser visualizadas nos gráficos exibidos nesse capítulo. Todos os dados de processamento dos três métodos de medição descritos no capítulo 3 são analisados nessa parte do trabalho e suas principais indicações são discutidas detalhadamente.

Por fim, no último capítulo são apresentadas as conclusões obtidas ao longo de todo o trabalho, as vantagens e desvantagens de cada método utilizado e as peculiaridades de cada sinal simulado.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo, serão abordados os principais conceitos envolvendo as características das distorções supraharmônicas e os conceitos relacionados à análise espectral dos sinais. Além disso, um detalhamento sobre os métodos de medidas existentes em norma será apresentado, bem como as técnicas de processamento de sinal utilizadas em cada um deles.

Os principais trabalhos que foram instrumentos de suporte para esta pesquisa são descritos a seguir.

- Problema Emergente das Distorções entre 2 e 150 kHz em Redes Elétricas: Levantamento Bibliográfico. (OTA, 2020): Este artigo trata do atual tema de emissões supraharmônicas, trazendo um resumo e um levantamento bibliográfico do mesmo.
- Estudo e Implementação de Técnicas de Análise de Componentes Supraharmônicos. (MENDES, 2019): Este trabalho busca contribuir para a melhoria da análise de componentes supraharmônicas por meio de uma técnica para acessar as componentes supraharmônicas do sinal com taxa de amostragem reduzida. A estrutura proposta contempla a utilização de um banco de filtros analógico, a aplicação do conceito de subamostragem e o uso da técnica de Amostragem Compressiva (Compressive Sensing - CS).
- Standards for supraharmonics (2 to 150 kHz). (BOLLEN, 2014): Este trabalho descreve os principais padrões de regulamentação dos métodos de medição e imunidade para a faixa supraharmônica.
- A review on measurement techniques for non-intentional emissions above 2 kHz. (ANGULO, 2016): Este artigo descreve as principais técnicas de medições para emissões supraharmônicas não-intencionais. Para tanto, ele classifica os tipos de emissões a fim de trazer um melhor entendimento para o leitor.
- Analysis of supra-harmonics in smart grids. (YALCIN, 2017): As smart-grids são importantes fontes emissoras de componentes supraharmônicas em decorrência dos conversores estáticos de energia associados a elas. Por isso, este documento vem tratar das principais características dessas fontes emissoras de distorções de alta frequência.
- Comparison of Measurement Methods for 2–150-kHz Conducted Emissions in Power Networks. (RITZMANN, 2021): O artigo apresenta comparações atuais dos métodos de medições segundo os padrões internacionais IEC e CISPR. Para validação do método, ele utiliza sinais sintéticos e reais nos testes empregados.

- Analysis of High Frequency (Supraharmonics) Emissions Caused by Electric Vehicle Charging. (DARMAWARDANA, 2020): Esse trabalho apresenta um estudos de emissões supraharmônicas em decorrência de carregamentos de veículos elétricos. O objetivo principal é trazer esclarecimentos quanto ao comportamento desses tipos de emissões.
- Diagnosis of supraharmonics-related problems based on the effects on electrical equipment. (ESPÍN-DELGADO, 2021): Esse artigo visa estabelecer diretrizes sobre os efeitos das supraharmônicas na rede elétrica, apresentando relatos de problemas causados por esses tipos de emissões.
- Overview and classification of interferences in the frequency range 2–150 kHz (Supraharmonics). (MEYER, 2018): Este artigo apresenta uma visão geral das emissões supraharmônicas, categorizando-as em emissões intencionais e não-intencionais. Além disso, ele fornece um detalhamento dos principais problemas que podem ocorrer devido a presença de conteúdo SH em redes públicas de baixa tensão.
- Acoustic noise of mass market equipment caused by supraharmonics in the frequency range 2 to 20 kHz. (KÖRNER, 2018): Este artigo fornece uma pesquisa sobre os ruídos audíveis que ocorrem devido a emissões supraharmônicas de 2 até 20 kHz, os testes foram realizados com 103 dispositivos.
- Comparison of measurement methods for the frequency range 2–150 kHz(Supraharmonics) based on the present standards framework. (KHOKHLOV, 2020): Neste trabalho são realizados comparações dos métodos de medições baseados na IEC e na CISPR 16, além de outros métodos existentes na literatura. As medidas são feitas com sinais de testes reais e sintéticos a fim de obter acurada análise comparativa dos métodos. As forças e fraquezas de cada um são realçadas nessa pesquisa.
- Comparative analysis of the measurement methods for the supraharmonic range. (MENDES, 2020): Nessa pesquisa faz-se uma análise profunda dos métodos de medições supraharmônicos existentes na norma IEC 61000-4-7 and IEC 61000-4-30. Os testes são realizados com sinais sintéticos e sinais reais. A principal contribuição do trabalho é fornecer uma análise comparativa em relação à eficiência e à complexidade computacional dos métodos.
- An overview of the origin and propagation of Supraharmonics (2-150 kHz). (RÖNNBERG, 2014): Esse artigo fornece uma visão geral sobre as emissões supraharmônicas com relação aos tipos de propagação.
- Experimental study of disturbances in the frequency range between 2 and 150 kHz. (OUACHALIH, 2018): Esse trabalho traz uma pesquisa baseada nos mé-

todos de medição supraharmônicos existentes em normas, com a aplicação de detectores de quase-pico e pico simulados em *software*.

- EMI-receiver simulation model with quasi-peak detector. (KARACA, 2015): Esse artigo traz uma experimentação de um receptor eletromagnético baseado no método heretodine de medição com detector do tipo quase-pico (QP).
- CISPR specification and measurement uncertainty of the time-domain EMI measurement system. (BRAUN, 2008): Esse trabalho traz especificações de medidas baseadas na CISPR 16, analisando a dependência do erro de medida de acordo com a taxa de overlapping e com a função de janela gaussiana.
- Supraharmonics (2 to 150 kHz) and multi-level converters. (MORENO-MUNOZ, 2015): Esse artigo procura trazer um elaborado do estado da arte de supraharmônicos, destacando os grupos de discussão sobre o tema que são mais relevantes. Além disso, ele evidencia como os converores estátic de energia são uma importante fonte emissora de distorções de alta frequência, mas que quando aplicados corretamente podem também ser uma importante ferramenta de mitigação desses ruídos na rede.

## 2.1 EMISSÕES SUPRAHARMÔNICAS

Sabe-se há tempo, que as distorções harmônicas causam grandes prejuízos à qualidade da energia elétrica, acarretando disfunções em aparelhos conectados ao SEP (YALCIN, 2017). Nesse contexto, componentes de eletrônica de potência, como tiristores e diodos, são os principais causadores de harmônicos de baixa ordem. No entanto, o emprego em maior escala de dispositivos modernos de auto-comutação têm resultado no aumento de emissões em alta frequência, entre 2 kHz e 150 kHz, os quais são denominados de supraharmônicos (BOLLEN, 2014). O termo supraharmônico é considerado recente, sendo mencionado pela primeira vez em uma reunião do IEEE em Vancouver, no ano de 2013 (MCEACHERN, 2013).

A amplitude das distorções SH são muito pequenas, geralmente na casa de miliamperes, sendo esta, uma das justificativas da escassez de estudos nesta faixa de frequência, pelos principais pesquisadores de QEE, limitando-se apenas a aplicações industriais (MEYER, 2018). Contudo, na última década, devido ao crescimento das fontes geradoras de SH, seus efeitos logo puderam ser notados na rede, sendo considerado um relevante problema de QEE para as redes elétricas modernas (OTA, 2020).

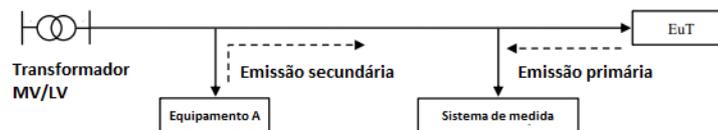
### 2.1.1 Tipos de emissões

As emissões SH podem ser classificadas em duas categorias: emissões intencionais e emissões não-intencionais. Distorções na faixa SH são criadas intencionalmente pelos

sistemas de *power line communication* e não-intencionalmente pelos conversores eletrônicos, devido às altas frequências de chaveamento desses equipamentos. Segundo estudos, muitos aparelhos deixaram de emitir componentes harmônicas de ordens mais baixas e passaram a emitir componentes na faixa supraharmônica em razão da busca pelo aumento de eficiência energética (BOLLEN, 2014).

Além dessa classificação, as SH podem ser divididas em emissões primárias, quando ocorrem direto da fonte geradora ou, emissões secundárias, quando a fonte que emite a distorção na verdade está repassando a forma de onda que recebeu de outra fonte emissora (ESPÍN-DELGADO, 2021). Essa transmissão de SH para equipamentos vizinhos é uma das principais diferenças dessa distorção de forma de onda para as emissões harmônicas. Isso ocorre, normalmente, em decorrência da baixa impedância oferecida pelos dispositivos domésticos ou industriais (MORENO-MUNOZ, 2015), (RÖNNBERG, 2015). Uma ilustração desses tipos de emissões é feita na Fig. ??, com um EuT (*Equipment under Test*) emitindo SH de forma primária e o Equipamento A repassando essas emissões recebidas por meio da rede elétrica.

Figura 2 – Equipamentos em uma rede elétrica.



Fonte – Autora.

### 2.1.2 Tipos de interferências supraharmônicas e suas consequências

As emissões acima de 2 kHz podem causar diversos tipos de erros e ruídos em equipamentos sensíveis a essa distorção de forma de onda (ESPÍN-DELGADO, 2021), sendo mais suscetíveis os aparelhos que possuem maior impedância. Além disso, as interferências supraharmônicas entre os dispositivos podem ser divididas de acordo com o tipo de emissão (intencional ou não-intencional) e também com a característica do equipamento (emissor de componentes SH ou não emissor de componentes SH). Dessa forma, segundo (MEYER, 2018), essas interações podem ser classificadas em quatro tipos:

1. **Interferências entre dispositivos com emissão intencional:** não causam problemas, uma vez que obedecem os padrões de *Electromagnetic Compatibility* (EMC) e *Electromagnetic Interference* (EMI).
2. **Interferências entre dispositivos com emissão intencional e dispositivos sem emissão:** podem causar mau funcionamento ou superaquecimento dos equipamentos.

3. **Interferências entre dispositivos com emissão intencional e dispositivos com emissão não intencional:** podem causar mau funcionamento do PLC.
4. **Interferências entre dispositivos com emissão não intencional e dispositivos sem emissão:** podem causar sobreaquecimento dos equipamentos, ruídos audíveis ou mau funcionamento dos equipamentos.

Dentre os efeitos supraharmônicos mencionados, os mais comuns são os ruídos audíveis, pois eles precisam de correntes SH com pequena amplitude para serem gerados (KÖRNER, 2018). A geração de ruído audível indesejado está ligada à interferência do tipo 4. A fonte de perturbação é a emissão não intencional na faixa de frequência audível, que está abaixo de 15 kHz. A emissão não intencional de um dispositivo perturbador flui para o dispositivo perturbado e excita ressonâncias mecânicas. Assim, ruídos acústicos são gerados, principalmente, pelos efeitos das forças mecânicas nos capacitores e nos indutores dos aparelhos elétricos.

O sobreaquecimento de componentes de circuitos elétricos de lâmpadas fluorescentes e lâmpadas de LED é outro importante efeito das emissões SH. Os equipamentos afetados por essas interferências podem ter uma redução significativa do tempo de vida e seu funcionamento correto pode ser comprometido, principalmente em decorrência dos circuitos capacitivos existentes nesses aparelhos. Deve-se salientar que a impedância dos capacitores diminuem com o aumento da frequência, o que os torna mais suscetíveis aos efeitos causados pelas distorções de alta frequência (MEYER, 2013), (WANIEK, 2017).

Diante disso, existem vários tipos de relatos relacionados a esse fato, como interrupção de carregamento de veículos elétricos, erros em medidores inteligentes de energia (*smart meters*), utilizados nas *Smart Grids*, e *flicker* em sistemas de iluminação (MEYER, 2018).

## 2.2 NORMATIZAÇÃO PARA SUPRAHARMÔNICOS

A faixa de frequência entre 2 kHz e 150 kHz é usualmente vista como sem normatização. No entanto, esta não é uma descrição justa, pois, na verdade, há uma série de padrões que cobrem essa faixa de frequência, mas que possuem caráter meramente informativo e podem ser seguidos opcionalmente (KHOKHLOV, 2020). Porém, uma padronização estruturada para a medição de perturbação em níveis de rede ainda está em fase de consolidação e é notadamente necessária pelo considerável aumento de emissões SH no SEP. Atualmente, existem esforços por parte de instituições internacionais como *International Electrotechnical Commission* (IEC), *Committee for Electrotechnical Standardization* (CENELEC) e *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) que objetivam desenvolver níveis de compatibilidade, limites de emissão e imunidade, além de métodos de testes para a faixa supraharmônica (MENDES, 2020). Algumas dessas metodolo-

gias são apresentadas como anexos informativos nas normas IEC 61000-4-7 (IEC, 2008) e IEC 61000-4-30 (IEC, 2015). Além disso, foram introduzidos recentemente na IEC 61000-2-2 (IEC, 2018) formas de medições de componentes SH do sistema elétrico de potência de acordo com o método de laboratório especificado na CISPR 16-1-1 (CISPR, 2015).

Dessa forma, cada padrão possui uma sequência de passos específicos para realizar as medições e concluir sobre o conteúdo de distorção harmônica presente em cada sinal. Os estudos e pesquisas visam, principalmente, cooperar para uma uniformização dos padrões de medições. Pretende-se assim, contribuir com instituições acadêmicas e científicas para a produção de tecnologias de aferições equivalentes que auxiliem nas técnicas de mitigação das emissões supraharmônicas e assegurem a QEE (WMI, 2020) do sistema elétrico de potência.

A medição na faixa acima de 2 kHz difere em alguns aspectos da medição para harmônicas de ordem mais baixas. Um dos motivos dessa diferença é a amplitude das componentes supraharmônicas que é muito menor do que para a faixa abaixo de 2 kHz. Além disso, as altas frequências dificultam a medição e exige que o processo seja realizado por instrumentos de boa precisão. Outro importante fator que atrapalha as aferições é que os sinais SH geralmente são não estacionários e a sua amplitude sofre variação ao longo do tempo (RÖNNBERG, 2014).

### 2.2.1 IEC 61000-4-7

Essa norma propõe um método de medição para componentes supraharmônicas na faixa entre 2 kHz e 9 kHz. Muitos pesquisadores procuram testar o método para componentes acima de 9 kHz a fim de cobrir toda a faixa supraharmônica, alegando ser possível aplicar com eficiência a distúrbios cujos componentes em frequência localizam-se até 150 kHz (OUACHALIH, 2018). No entanto, esse procedimento não é o aconselhado no documento (IEC, 2008).

O método de medição sob análise consiste em adquirir o sinal seguindo o critério de Nyquist para cobrir até a frequência de 9 kHz. Logo depois a energia do sinal é agrupada em bandas de frequências pré-definidas de 200 Hz, com um janelamento retangular no tempo de 200 ms, podendo também ser utilizada a janela de Hanning. Cada parte é então transferida para o domínio da frequência por meio da transformada rápida de Fourier ou do inglês *Fast Fourier Transform* (FFT). Para o processamento da FFT, aconselha-se escolher uma taxa de amostragem que gere um número de amostras de potência de 2 a fim de garantir aproveitamento máximo da transformada.

O valor de cada componente em frequência é dado em rms e é calculado pela equação 2.1, onde  $C_b$  representa a componente em frequência central e  $C_f$  representa compo-

mentes em frequências laterais calculadas por  $b - 95 \text{ Hz}$  e  $b + 100 \text{ Hz}$ .

$$C_b = \sqrt{\sum_{f=b-95 \text{ Hz}}^{b+100 \text{ Hz}} C_f^2} \quad (2.1)$$

### 2.2.2 IEC 61000-4-30

A norma IEC 61000-4-30 é aconselhável para medições menos precisas, isso porque por meio dessa metodologia não é possível cobrir o sinal em todo o domínio temporal, mas somente 8 % dele. O título oficial é “Compatibilidade eletromagnética (EMC) — Parte 4-30: Teste e técnicas de medição — Métodos de medição da qualidade de energia”. O objetivo é identificar níveis de emissão em redes de 50 Hz ou 60 Hz. O método consiste no cálculo de 32 FFTs a cada 10 ou 12 ciclos, igualmente espaçadas no tempo, com uma resolução em frequência 2 kHz. A norma sugere a aplicação desta metodologia de medição para a faixa de 9 kHz a 150 kHz. Existem três parâmetros importantes: (i) o número de intervalos de medição; (ii) a duração destes intervalos; e (iii) a resolução em frequência. Destas três, a que tem mais influência para sinais estacionários é a resolução em frequência.

A norma sugere que o sinal seja amostrado em uma taxa de 1.024 kHz. Este sinal deve ser filtrado através de um filtro passa-altas (*High-Pass-HP*) em cascata com um filtro passa-baixas (*Low-Pass-LP*). O filtro HP é implementado para atenuar a frequência fundamental e também componentes harmônicas abaixo de 9 kHz. O filtro LP é de 4ª ordem e deve ser projetado para uma frequência de corte em 200 kHz, que é a largura de banda definida para cada medição. A norma prevê ainda que sejam realizadas 32 medições igualmente espaçadas com uma janela temporal de 200 ms. Para isso, são necessárias 512 amostras que são capturadas a uma taxa de amostragem de 1024 kHz, o que oferece uma resolução em frequência de 2 kHz.

### 2.2.3 CISPR 16

O Comitê Especial Internacional em Rádio Frequência (CISPR - Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques) define na norma CISPR 16 técnicas de medidas para frequências acima de 9 kHz. Os métodos de medição definidos nesse padrão para faixa de frequência SH são abordados neste trabalho: Método de medição baseado na STFT e Heterodine Convencional. Os detalhes de implementação são apresentados na seção 3.

## 2.3 TRANSFORMADA DE FOURIER

Uma importante ferramenta de análise espectral é a Transformada de Fourier (TF) que faz a transformação de um sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência por

meio da decomposição de suas componentes elementares seno e cosseno. São várias as aplicações da TF, como no processamento de sinais, na física e na química. Essa ferramenta proporciona uma representação do sinal no domínio da frequência e propicia saber como a energia do sinal está distribuída ao longo de todo o espectro de frequência.

No tempo contínuo é utilizada a Transformada de Fourier em Tempo Contínuo que utiliza a sigla CTFT (Continuous Time Fourier Transform) e é representada pela equação 2.2.

$$X_a(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t)e^{-j\Omega t} dt \quad (2.2)$$

Existe também a operação inversa que promove a transformação do sinal na frequência para o tempo. Esse processamento é denominado de Transformada Inversa de Fourier e é representada por:

$$x_a(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X_a(j\Omega)e^{j\Omega t} d\Omega \quad (2.3)$$

Nas equações 2.2 e 2.3  $x_a(t)$  representa o sinal no domínio do tempo e  $X_a(j\Omega)$  representa o espectro em frequência do sinal, sendo  $\Omega$  é a frequência angular dada em rad/s.

## 2.4 ANALISADORES ESPECTRAIS

O analisador de espectros é um instrumento utilizado para a análise de sinais no domínio da frequência. Um analisador de espectros é um algoritmo, com uma interface gráfica (display) para a análise e medida do sinal no domínio da frequência. Os analisadores de espectros indicam geralmente a informação contida no sinal de forma direta, tais como a tensão, a potência e a frequência. Basicamente, são três tipos de analisadores espectrais: Banco de filtros, analisador por varredura e FFT (*Fast Fourier Transform*).

### 2.4.1 Analisador de espectros com banco de filtros

Esse tipo de analisador consiste num conjunto de filtros seletivos em frequência cuja entrada é o sinal a ser analisado, sendo que cada filtro possui uma frequência central e uma largura de banda de modo a cobrir uma determinada faixa do espectro de frequências. Uma vez projetados os filtros, a frequência central e a largura de banda permanecem fixos, o que limita a faixa de frequências a ser analisada. Seu custo torna a implementação inviável quando uma alta resolução de frequência faz-se necessária devido ao grande número de filtros com uma largura de banda estreita.

### 2.4.2 Analisador de espectros por varredura

Um analisador de espectro por varredura consiste num filtro de frequência fixa associado a um pré-processamento do sinal de entrada deslocado na frequência, o que denomina-se de varredura. Uma forma mais simples de assim fazê-lo, é multiplicar o sinal de entrada pelo sinal senoidal, o qual pode ser controlado de forma mais fácil eletricamente. Com isso, um sinal de frequência  $w_i$  é multiplicado por um outro sinal de frequência  $w_l$ , como mostrado na equação 2.4.

$$\cos(w_l t)\cos(w_i t) = \frac{\cos(w_l + w_i)t + \cos(w_l - w_i)t}{2} \quad (2.4)$$

Dessa forma, a parcela  $\cos(w_l - w_i)t$  é a considerada no processo e um filtro de frequência fixa  $w_c$  promove resultado equivalente a um filtro de frequência variável. O processo de multiplicação ocorre por um misturador e a varredura de frequência é realizada por um oscilador local controlado por tensão. É o oscilador local quem gera os sinais senoidais de frequência desejada. Na saída do misturador, tem-se então um sinal de frequência intermediária (IF), cuja interpretação pode ser feita como sendo um sinal igual ao sinal de entrada, transladado em frequência por um valor  $w_l$ .

O filtro IF na saída do misturador é o principal responsável pela precisão do sistema, é por meio dele que define-se a mínima medida capaz de ser realizada pelo medidor. Além disso, a atenuação fora da banda de passagem deve ser a maior possível a fim de proporcionar a seleção correta do canal a ser eliminado.

### 2.4.3 Analisador FFT

O analisador espectral baseado na FFT (*Fast Fourier Transform*) digitaliza o sinal no domínio do tempo e o transforma para o domínio da frequência baseado no algoritmo da FFT que calcula a Transforma Discreta de Fourier (DFT).

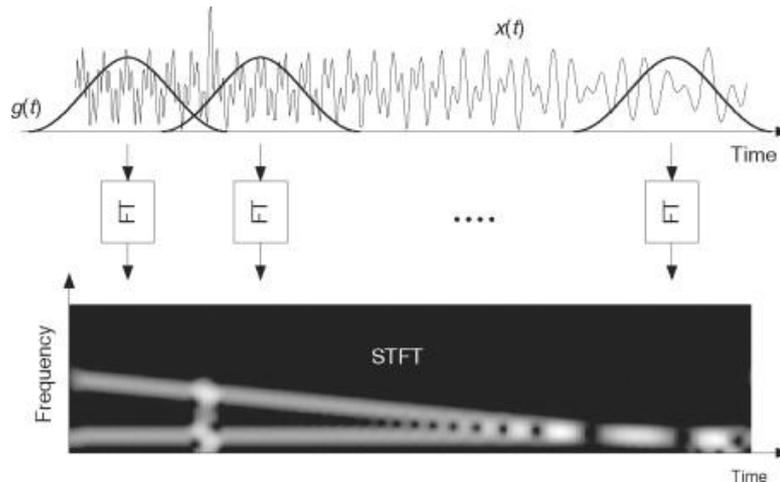
Nesse tipo de analisadores o sinal é filtrado com um filtro passa-baixas (antialiasing), a frequência de corte deste filtro é no máximo metade da frequência de amostragem ( $F_s$ ) do ADC. Dessa forma, garante-se que o teorema de Nyquist seja cumprido e evita-se a existência de componentes de frequência devido a fenômenos de *aliasing*. Na prática utiliza-se ADC's com uma frequência de amostragem superior ao dobro da frequência de corte do filtro.

A vantagem desses tipos de analisadores espectrais é a sua capacidade de obter uma resposta num curto espaço de tempo, uma vez que basta apenas uma porção de amostras do sinal para gerar uma resposta. Porém, isso impossibilita a detecção de variações rápidas em frequência sempre que estas ocorrerem nos períodos de processamento, ou seja, fora dos períodos de digitalização do sinal.

#### 2.4.4 Short-Time Fourier Transform (STFT)

A Short-Time Fourier Transform (STFT) é indicada para sinais não-estacionários, pois ela permite que o sinal seja dividido em subsequências menores por meio de um janelamento no tempo e posterior processamento de cada parte individualmente com a FFT, conforme exemplificado na Fig. 3.

Figura 3 – Ilustração do processamento da STFT.



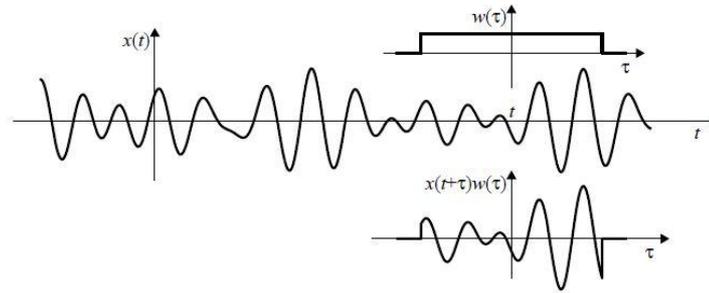
Fonte – (AKANSU, 2001).

A equação da STFT é representada em 2.5:

$$Z[\tau, k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[\tau + n]w[n]e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.5)$$

Onde,  $w[n]$  é a janela da STFT e representa a modelagem de um filtro IF para um equivalente medidor heterodine, essa janela é deslizante no tempo e divide o sinal em subsequências menores, conforme demonstrado na Fig. 4. A ideia básica da STFT é aplicar a transformada de Fourier para a subsequência obtida do janelamento. Assim, a STFT produz o conteúdo espectral da porção do sinal analisado dentro do intervalo de tempo definido pela largura da função da janela, cujas configurações são um importante fator de escolha para melhor performance da transformada.

Figura 4 – Ilustração do janelamento de um sinal variante no tempo.



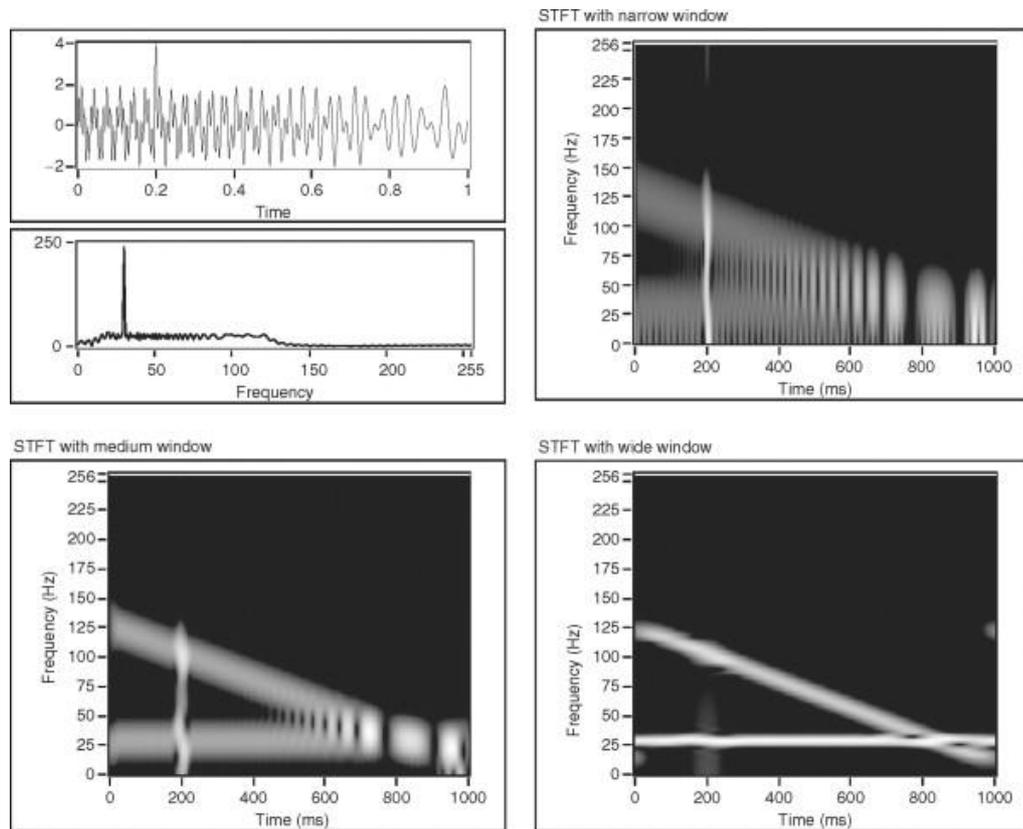
Fonte – (STANKOVIC, 2014).

O tamanho da janela interfere diretamente no fator de espalhamento e na resolução em frequência da STFT. Deve-se, portanto, escolher uma melhor configuração que atenda ao processamento do sinal analisado sem provocar um grande espalhamento e, ao mesmo tempo, garantir uma resolução em frequência adequada. Esta é definida em 2.6, sendo  $T_w$  o tamanho da janela.

$$\Delta f = \frac{1}{T_w} \quad (2.6)$$

A visualização do resultado de processamento da STFT é geralmente realizada pelo espectrograma, o qual exibe em um único gráfico a energia de um sinal em relação ao tempo e à frequência. Por meio desse, é possível fazer-se uma análise gráfica do sinal de forma mais abrangente, principalmente em casos de sinais não-estacionários cujo conteúdo de distorção SH varia com o tempo. Três espectrogramas ilustrando diferentes resoluções tempo-frequência são mostrados na Fig. 5.

Figura 5 – Ilustração do espectrograma de um sinal com diferentes resoluções em frequência.



Fonte – (AKANSU, 2001).

Além disso, para processamento da STFT é necessário definir o fator de overlapping, que representa a taxa de sobreposição de janelas subsequentes (BRAUN, 2008) e determina a precisão do processamento, sendo um fator crítico de configuração para a transformada.

## 2.5 JANELAMENTO

Existem vários tipos de janelamento para a *Short Time Fourier Transform*, e a escolha da mesma é um ponto crucial para a localização de componentes supraharmônicas no sinal, por isso a janela aplicada deve ser selecionada de acordo com as indicações em norma. As janelas mais comumente utilizadas são a janela Retangular, a janela Triangular (Barlett), a janela de Hann(ing), a janela de Hamming e a janela Gaussiana, a qual é indicada na CISPR 16.

A janela Retangular é definida por (2.7). A função de janela retangular tem lóbulos laterais muito fortes e oscilatórios no domínio da frequência, uma vez que a função converge muito lentamente em direção a zero. Isso ocorre devido à descontinuidade

abrupta no domínio do tempo, em  $t = T$ . A fim de melhorar a localização do sinal no domínio da frequência, outras funções de janela podem ser implementadas.

$$w(\tau) = \begin{cases} 1, & \text{para } |\tau| < T \\ 0 & \end{cases} \quad (2.7)$$

A convergência da janela Triangular caracterizada em (2.8) é mais rápida do que para a janela Retangular. Além disso, o lóbulo principal desta função de janela é duas vezes mais largo no domínio da frequência do que na janela Retangular.

$$w(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau/T|, & \text{para } |\tau| < T \\ 0 & \end{cases} \quad (2.8)$$

Para a janela Hann(ing), em (2.9), os lóbulos laterais decaem muito rápido, a largura da janela é aqui uma medida de resolução de tempo. É importante observar que o produto das durações das janelas no tempo e na frequência é uma constante. Portanto, ao melhorar a resolução no domínio do tempo, diminuindo  $T$ , inerentemente aumenta-se o valor de  $dW$  no domínio da frequência, o que impede de alcançar a resolução ideal em ambos os domínios.

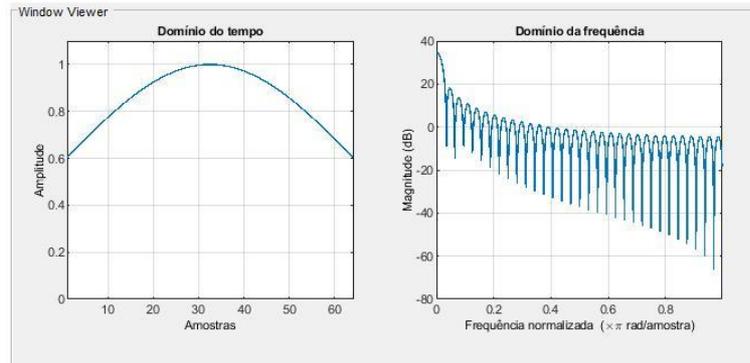
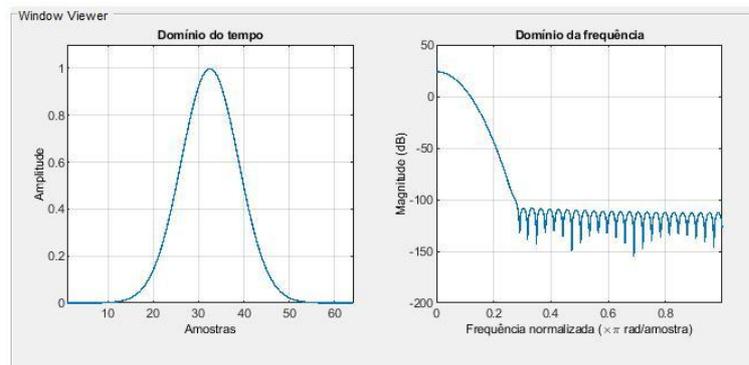
$$w(\tau) = \begin{cases} 0.5(1 + \cos(\pi\tau/T)), & \text{para } |\tau| < T \\ 0 & \end{cases} \quad (2.9)$$

A janela de Hamming, representada em (2.10), tem vários lóbulos laterais, próximos ao lóbulo principal, mais baixos do que a janela anterior. No entanto, uma vez que não é contínua em  $t = T$ , seu declínio em frequência não é tão rápido.

$$w(\tau) = \begin{cases} 0.54 + 0.46\cos(\pi\tau/T), & \text{para } |\tau| < T \\ 0 & \end{cases} \quad (2.10)$$

A janela Gaussiana localiza o sinal no tempo, embora não seja limitada no tempo. Dependendo do tipo de configuração empregada no seu processamento pode-se obter diferentes tipos de espalhamento espectral e também diferentes resultados de resolução em frequência. O valor de  $\alpha$  da janela é inversamente proporcional ao desvio padrão e à largura da mesma. Portanto, uma janela de  $\alpha$  elevado possui uma estreita largura de banda ou vice-versa. A equação da janela gaussiana é dada em (2.11) e sua forma com dois tipos de configurações é mostrada na Fig. 6

$$w(\tau) = e^{-\tau^2/\alpha^2} \quad (2.11)$$

Figura 6 – Janela Gaussiana com variação do  $\alpha$ .(a)  $\alpha=1$ (b)  $\alpha=5$ 

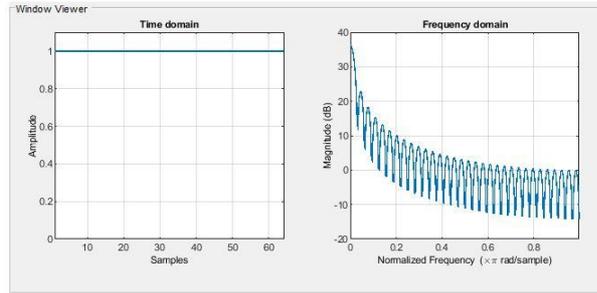
Fonte – Autora.

Dependendo de cada configuração de janela, pode-se apresentar erros de espalhamento espectral, deslocando a frequência central para frequências vizinhas. O vazamento é atenuado pelas janelas não-retangulares, como as mencionadas anteriormente, as quais atribuem pesos diferentes às amostras, sendo menor peso para as amostras laterais. Com isso atenuam-se eventuais discontinuidades, reduzindo o decorrente vazamento.

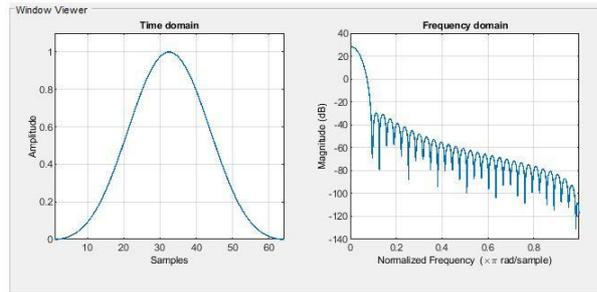
Na Fig. 7 estão os gráficos das janelas na coluna da esquerda (domínio do tempo) e os espectros na coluna da direita (domínio de frequência). A análise dessa figura mostra que a janela retangular é a que tem espectro com o lóbulo principal mais estreito, com maior distinção entre componentes vizinhos. Enquanto, os lóbulos secundários relativamente altos contribuem para aumentar os espalhamentos (*leakage*).

Para eximir os vazamentos seria necessária uma janela que não apresentasse lóbulos secundários. Algumas delas, como a de Blackman possui boa atenuação de lóbulos secundários, mas o lóbulo principal mais largo reduz a resolução espectral.

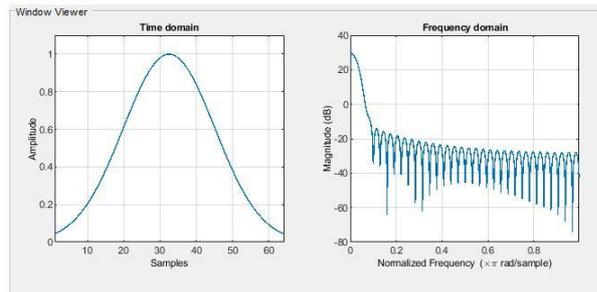
Figura 7 – Gráficos das principais janelas e seus espectros.



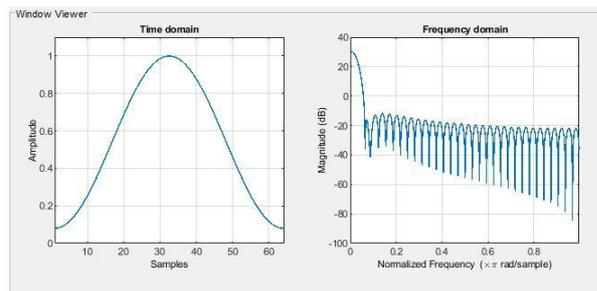
(a) Janela Retangular.



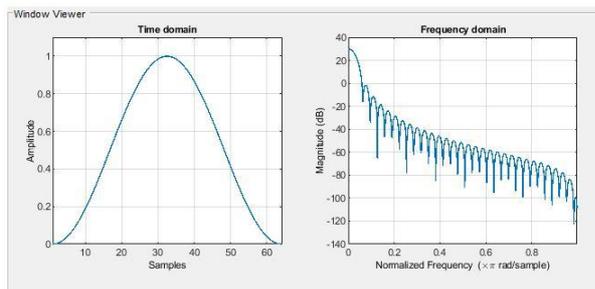
(b) Janela de Blackman.



(c) Janela Gaussiana.



(d) Janela de Hamming.



(e) Janela de Hann.

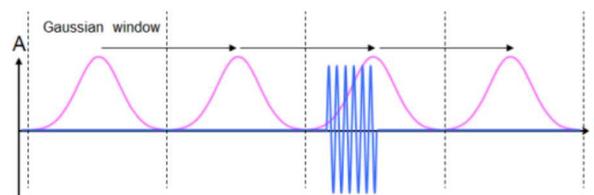
### 2.5.1 *Overlapping* de janelas

O fator de *overlapping*  $O_f$  é definido como a relação entre o número de amostras do sinal  $N$  e a quantidade de janelas utilizadas ao longo de todo o sinal no domínio do tempo. Além desse entendimento, pode-se abordar a taxa de *overlapping* como sendo o inverso de  $O_N$ , cujo valor especifica quantos cálculos FFT podem ser executados em paralelo. Assim, a relação entre  $O_f$  e  $O_N$  pode ser definida pela equação 2.12.

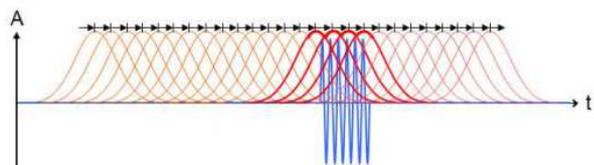
$$O_N = \frac{1}{1 - O_f} \quad (2.12)$$

Na Fig. 8 observa-se a diferença de um processamento sem (8a) e com (8b) o *overlapping*. Por meio dela, exemplifica-se o processo de sobreposição de janelas gaussianas durante uma análise de um sinal qualquer.

Figura 8 – Processo de janelamento sem e com *overlapping*.



(a) Processamento do sinal sem o *overlapping*.



(b) Processamento do sinal com o *overlapping*.

Fonte – Adaptada (KELLER, 2013)

A principal função do *overlapping* é evitar que partes do sinal sejam perdidas durante o processo de janelamento, isso porque os lóbulos secundários de uma janela tendem a atenuar o sinal nas laterais da mesma, o que faz ocorrer perdas de informações em seus extremos.

## 2.6 FUNÇÕES DOS DETECTORES

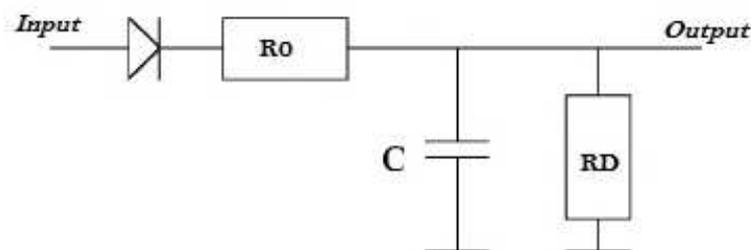
São quatro os detectores abordados na norma CISPR 16: Detector de Pico, Detector de Quase-Pico, Detector de Valor Médio e Detector RMS.

### 2.6.1 Detector de Quase-Pico - QP

Os detectores QP podem ser implementados de forma analógica ou digital, utilizando-se da transformada de Laplace para encontrar seus modelos digitais. Apesar da diversidade de detectores existentes, as emissões são tratadas pelo quase-pico (QP) de forma mais leniente, obtendo-se dessa forma, respostas mais precisas de medição.

De acordo com a Fig. 9, é possível descrever o funcionamento do QP: quando a amplitude do sinal de entrada é maior do que  $u(t)$  ou *Input*, o capacitor se carrega e, caso contrário, o capacitor é descarregado sobre o resistor  $R_D$ . Os detectores QP são projetados para que o tempo de carga seja muito menor que o de descarga. Com isso, quanto mais elevada a energia e a repetição de uma determinada componente, maior será a energia descarregada sobre o resistor e, conseqüentemente maior será o nível de QP do sinal que está sendo analisado.

Figura 9 – Modelo de um detector de quase-pico analógico.



Fonte – (CISPR, 2015)

Um medidor criticamente amortecido com a constante de tempo  $\tau_m$  pode ser usado para exibir a amplitude. Os valores das constantes de tempo de carga ( $\tau_c$ ), de descarga ( $\tau_d$ ) e  $\tau_m$  de acordo com a CISPR 16 para um detector QP são mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 – Valores das constantes de tempo para um quase-pico.

	Banda A 9-150 kHz	Banda B 0.15-30 MHz	Banda C/D 30-1000 MHz
$\tau_c$	45 ms	1 ms	1 ms
$\tau_d$	500 ms	160 ms	550 ms
$\tau_m$	160 ms	160 ms	100 ms

Fonte – (CISPR, 2015)

### 2.6.2 Detector de Pico - PK

Uma indicação de pico pode ser alcançada com uma constante de tempo extremamente curta para carregamento e uma constante de tempo muito longa para descarga. Com

essa combinação de constantes de tempo, o detector é capaz de seguir o sinal imediatamente e manter o valor por um longo tempo. Portanto, o detector de pico é independente da frequência de repetição de pulso (PRF).

O detector de pico mede a maior magnitude do sinal e é o método mais fácil e rápido para executar a medida. O detector de quase-pico visa registrar a taxa de repetição do sinal, descartando eventuais picos momentâneos de tensão, que seriam detectados pelo detector de pico. Por outro lado, caso um sinal tenha uma frequência alta de repetição (período menor que a constante de tempo RC do resistor e capacitor em paralelo) o valor da tensão de saída desse detector aumentará.

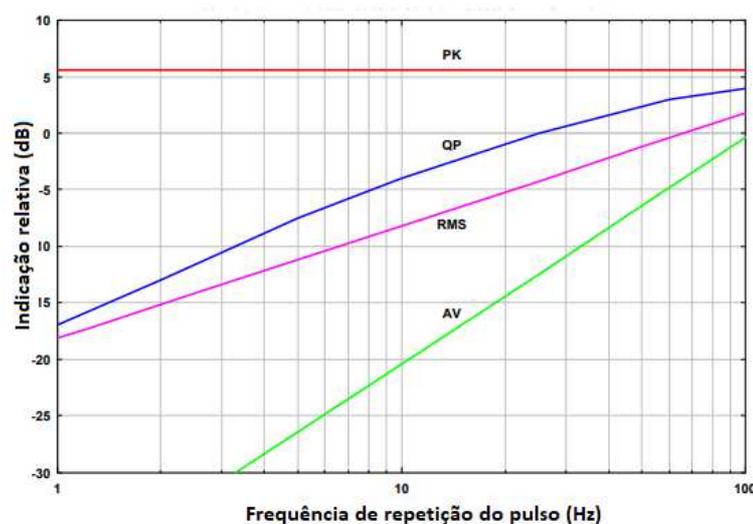
### 2.6.3 Detector de Valor médio - AV

O detector AV é proporcional à frequência de repetição do pulso. Isso pode ser expresso como um aumento da leitura AV em 20 dB se o PRF aumentar pelo fator 10 (1 década). Também corresponde a um aumento de 6 dB se o PRF for dobrado (oitava).

### 2.6.4 Detector RMS

O detector RMS é proporcional à raiz quadrada da frequência de repetição do pulso. Isso corresponde a uma leitura RMS que aumenta em 10 dB quando o PRF aumenta o fator 10 (1 década). Também pode ser expresso como um aumento de 3 dB por oitava (fator 2) do PRF.

Figura 10 – Características dos detectores em relação à frequência do pulso na banda A da CISPR 16.



Fonte – (SCHWARZBECK, 2016)

## 2.7 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

Compatibilidade Eletromagnética (EMC) é a habilidade de um equipamento ou sistema de funcionar de maneira adequada em seu sistema elétrico sem introduzir perturbações eletromagnéticas intoleráveis a qualquer outro equipamento ligado à mesma rede. Qualquer produto destinado à comercialização deve estar em acordo com as diretivas nacionais de compatibilidade eletromagnética. Os ensaios de EMC são divididos em duas categorias: ensaios de emissão e ensaios de imunidade. Os ensaios de emissão buscam avaliar a interferência não desejada gerada pelo produto, sendo elas transmitidas tanto por seus terminais de alimentação, retornando para a rede elétrica, quanto emitidas pelo ar. Ensaios de imunidade consistem em avaliar o comportamento do produto perante perturbações eletromagnéticas, igualmente induzidas em cabos ou através de campos eletromagnéticos sobre o mesmo.

### 3 METODOLOGIA

Este capítulo visa abordar os principais métodos utilizados para testes neste trabalho, assim como apresentar os objetos de estudo por meio dos quais foi possível evidenciar os resultados alcançados com esta pesquisa.

O meio de estudo deste trabalho é a CISPR 16, cujos métodos de análise supraharmônica, STFT e Heterodine convencional, foram implementados neste trabalho. Além desses, foi implementado o método Heterodine Adaptado, como proposição para este trabalho para fins de análise e comparação com os outros métodos existentes em norma. Outrossim, foi desenvolvida uma interface gráfica com componentes GUI (*Graphical User Interface*) para facilitar as análises para um usuário final.

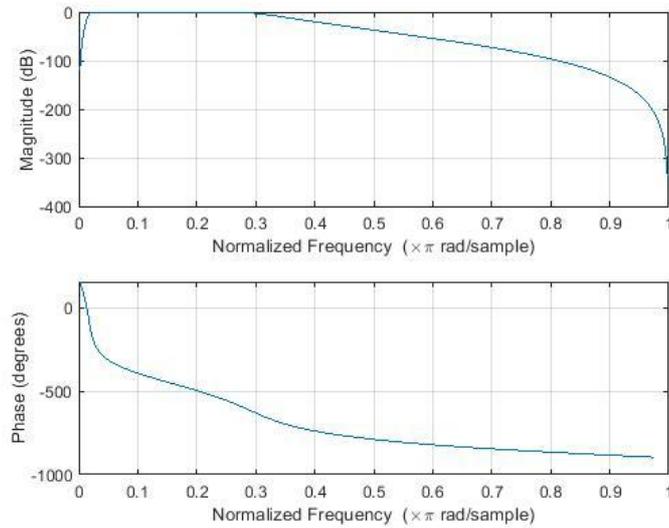
#### 3.1 MEDIÇÃO BASEADA NO MÉTODO HETERODINE CONVENCIONAL

O método heterodine convencional é um analisador espectral do tipo varredura. Esse método resume-se, basicamente, na implementação de um filtro de entrada do tipo passa-banda (BP- *Bandpass*) para filtragem da componente fundamental e de outras componentes fora da faixa supraharmônica de interesse (9 kHz a 150 kHz); de um misturador com oscilador local; de uma função que estima o envelope do sinal e de um detector, que para este trabalho foi o de quase-pico (KARACA, 2015) (MACARTHUR, 2018).

O principal entrave dessa técnica é a necessidade de realizar uma varredura do sinal em todo o domínio da frequência de forma a testar toda a largura de banda escolhida. Nesse caso, como o sinal é verificado em todos os pontos, de acordo com o passo padronizado, esse teste pode levar um longo período de tempo para ser concluído (BRAUN, 2008).

O diagrama de blocos do método é ilustrado na Fig. 12. Inicialmente o sinal é filtrado pelo filtro passa-faixa que retém as informações do espectro na faixa de  $9\text{kHz}$  a  $150\text{kHz}$ . Foi utilizado passa-banda (BP) do tipo Butterworth, cujos parâmetros são desenvolvidos de modo a ter uma resposta em frequência o mais plana possível na banda passante. As frequências de corte do filtro foram determinadas entre 9 kHz e 150 kHz. A resposta em fase e magnitude do filtro podem ser vistas da Fig. 11.

Figura 11 – Resposta em fase e magnitude do filtro.



Fonte – Autora.

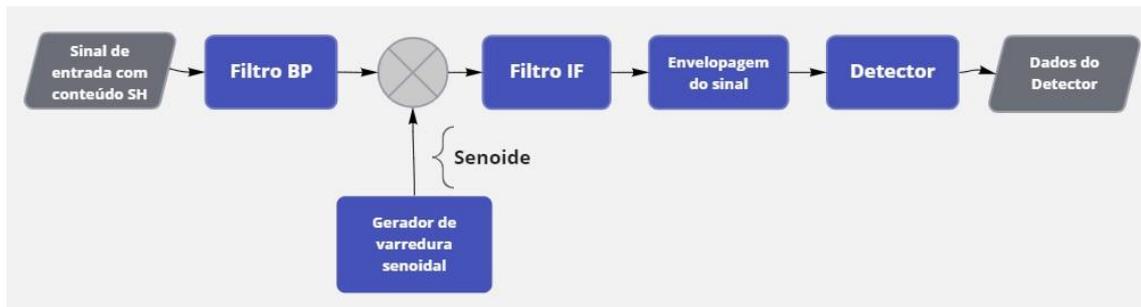
Logo depois, o sinal é demodulado através do misturador. O oscilador local foi utilizado para definir a frequência de demodulação. O sinal demodulado foi então filtrado por um filtro passa-baixa de largura de banda de  $200\text{Hz}$ . Nas etapas finais do processamento, o envelope do sinal é identificado e o detector aplicado. Conforme mencionado, o gerador de varredura sequencial, com resolução de  $200\text{Hz}$ , deve varrer toda a faixa do espectro desejada, ou seja, ele precisa gerar ondas senoidais na frequência de  $9\text{kHz}$  a  $150\text{kHz}$ , com um passo da frequência fundamental de  $50\text{Hz}$ . Como para cada frequência de varredura, o detector QP necessita de cerca de 20 segundos para a estimação da grandeza, o processamento sequencial leva um longo tempo para varrer todo o espectro,  $2820\text{s}$ , como pode ser observado na Tabela 2.

Tabela 2 – Tempo de varredura de acordo com a banda de frequência CISPR 16.

Banda em frequência		Detector de Pico	Detector de Quase-Pico
A	9 kHz até 150 kHz	100 ms/ kHz: 14,10 s	20 s/ kHz: 2820 s = 47 min
B	0,5 MHz até 30 MHz	1100 ms/ kHz: 2985 s	200 s/ MHz: 5970 s = 1h 39 min
C/D	30 MHz até 1000 MHz	1 ms/ MHz: 0,97 s	20 s/MHz: 19, 400 s = 5h 23 min

Fonte – (KELLER, 2013)

Figura 12 – Diagrama simplificado de um analisador espectral heterodine.



Fonte – Autora.

### 3.2 MEDIÇÃO BASEADA NO MÉTODO HETERODINE ADAPTADO

Diante da atualização da CISPR 16 em 2010, medições realizadas por meio da *Fast Fourier Transform* passaram a ser permitidas, diminuindo o tempo de varredura para a completa medição e diagnóstico de um sinal (ANGULO, 2016). Como proposição deste trabalho, sugere-se a aplicação da FFT do sinal sob análise, fazendo-se uma pré-seleção das componentes de maior energia para que apenas essas sejam processadas nos passos seguintes de um analisador heterodine. Assim, esse método alia as vantagens de um analisador espectral de varredura com um analisador espectral de FFT. Os passos do método são mostrados na Fig. 13.

A principal diferença entre a Fig. 12 e Fig. 13 encontra-se na varredura da faixa de frequência. Enquanto naquela, toda a faixa é varrida, nesta, somente as componentes de maior energia, identificadas no início de um ciclo de medição, são utilizadas. Assim, como o sinal SH em geral é esparsos na frequência, o procedimento de identificar as componentes de maior energia no início do processo reduz em muito o tempo de medição.

Figura 13 – Diagrama simplificado de um analisador espectral heterodine com o uso da FFT.



Fonte – Autora.

Nesse caso, o detector utilizado também foi o de quase-pico digital, por suas características mais lenientes e mais precisas no processo final.

### 3.3 MEDIÇÃO BASEADA NA STFT

O algoritmo da norma CISPR 16 baseado na STFT é, então, feito pelo processamento da FFT janelada que segue para o detector QP. Para tanto, vários parâmetros devem ser levados em consideração quando é utilizada a ferramenta de análise espectral por meio da STFT. Nesse sentido, a norma CISPR 16 fornece o suporte para uma implementação mais assertiva e coerente.

Dentre as configurações da STFT, uma das mais importantes é a escolha correta da janela a ser utilizada, visto que devem ser consideradas a resolução no tempo e na frequência conforme a equação 3.1, já que a resolução no tempo é prejudicada pelo ganho da resolução em frequência e vice-versa.

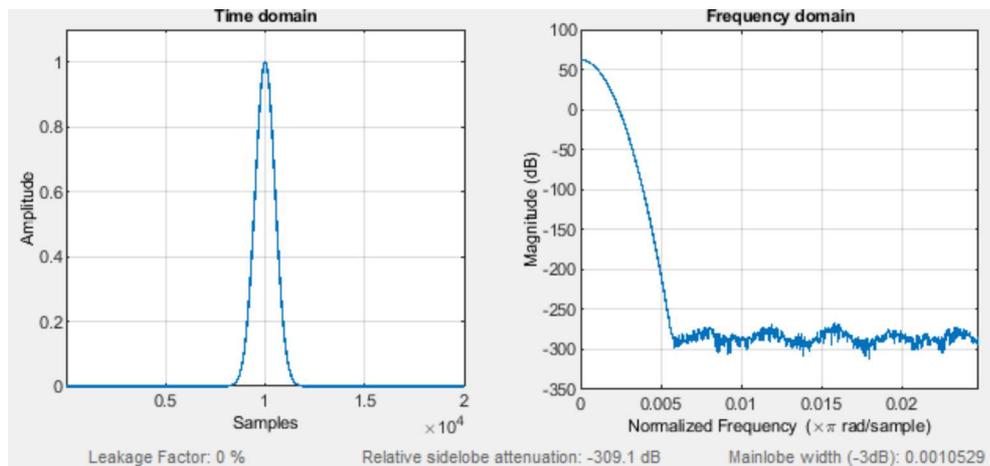
$$\Delta f = \frac{1}{T_w} \quad (3.1)$$

#### 3.3.1 Janela

Seguindo a norma CISPR 16, foi adotada a janela Gaussiana, a qual apresenta uma boa relação de resolução no tempo e na frequência. Contudo, para configuração do  $\alpha$  foram necessários vários testes de simulação para chegar-se ao valor mais adequado e que atendesse aos vários tipos de sinais utilizados neste trabalho. O critério de escolha foi a atenuação dos lóbulos secundários da janela que deveria ser a maior possível. Assim, de posse dos resultados de simulação, adotou-se um  $\alpha$  igual a 20.

O formato da janela gaussiana adotada pode ser visto na Fig. 14.

Figura 14 – Janela Gaussiana adotada no processamento da STFT.



Fonte – Autora.

Um das vantagens de adotar-se o valor de  $\alpha$  em 20 foi o fato de conseguir um fator de espalhamento de 0 % no processamento do sinal, evitando que a energia das com-

ponentes se espalhassem entre as vizinhas alterando o valor real de magnitude de cada componente.

O tamanho da janela ( $w_{len}$ ) foi calculado com base na resolução em frequência exigida pela norma CISPR 16, cujo valor é de 200 Hz. Assim, deve-se dividir o valor da frequência de amostragem pelo valor da resolução em frequência desejada, como está na equação 3.2.

$$w_{len} = \frac{f_s}{200} \quad (3.2)$$

Assim, o  $w_{len}$  calculado foi de 5000 pontos.

### 3.3.2 Número de pontos

O número de pontos da STFT é um importante fator no cálculo, ele define a resolução em frequência na qual seremos capazes de analisar o espectro. Para fazer-se o cálculo da quantidade de pontos adequada, utiliza-se a frequência de amostragem mínima seguindo o critério de Nyquist e divide o valor encontrado pela frequência fundamental do sinal. Com isso, temos o seguinte cálculo:

$$f_s \geq 2 \times f_N \quad (3.3)$$

Para abranger toda a faixa supraharmônica de 2 kHz até 150 kHz, usamos  $f_N$  de 150 kHz, assim:

$$f_s \geq 2 \times 150 \text{ kHz} \geq 300 \text{ kHz} \quad (3.4)$$

Para encontrar a quantidade mínima de pontos para a STFT ( $nfft$ ), considerando a frequência fundamental de 50 Hz, fazemos:

$$nfft \geq \frac{300 \text{ kHz}}{50 \text{ Hz}} \geq 6000 \quad (3.5)$$

Contudo, o valor de frequência de amostragem adotado para todas as simulações foi de 1000 kHz, haja vista que foram utilizados sinais reais do banco de dados PANDA, cuja amostragem foi realizada no valor mencionado. Assim, baseado nesse valor de amostragem necessitam-se de 20000 para cálculo da STFT.

$$nfft = \frac{1000 \text{ kHz}}{50 \text{ Hz}} = 20000 \quad (3.6)$$

### 3.3.3 *Overlapping*

Um sistema de medição baseado no uso da STFT exige, pela norma, que o janelamento seja sobreposto, ou seja, que haja uma taxa de *overlapping* aceitável para que partes

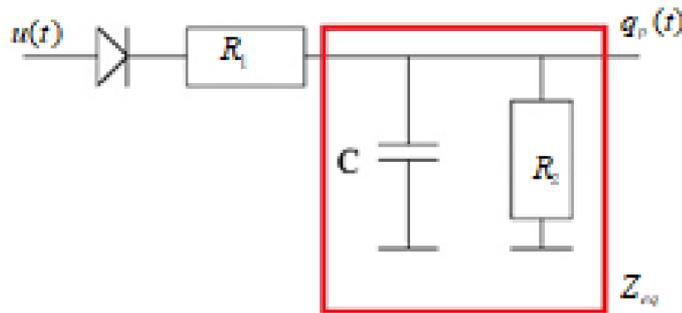
do sinal a ser testado não sejam perdidas devido a atenuações dos lóbulos laterais das janelas. Medidas de sinais não-estacionários ou transientes podem conter erros caso não sejam respeitadas as taxas de *overlapping* necessárias (BRAUN, 2008).

Foram adotadas quatro execuções em paralelo da FFT ( $O_N=4$ ), o qual garante uma taxa de *overlapping*  $O_f$  de 75%, cujo valor é o considerado pela norma CISPR 16 como sendo o mais adequado para garantir limites aceitáveis de erros de medições.

### 3.4 MODELO MATEMÁTICO DO DETECTOR DE QUASE-PICO DIGITAL

Para fins de simulação, foi necessária a elaboração de um modelo matemático para o detector de quase-pico. O cálculo para elaboração de um modelo de quase-pico digital é baseado nas funções de transferência de carga e de descarga do capacitor mostrado na Fig. 15. Além disso foi utilizada a transformação linear na etapa de construção do modelo matemático do QP.

Figura 15 – Modelo de um detector de quase-pico analógico.



Fonte – Autora.

Inicialmente vamos denominar de  $q_p(t)$  a saída do QP e de  $u(t)$  a sua entrada, conforme Fig.15. As funções de transferência para o modelo adotado são deduzidas a seguir e suas equações podem ser encontradas em (3.18) e (3.28).

**1º parte (carga):**  $u(t) > q_p(t)$

Pela observância da Fig. 15 podemos deduzir a função de transferência, equação 3.7, para o período em que o capacitor está sendo carregado:

$$Q_p(s) = \frac{Z_{eq}(s)}{R_1 + Z_{eq}(s)} \cdot U(s) \quad (3.7)$$

Pelo cálculo da resistência equivalente temos a equação 3.8:

$$Z_{eq}(s) = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}} \quad (3.8)$$

Substituindo a equação 3.8 na equação 3.7, obtemos a equação 3.9:

$$Q_p(s) = \frac{R_2}{R_1 R_2 C s + R_1 + R_2} U(s) \quad (3.9)$$

Sendo a constante de carga dada por 3.10:

$$\tau_c = R_1 C \quad (3.10)$$

Dessa forma podemos substituir a equação 3.10 na equação 3.9, e obter a equação 3.11:

$$Q_p(s) = \frac{R_2}{\tau_c R_2 s + (R_1 + R_2)} U(s) \quad (3.11)$$

Uma das ferramentas utilizadas para caracterizar um sistema RC é a transformação bilinear, a qual mapeia um sistema no domínio do tempo contínuo para um sistema no domínio do tempo discreto. Esse é portanto um importante método de discretização de filtros. A equação dessa transformação é representada em (3.12).

$$s = \frac{2}{\Delta t} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (3.12)$$

onde,  $s$  é a variável de Laplace e  $z$  é a variável no domínio do tempo discreto e  $\Delta t$  é o período de amostragem. Substituindo a equação 3.12 na equação 3.11, temos como resultado a equação 3.13:

$$Q_p(z) = \frac{R_2}{\frac{2\tau_c R_2}{T} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + (R_1 + R_2)} U(z) \quad (3.13)$$

A constante  $a_0$  é denominada na equação 3.14:

$$a_0 = \frac{2\tau_c R_2}{T} \quad (3.14)$$

A constante  $a_1$  é denominada na equação 3.15:

$$a_1 = R_1 + R_2 \quad (3.15)$$

Substituindo as equações 3.14 e 3.15 na equação 3.13, obtemos a equação 3.16.

$$Q_p(z) = \frac{R_2}{a_0 \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + a_1} U(z) \quad (3.16)$$

Pela transformada inversa, chegamos ao resultado da equação 3.17:

$$q_p(n) = \frac{1}{a_1 + a_0} \cdot (R_2 u(n) + R_2 u(n-1) - (a_1 - a_0) q_p(n-1)) \quad (3.17)$$

O sinal é processado por uma envoltória, logo o sinal processado pelo quase-pico será  $M(n)$ , então podemos chamar  $u(n)$  de  $M(n)$ .

$$q_p(n) = \frac{R_2}{a_1 + a_0} \cdot (M(n) + M(n-1)) - \frac{a_1 - a_0}{a_1 + a_0} q_p(n-1) \quad (3.18)$$

**2º parte (descarga):**  $q_p(t) > u(t)$

$$C \cdot \frac{dq_p(t)}{dt} = \frac{q_p(t)}{R_2} \quad (3.19)$$

No domínio da frequência, temos:

$$CsQ_p(s) - CQ_p(0^-) = \frac{Q_p(s)}{R_2} \quad (3.20)$$

Substituindo a equação 3.12 da transformada bilinear na equação 3.20, encontramos a equação 3.21.

$$C \cdot \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} Q_p(s) - CQ_p(0^-) = \frac{Q_p(s)}{R_2} \quad (3.21)$$

Aplicando-se a transformada inversa de Laplace na equação 3.21, encontramos a equação 3.22.

$$\frac{2}{T} \tau_2 \cdot q_p(n) - \frac{2}{T} \tau_2 \cdot q_p(n-1) - \tau_2 q_p(0^-) [\delta(n) - \delta(n-1)] \quad (3.22)$$

Para  $n \geq 0$ :

$$q_p(n) = \frac{1}{\frac{2}{T} \cdot \tau_2 - 1} \left( \frac{2}{T} \cdot \tau_2 + 1 \right) q_p(n-1) + \tau_2 q_p(0^-) \delta[n] \quad (3.23)$$

Sendo,

$$b_0 = \frac{1}{\frac{2}{T} \cdot \tau_2 - 1} \quad (3.24)$$

Para  $Para n = 0$ ;, temos  $q_p(n-1) = 0$ , então:

$$q_p(n) = b_0 \tau_2 q_p(0^-) \quad (3.25)$$

Adotando-se

$$\hat{b}_0 = \frac{\frac{2}{T} \cdot \tau_2 + 1}{\frac{2}{T} \cdot \tau_2 - 1} \quad (3.26)$$

Formula-se a equação de descarga da seguinte forma:

$$q_p(n) = \hat{b}_0 q_p(n-1) \quad (3.27)$$

A variável  $q_p(n-1)$  é inicializada por:

$$q_p(n-1) = \frac{1}{\frac{2}{T} + \frac{1}{\tau_2}} \cdot q_p(0^-) \quad (3.28)$$

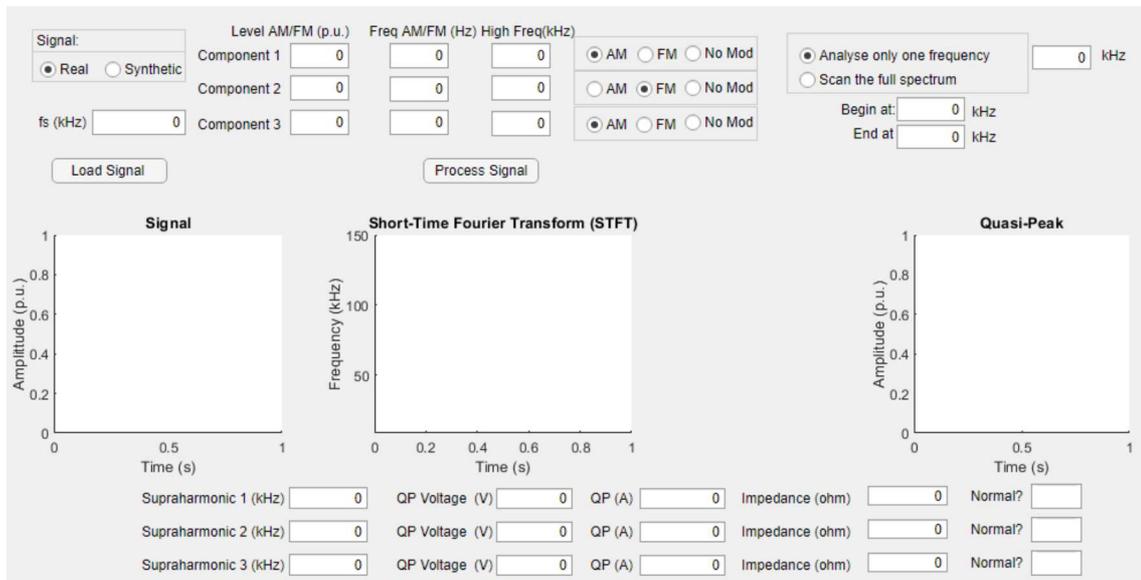
### 3.5 INTERFACE GRÁFICA

A interface gráfica é um meio de interação entre o usuário e os elementos digitais disponíveis através de elementos gráficos, denominados de GUI (*Graphical User Interface*). Nesse caso, a interface foi criada para facilitar a análise de sinais supraharmônicos para os usuários finais. A construção da ferramenta foi realizada no utilitário *app designer* do *software* MATLAB, tornando-se um aplicativo publicável e instalável no mesmo. O aplicativo deste trabalho foi desenvolvido baseado na análise supraharmônica por meio do método de medição da STFT.

Vários componentes GUI foram utilizados, como legendas, caixas de entrada de dados, gráficos e caixas de seleção. Esses elementos são conectados a cada algoritmo correspondente por meio de um endereço de identificação, com o qual identifica-se à qual local de processamento o dado deve ser enviado.

As principais funcionalidades implementadas na interface gráfica podem ser vistas na Fig. 16. Para selecionar um sinal real e processá-lo por meio da interface, é necessário carregar um arquivo do tipo 'mat', nomeado como 'sinal.mat'. Para testes de casos de sinais sintéticos basta selecionar a opção de sintético e configurar os parâmetros de amplitude, frequência e modulação do sinal. Além disso, é necessário definir se a análise será em apenas uma componente em frequência ou se irá ocorrer em uma faixa do espectro SH.

Figura 16 – Interface gráfica de analisador supraharmônico.



Fonte – Autora.

Principais funcionalidades do aplicativo:

1. Configuração do tipo de sinal a ser analisado: sintético ou real;
2. Definição da frequência de amostragem do sinal.
3. Configurações de amplitudes e frequências para o sinal sintético;
4. Tipo de modulação adotada para o sinal sintético (*Amplitude Modulate-AM*, *Frequency Modulate-FM* e sem modulação);
5. Definição da componente em frequência a ser analisada ou da faixa espectral;
6. Resultado do processamento.
7. Compatibilidade eletromagnética

A interface conta com três visualizações gráficas do sinal: sinal no tempo, resultado do espectrograma e resultado de quase-pico. Outrossim, ela detecta as principais componentes supraharmônicas presentes no sinal verificado, evidenciando seus valores QP de tensão e de corrente ao final de 1 segundo de simulação e atesta se o nível de compatibilidade eletromagnética está em valores compatíveis com a normalização existente, conforme é tratado na seção 3.6.

### 3.6 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

A compatibilidade eletromagnética no trabalho foi realizada a partir da corrente QP estimada para obter-se o valor de tensão QP. O valor de impedância para cada componente de frequência ( $f$ ) é calculado através da equação (3.29), disponível na norma IEC 61000 2-2. Assim, por meio desse valor de impedância  $Z$  e da corrente encontrada pelo processamento do detector QP, torna-se possível obter o valor de tensão QP para o componente de frequência  $f$  sob análise.

$$Z_{L-L}(f) = 2\sqrt{\frac{20.938 + 8.16288 \times 10^{-8} \times f^2}{1 + 3.4087 \times 10^{-11} \times f^2}} \quad [\Omega] \quad (3.29)$$

Por fim, é necessário comparar o nível de tensão QP, convertido para  $dB\mu V$  (obtido no passo anterior) com os níveis de compatibilidade estabelecidos pela norma IEC 61000-2-2 (JAEKEL, 2008). O nível de compatibilidade, segundo a norma, é definido pela equação (3.30), o qual se aplica à faixa SH.

$$CL(f) = -14.3437 \times \log(f) + 186.22 \quad [dB\mu V] \quad (3.30)$$

onde  $f$  é a frequência da componente SH.

## 4 PRINCIPAIS RESULTADOS

### 4.1 BANCO DE DADOS

A fim de alcançar o objetivo proposto neste trabalho, cuja principal ideia consiste em promover uma análise comparativa dos métodos de medições supraharmônicos existentes em norma, foi utilizado um banco de dados robusto com intuito de proporcionar grande variedade de resultados e possibilidade de conclusão sobre os mesmos. Dois tipos de sinais foram utilizados nos processamentos computacionais, os sinais sintéticos e os sinais reais. Nas seções que estão a seguir, faz-se um melhor detalhamento de cada um.

#### 4.1.1 Sinais sintéticos

Os sinais sintéticos utilizados foram elaborados com conteúdo de distorção em alta frequência, de maneira a simular os conteúdos supraharmônicos que são encontrados em sinais reais. Pensando nas emissões supraharmônicas como fontes que fluem para equipamentos vizinhos e se misturam a outras componentes, foram realizados testes com três componentes em alta frequência, de forma a simular tais tipos de emissões.

##### 4.1.1.1 Sinais sem modulação

A formulação matemática do sinal sintético sem modulação é mostrada a seguir.

$$Sinal_{SMod} = A_{fund} \cos(2\pi f_{fund} t) + \sum_{k=1}^3 A_{SH_k} \cos(2\pi f_{SH_k} t) \quad (4.1)$$

Nesse caso,  $A_{fund}$  representa a amplitude da componente fundamental,  $f_{fund}$  representa a frequência da componente fundamental.  $A_{SH1}$ ,  $A_{SH2}$  e  $A_{SH3}$  representam as amplitudes das componentes supraharmônicas e  $f_{SH1}$ ,  $f_{SH2}$  e  $f_{SH3}$  representam as localizações em frequência dessas componentes.

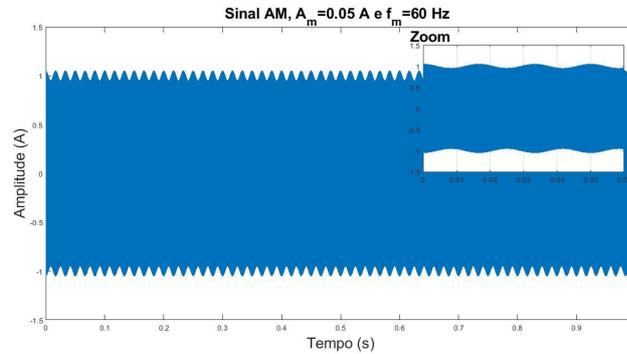
##### 4.1.1.2 Sinais de modulação AM (*Amplitude Modulation*)

Os sinais de modulação por amplitude são representados pela equação 4.2. Esses sinais representam um canal modulado em uma frequência supraharmônica que pode ser configurado com diferentes parâmetros  $A_m$  e  $f_m$ . Nesse caso,  $A_m$  e  $f_m$  são, respectivamente, a amplitude e a frequência da modulante AM da supraharmônica.

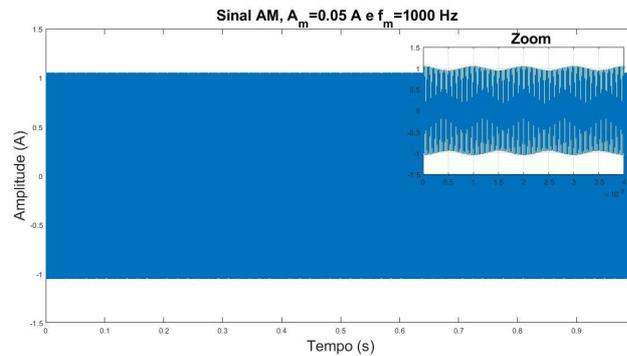
$$Sinal_{AM} = \cos(2\pi f_{SH} t) (1 + A_m \cos(2\pi f_m t)) \quad (4.2)$$

A fim de averiguar as interferências dos valores de  $A_m$  e  $f_m$  na análise da componente SH, o banco de dados composto de sinais AM foi bem diversificado e suas formas de onda podem ser vistas nas Fig.17, 18 e 19.

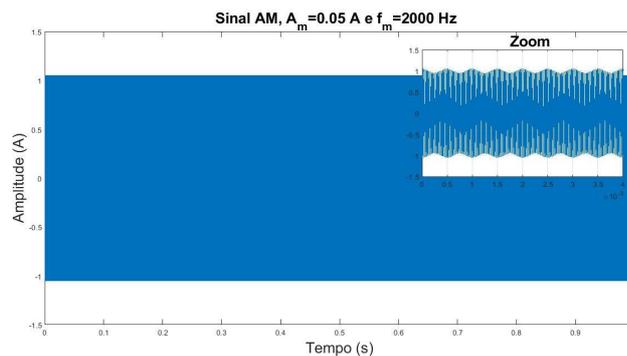
Figura 17 – Sinal de modulação por amplitude,  $A_m = 0.05$ .



(a)  $f_m = 60Hz$



(b)  $f_m = 1000Hz$

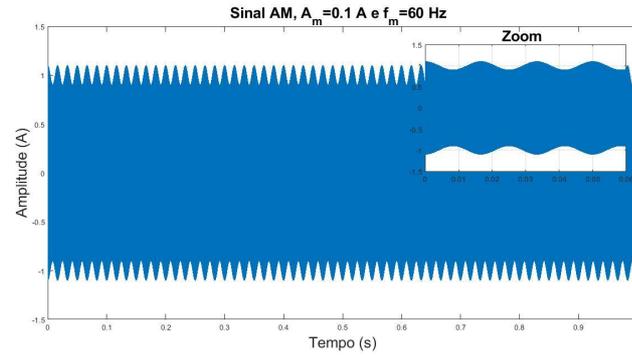


(c)  $f_m = 2000Hz$

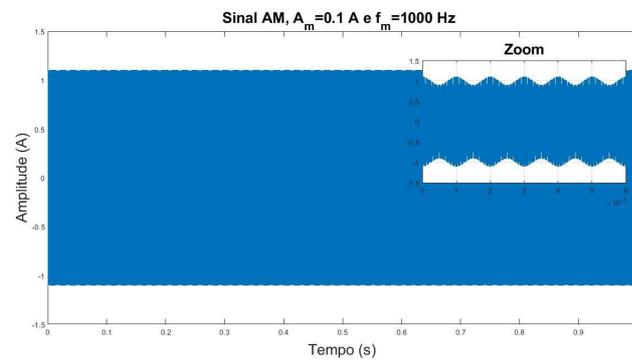
Fonte – Autora.

Quanto maior a frequência de modulação, mais difícil se torna a visualização da forma de onda e sua típica característica de distorção. Por isso, os sinais AM foram exibidos em duas escalas diferentes para o eixo "x", com a finalidade de colaborar com a visualização dos mesmos.

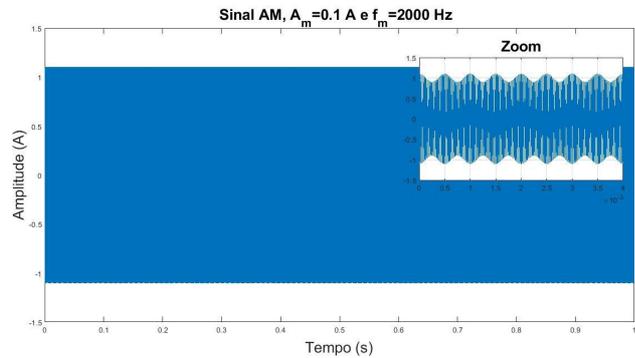
Figura 18 – Sinal de modulação por amplitude,  $A_m = 0.1$ .



(a)  $f_m = 60Hz$



(b)  $f_m = 1000Hz$

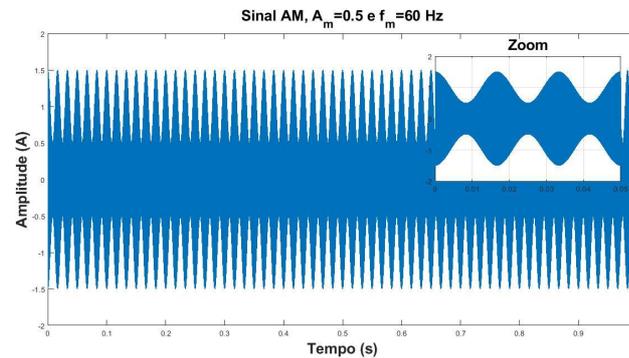


(c)  $f_m = 2000Hz$

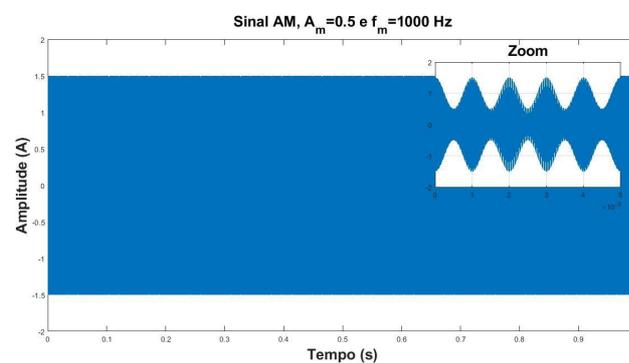
Fonte – Autora.

Quando maior a amplitude de modulação do sinal, mais aparente se torna seus picos de modulação, assemelhando-se melhor com as usuais ilustrações dos sinais AM existentes na literatura.

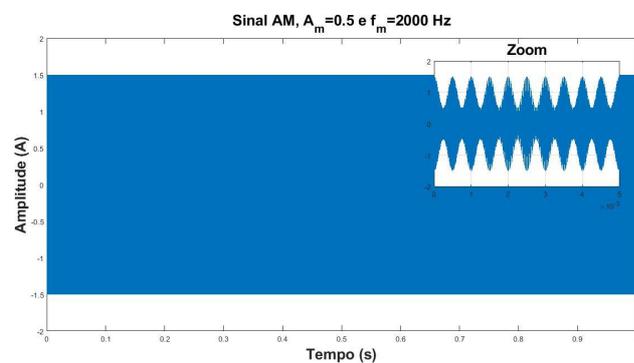
Figura 19 – Sinal de modulação por amplitude,  $A_m = 0.5$ .



(a)  $f_m = 60Hz$



(b)  $f_m = 1000Hz$



(c)  $f_m = 2000Hz$

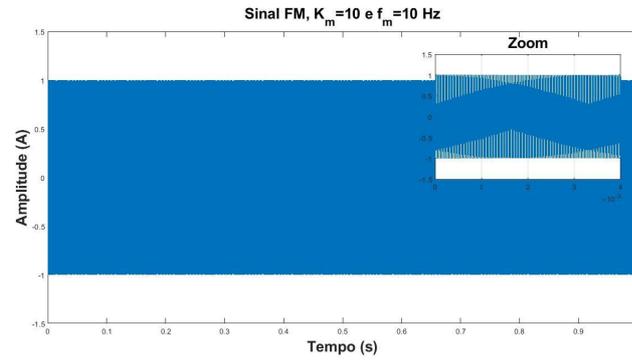
Fonte – Autora.

#### 4.1.1.3 Sinais de modulação FM (*Frequency Modulation*)

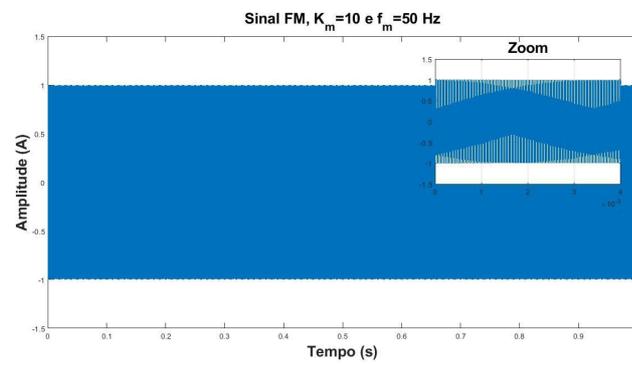
Os sinais de modulação por frequência são representados pela equação 4.3. Para uma diversificação de dados existentes e melhor averiguação de resultados, obteve-se vários sinais FM com a variação dos parâmetros  $k_m$  e  $f_m$ , os quais representam o fator de modulação e a frequência da modulante, respectivamente.

$$Sinal_{FM} = \cos(2\pi f_{SH}t + k_m \sin(2\pi f_m t) / f_m) \quad (4.3)$$

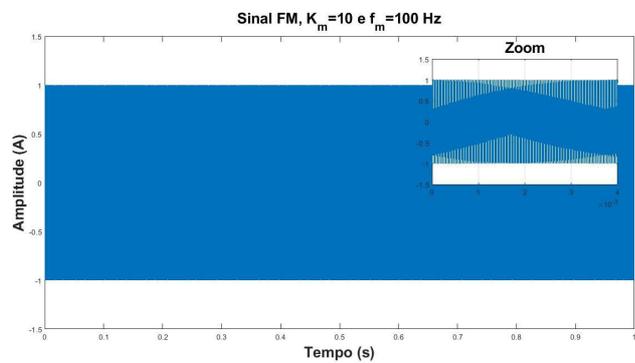
Figura 20 – Sinal de modulação por frequência,  $k_m = 10$ .



(a)  $f_m = 10Hz$



(b)  $f_m = 50Hz$

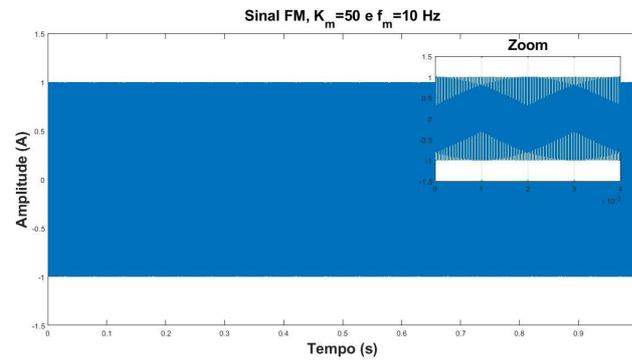


(c)  $f_m = 100Hz$

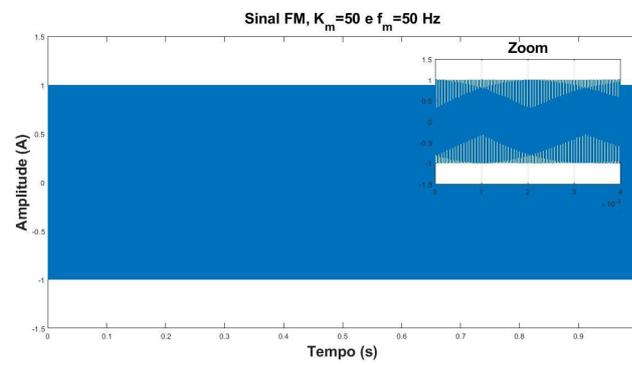
Fonte – Autora.

As distorções FM para sinais com  $f_m$  mais elevado são menos aparentes do que para valores mais baixo. Assim, os resultados das formas de onda para o banco de dados FM também foi exibido em escalas diferentes para melhor visualização do dado.

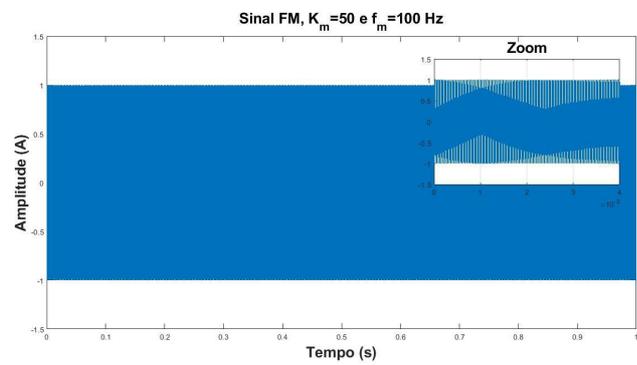
Figura 21 – Sinal de modulação por frequência,  $k_m = 50$ .



(a)  $f_m = 10\text{Hz}$



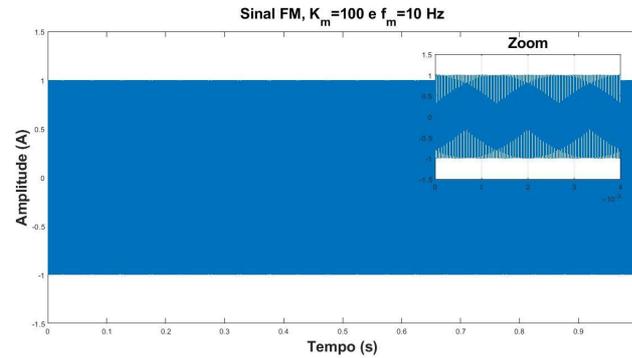
(b)  $f_m = 50\text{Hz}$



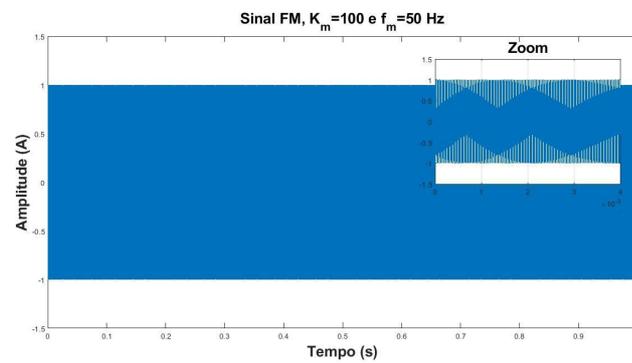
(c)  $f_m = 100\text{Hz}$

Fonte – Autora.

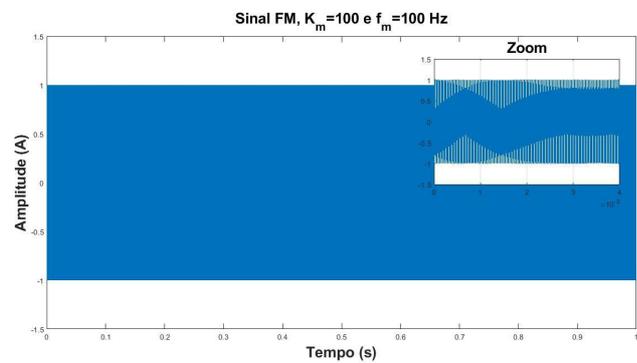
Figura 22 – Sinal de modulação por frequência,  $k_m = 100$ .



(a)  $f_m = 10Hz$



(b)  $f_m = 50Hz$



(c)  $f_m = 100Hz$

Fonte – Autora.

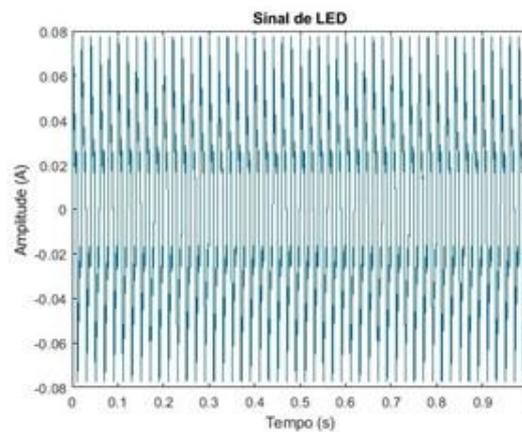
#### 4.1.2 Sinais reais

Os sinais reais foram extraídos do banco de dados PANDA (*equiPment hArmonic DAtabase*) (PANDA, 2020), desenvolvido para troca de informações sobre medidas harmônicas de equipamentos entre laboratórios de todo o mundo.

#### 4.1.2.1 Sinal real de uma lâmpada de LED

O primeiro sinal real processado é a corrente emitida por uma lâmpada de LED. As lâmpadas de LED são equipamentos em que se espera a emissão de supraharmônicos em razão dos conversores buck presentes em seu circuito elétrico (MENDES, 2019). Por isso, esse foi um dos sinais selecionados para a análise neste trabalho. A Fig. 23 mostra um sinal de corrente emitido por uma lâmpada de LED extraído do banco de dados PANDA. A frequência de amostragem do sinal é de 1000 kHz, sendo que a amplitude da corrente é de 0,08 A.

Figura 23 – Sinal real de uma lâmpada de LED.



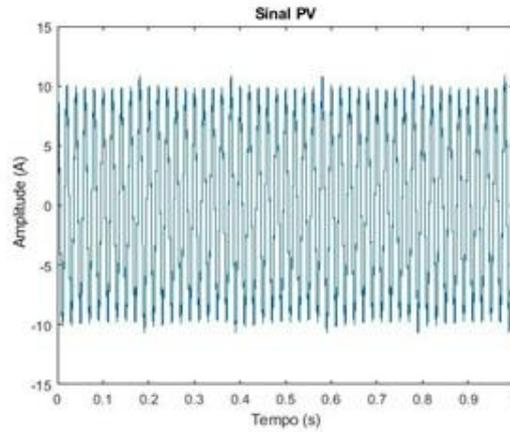
Fonte – Autora.

#### 4.1.2.2 Sinal real de um sistema fotovoltaico (PV-Photovoltaic)

Os sistemas fotovoltaicos são típicos emissores de SH, também em decorrência dos conversores estáticos de energia a eles associados (RÖNNBERG, 2017). Os equipamentos de eletrônica de potência são formados por dispositivos de comutação de semicondutores, os quais são os causadores de SH devido ao repentino corte da forma de onda durante a transmissão.

A Fig. 24 mostra o sinal de corrente de um painel fotovoltaico. Este sinal com amplitude de 10 A foi amostrado com a frequência de amostragem de 1000 kHz.

Figura 24 – Sinal real de um sistema fotovoltaico.

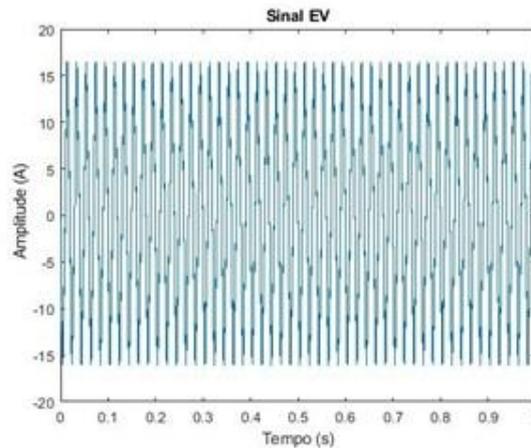


Fonte – Autora.

#### 4.1.2.3 Sinal real de um sistema de veículo elétrico (EV-*Electric Vehicle*)

Os carregadores de veículos elétricos são também um dos principais emissores de SH. Por isso, um sinal oriundo de um sistema EV foi escolhido para análise neste trabalho. A forma de onda do mesmo é exibida na Fig. 25 e possui frequência de amostragem de 1000 kHz e amplitude de 16 A.

Figura 25 – Sinal real de um veículo elétrico.



Fonte – Autora.

## 4.2 RESULTADOS DE QUASE-PICO PARA OS SINAIS SINTÉTICOS

Nesta seção, discutiremos os resultados de simulações para sinais sintéticos conforme o banco de dados mostrado na seção 4.1. Assim como abordado, esses sinais viabilizam a

averiguação dos métodos propostos e atestam a pertinência dos dados encontrados, já que seus valores são previamente conhecidos.

#### 4.2.1 Sinais sem modulação

Três tipos de sinais sem modulação foram testados com os métodos propostos neste trabalho. O primeiro gerado com a equação 4.4, possui três componentes supraharmônicas nas faixas de 20 kHz, 50 kHz e 80 kHz. O segundo caso simulado com a equação 4.5, possui apenas uma componente em 50.5 kHz e frequência fundamental de 50 Hz e, o último, possui uma SH em 50.1 kHz e fundamental de 50 Hz como mostrado na equação 4.6.

*Caso 1:*

$$Sinal = \cos(2\pi 20000t) + \cos(2\pi 50000t) + \cos(2\pi 80000t) \quad (4.4)$$

*Caso 2:*

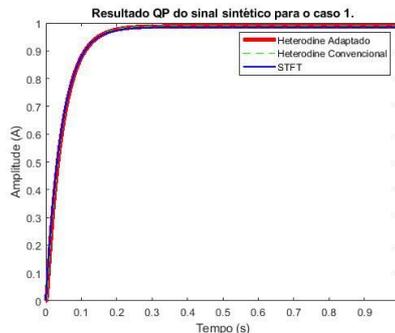
$$Sinal = \cos(2\pi 50t) + 0.1\cos(2\pi 50500t) \quad (4.5)$$

*Caso 3:*

$$Sinal = \cos(2\pi 50t) + 0.1\cos(2\pi 50100t) \quad (4.6)$$

Nas Fig. 26, 27 e 28 que estão a seguir, pode-se observar os resultados alcançados com a três metodologias abordadas neste trabalho: STFT, Heterodine convencional e Heterodine adaptado.

Figura 26 – Resultado QP de um sinal sintético sem modulação com três componentes SH.



Fonte – Autora.

As três componentes do sinal sintético para o caso 1 possuem amplitude unitária, por isso era esperado o resultado encontrado na Fig. 26 com um QP final próximo de 1. Tal

fato ocorre somente em casos de sinais com frequências elevadas em que o tempo de descarga do capacitor se torna bem pequeno, evitando, assim, maiores oscilações no sinal.

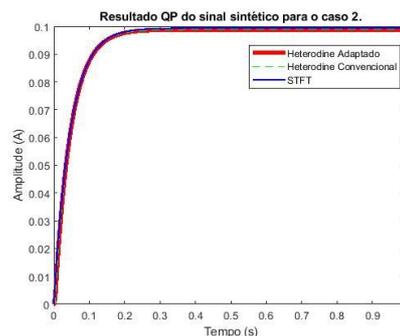
Os métodos testados no trabalho foram eficientes na detecção de supraharmônicos no sinal. Os parâmetros de eficiência são comparados em relação ao método heterodine convencional, o qual tem a penalidade de um alto custo computacional. O método da STFT é adequado na detecção de SH, mas possui a desvantagem de configurações mais complexas para o processamento. Já o método proposto, heterodine adaptado, se mostrou relevante e mais vantajoso quanto ao custo computacional e quanto à dificuldade de configuração e adequação de parâmetros. Esse último método, contudo, pode acarretar em erros de medidas quando a sua resolução em frequência não for definida adequadamente.

As três componentes SH do primeiro sinal foram detectadas de forma coerente e seus valores QP se mostraram pertinentes, não somente atendendo ao requisito de ser próximo ao valor de amplitude unitária original, mas também em relação a sua curva de comportamento em relação ao tempo.

Com tempo de carga bem inferior ao tempo de descarga, as curvas QP possuem essa característica de se carregarem rapidamente no início da simulação e procurarem uma estabilização de valor até o final.

O sinal sintético de simulação referente à equação 4.5 foi processado e o resultado final de QP para os métodos propostos está apresentado na Fig. 27.

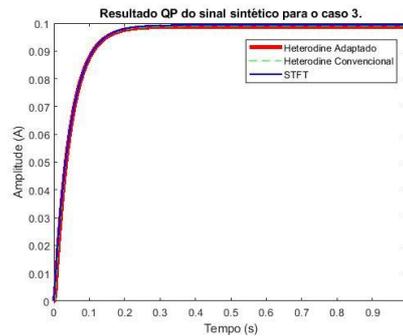
Figura 27 – Resultado QP de um sinal sintético sem modulação com componente SH de 50.5 kHz



Fonte – Autora.

Para o sinal sintético de simulação referente à equação 4.6, os três resultados encontrados foram demonstrados na Fig. 28.

Figura 28 – Resultado QP de um sinal sintético sem modulação com componente SH de 50.1 kHz



Fonte – Autora.

As simulações para os sinais de equação 27 e 28 foram igualmente favoráveis, não houve problema de detecção das componentes SH e seus valores foram coerentes com a teoria apresentada na bibliografia.

O método heterodine adaptado não apresentou significativas diferenças de resultados em relação ao método heterodine convencional para os sinais sintéticos em questão. Tal fato, revela a eficiência daquele em relação a esse, com maior vantagem em relação ao custo computacional que é majoritariamente reduzido com a implementação da FFT em seu processamento. Isso pode trazer inúmeras vantagens e colaboração para difusão do método, dispensando altos custos de requisição de *hardware*.

O método da STFT oferece um custo computacional baixo, mas exige uma complexidade de configuração de parâmetros e também acarreta maior espalhamento do sinal.

Na Tabela 3 faz-se um compilado dos resultados de QP encontrados para os sinais sintéticos do caso 1, caso 2 e caso 3.

Tabela 3 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais sintéticos sem modulação

Sinal	STFT	Heterodine Convencional	Heterodine Adaptado
Caso 1	0,9837 A	0,9887 A	0,9886 A
Caso 2	0,09935 A	0,09887 A	0,09886 A
Caso 3	0,09935 A	0,09887 A	0,09886 A

Fonte – Autora.

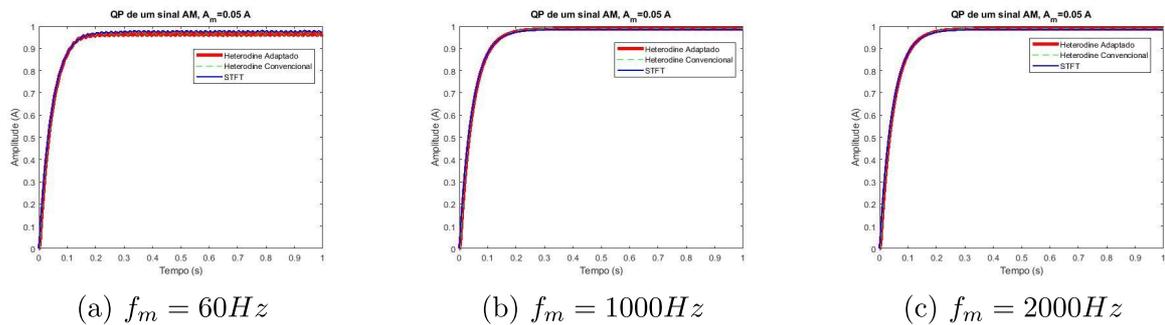
#### 4.2.2 Sinais de modulação por amplitude-AM

Os resultados finais para sinais com modulação devem ser tratados e observados de forma mais criteriosa, porque os valores de amplitude de modulação ( $A_m$ ) e frequência de modulação ( $f_m$ ) podem mascarar o real dado encontrado na simulação QP. Por isso, é aconselhável exibir também os valores QP de todo o espectro supraharmônico para os

casos modulados, auxiliando em maiores esclarecimentos dos valores encontrados. Tais fatos foram melhor discutidos nas subsecções de cada método implementado.

Com a implementação da STFT no sinal de  $A_m = 0.05 A$ , a variação dos valores de frequência de modulação em 60 Hz, 1000 Hz e 2000 Hz não afetaram os resultados encontrados e foram bem parecidos com os valores de um sinal sem modulação e de mesma amplitude original. Os resultados encontrados para a amplitude de 0,05 A foram de 0,8084 A, 0,8017 A e 0,8019 A para  $f_m$  de 60 Hz, 1000 Hz e 2000 Hz, respectivamente, conforme observado na Fig. 29.

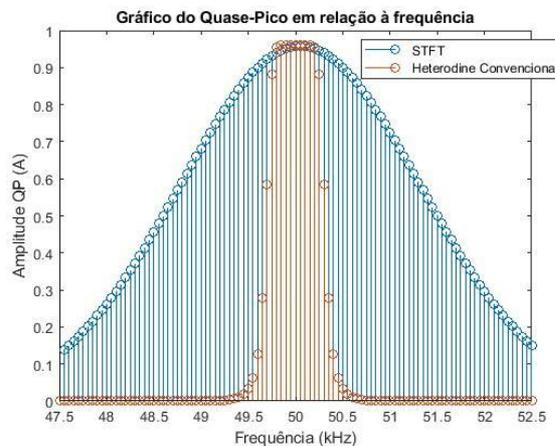
Figura 29 – Resultados QP sinais de modulação por amplitude,  $A_m = 0.05$  (caso 1).



Fonte – Autora.

Na figura 30 apresentam-se valores de quase-pico para o caso1-a, nessa figura é possível visualizar a questão do espalhamento que é mais evidente para o método da STFT do que para os métodos do tipo heterodine. Isso se dá pelo fato de janelamento e resoluções adotadas para a transformada.

Figura 30 – Gráfico de Quase-Pico para o sinal AM com  $A_m = 0.05A$  e  $f_m = 60Hz$ .

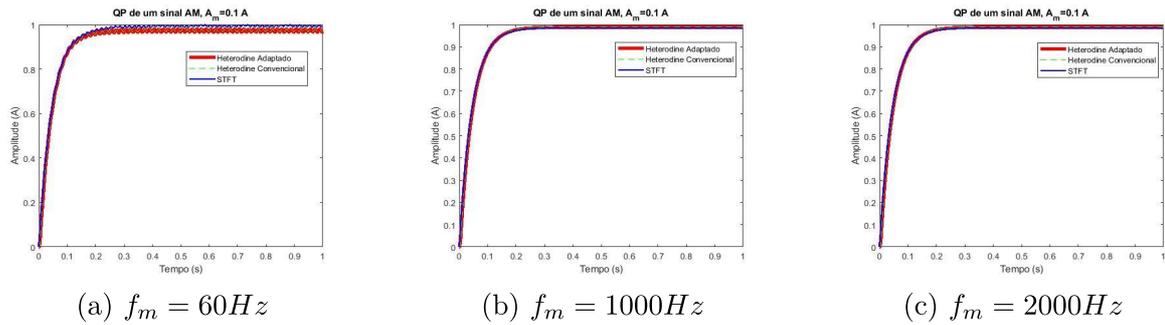


Fonte – Autora.

O mesmo resultado acontece para amplitude de modulação de 0, 1. Isso porque, essa

baixa amplitude é irrelevante no somatório final das componentes do sinal modulado. Dessa forma, a variação do valor da frequência de modulação traz resultados muito próximos para as simulações de QP. Os valores encontrados foram de 0,8084 A, 0,8017 A e 0,8019 A para as frequências de modulação em 60 Hz, 1000 Hz e 2000 Hz, respectivamente, conforme pode ser observado na Fig. 31

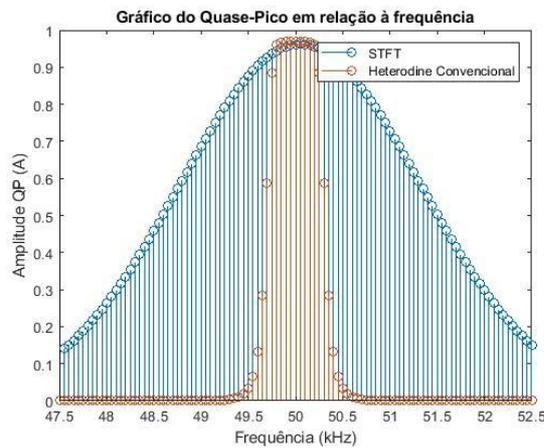
Figura 31 – Resultados QP sinais de modulação por amplitude,  $A_m = 0.1$  (caso 2).



Fonte – Autora.

As curvas de quase-pico do sinal podem ser observada como exemplo para um sinal AM na Fig. 32, ilustrando maior espalhamento do método da STFT do que para o método heterodine utilizado.

Figura 32 – Gráfico de Quase-Pico para o sinal AM com  $A_m = 0.1A$  e  $f_m = 60Hz$ .



Fonte – Autora.

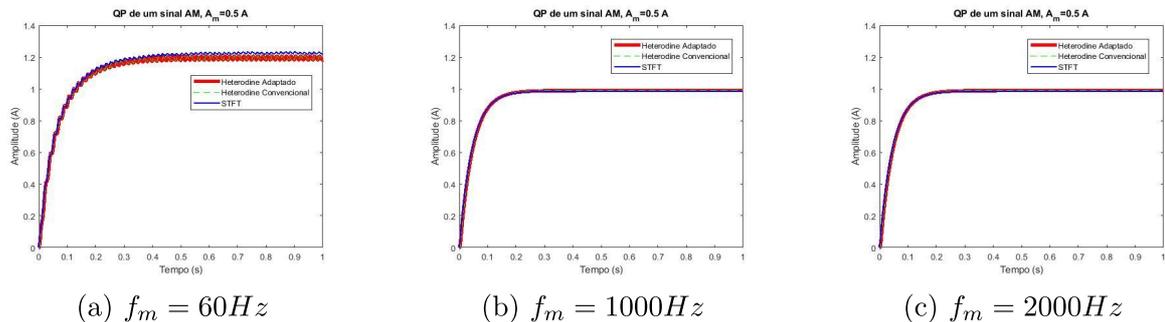
Para entender melhor os resultados encontrados para uma amplitude de modulação  $A_m$  de 0.5 A, podemos analisar a equação 4.2 de forma mais detalhada, conforme descrito em 4.7:

$$\text{Sinal}_{AM} = \cos(2\pi f_{SHT})(1 + A_m \cos(2\pi f_m t)) =$$

$$\cos(2\pi f_{SH}t) + \cos(2\pi f_{SH}t)A_m\cos(2\pi f_m t) = \cos(2\pi f_{SH}t) + \frac{A_m}{2}[\cos(2\pi(f_{SH} + f_m)t) + \cos(2\pi(f_{SH} - f_m)t)] \quad (4.7)$$

Pela equação 4.7 podemos perceber que surgem duas componentes supraharmônicas em  $f_{SH} + f_m$  e  $f_{SH} - f_m$  com valor de amplitude igual a  $\frac{A_m}{2}$ . Para o caso da Fig. 33b, as duas componentes que surgem estão em 49 kHz e 51 kHz e possuem amplitude de 0.25 A. Para a Fig. 33c as componentes surgem em 48 kHz e 52 kHz com a mesma amplitude anterior de 0.25 A. Dessa forma, a energia de quase-pico se divide nessas novas componentes SH e o valor de quase-pico final para a frequência central de 50 kHz é menor nesses casos do que para o caso da Fig. 33a, o qual a  $f_m$  de 60 Hz é bem próxima da frequência central de 50 kHz e não é cortada pelo filtro de largura de banda de 200 Hz, como nos outros casos. Para o sinal de  $A_m$  igual a 0.5 A, os valores de QP encontrados foram de 0,9986 A, 0,8007 A e 0,8017 A para as  $f_m$  de 60 Hz, 1000 Hz e 2000 Hz, respectivamente.

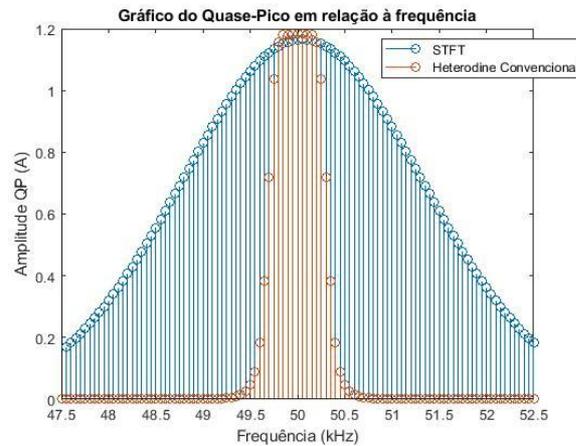
Figura 33 – Resultados QP sinais de modulação por amplitude,  $A_m = 0.5$  (caso 3).



Fonte – Autora.

Na Fig. 34 observam-se as questões de espalhamento para o sinal em questão e para os métodos de medidas utilizados.

Figura 34 – Gráfico de Quase-Pico para o sinal AM com  $A_m = 0.5A$  e  $f_m = 60Hz$ .



Fonte – Autora.

Para o método heterodine convencional, os valores encontrados de SH foram satisfatórios e bem semelhantes ao método da STFT. Nos casos de simulações com  $A_m$  de 0,05 A e 0,1 A as simulações com variações em  $f_m$  foram bem próximas. No entanto, para o caso de  $A_m$  igual a 0,5 A e  $f_m$  igual a 60 Hz obteve-se valores de QP diferentes dos casos anteriores em virtude da componente que surge pela modulação AM ser mais evidente.

Na Tabela 4 faz-se uma análise geral dos dados de simulação QP encontrados para os sinais sintéticos de modulação AM.

Tabela 4 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais sintéticos de modulação AM.

Sinal	STFT	Heterodine Convencional	Heterodine Adaptado
Caso 1-a	0,9760 A	0,9618 A	0,9618 A
Caso 1-b	0,9775 A	0,9885 A	0,9885 A
Caso 1-c	0,9859 A	0,9886 A	0,9886 A
Caso 2-a	0,9618 A	0,9618 A	0,9618 A
Caso 2-b	0,9734 A	0,9885 A	0,9885 A
Caso 2-c	0,9796 A	0,9886 A	0,9886 A
Caso 3-a	1,2152 A	1,1835 A	1,1820 A
Caso 3-b	1,0630 A	0,9883 A	0,9883 A
Caso 3-c	0,9810 A	0,9886 A	0,9886 A

Fonte – Autora.

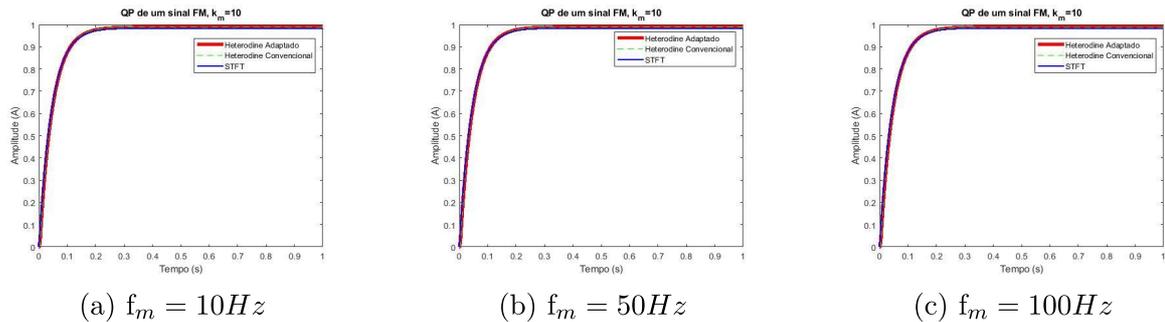
#### 4.2.3 Sinais de modulação por frequência

Para um ambiente de modulação em frequência, os três métodos propostos neste trabalho mostraram-se satisfatórios na detecção de componentes supraharmônicas. Isso

foi comprovado com vários estudos de caso, de sinais gerados em simulação com valores previamente conhecidos. Para se alcançar maior confiabilidade nos testes, variou-se os valores de  $k_m$  e  $f_m$  dos sinais de modulação por amplitude.

As curvas de quase-pico podem ser visualizadas nas Fig. 35, 36, 37, onde os resultados dos três métodos de medição analisados neste trabalho podem ser observados.

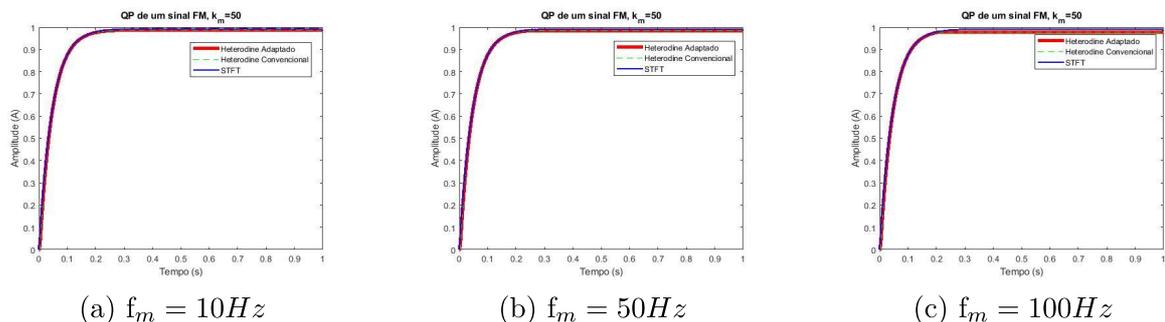
Figura 35 – Resultados QP sinais de modulação por frequência,  $k_m = 10$ (*caso1*).



Fonte – Autora.

Como se sabe, os sinais FM possui uma variação na frequência da portadora para transmitir a informação desejada. Essa variação é medida pelo fator modulante ( $k_m$ ) dividido pela frequência de modulação ( $f_m$ ). Assim quanto menor essa taxa, mais próximo de um sinal estacionário a informação se torna e a leitura do quase-pico é mais limpa e livre de oscilações. Portanto, o pior caso de análise foi o da Fig. 37a com uma taxa igual a 10 e o melhor caso foi o da Fig. 35c com uma taxa de 0.1.

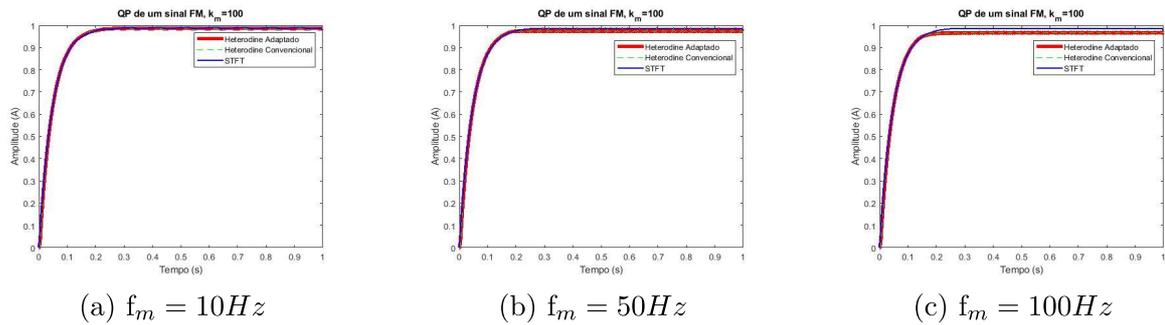
Figura 36 – Resultados QP sinais de modulação por frequência,  $k_m = 50$ (*caso2*).



Fonte – Autora.

Os piores casos de simulação para análise QP foram para os de  $k_m$  igual a 100, no entanto, pode-se conseguir uma análise razoável para o caso em que  $k_m$  é igual a  $f_m$ . Isso torna o sinal menos oscilante e de melhor análise final.

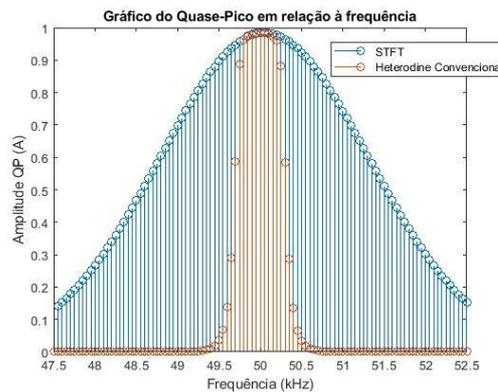
Figura 37 – Resultados QP sinais de modulação por frequência,  $k_m = 100$ (*caso3*).



Fonte – Autora.

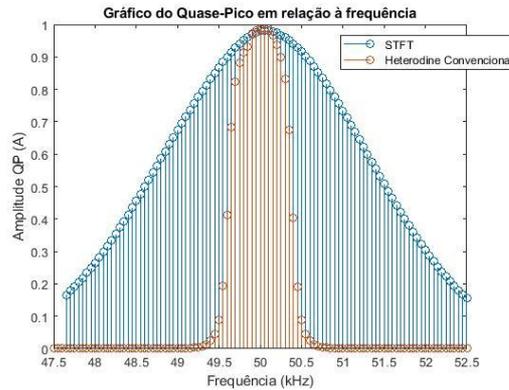
Os resultados QP também foram amostrados na frequência a fim de fazer-se uma análise mais minuciosa em cada caso de extremo.

Figura 38 – Sinal FM de  $k_m = 10$  e  $f_m = 100$ .



Fonte – Autora.

Percebe-se que para o método da STFT tem-se um maior espalhamento do sinal no tempo, o qual deve ser compensado por um fator multiplicativo a fim de obter-se resultados de análise satisfatórios. Nas curvas para o melhor caso (Fig. 38) e pior caso (Fig. 39) de análise dos sinais FM, podem ser observadas as mesmas características de espalhamento do sinal para o método da STFT muito mais acentuado do que para o método Heterodine. Esse espalhamento contudo, mais acentuado na STFT, não causou impacto no valor do resultado final encontrado porque a janela Gaussiana aplicada no processamento implicou um ganho de amplitude no sinal simulado, o que acabou acarretando a compensação do espalhamento do sinal.

Figura 39 – Sinal FM de  $k_m=100$  e  $f_m=10$ .

Fonte – Autora.

Na Tabela 5 tem-se um compilado dos resultados QP para sinais FM ao final de 1 segundo de simulação.

Tabela 5 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais sintéticos de modulação FM.

Sinal	STFT	Heterodine Convencional	Heterodine Adaptado
Caso 1-a	0, 9936 A	0, 9885 A	0, 9885 A
Caso 1-b	0, 9935 A	0, 9884 A	0, 9884 A
Caso 1-c	0, 9935 A	0, 9881 A	0, 9881 A
Caso 2-a	0, 9921 A	0, 9878 A	0, 9878 A
Caso 2-b	0, 9922 A	0, 9848 A	0, 9852 A
Caso 2-c	0, 9924 A	0, 9785 A	0, 9788 A
Caso 3-a	0, 9864 A	0, 9855 A	0, 9855 A
Caso 3-b	0, 9869 A	0, 9753 A	0, 9734 A
Caso 3-c	0, 9856 A	0, 9650 A	0, 9678 A

Fonte – Autora.

### 4.3 RESULTADOS DE QUASE-PICO PARA OS SINAIS REAIS

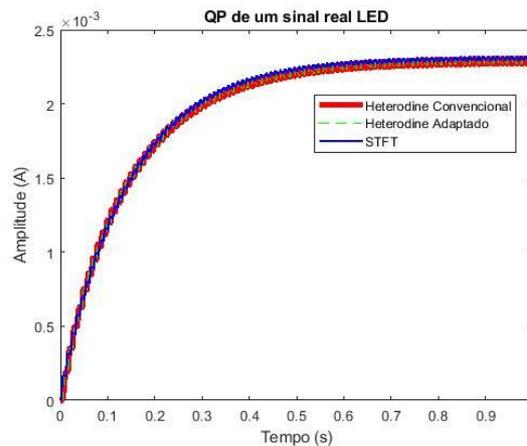
#### 4.3.1 Sinal real de uma lâmpada de LED

Como informado na seção 4.1.2.1, o sinal de uma lâmpada de LED é uma típica fonte de componentes supraharmônicos. Com a aplicação das três metodologias na análise deste sinal, foi possível encontrar frequências que se encontram na faixa de 9 kHz até 150 kHz. Assim como para o sinal sintético, para o sinal real de LED a principal componente rastreada, ou seja, aquela de maior energia, foi igual nos três casos em 35,05 kHz.

A amplitude da corrente de quase-pico, que é encontrada ao final de 1 s de simulação, foi de 0,0023 A para os dois métodos heterodine e 0,002303 A para o método da STFT.

Essa pequena variação era esperada tendo em vista os resultados encontrados para o sinal sintético, em que houve também essa mínima diferença. Essas alternâncias são, contudo, irrelevantes na análise final dos resultados, quando os limites de emissão são estabelecidos e quando as técnicas de mitigação são empregadas, sendo possível alcançar o objetivo final de manter a qualidade do SEP. As curvas de QP para as três metodologias são demonstradas na Fig. 40.

Figura 40 – Resultado QP para sinal de corrente oriundo de uma lâmpada LED pelos três métodos implementados.



Fonte – Autora.

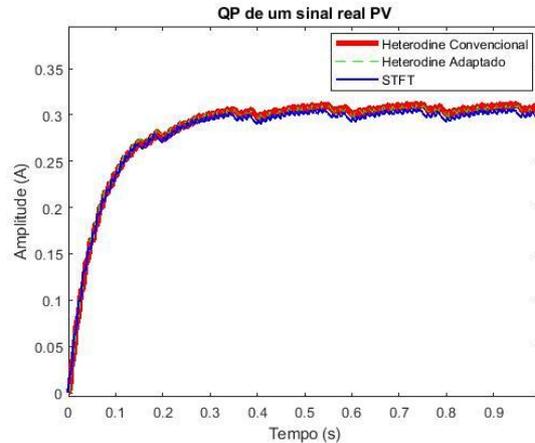
#### 4.3.2 Sinal real de um sistema PV

O sistema fotovoltaico tem associado a ele dispositivos semicondutores de alta frequência de comutação, os quais são os responsáveis pelas frequências supraharmônicas emitidas por esses aparatos. A emissão SH foi comprovada com as metodologias implementadas neste trabalho e as amplitudes de QP foram, em sequência, iguais a 0,3011 A, 0,3003 A e 0,223 A para as metodologias heterodine convencional, heterodine adaptado e STFT.

A diferença nos resultados pode ocorrer em razão do comportamento não-estacionário dos sinais reais, que exige também uma mudança em relação às configurações propostas para o sinal sintético a fim de que os resultados encontrados sejam idealmente idênticos, como a elaboração de equações de sinais sintético variantes com o tempo. Uma implementação realizada de tal forma poderia ser mais dificultada e, em um ambiente real, pode ser considerada como desnecessária, já que os resultados alcançados se aproximaram satisfatoriamente para os três métodos. Deve-se ressaltar, contudo, que as técnicas de mitigação que possam ser adotadas devem levar em consideração essa questão de pequenas variações que, por ventura, possam existir em razão do método de medição SH escolhido. Os resultados de quase-pico para os três métodos aplicados ao sinal de

um PV são exibidos na Fig. 41.

Figura 41 – Resultado QP para um sinal de corrente de um sistema PV pelos três métodos implementados.

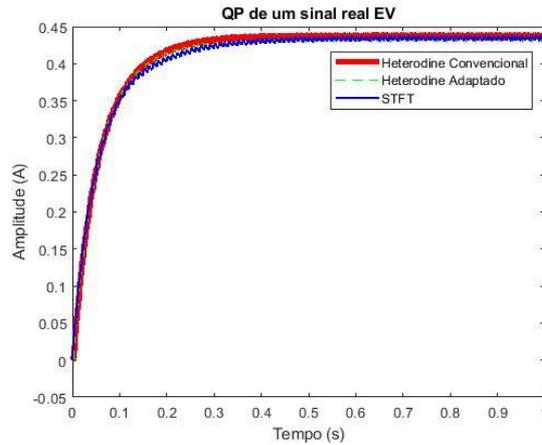


Fonte – Autora.

#### 4.3.3 Sinal real de um EV

Um veículo elétrico também pode ser uma fonte emissora de SH no momento em que o sistema de carregamento do mesmo é conectado à rede elétrica. Esse sinal captado de um sistema real foi analisado nos três métodos. As amplitudes QP encontradas foram de 0,4378 A, 0,4319 A e 0,4308 A para os métodos heterodine convencional, heterodine adaptado e STFT, respectivamente. Os resultados, notadamente, apresentaram valores diferentes, mas aproximados. Isso ocorreu em razão do mesmo motivo do sinal real de um PV, o qual não apresentou diferenças tais que pudessem interferir nas análises finais sobre o conteúdo de alta frequência existente no sinal. A Fig. 42 apresenta os três resultados encontrados para o sinal de um veículo elétrico.

Figura 42 – Resultado QP para um sinal de corrente de um EV pelos três métodos implementados.



Fonte – Autora.

Tabela 6 – Síntese dos resultados QP obtidos para os sinais reais.

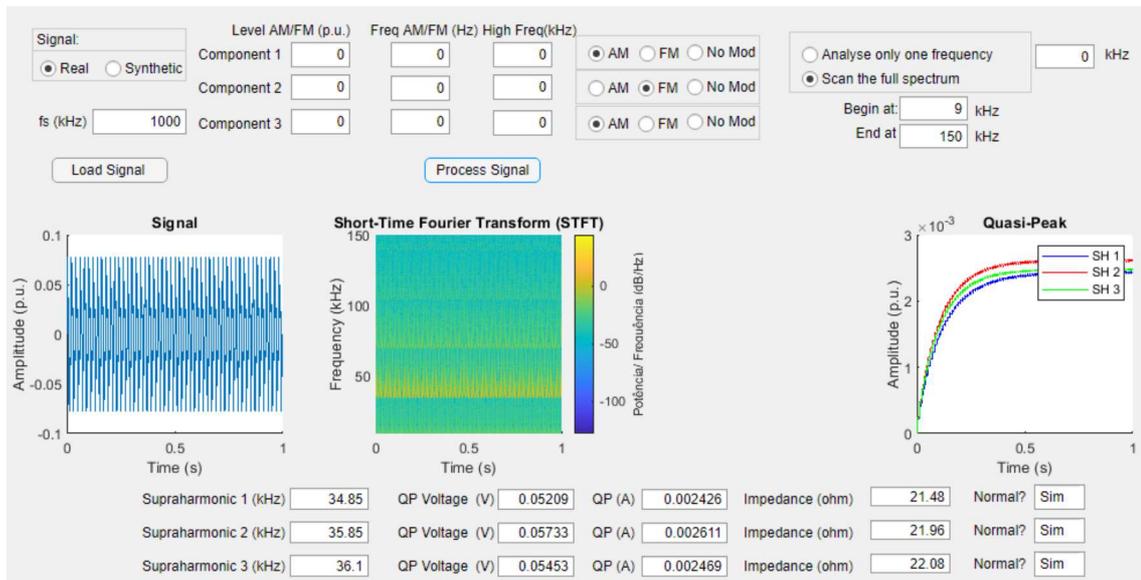
Sinal	STFT	Heterodine Convencional	Heterodine Adaptado
Led	0,0024 A	0,0023 A	0,0023 A
PV	0,2985 A	0,3011 A	0,3003 A
EV	0,4247 A	0,4378 A	0,4319 A

Fonte – Autora.

#### 4.4 INTERFACE GRÁFICA DE MEDIÇÃO STFT

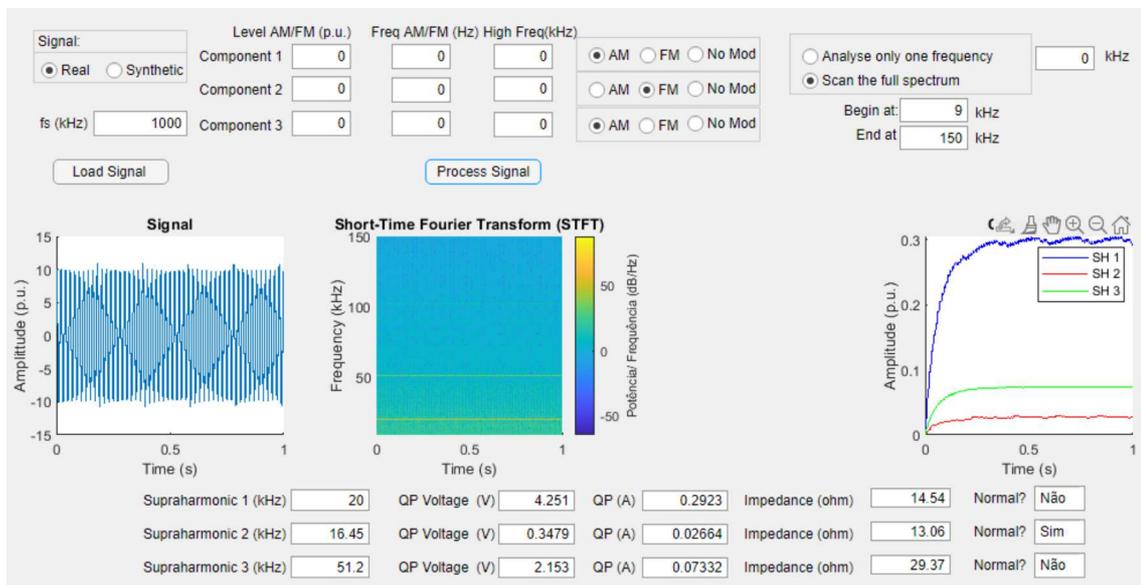
Os principais testes de utilização da interface para sinais reais são mostrados nas Fig. 43, 44, 45. O resultado de um sinal sintético é mostrado na Fig. 46.

Figura 43 – Resultado na interface gráfica do sinal de LED



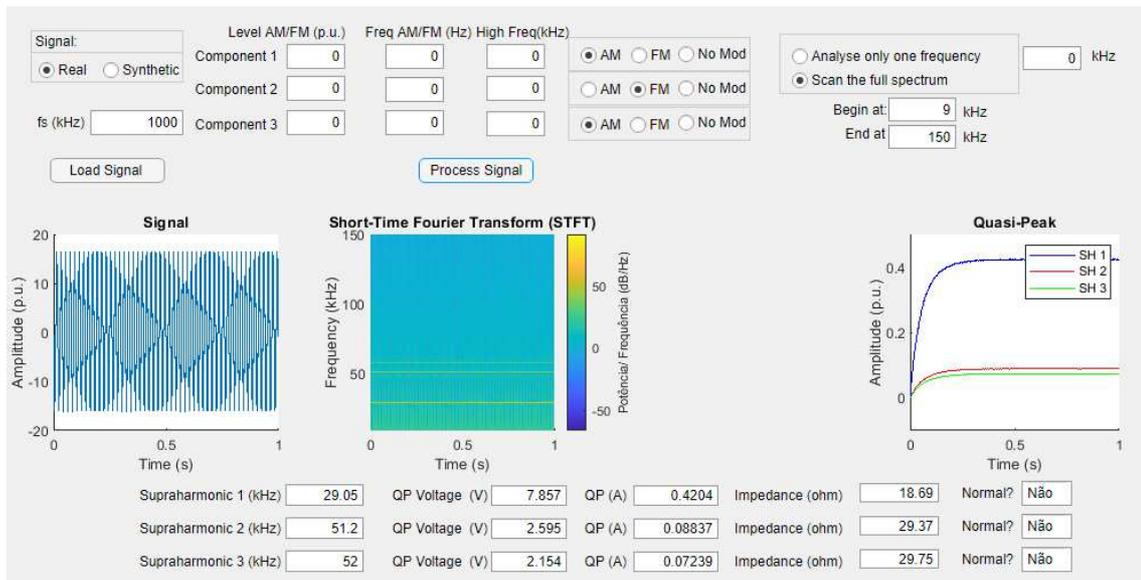
Fonte – Autora.

Figura 44 – Resultado na interface gráfica do sinal PV



Fonte – Autora.

Figura 45 – Resultado na interface gráfica do sinal EV

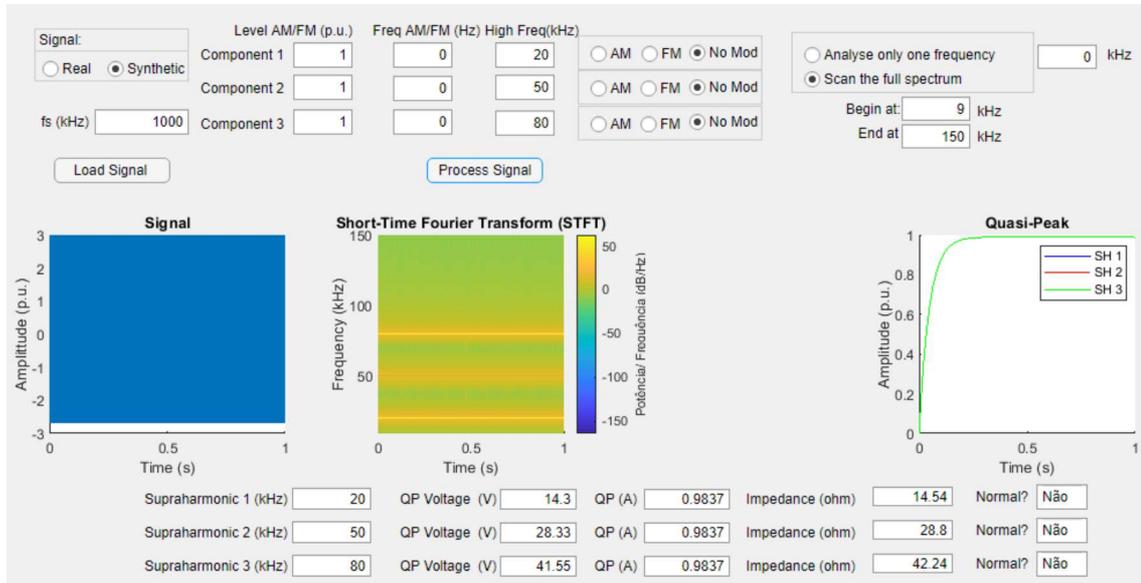


Fonte – Autora.

Para a análise dos sinais reais, a interface foi uma importante aliada de verificação e diagnóstico dos dados. Com componentes GUI de fácil manipulação e entendimento, ela possibilita a utilização do analisador espectral de forma sugestiva e mais adequada ao usuário final. Os principais dados de análise como nível de corrente e tensão QP, o rastreamento da frequência supraharmônica podem ser observados na tela.

Além disso, foi possível alcançar uma gama bem variada de testes para sinais sintéticos devido à facilidade de implementação dos mesmos por meio do aplicativo. Assim testes de sinais modulados e não modulados auxiliam no estudo e compreensão da faixa de frequência estudada.

Figura 46 – Resultado na interface gráfica do sinal sintético equação 4.1.



Fonte – Autora.

A interface gráfica fornece grande vantagem ao usuário final, pois simplifica as análises, além de fornecer uma gama de possibilidades de simulação com sinais reais e sintéticos de diversas naturezas.

## 5 CONCLUSÃO

Diante dos fatos abordados, foi possível notar o impacto negativo que as componentes supraharmônicas podem trazer ao sistema elétrico de potência (SEP). Com isso, estudos que norteiem essa área de pesquisa são de extrema importância para fornecer parâmetros e dados consolidados à comunidade acadêmica e aos setores privados. Dessa maneira, é imprescindível a existência de uma normalização, que forneça de forma segura os valores de tais distúrbios na rede e ateste a necessidade de implantação de técnicas de mitigação para melhor proveito e promoção da qualidade da energia elétrica (QEE). Com isso, as três metodologias estudadas neste trabalho foram de grande relevância para fazer-se uma análise comparativa e qualitativa dos dados encontrados. Norteando-se pela CISPR 16, a pesquisa abordou as técnicas de análise supraharmônica por meio da STFT, pelo heterodine convencional e, também, por uma proposta de medição de um heterodine adaptado. Portanto, os três métodos mostraram-se satisfatórios na análise dos dados.

Nesse sentido, o método da STFT possui características peculiares como configuração da janela e adequação dos parâmetros em acordo com a norma seguida. Outros parâmetros, no entanto, como a taxa de abertura da janela, foram escolhidos de forma experimental para melhor eficiência de dados medidos. Isso tudo foi calibrado e realizado com o auxílio de um processamento anterior de alguns sinais sintéticos com distorção SH, cujos valores e componentes podem ser conhecidos anteriormente.

No estudo e análise dos sinais sintéticos, foi possível perceber erros de medidas para os sinais de modulação AM com determinada amplitude e frequência de modulação para todos os métodos de análise utilizados. Isso porque, a amplitude de quase-pico ficou acima do valor esperado, que deveria ser unitário. Com uma verificação minuciosa foi possível perceber que tais erros procedem de componentes geradas pela modulação, cujos valores estão dentro da banda de passagem do filtro utilizado, o qual neste trabalho foi implementado com 200 Hz, observando-se a norma CISPR 16.

Além disso, os métodos heterodine convencional e heterodine adaptado atestaram resultados semelhantes em todos os estudos de casos abordados neste trabalho. Levanta-se então, a observação de que o método heterodine modificado se torna mais vantajoso no quesito de custo computacional, já que a pré-seleção de componentes de maior energia do sinal, antes do processamento pelo detector de quase-pico, colabora para um menor tempo de medição do sinal, pois não há a necessidade de que todo o espectro do sinal seja varrido e analisado como ocorre no método heterodine convencional.

Dentre os métodos acima utilizados, o da STFT foi implementado em uma interface gráfica para o usuário final por possuir menor custo computacional e por já ser atestado em norma. A interface gráfica possui várias funcionalidades de detecção e rastreamento

de componentes supra-harmônicas que se tornaram uma importante ferramenta para estudos da área. Por meio do aplicativo foi possível a implementação de vários tipos de sinais sintéticos com uma gama bem variada de dados em amplitude e frequência. Ainda, foi possível fazer-se a averiguação de sinais reais com conteúdo de distorção SH de forma mais prática e objetiva. Como resultados obtêm-se a visualização gráfica da distorção de forma de onda do sinal, o espectro de potência do mesmo e a curva do quase-pico para as três componentes de maior energia. Além disso, é possível verificar valores QP de tensão e saber se cada um obedece aos níveis de compatibilidade eletromagnética exigidos em norma, atestando-os como normais ou não.

Por tudo isso, a pesquisa realizada neste trabalho se mostrou relevante para a comunidade acadêmica, pois teve o intuito de colaborar com estudiosos do tema para chegar-se a uma melhor e mais consolidada técnica de medição e análise supra-harmônica, a fim de manter-se a QEE e direcionar os usuários do SEP. Colaborou ainda com a implementação de uma interface gráfica de fácil manipulação de dados para uma melhor análise para os usuários finais.

O tema de análise supra-harmônica é relativamente recente e carece de estudos continuados na área. Como seguimentos do trabalho propõe-se a construção de um modelo em *hardware* para análise em tempo real; a implementação de outros métodos seguindo a teoria de outras transformadas tempo-frequência; e a comparação dos métodos existentes em literatura como o PLL (*Phase Locked Loop*) com os métodos utilizados nesta pesquisa.

Dois artigos relacionados aos trabalho foram publicados: Análise de componentes supra-harmônicos com detector de Quase-Pico (CBA, 2020) e Análise comparativa dos métodos de medição de supra-harmônicos baseados na norma CISPR 16 (CBQEE, 2021).

## REFERÊNCIAS

ANGULO, I., ARRINDA, A., FERNÁNDEZ, I., URIBE-PÉREZ, N., ARECHALDE, I., HERNÁNDEZ, L. **A review on measurement techniques for non-intentional emissions above 2 kHz**. In 2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), 2016. p. 1-5.

AKANSU, Ali N., HADDAD, Richard A., HADDAD, Paul A. **Multiresolution signal decomposition: transforms, subbands, and wavelets**. Academic press, 2001.

BOLLEN, M.; OLOFSSON, M.; LARSSON, A.; RÖNNENBERG, S.; LUNDMARK, M. **Standards for supraharmonics (2 to 150 kHz)**. IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, v. 1, p. 114-119, 2014.

BRAUN, S. FRECH, A. RUSSEK, P. **CISPR specification and measurement uncertainty of the time-domain EMI measurement system**. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. IEEE, 2008.

**Center for Climate and Energy Solutions**. Renewable Energy. Disponível em: <https://www.c2es.org/content/renewable-energy/>. Acesso em: 1 jun. 2021.

DARMAWARDANA, D., DAVID, J., PERERA, S., ROBINSON, D., MEYER, J., JAYATUNGA, U. **Analysis of High Frequency (Supraharmonics) Emissions Caused by Electric Vehicle Charging**. IEEE, 19th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2020. p. 1-6.

ESPÍN-DELGADO, Á., RÖNNBERG, S., LETHA, S. S., BOLLEN, M. **Diagnosis of supraharmonics-related problems based on the effects on electrical equipment**. Electric Power Systems Research, 2021, 195, 107179.

**Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 4-7: Testing and Measurement Techniques. General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements and Instrumentation, for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto**. IEC Standard 61000 4 7+AMD1, 2008.

**Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 4-30: Testing and Measurement Techniques. Power Quality Measurement Methods**. IEC Standard 61000-4-30, 2015.

**Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 2-2: Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems**. IEC Standard 61000-2-2 +AMD1+AMD2, 2018.

Global Status Report. (Jun, 2020). **Renewables 2020 Global Status Report-REN21**. Disponível em: [https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/gsr\\_2020\\_full\\_report\\_en.pdf](https://www.ren21.net/wp-content/uploads/2019/05/gsr_2020_full_report_en.pdf). Acesso em: 1 jun. 2021.

HANSEN, E. W. **Fourier transforms: principles and applications**. John Wiley Sons, 2014.

JAEKEL, B. W. **Description and classification of electromagnetic environments-revision of IEC 61000-2-5.** In 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. IEEE., 2008, p. 1-4.

KÖRNER, P. M., STIEGLER, R., Meyer, J., WOHLFAHRT, T., WANIEK, C., MYRZIK, J. M. **Acoustic noise of massmarket equipment caused by supraharmonics in the frequency range 2 to 20 kHz.** In 2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018. p. 1-6.

KARACA, T. DEUTSCHMANN, B. WINKLER, G. **EMI-receiver simulation model with quasi-peak detector.** IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), 2015.

KELLER, M. **Comparison of time domain scans and stepped frequency scans in EMI test receivers.** Rohde Schwarz White Paper, v. 12, 2013.

KHOKHLOV, V., MEYER, J., GREVENER, A., BUSATTO, T., RÖNNBERG, S. **Comparison of measurement methods for the frequency range 2–150 kHz (Supraharmonics) based on the present standards framework.** IEEE Access, 2020, 8, 77618-77630.

KRUG, F., BRAUN, S., KISHIDA, Y., RUSSER, P. **A novel digital quasi-peak detector for time-domain measurements.** In 2003 33rd European Microwave Conference, IEEE, 2003, p. 1027-1030.

MACARTHUR, MacArthur. **What Every Electronics Engineer Needs to Know About: Measuring Receivers.** In *Compliance Electronic design, testing and standards*, 2018.

MCEACHERN, A. **Electric power definitions: a debate power engineering society general meeting.** Vancouver, 2013.

MENDES, Thais Martins. **Estudo e Implementação de Técnicas de Análise de Componentes Supraharmônicos.** 2019. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2019.

MENDES, T. M., DUQUE, C. A., DA SILVA, L. R. M., FERREIRA, D. D., MEYER, J., RIBEIRO, P. F. **Comparative analysis of the measurement methods for the supraharmonic range.** International Journal of Electrical Power Energy Systems, 2020, 118, 105801.

MEYER, J., HAEHLE, S., SCHEGNER, P. **Impact of higher frequency emission above 2kHz on electronic mass-market equipment.** 2013.

MEYER, J., KHOKHLOV, V., KLATT, M., BLUM, J., WANIEK, C., WOHLFAHRT, T., MYRZIK, J. **Overview and classification of interferences in the frequency range 2–150 kHz (Supraharmonics).** In 2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2018. p. 165-170.

MORENO-MUNOZ, A., GIL-DE-CASTRO, A., ROMERO-CAVADAL, E., RÖNNBERG, S., BOLLEN, M. **Supraharmonics (2 to 150 kHz) and multi-level converters.** IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2015, p. 37-41.

MIRUS INTERNATIONAL. **Supraharmonics—The Next Big PQ Concern.** *Webinar Mirus International*, 2020.

OTA, J. Y. I.; AGUIAR, J. P.; RUFINO, F. C.; POMILIO, A. **Problema Emergente das Distorções entre 2 e 150 kHz em Redes Elétricas: Levantamento Bibliográfico.** *Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, v. 1, n. 1, 2020.

OUACHALIH, B. **Experimental study of disturbances in the frequency range between 2 and 150 kHz.** *Scribner*, 2018.

PANDA. *equiPment hArmoNic DAtabase*. In: Technische Universität Dresden. Disponível em: <https://www.panda.et.tu-dresden.de/cgi-bin/PANDA.cgi>. Acesso em: 10 mar. 2020.

RITZMANN, D., LODETTI, S., DE LA VEGA, D., KHOKHLOV, V., GALLARRETA, A., WRIGHT, P., KLINGBEIL, D. **Comparison of Measurement Methods for 2–150-kHz Conducted Emissions in Power Networks.** *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2021. p. 1-10.

RÖNNBERG, S., BOLLEN, M., LARSSON, A., LUNDMARK, M. **An overview of the origin and propagation of Supraharmonics (2-150 kHz).** In *Nordic Conference on Electricity Distribution System Management and Development*, 2014.

RÖNNBERG, S., BOLLEN, M. **Measurements of Primary and Secondary emission in the supraharmonic frequency range 2 – 150 kHz.** *Int. Conf. Electricity Distribution (CIRED)*, 2015.

RÖNNBERG, S. K., GIL-DE-CASTRO, A., MORENO-MUNOZ, A., BOLLEN, M. H., GARRIDO, J. **Solar PV inverter supraharmonics reduction with random PWM.** In *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2017, p. 644-649.

STANKOVIC, Ljubisa, DAKOVIĆ, Miloš, THAYAPARAN, Thayannathan. **Time-frequency signal analysis with applications.** Artech house, 2014.

SCHWARZBECK, D. **The EMI-receiver according to CISPR 16-1-1.** *Application Notes*, 2016.

**Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods—Part 1-1: Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus.** CISPR Standard 16-1-1, 2015.

SUBHANI, S.; CUK, V.; COBEN, J. F. G. **A literature survey on power quality disturbances in the frequency range of 2–150 kHz.** *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'14)*, Málaga, Spain. 2017. p. 4-6.

WANIEK, C., WHOLFAHRT, T., MYRZIK, J. M., MEYER, J., SCHEGNER, P. **Topology identification of electronic mass-market equipment for estimation of lifetime reduction by HF disturbances above 2 kHz.** In *2017 IEEE Manchester PowerTech*, 2017. p. 1-6.

YALCIN, T., ÖZDEMİR, M., KOSTYLA, P., LEONOWICZ, Z. **Analysis of supra-harmonics in smart grids.** IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/ICPS Europe), 2017. p. 1-4.

## APÊNDICE A – Produção Bibliográfica

Nascimento, G. A., Mendes, T. M., Silva, L. R., Duque, C. A., Ribeiro, P. F. (2020, December). Análise de Supraharmônicos com Detector de Quase-Pico. In Congresso Brasileiro de Automática-CBA (Vol. 2, No. 1).

**Resumo:** Pesquisas sobre a influência de correntes harmônicas no sistema elétrico sempre foram importantes para o estudo da qualidade da energia elétrica (QEE) e estabelecimento de padrões a fim de manter um bom funcionamento da rede. Recentemente, uma nova classe de distorção de forma de onda, denominada de supraharmônica (SH), que engloba a faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz, tem ganhado atenção de vários pesquisadores da QEE devido ao crescente uso de novas tecnologias, tais como fontes alternativas de energia e veículos elétricos, as quais são emissoras de distorções SH. Nesse contexto, nota-se que pesquisadores da área ainda apresentam dúvidas a cerca de como realizar medições da QEE para a faixa SH. Este trabalho baseia-se na análise e implementação da metodologia de medição de supraharmônicos apresentada na norma CISPR 16. A metodologia baseia-se na utilização da STFT (Short Time Fourier Transform) e do detector de quase-pico (QP) para análise SH. Para fins de testes, foram utilizados um sinal real originado por uma lâmpada LED e um sinal sintético contendo componentes supraharmônicas. Através do método empregado é possível analisar as emissões na faixa de frequência SH dos sinais testados e verificar os níveis de distorções para comparação normativa.

Nascimento, G. A., Mendes, T. M., Duque, C. A. (2021, September). Análise comparativa dos métodos de medição de supraharmônicos baseados na norma CISPR 16. In Anais da XIV Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (Vol. 1, No. 136187).

**Resumo:** O presente trabalho visa uma análise de componentes supraharmônicas (SH) baseada na norma CISPR 16 definida pelo Comitê Especial Internacional em Rádio Frequência (CISPR — Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques). Os três métodos propostos pelo referido padrão, Heterodine convencional, Heterodine adaptado e Short Time Fourier Transform (STFT), são implementados e discutidos neste artigo. Para obtenção de medidas de níveis de compatibilidade magnética para distorções SH, realiza-se a implementação do detector de quase-pico (QP), conforme especificado na norma sob estudo. Para fins de análise e processamento, dois tipos de sinais foram utilizados, reais e sintéticos.