



Universidade Federal de Juiz de Fora
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Thais Martins Mendes

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE ANÁLISE DE
COMPONENTES SUPRAHARMÔNICOS

Juiz de Fora
2019

Thais Martins Mendes

Estudo e Implementação de Técnicas de Análise de Componentes Supraharmônicos

Tese de doutorado submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Augusto Duque
Coorientador: Prof. Dr. Danton Diego Ferreira

Juiz de Fora
2019

Thais Martins Mendes

Estudo e Implementação de Técnicas de Análise de Componentes Supraharmônicos

Tese de doutorado submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 25 de outubro de 2019.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Carlos Augusto Duque

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Dr. Danton Diego Ferreira

Universidade Federal de Lavras, UFLA

Prof. Dr. Leandro Rodrigues Manso Silva

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Dr. Luciano Manhães de Andrade Filho

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. PhD. Antonio Petraglia

Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ

Prof. Dr. Bruno Henrique Groenner Barbosa

Universidade Federal de Lavras, UFLA

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Deus por me dar forças e sabedoria.

Agradeço ainda ao meu orientador Dr. Carlos Duque pela excelência na orientação, bem como pelos ensinamentos repassados. Agradeço também pela amizade, atenção e paciência durante todo o tempo de desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Dr. Danton Ferreira, meu coorientador, não apenas pelo trabalho primoroso mas principalmente pela amizade, pelo tempo e paciência dedicados a mim em todos os momentos.

Minha eterna gratidão aos meus pais, em especial à minha mãe, fonte inesgotável de amor.

Agradeço ao professor Dr. Leandro Manso que forneceu boas contribuições para o desenvolvimento do trabalho.

Aos membros da banca, pela disponibilidade, pelas preciosas contribuições e por se disporem a participar como membro na banca examinadora.

À CAPES e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Nas últimas décadas, os sistemas de distribuição e de transmissão de energia elétrica foram dotados de recursos tecnológicos com elevado grau de automação, a fim de ampliar significativamente a sua eficiência e obter controle do fluxo de energia. A rede que provê tais vantagens e inovações ao sistema elétrico convencional denomina-se rede elétrica inteligente (*Smart Grid*). As *Smart Grids* incentivam o uso de novas tecnologias tais como veículos elétricos, sistemas de medição inteligente, assim como a utilização de fontes de energia renováveis. Um dos desafios cruciais na criação das *Smart Grids* é a melhoria da qualidade da energia disponibilizada na rede elétrica. Além da emissão de harmônicos e demais distorções localizadas na faixa de frequência abaixo de 2 kHz, essas novas tecnologias também são responsáveis por emissões na faixa de 2 kHz a 150 kHz, comumente conhecidas como supraharmônicas. A análise das distorções supraharmônicas não foi explorada por anos, devido à falta de padrões e equipamentos de medição capazes de atingir essa faixa de frequência. Nos últimos anos, com a massificação de dispositivos que emitem supraharmônicos, a faixa de frequência acima de 2 kHz tornou-se objeto de estudo de pesquisadores de qualidade de energia elétrica (QEE). Este trabalho busca contribuir para a melhoria da análise desses componentes de frequência e, nesse sentido, propõe uma técnica para acessar as componentes supraharmônicas do sinal com taxa de amostragem reduzida e resolução em frequência refinada. 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). O banco de filtros atua na decomposição do sinal analisado, separando-o em seus componentes supraharmônicos. A subamostragem foi utilizada como uma estratégia para a diminuição da taxa de amostragem. O algoritmo CS representa uma poderosa ferramenta que possibilita uma melhoria na resolução em frequência da estimativa supraharmônica. Posteriormente, uma nova metodologia é desenvolvida baseada em banco de filtros digitais para estimação de supraharmônicos. A abordagem empregada une diferentes conceitos de processamento digital de sinais, tais como banco de filtros DFT uniforme, filtragem multitaxa e representação polifásica. As metodologias propostas pelo trabalho exibem resultados bastante expressivos tanto em relação à eficiência na estimação supraharmônica quanto em relação ao desempenho computacional.

ABSTRACT

In the last decades, electric power distribution and transmission systems have been equipped with technological resources with a high degree of automation, in order to significantly increase their efficiency and control of the energy flow. The grid that provides such advantages and innovations to the conventional power system is called Smart Grids. Smart grids encourage the use of new technologies such as electric vehicles, intelligent metering systems as well as the use of renewable energy sources. One of the crucial challenges in the creation of Smart Grids is the improvement of the power quality available in the grid. In addition to the emission of harmonics and other distortions located in the frequency range below 2 kHz, these new technologies are also responsible for emissions in the range of 2 kHz to 150 kHz, usually referred to as superharmonics. The superharmonic distortions analysis has not been explored for years due to the lack of standards and measuring equipment capable of reaching this frequency range. In the last years, with the increased use of superharmonic emitting devices, the frequency range above 2 kHz has become the object of study of power quality (PQ) researchers. This work is aimed to contribute to the improvement of the analysis of these frequency components and, in this sense, it proposes a technique to access the superharmonic components of the signal with reduced sampling rate and refined frequency resolution. The proposed structure contemplates the use of an analog filter bank, the application of the concept of subsampling and the use of the Compressive Sensing (CS) technique. The filter bank acts on the decomposition of the analyzed signal, separating it into its superharmonic components. Subsampling was used as a strategy to decrease the sampling rate. The CS algorithm represents a powerful tool that enables an improvement in the frequency resolution of the superharmonic estimation. Subsequently, a new method is developed based on digital filter bank to superharmonic estimation. The employed approach exploits different concepts of digital signal processing, such as uniform DFT filter bank, multirate filtering and polyphase representation. The methodologies proposed showed quite expressive results in relation to both in the superharmonic estimation efficiency and to the computational performance.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Definição das faixas de frequências.	27
Figura 2	Estrutura geral de um banco de filtros de análise.	37
Figura 3	Estrutura geral do banco de filtros e dos dispositivos <i>Down-Sampler</i>	38
Figura 4	Exemplo simplificado de um banco de filtros DFT uniforme.	39
Figura 5	Identidade nobre aplicada em sistemas multitaxa.	40
Figura 6	Implementação de um banco de filtros DFT uniforme usando decomposição polifásica.	43
Figura 7	Implementação de um banco de filtros DFT uniforme com decimador usando decomposição polifásica.	43
Figura 8	OMP - <i>Orthogonal Matching Pursuit</i>	47
Figura 9	Ilustração do método de medição de acordo com a norma IEC 61000-4-7	48
Figura 10	Filtro analógico passa-alta sugerido pela norma IEC 61000-4-30	49
Figura 11	Filtro analógico passa-baixa sugerido pela norma IEC 61000-4-30 ..	49
Figura 12	Metodologia de medição proposta pela norma IEC 6100-4-30 Ed3 ..	49
Figura 13	Ilustração dos <i>bins</i> de frequência utilizados nas medições	50
Figura 14	Ilustração do método de medição de acordo com a norma IEC 6100-4-30 Ed3	51
Figura 15	Filtro passa baixa sugerido pela norma CISPR 16 (Banda A).	52
Figura 16	Circuito típico de um detector de quase pico.	53
Figura 17	Forma de onda no domínio do tempo do sinal composto por componente fundamental e supraharmônicos (a) e apenas componentes supraharmônicos (b), e (c) representa o espectro de frequência desse sinal.	57
Figura 18	Resultados dos métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para a medição de sinais sintéticos com ruído.	58
Figura 19	Sinal sintético variante no tempo.	59

Figura 20	Resultados em bandas de 2 kHz para os métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para estimativa de supra-harmônicos variantes no tempo.	60
Figura 21	Resultados do método IEC 61000-4-30 para estimativa supra-harmônica variante no tempo.	60
Figura 22	Formas de onda no domínio do tempo contendo supra-harmônicos originadas por (a) um inversor fotovoltaico e (b) por um carregador de veículo elétrico.	61
Figura 23	Resultados dos métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para medição da corrente de um inversor PV.	62
Figura 24	Resultados dos métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para medição da corrente de um carregador de EV.	62
Figura 25	Forma de onda no domínio do tempo contendo <i>notches</i> na faixa supra-harmônica.	63
Figura 26	Ilustração das diferentes maneiras de realizar medições de supra-harmônicos.	64
Figura 27	Espectro de saída obtido pelas diferentes maneiras de realizar medições supra-harmônicas do sinal <i>notch</i> .	64
Figura 28	Ilustração da técnica de subamostragem.	71
Figura 29	Estrutura do banco de filtros analógicos.	72
Figura 30	Resposta em magnitude dos filtros analógicos.	72
Figura 31	Metodologia proposta baseada em banco de filtros analógicos.	73
Figura 32	Ilustração da resposta em magnitude dos filtros analógicos.	73
Figura 33	Metodologia proposta com melhoria na resolução em frequência.	75
Figura 34	Metodologia proposta baseada em banco de filtros digitais.	76
Figura 35	Ilustração da resposta em magnitude dos filtros digitais.	77
Figura 36	Metodologia proposta baseada em banco de filtros digitais.	78
Figura 37	Formas de onda no domínio do tempo dos sinais sintéticos gerados. Os casos considerados de 1 a 7 são mostrados em (a) - (g), nesta sequência.	83
Figura 38	Forma de onda no domínio do tempo de um inversor PV, contendo distorções supra-harmônicas - (a) sinal original e (b) sinal filtrado por	

	um filtro passa banda (faixa de passagem de 2 kHz a 150 kHz).	84
Figura 39	Forma de onda no domínio do tempo de uma lâmpada LED, contendo distorções supraharmônicas - (a) sinal original e (b) sinal filtrado por um filtro passa banda (faixa de passagem de 2 kHz a 150 kHz).	85
Figura 40	Sistema de aquisição em tempo real.	85
Figura 41	Sinal em tempo real.	86
Figura 42	Etapa de pré-processamento dos sinais.	87
Figura 43	Estimativa supraharmônica usando subamostragem FFT ($M = 4$): (a) frequência aparente; (b) frequência real.	89
Figura 44	Estimativa supraharmônica usando subamostragem FFT ($M = 5$): (a) frequência aparente; (b) frequência real.	89
Figura 45	Estimativa supraharmônica através do algoritmo CS-FFT: (a) ($M = 2$) Frequência supraharmônica igual a 18,125 kHz; (b) ($M = 9$) Frequência Supraharmônica igual a 130,75 kHz.	91
Figura 46	Estimativa supraharmônica através do banco de filtros digitais proposto: (a) Frequência supraharmônica igual 40 kHz; (b) Frequência supraharmônica igual a 120 kHz.	92
Figura 47	Comparação do método proposto com o método da norma IEC 61000-4-30 na estimativa supraharmônica de uma forma de onda originada por um inversor PV.	94
Figura 48	Comparação do método proposto com o método da norma IEC 61000-4-30 na estimativa supraharmônica de uma forma de onda originada por uma lâmpada LED.	95
Figura 49	Estimativa supraharmônica utilizando o algoritmo CS-FFT.	96
Figura 50	Comparação dos métodos propostos baseados em banco de filtros digitais e banco de filtros analógicos com o método IEC 61000-4-30 na estimativa supraharmônica de uma forma de onda originada por um inversor PV.	97
Figura 51	Comparação dos métodos propostos baseados em banco de filtros digitais e banco de filtros analógicos com o método IEC 61000-4-30 na estimativa supraharmônica de uma forma de onda originada por uma lâmpada LED.	97
Figura 52	Comparação dos métodos propostos e do método IEC 61000-4-30 na	

	estimativa supraharmônica de um sinal em tempo real.	98
Figura 53	Espectro ideal do sinal gerado em tempo real.	99
Figura 54	Circuito dos filtros analógicos propostos.	113

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Principais artigos científicos que abordam o tema supraharmônicos.	37
Tabela 2	Resumo dos principais padrões existentes para a faixa supraharmônica.	55
Tabela 3	Análise comparativa da complexidade computacional das normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30.	67
Tabela 4	Resumo das técnicas empregadas pelas metodologias propostas.	79
Tabela 5	Valores das variáveis do sinal (5.2) para os casos de 1 a 5.	81
Tabela 6	Resultados da comparação do valor RMSE do método proposto e do método IEC 61000-4-30 através do teste de t de Student.	93
Tabela 7	Análise comparativa da complexidade computacional.	100
Tabela 8	Complexidade computacional do método proposto.	101
Tabela 9	Componentes de projeto dos circuitos dos filtros analógicos propostos.	114

ABREVIATÓES

AMN	<i>Artificial Mains Network</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CENELEC	Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica
CFL	Lâmpadas Fluorescentes Compactas (do inglês, <i>Compact Fluorescent Lamps</i>)
CISPR	<i>Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques</i>
CS	Amostragem Compressiva (do inglês, <i>Compressive Sensing</i>)
dB	Decibel
DFT	Transformada Discreta de Fourier (do inglês, <i>Discret Fourier Transform</i>)
EMC	Compatibilidade Eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Compatibility</i>)
EN	Padrões Europeus (do inglês, <i>European Standards</i>)
EV	Veículos Elétricos (do inglês, <i>Electric Vehicles</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (do inglês, <i>Fast Fourier Transform</i>)
Flops	Operações de Ponto Flutuante (do inglês, <i>FLoating-point Operations</i>)
GD	Geração Distribuída
HF	Alta Frequência (do inglês, <i>High Frequency</i>)
HP	Passa-Alta (do inglês, <i>High Pass</i>)
HPS	Lâmpadas de Vapor de Sódio de Alta Pressão
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional

LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
LF	Baixa Frequência (do inglês, <i>Low Frequency</i>)
LP	Passa-Baixa (do inglês, <i>Low Pass</i>)
OMP	<i>Orthogonal Matching Pursuit</i>
PANDA	equiPment hArmoNicDatabase
PLC	<i>Power Line Communications</i>
PV	Fotovoltaico (do inglês, <i>Photovoltaic</i>)
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
r.m.s.	Valor Médio Quadrático (do inglês, <i>Root Mean Square</i>)
RMSE	Erro Médio Quadrático (do inglês, <i>Root-Mean-Square Error</i>)
RF	Rádio Frequência (do inglês, <i>Radio Frequency</i>)
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SG	Redes Elétricas Inteligentes (do inglês, <i>Smart Grids</i>)
SH	Supraharmônicos
SNR	Relação Sinal-Ruído (do inglês, <i>Signal-to-Noise</i>)

SUMÁRIO

1	Introdução	18
1.1	Motivação	19
1.2	Objetivos	20
1.3	Contribuições do Trabalho	21
1.4	Publicações	22
1.5	Organização do texto	24
2	Referencial Teórico	26
2.1	Estudo da arte das emissões supraharmônicas	26
2.2	Banco de Filtros e Subamostragem	37
2.2.1	A Diminuição da Taxa de Amostragem	38
2.2.2	Banco de Filtros Digitais	39
2.2.2.1	Banco de Filtros DFT	39
2.2.2.2	Filtros Digitais Multitaxa	40
2.2.2.3	Representação Polifásica	41
2.2.2.4	Implementação Polifásica de Banco de filtros DFT Uniforme	42
2.3	Análise harmônica via <i>Compressive Sensing</i>	43
2.4	Métodos de medição para a faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz	46
2.4.1	IEC 61000-4-7	46
2.4.2	IEC 61000-4-30	48
2.4.2.1	Outros Padrões	50
2.5	Conclusões Parciais	54

3	Análise dos Métodos de Medição para a Faixa de Frequência Supra-harmônica	56
3.1	Análise comparativa dos métodos de medição propostos pelas normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30	56
3.1.1	Análise de sinais sintéticos na presença de ruído	56
3.1.2	Análise de um sinal variante no tempo	58
3.1.3	Análise para sinais reais	59
3.2	Análise da metodologia de medição proposta pela norma IEC 61000-4-30 .	63
3.3	Complexidade computacional dos métodos de medição IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30	65
3.4	Conclusões parciais	67
4	Estimação de Componentes Supraharmônicos	69
4.1	Sistema de estimação de supraharmônicos	70
4.1.1	Sistema baseado em banco de filtros analógicos e subamostragem	71
4.1.2	Melhoria na estimação supraharmônica através da técnica <i>Compressive Sensing</i>	74
4.2	Sistema baseado em banco de filtros digitais	75
4.3	Conclusões Parciais	78
5	Base de Dados	80
5.1	Sinais sintéticos	80
5.1.1	Banco de sinais sintéticos	80
5.2	Sinais reais	82
5.2.1	Sinal em tempo real	83
5.3	Pré-processamento dos dados	86
6	Resultados	88
6.1	Resultados para sinais simulados	88

6.1.1	Sistema baseado em banco de filtros analógicos e subamostragem	88
6.1.2	Sistema aprimorado através da técnica <i>Compressive Sensing</i>	90
6.1.3	Sistema baseado em Banco de filtros digitais DFT uniforme com representação polifásica	90
6.2	Resultados para sinais reais	93
6.2.1	Sistema baseado em banco de filtros analógicos e subamostragem	94
6.2.2	Sistema aprimorado através da técnica <i>Compressive Sensing</i>	95
6.2.3	Sistema baseado em banco de filtros digitais DFT uniforme com representação polifásica	96
6.3	Resultados para o sinal gerado em tempo real	98
6.4	Complexidade computacional dos métodos de estimação supraharmônica propostos	99
7	Conclusões	103
7.1	Propostas de continuidade	104
	Referências	105
	Apêndice A – Projeto do Banco de Filtros Analógico	113
	Apêndice B – Rotinas do Matlab	127

1 INTRODUÇÃO

Na atualidade, a preocupação com qualidade da energia disponibilizada na rede elétrica faz-se presente no cotidiano de engenheiros, concessionárias e pesquisadores. Durante muitos anos as distorções localizadas nas frequências abaixo de 2 kHz, tais como as harmônicas, foram o principal alvo de estudo de pesquisadores da área. Devido ao advento das redes elétricas inteligentes (*Smart Grids* - SG), que incentiva o uso de fontes de geração distribuída, assim como a utilização de novas tecnologias, as distorções que abrangem a faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz tornaram-se foco. A injeção de componentes na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz são denominadas distorções supraharmônicas (SH). Engenheiros tratam problemas nesta faixa de frequência a várias décadas, porém o termo supraharmônicos é relativamente recente (MCEACHERN, 2013a).

A falta de pesquisas na faixa supraharmônica pode ser explicada pelo fato das distorções SH serem um fenômeno novo que surgiu em sinais elétricos como consequência da demanda de novas tecnologias pelos sistemas elétricos inteligentes. Outro fator que justifica a falta de interesse na faixa SH por muitos anos é que em contraste com a faixa de frequência abaixo de 2 kHz, a qual possui padrões consolidados para as emissões não intencionais, os padrões existentes para faixa supraharmônica, em sua maioria, estão em fase de desenvolvimento. Além disso, a grande maioria dos analisadores de QEE atuais não são capazes de acessar as frequências SH, o que dificulta a análise de tais distorções.

A relevância da faixa de frequência SH estimulou o interesse das organizações de estabelecimento de padrões e pesquisadores de QEE nas últimas décadas (ANGULO et al., 2016; BOLLEN et al., 2014). Existem atividades consideráveis sendo desenvolvidas pelo Comitê Eletrotécnico Internacional (IEC - SC 77A), Comitê Europeu de Normalização Eletrotécnica (CENELEC - SC 205A) e Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) para desenvolver padrões, como níveis de compatibilidade, limites de emissão, imunidade e métodos de teste que cobrem esta faixa de frequência. In-

formações mais detalhadas sobre métodos de medições na faixa de frequência SH são encontradas nas normas IEC 61000-4-7 (COMMISSION et al., 2006) e IEC 61000-4-30 (COMMISSION et al., 2015a). Os métodos de medição na faixa de 2 kHz a 9 kHz estão na norma IEC 61000-4-7 e o métodos de medição para faixa de frequência de 9 kHz a 150 kHz são propostos pela norma IEC 61000-4-30. Informações referentes a equipamentos, medições e métodos de imunidade às perturbações para frequências acima de 9 kHz, encontram-se em CISPR-16 (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) (CISPR, 2008).

Novas tecnologias, tais como veículos elétricos, turbinas eólicas, geradores fotovoltaicos, foram integradas à rede com a introdução das *Smart Grids*. Estudos apontam que tais tecnologias têm provocado aumento significativo de supraharmônicos na rede elétrica (LARSSON & BOLLEN, 2009; RÖNNBERG et al., 2015, 2017). Como consequência, a qualidade de energia tem sido seriamente deteriorada e dispositivos conectados à rede vêm sofrendo seus efeitos. Distorções SH podem causar superaquecimento de capacitores, afetar a precisão dos medidores de energia, e provocar interferências em *Power Line Communications* (PLC). A nova edição da norma IEC 61000-4-19 (COMMISSION et al., 2015b) apresenta uma lista completa de possíveis problemas introduzidos pelos supraharmônicos. A IEC 61000-4-19 aplica-se à compatibilidade eletromagnética (EMC): Técnicas de teste e medição - Teste de imunidade para perturbações conduzidas de modo diferencial e sinalização na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz.

Diante do exposto, a análise de supraharmônicos torna-se primordial para o controle e proteção de sistemas elétricos. As técnicas de mitigação desses, assim como de outros distúrbios de QEE, dependem do monitoramento dos sinais da rede elétrica. No entanto, conforme mencionado, quando trata-se de componentes localizados na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz, os dispositivos de monitoramento e métodos de análise ainda são escassos.

1.1 MOTIVAÇÃO

A busca pelo aumento da eficiência energética acarreta no crescimento contínuo do número de dispositivos com circuitos de comutação de alta frequência. Esses dispositivos são responsáveis por parte considerável das distorções supraharmônicas injetadas na rede. Nesse contexto, um fator que aumenta a relevância da análise dos supraharmônicos é a popularização das *Smart Grids*, já que sua disseminação abre portas para o uso de novas tecnologias, tais como linhas de comunicação via PLC e a utilização

de conversores de potência aplicados em fontes de Geração Distribuída (GD). Em linhas gerais, pode-se conceituar as redes inteligentes como a aplicação de tecnologia da informação para o sistema elétrico de potência (SEP), integrada aos sistemas de comunicação e infraestrutura de rede automatizada (RIBEIRO et al., 2013; BROWN, 2008; FARHANGI, 2010). As redes inteligentes consistem em um novo panorama de rede elétrica, não dedicada apenas a distribuir energia, mas também transportar diferentes tipos de informação, através das PLCs. Afirma-se que as linhas de comunicação via PLC desempenham um papel significativo na emissão de supraharmônicos (YALCIN et al., 2017). O efeito do GD na QEE ocorre devido à injeção de corrente harmônica e supraharmônica proveniente da comutação de conversores de frequência (KLATT et al., 2016) que integram o sistema de geração. Desta forma, o número de unidades geradoras no sistema influencia as emissões na faixa de frequência estudada neste trabalho (2 kHz a 150 kHz).

A análise de supraharmônicos é essencial para garantir a QEE nas redes futuras. Afirma-se que medições de QEE apresentam-se mais complexas em *Smart Grids* quando comparadas com as medições em redes tradicionais. Esta dificuldade ocorre devido ao fato das distorções provenientes de fontes de energia renováveis serem menos regulares em comparação com as oriundas das redes convencionais (KADDAH et al., 2016). No entanto, a principal causa da atenção reduzida destinada à faixa supraharmônica deve-se à taxa de amostragem exigida para medições nesta faixa, uma vez que equipamentos que realizam medições de componentes harmônicos geralmente apresentam uma taxa de amostragem com valor muito menor do que o necessário para realizar medições supraharmônicas.

Diante de tais dificuldades de medição, a grande maioria dos monitores atuais de QEE não estão aptos a realizarem medições supraharmônicas, além disso muitos destes não são capazes de acessar esta alta frequência (acima de 2 kHz) sem atualização de *hardware* e *firmware* para um processador mais complexo e conversor analógico para digital de maior velocidade e resolução. Nesse contexto, o desenvolvimento de alternativas para realizar medições supraharmônicas de forma precisa e que empregue analisadores de QEE existentes, torna-se de grande utilidade.

1.2 OBJETIVOS

O propósito deste trabalho é a aplicação de conceitos relacionados a processamento de sinais, abrangendo processamento multitaxa para análise de distorções supraharmô-

nicas. A proposta geral do trabalho é o desenvolvimento de técnicas para acessar componentes supraharmônicos com taxa de amostragem reduzida e computacionalmente eficientes. Para tanto, foram propostos:

- um banco de filtros analógico, implementado em *software* e *hardware*;
- a aplicação dos princípios da técnica de amostragem compressiva (*Compressive Sensing* - CS);
- o desenvolvimento de um banco de filtros digitais.

1.3 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

O trabalho apresenta três principais contribuições: (i) a utilização de um banco de filtros analógico e da técnica de subamostragem para diminuição da taxa de amostragem; (ii) a aplicação dos princípios de *Compressive Sensing* nos resultados da Transformada Rápida de Fourier (FFT), a fim de melhorar a resolução em frequência da estimativa supraharmônica; (iii) a utilização de um banco de filtros digitais baseado em filtros DFT uniforme, filtragem multitaxa e representação polifásica.

A estrutura de banco de filtros analógicos é responsável pela decomposição do sinal analisado, separando o sinal em seus componentes supraharmônicos. O dispositivo de *down-sampler* (subamostragem) segue a etapa de filtragem, resultando em um estágio de estimação com taxa de amostragem reduzida. Uma equação simples é proposta, que relaciona frequências aparentes, obtidas após a subamostragem, com as frequências reais do sinal analisado. Através da metodologia proposta é possível preservar a estrutura de *hardware* e *software* dos analisadores de QEE existentes. Posteriormente, a fim de melhorar a estimativa supraharmônica obtida pelo método proposto, aplica-se a técnica de CS. O algoritmo CS-FFT proposto segue a etapa de banco de filtros e subamostragem do sinal. A aplicação deste algoritmo permite a estimação do espectro supraharmônico com resolução refinada, quando comparada com a resolução obtida pelo cálculo apenas da FFT. Outra vantagem devido ao uso do algoritmo CS-FFT é a redução do espalhamento espectral. O método proposto é capaz de estimar com mais precisão a frequência de ocorrência do distúrbio, sem necessidade de estender o tempo total de observação do sinal. Foram realizados testes com sinais sintéticos e reais, em que bons resultados foram alcançados.

A estrutura proposta baseada em filtros digitais une diferentes conceitos de processamento digital de sinais, tais como banco de filtros DFT uniforme, filtragem multitaxa

e representação polifásica. A utilização do banco de filtros DFT uniforme possibilita o projeto de apenas um filtro protótipo passa-baixa, sendo os demais filtros correspondentes a versão deslocada deste filtro, onde tal deslocamento é realizado através da matriz DFT. As técnicas de filtragem digital multitaxa e representação polifásica são aplicadas a fim de simplificar o método proposto por meio da redução da taxa de amostragem do sinal e do esforço computacional do banco de filtros DFT. O método proposto baseado em banco de filtros digitais mostrou-se eficaz na estimação de componentes supraharmônicos para sinais sintéticos e reais. Ademais, ambas contribuições propostas neste trabalho, baseada em filtros analógicos e baseada em banco de filtros digitais, apresentaram-se computacionalmente eficientes.

1.4 PUBLICAÇÕES

Nesta seção, os artigos referentes ao trabalho proposto são apresentados. Estes estão organizados em ordem cronológica e acompanham breve descrição.

- Mendes, Thais M., Duque, Carlos A., Silva, Leandro R.M., Ferreira, Danton D., Meyer, Jan. "Supraharmonic analysis by filter bank and compressive sensing", *Electric Power Systems Research*, v.169, pp. 105-114, 2019. (Publicado)

Neste artigo, ferramentas de processamento de sinais são aplicadas na análise de distorções supraharmônicas. As duas principais contribuições deste trabalho são o uso de um banco de filtros analógico e a aplicação dos princípios da técnica de *Compressive Sensing* (CS). O banco de filtros permite a redução do número de amostras processadas pela Transformada de Fourier. O uso do algoritmo de CS promove uma melhoria na resolução em frequência na estimativa supraharmônica, sem necessidade de aumentar o tempo total de observação do sinal.

- Mendes, Thais M., Duque, Carlos A., Silva, Leandro R.M., Ferreira, Danton D., Meyer, Jan., Ribeiro, Paulo R. "Comparative Analysis of the Measurement Methods for the Supraharmonic Range", *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 2019. (Em Revisão)

Este artigo fornece uma análise aprofundada das metodologias propostas pelas normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para a faixa de frequência de alcance supraharmônico. O artigo apresenta um estudo do estado da arte das distorções supraharmônicas e descreve as metodologias de medição padronizadas para tais distorções. As diferentes maneiras de realizar as medições propostas pelos

padrões IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 são comparadas. As principais contribuições e novidades do artigo são a análise comparativa dos métodos de medição padronizados visando analisar a eficiência e a complexidade computacional destes. Testes são realizados considerando sinais reais, um sinal em tempo real, um sintético variante no tempo, além de uma investigação da influência do nível de ruído do sinal para as diferentes metodologias analisadas.

- Mendes, Thais M., Duque, Carlos A., Silva, Leandro R.M., Ferreira, Danton D., Meyer, Jan. "Supraharmonic Estimation by Polyphase DFT Filter Bank", *Electric Power Systems Research*, 2019. (Submetido)

Este trabalho propõe um sistema de estimativa supraharmônica utilizando um banco de filtros digitais. A decomposição polifásica aplicada no banco de filtros de decimação permite a simplificação da implementação do sistema. Sinais sintéticos e reais são usados para avaliar a técnica na estimativa supraharmônica. O método proposto mostra uma boa perspectiva de aplicação na medição precisa de supraharmônicos e com uma redução significativa na complexidade computacional em comparação com o método apresentado na norma IEC 61000-4-30.

- Mendes, Thais M., Ferreira, Danton D., Silva, Leandro R.M., Duque, Carlos A. Sistema Digital de Estimção de Supraharmônicos In: Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI 2019), 2019, Ouro Preto. Anais do Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2019. (Aceito para Publicação)

Neste trabalho a estimativa de componentes supraharmônicos é realizada através de um sistema digital. O método proposto é testado para sinais reais e sintéticos, apresentando resultados promissores na análise supraharmônica. As conclusões do trabalho indicam que a técnica pode oferecer melhor desempenho em comparação ao método de medição sugerido pela norma IEC 61000-4-30.

- Mendes, Thais M., Ferreira, Danton D., Silva, Leandro R.M., Duque, Carlos A. Banco de Filtros DFT Polifásico aplicado na Estimção de Supraharmônicos. In: XIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), 2019, São Caetano do Sul, SP. Anais do XIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), 2019. (Publicado)

A abordagem proposta neste trabalho une diferentes conceitos de processamento digital de sinais, tais como banco de filtros DFT uniforme, filtragem multitaxa e representação polifásica. O uso do banco de filtros DFT uniforme permite o projeto de apenas um filtro do banco, sendo que os demais correspondem a

versões deslocadas desse filtro. A ferramenta de decimação, juntamente com a técnica de representação polifásica, promove a simplificação do sistema proposto, tornando-o computacionalmente eficiente.

- Mendes, Thais M., Duque, Carlos A., Silva, Leandro R.M., Ferreira, Danton D., Ribeiro, Paulo F., Meyer, Jan. "Supraharmonic Analysis using Subsampling", *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 19th International Conference on. IEEE*, 2018. (Publicado)

Neste artigo, uma técnica para acessar os supra-harmônicos sem modificação significativa da estrutura de hardware e software dos analisadores de QEE é apresentada. A técnica baseia-se em bancos de filtros analógico e na abordagem de subamostragem. O uso da técnica de subamostragem permite a redução do número de amostras processadas pela Transformada Rápida de Fourier (FFT). Através de uma análise sistemática, verificou-se que a metodologia proposta apresenta reduzida complexidade computacional.

- Mendes, T. M., Duque, Carlos A., Silva, Leandro R.M., Ferreira, Danton D., "Aplicação de Subamostragem para Análise de Distorções Supra-harmônicas", XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA, João Pessoa - PB, setembro 2018. (Publicado)

A ideia central deste trabalho baseia-se na utilização da subamostragem, onde o efeito de *aliasing* é empregado para fins de análise de sinal. Utiliza-se uma estrutura de banco de filtros analógicos responsável por decompor o sinal analisado, separando-o em seus componentes supra-harmônicos. Os dispositivos *down-sampler* (subamostragem) seguem o estágio de filtragem, resultando em uma taxa de amostragem reduzida. Uma equação simples é proposta para relacionar frequências aparentes, aquela gerada pela subamostragem, às frequências reais dos sinais analisados. A metodologia foi testada com um sinal real apresentando bons resultados.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Uma vez introduzido o assunto, o segundo capítulo traz um estudo da arte acerca das emissões supra-harmônicas, seguido de uma abordagem teórica sobre técnicas aplicadas na metodologia proposta no trabalho e, por fim, apresenta uma descrição sobre os métodos de medição propostos por organizações de padronização para a faixa de frequência supra-harmônica.

O terceiro capítulo propõe uma análise crítica dos principais métodos de medição aplicados na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz. As normas IEC 61000-4-7 Ed2 e IEC 61000-4-30 Ed3 fornecem informações mais significativas para medições na faixa SH e são objeto de análise deste capítulo.

O quarto capítulo trata da metodologia proposta para análise de distorções supra-harmônicas.

No quinto capítulo, a base de dados utilizada para avaliação do desempenho da metodologias descritas no capítulo anterior é apresentada.

No sexto capítulo são contemplados os resultados obtidos pelas estruturas apresentadas no capítulo quatro.

As conclusões do trabalho são apresentadas no sétimo capítulo.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo, inicialmente será realizada uma revisão sobre o estado da arte das distorções suprarharmônicas, em seguida, são apresentados os conceitos relativos a banco de filtros e processamento multitaxa de sinais que podem auxiliar em algoritmos de baixo custo computacional para o rastreamento de componentes supraharmônicas de sinais elétricos. Posteriormente, uma abordagem da técnica de *Compressive Sensing* aplicada usualmente na análise de distorções harmônicas é descrita, e, por fim, realiza-se um estudo sobre os métodos de medição propostos por organizações padronizadoras para emissões não intencionais na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz (supraharmônicas).

2.1 ESTUDO DA ARTE DAS EMISSÕES SUPRAHARMÔNICAS

A faixa de frequência até 150 kHz apresenta diferentes classes de distorções com base nas frequências envolvidas (RÖNNBERG et al., 2017). Os componentes em múltiplos inteiros da frequência fundamental do sistema são referidos como harmônicos. Os componentes localizados em frequências não múltiplas da frequência fundamental são conhecidos como interharmônicos. A classe subharmônica compreende os componentes de frequência menores que a frequência fundamental. Além disso, os componentes na faixa de 2 kHz a 150 kHz, localizados em qualquer valor de frequência, foram nomeados como supraharmônicos.

Engenheiros tratam problemas relacionados com emissões na faixa de 2 kHz a 150 kHz a várias décadas, porém o termo supraharmônico é relativamente recente, mencionado pela primeira vez durante uma reunião geral do IEEE em 2013 (MCE-ACHERN, 2013b). Existem várias razões pelo interesse tardio da área de QEE na faixa de frequência supraharmônica, tais como, dificuldades em tecnologias de medição, pouca documentação relacionada a problemas de interferência nesta faixa de frequência, inexistência de técnicas de análise e até mesmo falta de compreensão de tal fenômeno. Além disso, a ausência de padrões de medição consolidados para distorções

supraharmônicas, apresenta-se como fator crucial na justificativa da falta de atenção dada por pesquisadores de QEE para essa faixa de frequência (MEYER et al., 2014).

Os padrões de compatibilidade eletromagnética (EMC - *Electromagnetic Compatibility*) geralmente envolvem a faixa de 0 Hz a 400 GHz. Contudo, nem todas as faixas de frequência são completamente regulamentadas. Por muitas décadas, a faixa de frequência mais baixa (abaixo de 2 kHz), foi considerada como a faixa de interesse de pesquisadores de QEE (KALAIR et al., 2017). Recentemente, a faixa de frequência supraharmônica (2 kHz a 150 kHz) tem recebido mais atenção por organizações de estabelecimento de padrões, embora ainda não existam padrões e conceitos estruturados como para frequências mais baixas. A faixa de frequência abaixo de 9 kHz é chamada de baixa frequência (LF - *Low Frequency*). Acima dessa faixa, o intervalo de alta frequência (HF - *High Frequency*) é iniciado, esse intervalo também é chamado de radio frequência (RF - *Radio Frequency*). A faixa RF de emissões irradiadas se inicia em 30 MHz. A Figura 1 mostra um resumo da relação entre as diferentes faixas de frequência e a existência de padrões regulamentadores.

Faixa LF (Harmônicos)	50 Hz – 2 / 2.5 kHz 60 Hz – 2.4 / 3 kHz
Faixa LF (Supraharmônicos)	2 / 2.5 kHz – 9 kHz
Faixa RF - Emissões Conduzidas (Supraharmônicos)	9 kHz – 150 kHz
Faixa RF - Emissões Conduzidas	150 kHz – 30 MHz
Faixa RF - Emissões Irradiadas	30 MHz – 3 GHz
Faixa RF - Emissões Irradiadas	Acima de 3 GHz

- Faixa Regulamentada**
 Faixa não Completamente Regulamentada

Figura 1: Definição das faixas de frequências.

Conforme já mencionado anteriormente, em termos de normalização, há falta de padronização para frequências mais elevadas, comparando-se com a faixa de frequência abaixo de 2 kHz. Novitskiy e Westermann (2017) afirmam que a falta de padrões para

esta faixa de frequência deve-se ao fato dos dispositivos medidores de QEE atuais não serem capazes de medir distorções supraharmônicas (de corrente e/ou tensão) ao longo do tempo. Os autores em (NOVITSKIY & WESTERMANN, 2017) propõem análise de dados de séries temporais para medições de distorções supraharmônicas em redes de baixa (LV - *Low Voltage*) e média tensão (MV - *Medium Voltage*).

A grande maioria das pesquisas envolvendo supraharmônicos discutem sobre características e fontes emissoras de tal fenômeno. Estudos mostram que no domínio da frequência, as emissões supraharmônicas apresentam peculiaridades distintas. Inversores fotovoltaicos (PV - *Photovoltaic*), algumas turbinas eólicas, e quase todos demais equipamentos de comutação corrente contínua (CC) / corrente alternada (CA), podem gerar emissões forçadas na faixa de 2 kHz a 150 kHz (MORENO-MUNOZ et al., 2015; WU et al., 2011). É importante citar que as redes PLCs, para fins de transmissão de dados, geram emissões supraharmônicas intencionalmente (ANGULO et al., 2016; URIBE-PÉREZ et al., 2016).

Conforme explicitado no parágrafo anterior, as distorções supraharmônicas são injetadas na rede elétrica de diferentes maneiras, além disso, a banda de frequência de ocorrência de tais distorções varia de acordo com a sua fonte (AGUDELO-MARTÍNEZ et al., 2016). Emissões de inversores PV ocorrem entre 4 kHz e 20 kHz. A faixa de frequência em que o PLC opera está entre 9 kHz e 95 kHz, todavia tal tecnologia injeta componentes supraharmônicas nesta faixa de frequência. As emissões das lâmpadas utilizadas em iluminação pública atingem até 20 kHz. As características de emissão de diferentes dispositivos, bem como a interação desses dispositivos entre si e com a rede de baixa tensão são apresentados por Waniek et al. (2017).

Existe uma quantidade considerável de artigos que abordam discussões a respeito de tais fontes emissoras de supraharmônicos. Várias pesquisas referem-se as emissões supraharmônicas devido às lâmpadas de iluminação pública. Alguns trabalhos realizam simulações de emissões supraharmônicas relacionadas às Lâmpadas Fluorescentes Compactas (CFL - *Compact Fluorescent Lamps*) (AGUDELO-MARTÍNEZ & PAVAS, 2017, 2018). Diversas pesquisas mostram que as lâmpadas LED também apresentam contribuição significativa na injeção de supraharmônicos na rede elétrica (CASTRO et al., 2013; SINGH et al., 2017; VERMA; PATEL & NAIR, 2017; AGUDELO-MARTÍNEZ; RÍOS & PAVAS, 2018; SAKAR; RÖNNBERG & BOLLEN, 2018).

Outra importante fonte de supraharmônicos são os inversores de potência. Klatt et al. (2016) e Chicco, Russo e Spertino (2015) discutem emissões supraharmônicas

oriundas de inversores fotovoltaicos em condições de laboratório. Os autores Castro et al. (2017) afirmam que a redução de emissões em intervalos de frequência mais baixos resultam num aumento de emissões supraharmônicas pelo equipamento. Além dos inversores de potência, os carregadores de veículos elétricos também são fontes emissoras de distorções na faixa supraharmônica. A pesquisa desenvolvida por Meyer et al. (2016) explora a distorção de corrente harmônica e supraharmônica produzida por dezenove diferentes carregadores de bordo de veículos elétricos (EV - *Electric Vehicles*). Além disso, Abid et al. (2016) apresentam uma análise das emissões supraharmônicas produzidas pela interação entre um inversor fotovoltaico e um veículo elétrico.

Portanto, no cenário atual das modernas redes de distribuição MV que são caracterizadas pela presença de numerosos geradores fotovoltaicos distribuídos e outros equipamentos eletrônicos, a injeção de supraharmônicos na rede é intensificada. Diante disso, faz-se importante o desenvolvimento de métodos práticos eficazes destinados à localização das principais fontes de distorção supraharmônica na rede. Novitskiy, Schlegel e Westermann (2018) propõem métodos de localização das principais distorções supraharmônicas. O trabalho de Rönnberg et al. (2014) abordou a origem das supraharmônicas (remanescentes da comutação de conversores eletrônicos de potência e de linhas de comunicação via PLC) e também como as supraharmônicas se propagam entre dispositivos vizinhos e através da rede.

Além das contribuições dos trabalhos destacados acima, alguns artigos apresentam uma visão geral sobre as emissões na frequência faixa de 2 kHz a 150 kHz. Uma revisão sobre as técnicas de medição aplicáveis às emissões não intencionais acima de 2 kHz é fornecida por Angulo et al. (2016). Rönnberg et al. (2017) apontam os desafios de pesquisa associados com o alcance supraharmônico, com ênfase na emissão, propagação, interferência, medições, padronização, modelagem e simulação. O artigo proposto por Klatt, Meyer e Schegner (2014) mostra uma comparação de métodos de medição para o faixa supraharmônica.

A Tabela 1 relata os principais pontos abordados nos artigos mais relevantes relacionados ao tema distorções supraharmônicas publicados em periódicos. Nota-se que os trabalhos são recentes, e que nos últimos anos vêm crescendo o interesse em pesquisas abordando este tema. Através de uma análise das propostas apresentadas em tais artigos fica evidente que as distorções supraharmônicas são vistas como um problema das redes elétricas futuras e, portanto, merecem devida atenção.

Título	Conclusões
Immunity Assessment of Household Appliances in the Frequency Range from 2 to 150 kHz (KHOKHLOV et al., 2019)	Este documento resume os resultados de uma avaliação abrangente da imunidade de mais de 50 eletrodomésticos com relação aos efeitos de perturbações supraharmônicas.
Variations of supraharmmonic emissions in low voltage networks (RÖNNBERG; CASTRO & DELGADO, 2019)	Este artigo descreve e apresenta medidas de emissão supraharmônica em redes de baixa tensão na Europa, América do Norte e Ásia.
Light intensity immunity performance of LED street lamps under power quality disturbances (SAKAR; RÖNNBERG & BOLLEN, 2019)	Neste artigo, a imunidade de lâmpadas LED é determinada para quedas de tensão, interrupções curtas, flutuações de tensão e supraharmônicas.
Design of versatile waveform platform for supraharmonic testing and calibration (AMARIPADATH et al., 2019)	Este trabalho descreve o <i>design</i> de uma plataforma genérica de forma de onda para o teste e calibração de analisadores de QEE para a faixa de frequência de 2 a 150 kHz.
Measurements and Simulation of Supraharmonic Resonances in Public Low Voltage Networks (KLATT et al., 2019)	Este artigo apresenta medidas da propagação supraharmônica em uma rede residencial e uma comercial típicas de baixa tensão.
Modeling of harmonic propagation of fast DC EV charging station in a Low Voltage network (CASSANO et al., 2019)	Este artigo tem como foco distúrbios supraharmônicos, com o objetivo de desenvolver um procedimento de modelagem de um carregador de bateria de EV emitindo supraharmônicos para quantificá-los.
Measurements and Analysis of Supraharmonic Influences in a MV/LV Network Containing Renewable Energy Sources (NOVITSKIY; SCHLEGEL & WESTERMANN, 2019)	Diversos assuntos são abordados neste trabalho, dentre eles: redes de energia; qualidade da fonte de alimentação; supraharmônicos do sistema de energia; inversores; fontes de energia renováveis; medição de sistema de energia.
Detection and Monitoring of Supraharmonic Anomalies of an Electric Vehicle Charging Station (STREUBEL et al., 2019)	O objetivo do método proposto neste artigo é descrever a emissão supraharmônica de uma estação de carregamento de EV, identificando padrões irregulares no espectro harmônico de alta frequência e agrupando anomalias detectadas com características semelhantes.
Influence Of Measurement Setup on the Emission of Devices in the Frequency Range 2-150 KHz (AGUDELO-MARTINEZ et al., 2019)	A influência da configuração da medição de distorções supraharmônicas é analisada neste artigo em testes de laboratório. Diferentes lâmpadas LED são usadas para observar como as emissões na faixa supraharmônica são afetadas ao considerar diferentes fontes de energia, impedâncias de rede e sensores de corrente.

<p>Thermal Interactions in Modern Lighting Equipment due to Disturbances in the Frequency Range 2 - 150 kHz (KHOKHLOV; MEYER & SCHEGNER, 2019)</p>	<p>Este artigo discute o efeito a longo prazo das supra-harmônicas em modernos equipamentos de iluminação e lida com o estresse térmico do capacitor eletrolítico de alumínio. O objetivo da pesquisa é esclarecer o processo de aumento adicional de temperatura causado pela emissão supra-harmônica.</p>
<p>Development of high frequency (Supraharmonic) models of small-scale (<5 kW), single-phase, grid-tied PV inverters based on laboratory experiments (DARMAWARDANA et al., 2019)</p>	<p>Modelos de três inversores fotovoltaicos comumente usados em instalações domésticas comerciais são desenvolvidos assumindo condições de rede padrão. Espera-se que os resultados deste trabalho ampliem o conhecimento referente às emissões de HF na faixa de frequência considerada (2 kHz a 150 kHz).</p>
<p>Characterization of the Emission of an Electric Bus Inductive Charging in the 2 kHz to 150 kHz Range (LODETTI et al., 2019)</p>	<p>O objetivo deste trabalho é superar a falta de conhecimento sobre as emissões supra-harmônicas devido à carga indutiva de veículos elétricos. Os resultados das medições de campo de um carregador EV sem fio são apresentados e uma análise em frequência é realizada de acordo com a norma IEC 61000-4-7, estudando a origem e o comportamento dos componentes espectrais supra-harmônicos.</p>
<p>A High-Resolution Algorithm for Supraharmonic Analysis Based on Multiple Measurement Vectors and Bayesian Compressive Sensing (ZHUANG et al., 2019)</p>	<p>Neste artigo, é proposto um algoritmo aprimorado para análise supra-harmônica, que emprega a técnica de <i>Compressive Sensing</i> Bayesiano (BCS) para melhorar a resolução de frequência. O desempenho do algoritmo proposto no sinal de simulação e nos dados experimentais mostram que a resolução da frequência pode ser melhorada em comparação com a do algoritmo MMV-OMP, e o erro de estimativa da frequência do sinal é cerca de 20 vezes menor.</p>
<p>A Digital Zero-Phase Filter for Measuring High Frequency Emissions (Supraharmonics) in Electrical Distribution Networks (DARMAWARDANA et al., 2018a)</p>	<p>Ambas as normas IEC 61000-4-7 quanto a IEC 61000-4-30 recomendam o uso de um filtro passa-alta (HP) durante a medição e análise de emissões supra-harmônicas. No entanto, os filtros usados até o momento nas medições de HF têm características de fase não lineares, tornando os detalhes de fase inadequados para análises posteriores. Como solução, este artigo propõe um filtro HP digital, <i>offline</i>, de fase zero, com características de magnitude próximas do ideal e uma resposta de fase zero.</p>
<p>A Method for Supraharmonic Source Determination Based on Complex ICA (LIU et al., 2018)</p>	<p>Este artigo utiliza a técnica de Análise de Componentes Independentes Complexos (<i>Complex ICA</i>) para determinar se o lado dominante de injeção de supra-harmônicos na rede elétrica é o lado da concessionária ou do consumidor. Validade e eficácia são verificadas por análise de simulação.</p>
<p>New Measurement Algorithm for Supraharmonics Based on Multiple Measurement Vectors Model and Orthogonal Matching Pursuit (ZHUANG et al., 2018)</p>	<p>O trabalho propõe um método de medição de supra-harmônicos com alta resolução em frequência baseado nos algoritmos <i>Multiple Measurement Vectors</i> (MMVs) <i>Compressive Sensing</i> (CS) e no algoritmo de reconstrução <i>Orthogonal Matching Pursuit</i> (OMP) .</p>

<p>Discrete Wavelet Analysis of Supra-Harmonic Emissions in Smart Grid (PV Inverter Implementation) (YALCIN et al., 2018)</p>	<p>Neste trabalho resultados de estudos experimentais demonstram a origem de distorções supraharmônicas através da aplicação da Transformada Wavelet Discreta.</p>
<p>A New Measurement Method for Supraharmonics in 2-150 kHz (ZHUANG et al., 2018)</p>	<p>Um método de medição para supraharmônicas baseado em <i>Compressive Sensing</i> é proposto. Resultados de simulação e análise de dados medidos indicam que a abordagem proposta pode superar a limitação do algoritmo DFT, e a resolução de frequência pode ser melhorada.</p>
<p>Measurement of Supraharmonic Emissions (2 - 150 kHz) in Real Grid Scenarios (AMARIPADATH et al., 2018)</p>	<p>Este artigo descreve o projeto de um sistema de medição para emissões supraharmônicas em cenários de redes reais e fatores considerados para o projeto. Ele também retrata a validação do sistema de medição em uma plataforma de rede inteligente. Várias combinações de rede e fatores considerados para medições de redes reais são descritos no documento.</p>
<p>Comparison of Measurement Methods for the Frequency Range 2 - 150 kHz (Supraharmonics) (ANNE; JAN & SARAH, 2018)</p>	<p>Este artigo estuda métodos no domínio da frequência comumente implementados, que são baseados na norma IEC 61000-4-7 ou no anexo informativo da IEC 61000-4-30. O artigo identifica parâmetros, que podem influenciar os resultados da medição e estuda seu impacto na reprodutibilidade e na comparabilidade dos métodos.</p>
<p>Supraharmonics in European and North American Low-Voltage Networks (RÖNNBERG; CASTRO & MEDINA, 2018)</p>	<p>Este trabalho apresenta a medição e caracterização da emissão supraharmônica de tensão em diferentes redes de baixa voltagem europeias e norte americanas.</p>
<p>Emission Measurement of a Solar Park in the Frequency Range of 2 to 150 kHz (MOHOS & LADÁNYI, 2018)</p>	<p>Neste artigo são realizadas medidas de tensões e correntes supraharmônicas em três locais: em uma unidade fotovoltaica individual, em um barramento que coleta a produção de dez unidades fotovoltaicas e no transformador, que conecta o parque à rede. Foi demonstrado que a agregação dessas perturbações é um processo muito complexo, mas as correntes supraharmônicas são mais propensas a fluir entre os inversores do que na rede.</p>
<p>Overview and Classification of Interferences in the Frequency Range 2-150 kHz (Supraharmonics) (MEYER et al., 2018)</p>	<p>Este artigo fornece uma classificação sistemática de possíveis tipos de interferência na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz e ilustra vários exemplos de medições realizadas em redes públicas de baixa tensão. Também fornece algumas recomendações de projeto para equipamentos eletrônico e aponta futuras necessidades de pesquisa.</p>
<p>Analysis of Supraharmonic Propagation in a MV Electrical Network (NOVITSKIY; SCHLEGEL & WESTERMANN, 2018)</p>	<p>São considerados métodos práticos para a localização das principais fontes de distorções supraharmônicas na rede e métodos para determinar as contribuições de fontes de distorção supraharmônicas na distorção comum na faixa de 2 kHz a 150 kHz.</p>
<p>Interaction of Power Quality Disturbances within 2-150 kHz (Supraharmonics): Analytical Framework (AGUDELO-MARTÍNEZ; GARZÓN & PAVAS, 2018)</p>	<p>Este documento apresenta a estrutura analítica para avaliar distorções na faixa supraharmônica. Descreve-se a interação de distúrbios na faixa supraharmônica (2 - 150 kHz) entre dois dispositivos de iluminação e uma fonte de energia elétrica.</p>

<p>Interaction of some low power LED lamps within 2-150 kHz (Supraharmonics) (AGUDELO-MARTÍNEZ; RÍOS & PAVAS, 2018)</p>	<p>Este trabalho tem como objetivo ilustrar a possível interação entre alguns dispositivos de iluminação na faixa supra harmônica através de medições e simulações de lâmpadas LED de baixa potência, alimentadas por uma fonte de energia controlável.</p>
<p>Characterization of Supraharmonics Using the Wavelet Packet Transform (RODRIGUES & TOSTES, 2018)</p>	<p>Este artigo apresenta um estudo de caso de medidas realizadas em uma instalação elétrica do setor bancário e apresenta as potencialidades da Transformada Wavelet Packet aplicada na caracterização de supra harmônicos.</p>
<p>Measurement and Simulation of Power Quality Disturbances between 2-150 kHz from Compact Fluorescent Lamps (AGUDELO-MARTÍNEZ & PAVAS, 2018)</p>	<p>Um conjunto de medições e simulações descrevendo a relação entre distúrbios conduzidos por Lâmpadas Compacto fluorescente dentro da faixa de 2 kHz a 150 kHz, e algumas variações no seu circuito base, são mostradas e analisadas neste artigo.</p>
<p>Immunity Test of LED Lamps Based on IEC 61000-4-19 and Unexpected Consequence (SAKAR; RÖNNBERG & BOLLEN, 2018)</p>	<p>Neste trabalho, 24 lâmpadas LED foram testadas sob o perfil de teste de emissão supra harmônica descrito pelo padrão IEC 61000-4-19. O experimento visou entender como o desempenho das lâmpadas de LED é afetado por supra harmônicos.</p>
<p>Investigation of High Frequency Emissions (Supraharmonics) from Small, Grid-tied, Photovoltaic Inverters of Different Topologies (DARMAWARDANA et al., 2018b)</p>	<p>O trabalho desenvolvido visa um entendimento sobre a dependência das emissões em HF de inversores com diferentes topologias que existem atualmente. Os resultados são referentes a sete pequenos inversores fotovoltaicos ligados à rede e testados em condições de rede fixa.</p>
<p>Differences in the performance between CFL and LED lamps under different voltage distortions (CASTRO et al., 2018)</p>	<p>Este artigo investiga o efeito da distorção na tensão de alimentação no desempenho das lâmpadas CFL e LED, incluindo a faixa supra harmônica.</p>
<p>Acoustic Noise of Massmarket Equipment caused by Supraharmonics in the Frequency Range 2 to 20 kHz (KÖRNER et al., 2018)</p>	<p>Este artigo fornece uma visão geral do mecanismo de geração de som em dispositivos eletrônicos. O impacto das supra harmônicas na emissão de ruídos por equipamentos domésticos é estudado por um levantamento de medição com 103 dispositivos.</p>
<p>Supraharmonic Disturbances: Lifetime Reduction of Electronic Mass-Market Equipment by the Aging of Electrolytic Capacitors (WOHLFAHRT et al., 2018)</p>	<p>O objetivo deste artigo é descrever em detalhes o impacto de distorções supra harmônicas no envelhecimento de capacitores eletrolíticos e, assim influenciando no tempo de vida de dispositivos domésticos.</p>
<p>Supraharmonics emission from LED lamps: A reduction proposal based on random pulse-width modulation (GARRIDO et al., 2018)</p>	<p>Neste artigo é demonstrado que é possível reduzir a emissão de supra harmônicos por meio de tecnologias como a modulação de largura de pulso aleatória. Um sistema experimental baseado em <i>driver</i> de LED controlado digitalmente foi configurado para avaliar os diferentes métodos propostos no artigo.</p>
<p>On waveform distortion in the frequency range of 2 kHz-150 kHz- Review and research challenges (RÖNNBERG et al., 2017)</p>	<p>Este artigo fornece uma visão geral do estado da arte sobre as supra harmônicas e indica claramente os desafios de pesquisa associados à distorção da forma de onda nessa faixa de frequência, com ênfase nos seguintes aspectos: emissão; propagação; interferência; medições; padronização; modelagem e simulação.</p>

<p>Evaluating emission and immunity of harmonics in the frequency range of 2-150 kHz caused by switching of static converter in solar power plants (NOSHAIHR & KALASAR, 2017)</p>	<p>Este estudo teve como objetivo simular emissões harmônicas na faixa de frequência de 2-150 kHz causada pela comutação de um conversor utilizado em um sistema solar de 100 kW ligado a um alimentador de baixa tensão no software Matlab.</p>
<p>Survey of supraharmonic emission of household appliances (GREVENER et al., 2017)</p>	<p>Este estudo introduz um conjunto de indicações e critérios para a classificação da emissão supraharmônica para auxiliar o trabalho de padronização e entender a característica da emissão no domínio de frequência, bem como no domínio do tempo. Tal análise é aplicada a um conjunto de 120 eletrodomésticos e os resultados da análise são resumidos.</p>
<p>Harmonic, interharmonic and supraharmonic characterisation of a 12 MW wind park based on field measurements (BLANCO et al., 2017)</p>	<p>O artigo discute alguns aspectos da característica de distorção de um parque eólico de 12 MW composto por seis turbinas similares baseadas em campo medições. As distorções abrangem harmônicos e inter-harmônicos abaixo de 2 kHz, bem como distorções acima de 2 kHz (supraharmônicas).</p>
<p>Impact of high frequency conducted voltage disturbances on LED driver circuits (SINGH et al., 2017)</p>	<p>Este artigo apresenta resultados de experimentos onde distorções de tensão supraharmônica foram aplicadas a circuitos de driver de LED comercialmente disponíveis. Variações de saída de luz foram obtidas em alguns casos, juntamente com evidências apontando para redução da eficiência do conversor e influência da forma de onda distorcida na saída de luz.</p>
<p>Impact of Large-Scale Integration of E-Mobility and Photovoltaics on Power Quality in Low Voltage Networks (MUELLER et al., 2017)</p>	<p>A análise baseada em dois cenários de rede com diferentes taxas de penetração de EVs e PVs é proposta neste artigo. As supraharmônicas foram estudadas no nível da instalação individual do cliente, pois as distorções acima de 2 kHz permanece majoritariamente dentro da instalação e não se propaga ao longo da rede. Este documento resume os principais resultados e recomendações do projeto.</p>
<p>Supraharmonics: Root causes and interactions between multiple devices and the low voltage grid (WANIEK et al., 2017)</p>	<p>São apresentadas as características das emissões supraharmônicas de diferentes dispositivos tais como equipamentos eletrônicos de mercado e carregadores de veículos elétricos e a interação desses dispositivos entre si e com a rede de baixa tensão.</p>
<p>Time series data analysis of measurements of supraharmonic distortion in LV and MV networks (NOVITSKIY & WESTERMANN, 2017)</p>	<p>Os autores deste trabalho afirmam que uma razão para a falta de pesquisas e padrões abrangendo a faixa supraharmônica é que atualmente apenas alguns dispositivos de medição no mundo são capazes de medir as distorções de corrente e tensão supraharmônicas ao longo do tempo. Este artigo trata da análise de resultados de medições ao longo do tempo obtidas em redes de BT e MT.</p>
<p>Power quality disturbances on smart grids: Overview and grid measurement configurations (AMARIPADATH et al., 2017)</p>	<p>O trabalho foca especificamente no projeto de um sistema de medição para análise de emissões supraharmônicas em redes inteligentes. E tem como justificativa o fato de as emissões supraharmônicas não serem extensivamente estudadas em comparação com outros problemas de qualidade de energia.</p>

<p>Myths and facts of dual-frequency operation of LED lamps (VERMA; PATEL & NAIR, 2017)</p>	<p>Este estudo tem como objetivo apresentar os mitos e fatos de operar a mesma lâmpada LED em duas frequências diferentes e analisar os principais parâmetros de consumo de energia e de qualidade de energia. As emissões inter-harmônicas e supraharmônicas também foram capturadas como parte desta análise de qualidade de energia.</p>
<p>A Wavelet-Modified ESPRIT Hybrid Method for Assessment of Spectral Components from 0 to 150 kHz (ALFIERI et al., 2017)</p>	<p>Este estudo propôs uma nova forma de estimação baseada em Wavelets de janela deslizante e uso da técnica de invariância rotacional (ESPRIT), particularmente adequada para a análise espectral de formas de onda que possuem espectros muito amplos. Aplica-se a técnica para estimação de componentes localizados na faixa de frequência de 0 a 150 kHz.</p>
<p>Supraharmonics reduction in NPC inverter with random PWM (CASTRO et al., 2017)</p>	<p>O estudo afirma que a redução de emissões nas faixas de frequência mais baixas parecem resultar em um aumento na emissão supraharmônica pelos equipamentos. O artigo apresenta medições da distorção da forma de onda a partir de várias instalações e cargas ilustrativas.</p>
<p>Simulation of supraharmonics: A Compact Fluorescent Lamp (CFL) in single operation (AGUDELO-MARTÍNEZ & PAVAS, 2017)</p>	<p>Fenômenos supraharmônicos relacionados a Lâmpadas Fluorescentes Compactas (CFL) operando isoladamente são descritos neste artigo por meio de simulação de circuitos. As simulações são realizadas usando um circuito CFL típico sem nenhum estágio de correção de fator de potência.</p>
<p>Solar PV inverter supraharmonics reduction with random PWM (RÖNNBERG et al., 2017)</p>	<p>O artigo apresenta medições de distorção de forma de onda a partir de várias instalações e cargas ilustrativas. O estudo realizado indica que problemas futuros nas redes de distribuição podem incluir supraharmônicos.</p>
<p>Characterization of supraharmonic emission caused by small photovoltaic inverters (KLATT et al., 2016)</p>	<p>O trabalho estuda a emissão não intencional em alta frequência (supraharmônica) na faixa de 2 a 150 kHz de três inversores fotovoltaicos sob condições de laboratório.</p>
<p>Harmonic and supraharmonic emission of on-board electric vehicle chargers (MEYER et al., 2016)</p>	<p>Este artigo apresenta os resultados de testes e análises de distorções de corrente harmônica e supraharmônica de 19 diferentes carregadores EV on-board, representando uma parcela significativa de EVs atualmente disponíveis nos mercados alemão e europeu.</p>
<p>Supraharmonic bands detection for low voltage devices (AGUDELO-MARTÍNEZ et al., 2016)</p>	<p>Um método para detectar e identificar bandas supraharmônicas foi implementado em espectros de dispositivos de baixa tensão. As bandas de emissão detectadas na faixa de frequência entre 2 kHz e 300 kHz são mostradas e discutidas.</p>
<p>Interaction between grid-connected PV systems and LED lamps: Directions for further research on harmonics and supraharmonics (BUSATTO et al., 2016)</p>	<p>Este artigo discute diferentes abordagens para investigar a interação de harmônicas, inter-harmônicas, supraharmônicas e <i>flickers</i>, oriundas de inversores fotovoltaicos e lâmpadas LED em instalações de baixa tensão. Este trabalho apresenta uma discussão servindo de guia para futuros trabalhos de análise de perdas e outros impactos dos distúrbios referentes a estas fontes individuais e interação de fontes.</p>

<p>Intermodulation due to interaction of photovoltaic inverter and electric vehicle at supraharmomic range (ABID et al., 2016)</p>	<p>Este artigo apresenta uma análise das emissões supraharmônicas geradas da interação entre um inversor fotovoltaico e um veículo elétrico. Posteriormente, equipamentos domésticos foram adicionados ao EV e PV a fim de observar seus efeitos nas distorções geradas.</p>
<p>Power quality issues in the electric power system of the future (RÖNNBERG & MATH, 2016)</p>	<p>O artigo destaca o aumento da emissão de supraharmônicos nas redes futuras devido a disseminação de novas tecnologias. Discute que a diminuição de emissões em frequências mais baixas podem compensar parcialmente o aumento das emissões em frequências mais altas, mas a transferência de perturbações se tornará menos previsível. Além disso, afirma que a imunidade do equipamento também pode se tornar menos previsível.</p>
<p>A review on measurement techniques for non-intentional emissions above 2 kHz (ANGULO et al., 2016)</p>	<p>Este artigo fornecerá uma revisão sobre técnicas de medição e outras considerações para medições de emissões não intencionais conduzidas acima de 2 kHz, como um primeiro passo para contribuir para a padronização dos requisitos de emissão nesta faixa de frequência.</p>
<p>Filter for the measurement of supraharmonics in public low voltage networks (KLATT et al., 2015)</p>	<p>Este artigo revisa brevemente as propostas de filtros dos padrões atuais e propõe um projeto alternativo de filtro de resposta infinita ao impulso (IIR), que é otimizado para ter um número mínimo de pólos, um alto amortecimento da fundamental e uma alta precisão acima de 2 kHz.</p>
<p>Transfer characteristic of a MV/LV transformer in the frequency range between 2 kHz and 150 kHz (SCHÖTTKE; RADEMACHER & MEYER, 2015)</p>	<p>Este artigo apresenta resultados de pesquisas recentes, a fim de identificar a característica de transferência de um transformador de distribuição em frequências mais altas com base em medições. A última parte do artigo discute os resultados das medições, analisando injeções supraharmônicas em MV e LV, monofásicas ou trifásicas, entre outras.</p>
<p>Supraharmonics from power electronics converters (RÖNNBERG et al., 2015)</p>	<p>Este artigo resume parte das discussões no grupo de trabalho C4.24 do CIGRE/CIRED/IEEE, especialmente no que se refere à faixa supraharmônica.</p>
<p>Supraharmonics: Concepts and experimental results on photovoltaic systems (CHICCO; RUSSO & SPERTINO, 2015)</p>	<p>Este artigo revisa vários aspectos relativos à medição e representação das supraharmônicas, bem como a modelagem aproximada que pode ser usada na presença de inversores. Resultados experimentais referentes a sistemas fotovoltaicos estão incluídos.</p>
<p>Current supraharmonics identification in commonly used low voltage devices (MARTÍNEZ & PAVAS, 2015)</p>	<p>Este artigo apresenta a medição e caracterização dos níveis atuais de emissão supraharmônica causados por dispositivos eletrônicos comumente usados.</p>
<p>Future work on harmonics - some expert opinions Part II - supraharmonics, standards and measurements (MEYER et al., 2014)</p>	<p>Neste artigo serão abordados os seguintes aspectos: o aparecimento de emissões em frequências mais altas (supraharmônicas); a necessidade de padrões novos e melhorados; questões de medição e análise de dados.</p>

<p>Comparison of measurement methods for the frequency range of 2 kHz to 150 kHz (KLATT; MEYER & SCHEGNER, 2014)</p>	<p>Este documento identifica parâmetros relevantes nos resultados de medição e compara os dois métodos de medição para a faixa supra-harmônica, IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30, com base em múltiplos sinais de teste, que foram obtidos de medições de laboratório de diferentes equipamentos e medições de campo em redes de baixa tensão. O artigo propõe abordagens para combinar as vantagens de ambos os métodos.</p>
<p>Standards for supraharmonics (2 to 150 kHz) (BOLLEN et al., 2014)</p>	<p>Este artigo compara algumas das propriedades dos harmônicos e supra-harmônicos. Um aumento na emissão supra-harmônica para dispositivos individuais é observado em associação com uma diminuição na emissão harmônica (ou seja, abaixo de 2 kHz). Uma proposta é feita para definir limites nessa faixa de frequência. A proposta é baseada em padrões existentes e deve ser discutida.</p>

Tabela 1: Principais artigos científicos que abordam o tema supra-harmônicos.

2.2 BANCO DE FILTROS E SUBAMOSTRAGEM

Um banco de filtros corresponde a um conjunto de filtros passa-banda com as entradas comuns ou com as saídas somadas. Um banco de filtros com entradas comuns é denominado banco de análise, a Figura 2 ilustra a estrutura geral de um banco de análise.

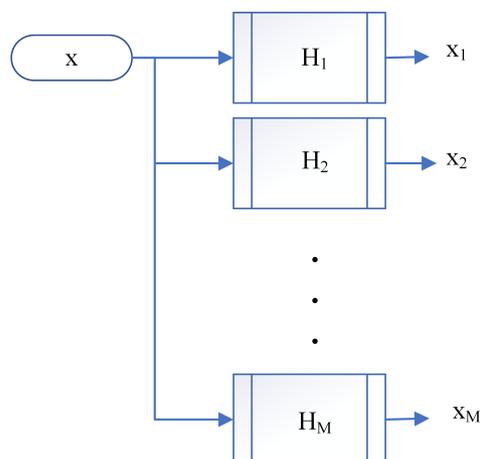


Figura 2: Estrutura geral de um banco de filtros de análise.

Os filtros passa-bandas representados por H_k ($k = 1, 2, \dots, M$) são responsáveis pela decomposição do sinal de entrada num conjunto de M sinais x_i , cada um ocupando uma determinada porção da banda de frequência do sinal original.

2.2.1 A DIMINUIÇÃO DA TAXA DE AMOSTRAGEM

Após a decomposição do sinal através do banco de filtros, conforme ilustrado na Figura 2, em algumas situações, torna-se conveniente realizar a diminuição da taxa de amostragem do sinal analisado, já que a largura do espectro do sinal em cada canal de saída do banco é reduzida em M vezes. A fim de entender o que será proposto neste trabalho serão apresentados os conceitos de subamostragem e frequência aparente.

Considerando um banco de filtros analógico formado pelos filtros passa-bandas $H_k(s)$ ($k = 1, 2, \dots, M$), tais filtros são responsáveis por realizar a decomposição do sinal de entrada em um conjunto de M sinais $x_i(t)$, cada um ocupando determinada fração do espectro do sinal original. A Figura 3 representa como o processo analógico pode ser implementado digitalmente, onde os blocos subsequentes aos filtros, denominados dispositivos *down-sampler*, são responsáveis por diminuir as taxas de amostragem dos sinais $x_i(t)$.

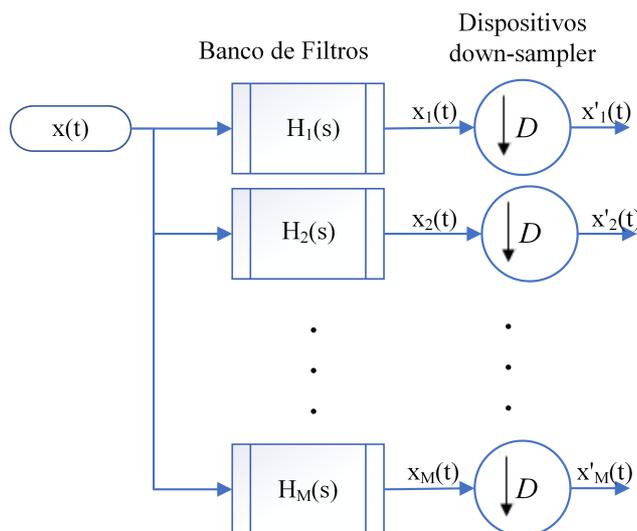


Figura 3: Estrutura geral do banco de filtros e dos dispositivos *Down-Sampler*.

O dispositivo de *down-sampler*, com fator inteiro positivo D , é responsável por gerar um sinal de saída com taxa de amostragem D vezes menor que a taxa do sinal de entrada. Em outras palavras, o *down-sampler* retém todas as amostras com índice múltiplo de D , removendo as $D - 1$ amostras entre as consecutivas amostras retidas.

A medida que o fator D escolhido assume valores maiores, o número de amostras removidas $D - 1$ torna-se maior. Caso o número de amostras retidas não obedeça o critério de Nyquist, o processo será denominado subamostragem do sinal. Neste caso, pode-se dizer que um sinal de entrada de frequência f_R qualquer aparece na saída do dispositivo com uma frequência aparente f_a , tal que $f_a < f_R$.

2.2.2 BANCO DE FILTROS DIGITAIS

A seguir são relatados os principais conceitos relacionados a estrutura de banco de filtros digitais empregada neste trabalho, baseada em banco de filtros DFT (Transformada Discreta de Fourier) uniforme com decimador usando decomposição polifásica.

2.2.2.1 BANCO DE FILTROS DFT

Dado o banco de filtros de análise ilustrado na Figura 2, considera-se que a estrutura de um banco de filtros digitais seja formada pelos filtros de análise $H_k(z)$ ($k = 1, 2, \dots, M$) que dividem o sinal $x(n)$ em M sinais $x_k(n)$. Pode-se realizar o projeto de tais filtros através da matriz DFT. A matriz DFT \mathbf{W} é composta por $M \times M$ elementos, onde $W = e^{-j2\pi/M}$. Considerando a Figura 4 onde $x(n)$ é o sinal de entrada a partir do qual gera-se M sinais $s_i(n)$ ($i = 0, 1, \dots, M - 1$), obtidos através da passagem de $x(n)$ por um atrasador, logo $s_i(n) = x(n - i)$. A matriz \mathbf{W}^* representa o conjugado de \mathbf{W} . A partir da definição de \mathbf{W} , pode-se estimar as saída do sistema (x_k) de acordo com (2.1).

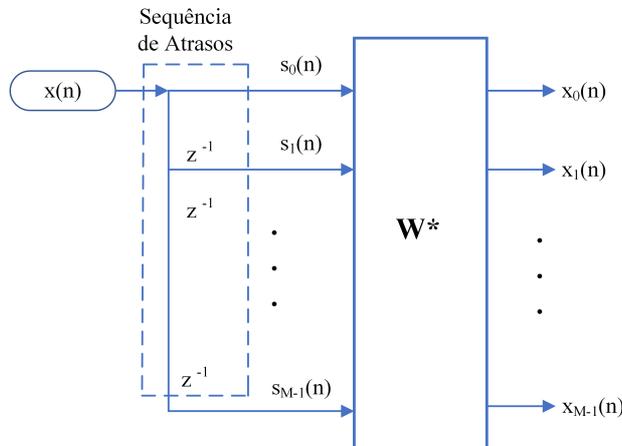


Figura 4: Exemplo simplificado de um banco de filtros DFT uniforme.

$$x_k(n) = \sum_{i=0}^{M-1} s_i(n) W^{-ki} \quad (2.1)$$

Portanto, para cada amostra n do sinal, é computado um conjunto de M sinais $x_k(n)$ através do conjunto de M sinais $s_i(n)$ multiplicados pela matriz \mathbf{W}^* . Sendo tal matriz correspondente exatamente à DFT inversa (IDFT), exceto por uma fator de escala $1/M$. A partir da Equação (2.1) obtem-se (2.2).

$$X_k(z) = \sum_{i=0}^{M-1} S_i(z)W^{-ki} = \sum_{i=0}^{M-1} z^{-i}W^{-ki}X(z) = \sum_{i=0}^{M-1} (zW^k)^{-i}X(z) \quad (2.2)$$

Pode-se escrever que $X_k(z) = H_k(z)X(z)$ onde $H_k(z)$ é definido por (2.3).

$$H_k(z) \equiv H_0(zW^k) \quad (2.3)$$

onde,

$$H_0(z) = 1 + z^{-1} + \dots + z^{-(M-1)} \quad (2.4)$$

A Equação (2.3) implica que $|H_0(e^{j\omega})| = |\text{sen}(M\omega/2)/\text{sen}(\omega/2)|$. Portanto a resposta em frequência do filtro $H_k(z)$ é dada por (2.5).

$$H_k(e^{j\omega}) = H_0(e^{j(\omega-(2\pi k/M))}) \quad (2.5)$$

2.2.2.2 FILTROS DIGITAIS MULTITAXA

Existem três tipos de filtros multitaxa, os decimadores, os interpoladores e os decimadores fracionários. Para cada um destes existe uma relação entrada-saída no domínio do tempo. A estrutura do sistema proposto neste trabalho é constituída por um filtro decimador com fator de decimação M , cuja relação é dada por (2.6). Nota-se que a relação de decimação do filtro pode ser escrita de duas formas.

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(nM - k) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(nM - k) \quad (2.6)$$

Em muitas aplicações torna-se interessante decimar a saída do filtro $H_k(z)$ por um fator M . Esta decimação tem uma explicação lógica já que em um banco composto por M filtros, a saída de cada filtro possui largura de banda M vezes menor que a largura do sinal de entrada $x(n)$. Através do uso de uma identidade nobre (veja Figura 5) é possível deslocar o decimador, o qual passa a anteceder o filtro.



Figura 5: Identidade nobre aplicada em sistemas multitaxa.

2.2.2.3 REPRESENTAÇÃO POLIFÁSICA

A representação polifásica consiste em um avanço no processamento de sinais multitaxa que possibilita a simplificação da resposta do sistema e a redução do esforço computacional de filtros decimadores/interpoladores, assim como de banco de filtros. Para explicar a ideia básica, considere o filtro $H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)z^{-n}$. A separação dos coeficientes pares e ímpares de $h(n)$ pode ser representada de acordo com a Equação (2.7).

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n)z^{-2n} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n+1)z^{-2n} \quad (2.7)$$

Assumindo,

$$\begin{aligned} E_0(z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n)z^{-n} \\ E_1(z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(2n+1)z^{-n} \end{aligned} \quad (2.8)$$

pode-se reescrever a Equação (2.7) na forma (2.9).

$$H(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2) \quad (2.9)$$

Essa representação de $H(z)$ pode ser aplicada tanto em filtros FIR quanto em IIR, causais ou não causais. Estendendo tal ideia para um caso geral, dado um número inteiro M , pode-se decompor o filtro $H(z)$ conforme a Equação (2.10).

$$\begin{aligned} H(z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM)z^{-nM} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM+1)z^{-nM} + \dots \\ &\quad + z^{-(M-1)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM+M-1)z^{-nM} \end{aligned} \quad (2.10)$$

A forma compacta de (2.10) é dada por (2.11), denominada Representação Polifásica Tipo 1.

$$H(z) = \sum_{l=0}^{M-1} z^{-l} E_l(z^M) \quad (2.11)$$

onde,

$$E_l(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e_l(n) z^{-n} \quad (2.12)$$

e,

$$e_l(n) = h(Mn + l), 0 \leq l \leq M - 1 \quad (2.13)$$

2.2.2.4 IMPLEMENTAÇÃO POLIFÁSICA DE BANCO DE FILTROS DFT UNIFORME

Um banco de filtros DFT uniforme consiste em um conjunto de M filtros que pode ser descrito pela Equação (2.3), onde $W = e^{-j2\pi/M}$. A decomposição polifásica pode ser utilizada para implementação de tais filtros do banco de forma eficiente. Assumindo a representação polifásica de $H_0(z)$ através da Equação (2.11), os k filtros podem ser expressos por (2.14).

$$H_k(z) = H_0(zW^k) = \sum_{l=0}^{M-1} (z^{-l} W^{-kl}) E_l(z^M) \quad (2.14)$$

Denotando $X_k(z)$ como a saída de $H_k(z)$ obtêm-se (2.15).

$$X_k(z) = \sum_{l=0}^{M-1} W^{-kl} (z^{-l} E_l(z^M) X(z)) \quad (2.15)$$

As equações acima demonstram que os M filtros do banco DFT uniforme podem ser implementados usando a representação polifásica, conforme mostra a Figura 6. Em muitas aplicações, torna-se pertinente decimar a saída de cada um dos M filtros $H_k(z)$ pertencentes ao banco por um fator de decimação igual a M . Esta decimação pode ser aplicada já que em um banco composto por M filtros, o sinal de saída de cada filtro possui largura de banda M vezes menor que a largura do sinal de entrada $x(n)$. Conforme relatado anteriormente, através do uso de uma identidade nobre (veja Figura 5), o banco de filtros DFT uniforme polifásico ilustrado na Figura 6 pode ser reestruturado conforme ilustrado na Figura 7. Esta estrutura requer um esforço

computacional M vezes menor comparado com a forma original (Figura 6), o que a torna mais eficiente.

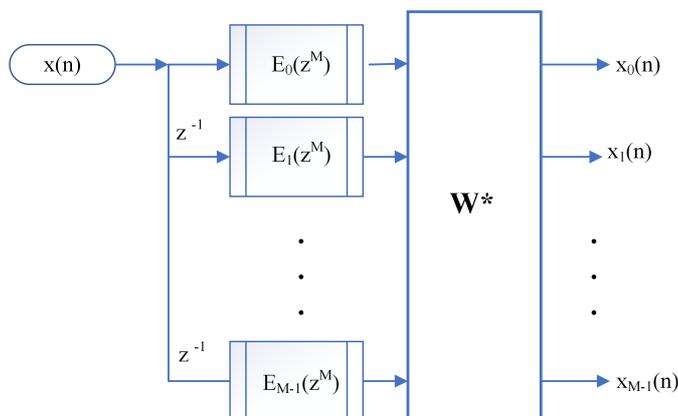


Figura 6: Implementação de um banco de filtros DFT uniforme usando decomposição polifásica.

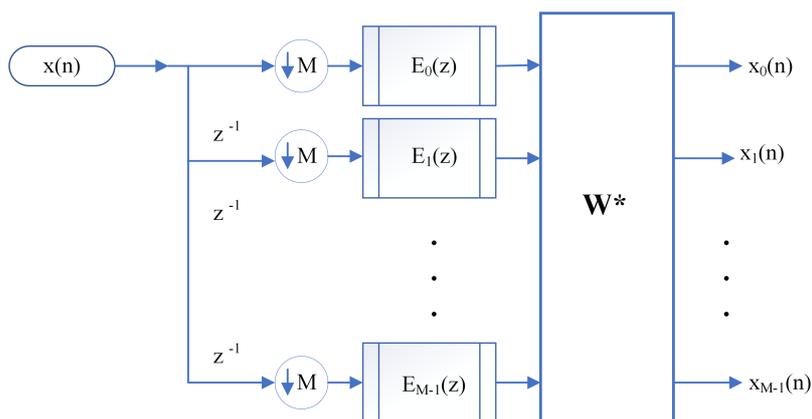


Figura 7: Implementação de um banco de filtros DFT uniforme com decimador usando decomposição polifásica.

2.3 ANÁLISE HARMÔNICA VIA COMPRESSIVE SENSING

Amostragem Compressiva (do inglês - *Compressive Sensing*) é uma nova abordagem que associa aquisição e compressão de dados digitais, a fim de permitir uma nova geração de sistemas de aquisição de sinal. Esta teoria emergente de CS prevê que os sinais esparsos podem ser reconstruídos a partir do que acreditava-se anteriormente ser informação incompleta (CANDÈS et al., 2006; BARANIUK, 2007; CANDÈS; ROMBERG & TAO, 2006). O teorema mais importante que estabelece um limite para a taxa de amostragem garantindo a recuperação do sinal é o Teorema de Shannon-Nyquist. Este teorema afirma que a taxa de amostragem deve ser pelo menos o dobro da frequência máxima presente no sinal (taxa de Nyquist).

Considere um sinal periódico expresso pela soma de componentes harmônicos senoidais, de acordo com (2.16).

$$s(t) = \sum_h \left[\frac{A_h}{2} e^{j(\phi_h + 2\pi f_h t)} + \frac{A_h}{2} e^{-j(\phi_h + 2\pi f_h t)} \right] \quad (2.16)$$

Em (2.16) $f_h = h \cdot f_0$, onde f_0 refere-se à frequência fundamental do sistema. Considerando a análise de distorções supra-harmônicas, h assume valores superiores a 40 (para sistemas com frequência fundamental de 50 Hz).

Considerando a aquisição de N amostras de um sinal, com frequência de amostragem igual a f_s , a estimativa dos N coeficientes da DFT é realizada por (2.17). O desenvolvimento desta equação resulta em (2.18).

$$S\left(\frac{k}{N}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] e^{-j\left(\frac{2\phi k n}{N}\right)} \quad (2.17)$$

$$S\left(\frac{k}{N}\right) = \sum_{h \in S_H} \frac{A_h}{2} e^{j\phi_h} D_N\left(\frac{k}{N} - \nu_h\right) e^{-j2\pi\left(\frac{k}{N} - \nu_h\right)n_0} \quad (2.18)$$

onde $0 \leq k < N$, $\nu_h = hf_0 T_s$ é a frequência normalizada do componente harmônico h -th, n_0 é o índice da amostra inicial na sequência adquirida e $D_N(\nu)$ é o *Dirichlet kernel*:

$$D_N(\nu) = \frac{\sin \pi N \nu}{N \sin \pi \nu} e^{-j\pi(N-1)\nu} \quad (2.19)$$

Os coeficientes DFT em (2.18) são dados em valores normalizados discretos $\nu = k/N$, isto é, para múltiplos inteiros da frequência de amostragem f_s/N . A simetria conjugada (Hermitiana) implica que os coeficientes de DFT (2.18) se estendem aos componentes de sua imagem em frequências normalizadas $1 - \nu_H$. Essa característica é expressa pelo limite de soma $h \in S_h$, onde S_h é o conjunto que inclui todos os termos exponenciais complexos.

A fim de promover uma melhoria na resolução de frequência Δf , pode-se aumentar o número de pontos observados na frequência por um fator P , o que resulta em um passo menor $\Delta f' = \Delta f/P$. O número inteiro P é chamado de fator de interpolação, o novo número de pontos processados é $N' = P \cdot N$. Infelizmente, neste caso, os elementos vetoriais dependem continuamente das frequências desconhecidas,

entretanto, como uma primeira aproximação, pode-seapl considerar frequências desco-
nhecidas como sendo iguais à sua frequência conhecida mais próxima. A inclusão de
novos pontos de frequência pode ser representada por (2.20).

$$\nu_h = \frac{l_h + \delta'_h}{PN} \quad (2.20)$$

em que o número inteiro $l_h \in [0, 1, \dots, N' - 1]$ e $|\delta'_h| \leq 1/2$. Em vista disso, ν_h pode
ser estimado através de sua aproximação dada em (2.21).

$$\nu_h = \frac{l_h}{PN} \quad (2.21)$$

A equação (2.18) pode ser reescrita como (2.22). Dado que $S_h \subset \{0, 1, \dots, N' - 1\}$
é o conjunto de valores inteiros de l que correspondem a algum componente de forma
de onda e é chamado de *suporte* de $s(t)$.

$$S\left(\frac{k}{N}\right) = \sum_{l \in S_h} \frac{A_h}{2} e^{j\phi_h} D_N\left(\frac{k}{N} - \frac{l}{N'}\right), 0 \leq k < N \quad (2.22)$$

O algoritmo deve considerar que $l \in S_h$, ou seja, $l = l_h$ para algum valor do índice
 h , com $0 \leq l < N'$. Considerando as suposições acima, o número de elementos em S_h
é o mesmo que S_H . A equação (2.23) é uma representação compacta de (2.22).

$$\mathbf{s} \approx \mathbf{D}\mathbf{a} \quad (2.23)$$

Em (2.23), \mathbf{s} contém os coeficientes da DFT, a matriz \mathbf{D} é definida por $d_{k,l} =$
 $D_N(k/N - l/N')$. Esta matriz \mathbf{D} de dimensão $N \times N'$ representa o efeito do espalha-
mento espectral. O vetor \mathbf{a} contém os valores de amplitude do sinal de entrada. Este
vetor é desconhecido e precisa ser estimado. A equação (2.24) adiciona os efeitos de
incertezas e ruído (e).

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} + e = \mathbf{D}\mathbf{a} + e \quad (2.24)$$

O vetor \mathbf{x} é conhecido, o objetivo é encontrar os elementos não nulos \mathbf{a}_l do vetor
 \mathbf{a} , cujos valores satisfazem $l \in S_h$. Dadas as suposições acima, o número de elementos
em S_h , indicado por $|S_h|$, deve ser pequeno comparado a N' , o vetor \mathbf{a} é considerado
esparso. S_h é denominado o suporte de \mathbf{a} .

Portanto, encontrar a solução esparsa de um sistema linear indeterminado é um problema de otimização restrito. Considerando a compressão de sinal, é mais interessante buscar por uma solução aproximada, conforme $(\hat{\mathbf{a}})$, mostrada em (2.25), já que o sinal contém informações indesejadas, como ruído.

$$\hat{\mathbf{a}} : \underset{a}{\operatorname{argmin}} \|a\|_0 \text{ subjectto } \|\mathbf{x} - \mathbf{D}\mathbf{a}\|_2 \leq \epsilon \quad (2.25)$$

onde $\epsilon > 0$ é a tolerância a erros, permitindo uma discrepância entre a representação $\mathbf{D}\mathbf{a}$ e o sinal \mathbf{x} .

Uma maneira de resolver \mathbf{a} ou $\hat{\mathbf{a}}$ consiste em uma busca exaustiva da solução mais esparsa. A classe de algoritmo denominada *Greedy Algorithm* visa resolver esses problemas de maneira confiável e eficiente. Este tipo de algoritmo abandona a busca exaustiva e trabalha com uma série de atualizações de um único termo iniciando em $\mathbf{a}^0 = 0$ e adicionando elementos de forma iterativa para construir uma aproximação \mathbf{a}^k com k elementos não-nulos.

O OMP (*Orthogonal Matching Pursuit*) (ELAD, 2010) é um algoritmo de otimização que seleciona o elemento de um conjunto arbitrário com maior projeção ortogonal no residual para cada iteração. O elemento selecionado é adicionado à solução e os coeficientes de todos os elementos são atualizados via Regressão Linear. Para estimar o vetor $\hat{\mathbf{a}}$, aplicamos neste trabalho essa abordagem baseada em OMP, que é computacionalmente menos exigente. OMP é um algoritmo de aproximação iterativa cujos passos são dados na Figura 8.

2.4 MÉTODOS DE MEDIÇÃO PARA A FAIXA DE FREQUÊNCIA DE 2 KHZ A 150 KHZ

O método de medição aplicável à faixa de 2 kHz a 9 kHz está especificado na norma IEC 61000-4-7 e o método de medição para a faixa de frequência de 9 kHz a 150 kHz é proposto por IEC 61000-4-30. O propósito desta seção é descrever os padrões de medição para faixa supraharmônica, em que os padrões IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 são enfatizados.

2.4.1 IEC 61000-4-7

O Apêndice B do padrão IEC 61000-4-7 (COMMISSION et al., 2006) propõe que a medição de componentes na faixa de frequência entre 2 kHz e 9 kHz não requer uma

Objetivo: Obter $(\hat{a}) : \min_{\mathbf{a}} \text{sujeito a } \mathbf{D}\mathbf{a} = \mathbf{x}$

Inicialização:

- Solução Inicial: $\mathbf{a}^0 = \mathbf{0}$
- Residual Inicial: $\mathbf{r}^0 = \mathbf{x} - \mathbf{D}\mathbf{a}^0 = \mathbf{x}$
- Suporte Inicial: $S^0 = \text{Suporte}\{\mathbf{a}^0\} = \emptyset$

Iteração Principal $k = k + 1$

- **Varredura:** Calcular $\epsilon(j) = \min_{z_j} \|\mathbf{d}_j z_j - \mathbf{r}^{k-1}\|_2^2$ para todo j usando a melhor escolha $z_j^* = \mathbf{d}_j' \mathbf{r}^{k-1} / \|\mathbf{d}_j\|_2^2$.
- **Atualizar Suporte:** Encontrar o minimizador de $j_0, \epsilon(j_0) \leq \epsilon(j)$ e atualizar $S^k = S^{k-1} \cup j_0$.
- **Atualizar Solução Provisória:**
 - **OMP:** Calcular \mathbf{a}^k , o minimizador de $\|\mathbf{D}\mathbf{a} - \mathbf{x}\|_2^2$ sujeito a S^k
- **Atualizar Residual:** Calcular $\mathbf{r}^k = \mathbf{x} - \mathbf{D}\mathbf{a}^k$
- **Regra de Parada:** Se $\|\mathbf{r}^k\|_2 \leq \epsilon_0$, finalizar.

Saída: A solução \mathbf{a}^k é obtida após k iterações.

Figura 8: OMP - *Orthogonal Matching Pursuit*.

alta resolução no domínio da frequência. Este método sugere agrupar a energia do sinal para ser analisado em bandas de frequências predefinidas. Este documento faz referência ao padrão CISPR 16-1 (CISPR, 2008) que determina que a largura de banda deve ser fixada em 200 Hz.

De acordo com este método sugerido pelo padrão IEC 61000-4-7, o sinal é amostrado em uma janela de tempo retangular de 200 ms, correspondendo a 10 (12) períodos fundamentais de sistemas de 50 Hz (60 Hz). Em seguida, ele é convertido para o domínio da frequência aplicando a Transformada Discreta de Fourier (DFT). O valor r.m.s. (do inglês *root mean square*) do componente na frequência f é C_f , por exemplo, C_{5100} é o valor r.m.s. do componente em 5100 Hz. A separação de frequências entre os consecutivos componentes (C_f) medidos é 5 Hz. O valor r.m.s de saída de cada banda, C_b , é obtido de acordo com (2.26).

$$C_b = \sqrt{\sum_{f=b-95Hz}^{b+100Hz} C_f^2}, \quad (2.26)$$

onde b representa a frequência central. A saída da DFT é agrupada em bandas de 200 Hz. Portanto, b assume valores iguais a 2100 Hz, 2300 Hz, 2500 Hz, por exemplo, e assim por diante. A frequência central mais alta é 8900 Hz.

Um filtro passa-banda é empregado a fim de atenuar a frequência fundamental e componentes acima de 9 kHz, sendo recomendada uma atenuação do componente fundamental de pelo menos 55 dB. Nesse método de medição, a frequência de amostragem deve ser escolhida de acordo com as regras estabelecidas de análise de sinal, de tal forma que os componentes de frequência até 9 kHz possam ser medidos. Sendo assim a taxa de amostragem (F_s) deve obedecer ao critério de Nyquist, $F_s > 18$ kHz. Para executar a transformação dos dados através da FFT, é aconselhável que o tamanho da sequência a ser processada seja potência de 2. Neste caso, a F_s mínima deve ser 20,480 kHz. A Figura 9 mostra a metodologia proposta em (COMMISSION et al., 2006).

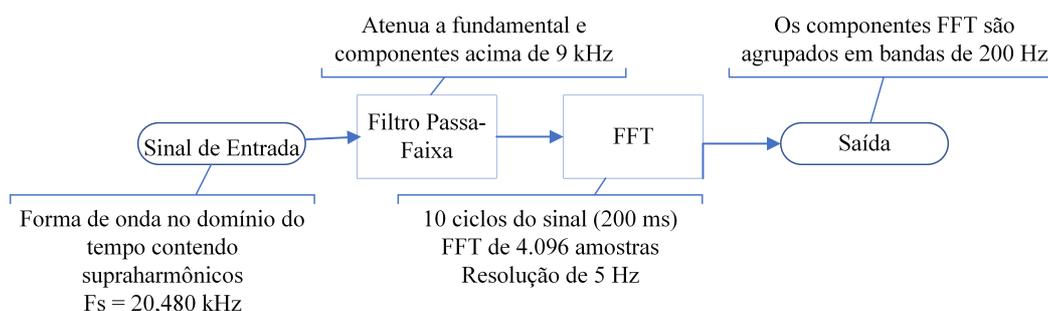


Figura 9: Ilustração do método de medição de acordo com a norma IEC 61000-4-7

2.4.2 IEC 61000-4-30

A 3ª edição da norma IEC 61000-4-30 (COMMISSION et al., 2015a), Anexo C, sugere uma metodologia de medição para a faixa supraharmônica. Neste informativo está incluída uma referência à norma IEC 61000-4-7 para a faixa de frequência de 2 kHz a 9 kHz. De acordo com este padrão as medições de 9 kHz a 150 kHz devem ser realizadas no canal de saída de um filtro passa-alta (HP - *High Pass*) em cascata com um filtro passa-baixa (LP - *Low Pass*). Esses filtros podem ser analógicos ou digitais. O filtro HP deve ser incluído para atenuar o componente fundamental e os harmônicos de baixa ordem do sinal de entrada. O filtro HP deve ter 2 pólos, com frequência de corte de 1,5 kHz ou superior. O LP é um filtro de quarta ordem, com o ponto de atenuação de 3 dB a 200 kHz.

A Figura 10 ilustra a implementação de um filtro passa-alta analógico com característica Butterworth. O filtro atenua 3 db em 1,5 kHz e 55 dB no componente

fundamental (50 Hz). A Figura 11 mostra a implementação de um filtro passa-baixa analógico de ordem 4, com característica Butterworth e 3 db de atenuação a 200 kHz.

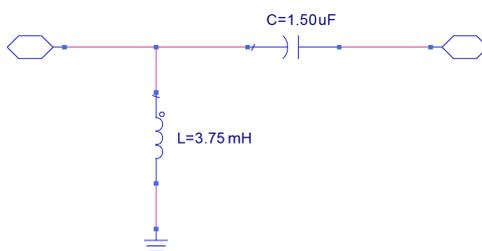


Figura 10: Filtro analógico passa-alta sugerido pela norma IEC 61000-4-30

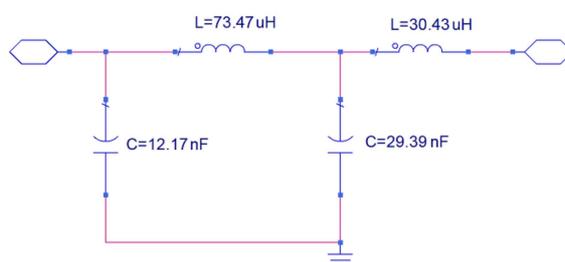


Figura 11: Filtro analógico passa-baixa sugerido pela norma IEC 61000-4-30

Na saída dos filtros devem ser realizadas 32 medições, com espaçamentos aproximadamente iguais, tomadas a cada 10/12 ciclos do sinal (10 ciclos para 50 Hz ou 12 ciclos para sistema de 60 Hz), como mostrado na Figura 12. Cada medição consiste em amostras tomadas a uma taxa de amostragem de 1,024 MHz. As 512 amostras devem ser processadas com a Transformada Discreta de Fourier ou equivalente. O conjunto das 32 medições é obtido a partir de uma janela de 200 ms do sinal, e cada um dos 512 pontos da FFT, adquiridos com taxa de amostragem de 1,024 MHz, corresponde a 0,5 ms da janela temporal. Desta forma, as lacunas equidistantes, isto é, intervalos onde não são realizadas medições, totalizam 184 ms.

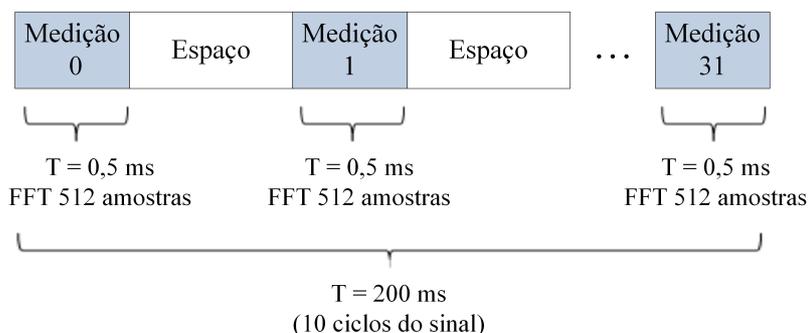


Figura 12: Metodologia de medição proposta pela norma IEC 6100-4-30 Ed3

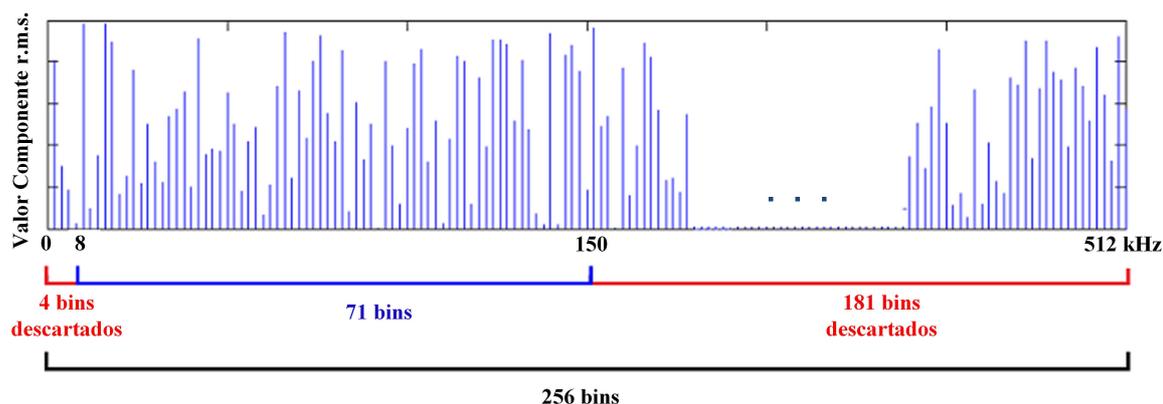


Figura 13: Ilustração dos *bins* de frequência utilizados nas medições

O intervalo de medição de 0,5 ms resulta em uma resolução em frequência de 2 kHz. Considerando a frequência de amostragem de 1024 kHz, são obtidos 256 *bins* a 2 kHz. Os 4 primeiros e os 181 últimos *bins* devem ser descartados. As magnitudes dos 71 *bins* restantes contêm as emissões de 8 kHz a 150 kHz (ver Figura 13). Os 4 *bins* iniciais representam a faixa de frequência abaixo de 8 kHz e devem ser descartados. A faixa de frequência de 2 kHz a 9 kHz deve ser analisada pela norma IEC 61000-4-7. Os 181 *bins* finais representam frequências acima de 150 kHz, estes também deve ser descartados. Portanto, a faixa de frequência de 8 kHz a 150 kHz corresponde a 71 *bins* que devem ser analisados.

A Figura 14 mostra todas as etapas da metodologia sugerida em (COMMISSION et al., 2015a). O sinal de entrada representa uma forma de onda no domínio de tempo contendo supraharmônicos. Este sinal passa através dos filtros passa-alta e passa-baixa, que estão em cascata. Esses filtros limitam a frequência do sinal de 2 kHz a 150 kHz. Na saída desses filtros, para a faixa de frequência de 9 kHz a 150 kHz, a cada intervalo de 10 ciclos, 32 medições desses 71 *bins* são realizadas. Cada um dos 32 intervalos de medição representa o cálculo da FFT de 512 amostras de sinal. Os valores r.m.s. mínimo, médio e máximo das 32 magnitudes de cada um desses 71 *bins* devem ser relatados. Além disso, sugere que seja reportado um único valor r.m.s. máximo, considerando as 32 magnitudes de todos os 71 *bins*.

2.4.2.1 OUTROS PADRÕES

A descrição das metodologias de medição sugeridas pelos padrões IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 foi realizada com uma maior grandeza de detalhes neste trabalho, por se tratarem de objeto de estudo do mesmo. Outros padrões também oferecem

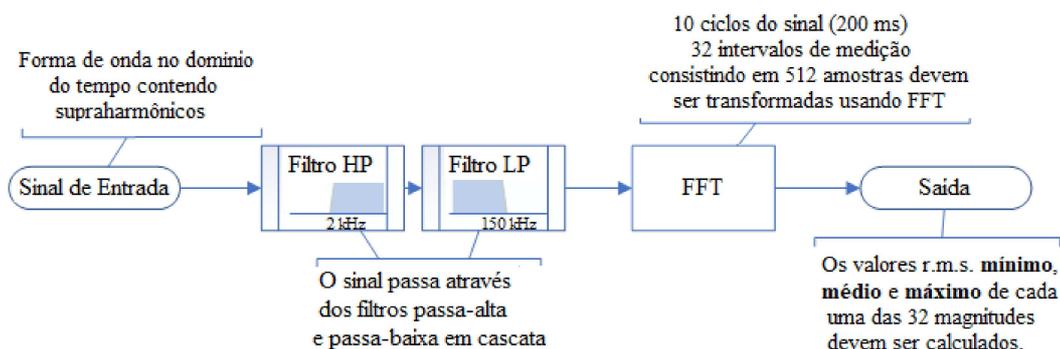


Figura 14: Ilustração do método de medição de acordo com a norma IEC 6100-4-30 Ed3

contribuições para a normalização das medições nessa faixa de frequência. A seguir, estes padrões são descritos de forma resumida.

CISPR 16-2-1

O Comitê Especial Internacional em Rádio Frequência (CISPR - *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*) (CISPR, 2008) aborda requisitos de emissão e imunidade de aparelhos, bem como define métodos e equipamentos de teste. O título deste padrão é "Especificação para distúrbios de rádio e imunidade de aparelhos e métodos de medição - Parte 2-1: Métodos de medição de perturbações e imunidade - Medições de distúrbios conduzidos". Este padrão é baseado em um analisador de espectro composto por filtros e detectores. Três diferentes detectores são utilizados: o detector de pico, quase-pico (QP) e médio. O padrão CISPR 16 especifica três bandas de frequência. A banda A, corresponde a faixa de frequência SH (9 kHz a 150 kHz).

O detector QP serve para detectar o valor de pico ponderado da envoltória (envelope) de um sinal. O padrão IEC 61000-2-2 (COMMISSION et al., 2002) define o nível de compatibilidade em relação ao valor de tensão e corrente retornado pelo detector QP.

O trabalho (BERGERON, 2019) fornece uma forma alternativa de implementação do detector QP de acordo com a metodologia CISPR 16-2-1 para a faixa SH. A seguir, são definidos os passos desta implementação.

Passo 1:

- Executar a FFT para localizar o centro das bandas de 200 Hz a serem analisadas (o centro corresponde à localização do componente do espectro com maior valor de amplitude);

Portanto, esta primeira etapa objetiva que sejam analisados apenas os níveis mais altos, isto é, bandas que possuam componentes com amplitudes mais elevadas.

Passo 2:

- Multiplicar o sinal sob análise $x(t)$ com um sinal seno (2.27) e com um sinal cosseno (2.28), respectivamente, localizados na frequência de maior amplitude para cada instante de tempo t .

$$x_{sen}(t) = x(t)sen(2\pi ft) \quad (2.27)$$

$$x_{cos}(t) = x(t)cos(2\pi ft) \quad (2.28)$$

Passo 3:

- Aplicar um filtro passa baixa de ordem 6, com frequência de corte em 91,3 Hz e cuja frequência de amostragem é igual a 240000 S/s, em ambos os sinais $x_{sen}(t)$ e $x_{cos}(t)$. A Figura 15 ilustra a resposta em magnitude do filtro sugerido pela norma CISPR 16.

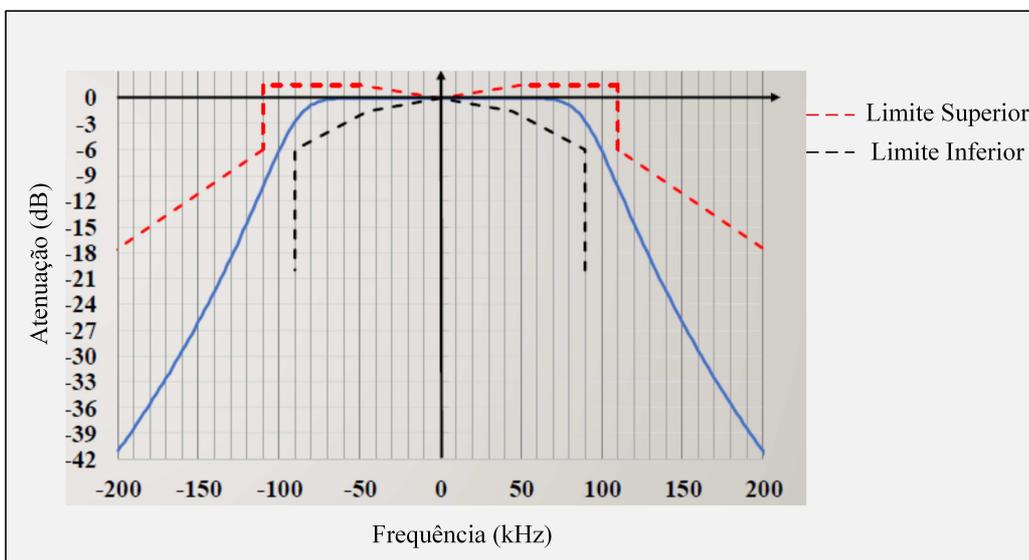


Figura 15: Filtro passa baixa sugerido pela norma CISPR 16 (Banda A).

Passo 4:

- Processar o envelope $M(t)$ definido pela equação (2.29), através do detector de Quase-Pico.

$$M(t) = \sqrt{(2 \cdot x_{sen}(t))^2 + (2 \cdot x_{cos}(t))^2} \quad (2.29)$$

O detector QP compreende três filtros. As equações (2.30) e (2.31) representam a implementação digital do filtro recursivo para o circuito QP.

$$QP(t) = b_{45ms}(M(t) + M(t - \frac{1}{f_s})) - a_{45ms}QP(t - \frac{1}{f_s}), QP(t) < M(t) \quad (2.30)$$

$$QP(t) = b_{500ms}(0) - a_{500ms}QP(t - \frac{1}{f_s}), QP(t) > M(t) \quad (2.31)$$

onde,

$$a = \frac{R - 1}{R + 1} \quad (2.32)$$

$$b = \frac{R}{R + 1} \quad (2.33)$$

$$R = \tan\left(\frac{1}{2\tau f_s}\right) \quad (2.34)$$

em que τ é a constante de tempo.

O período de carregamento ocorre quando o sinal de quase pico $QP(t)$ é menor que $M(t)$ (2.30), sendo a constante de tempo τ igual a 45 ms. Quando o sinal $M(t)$ é menor que $QP(t)$, a constante de tempo τ de descarregamento é de 500 ms (2.31).

Após estimar $QP(t)$, obtêm-se o detector conforme a equação (2.35)

$$D(t) = b_{160ms}(QP(t) + QP(t - \frac{1}{f_s})) - a_{160ms}D(t - \frac{1}{f_s}), \tau = 160ms \quad (2.35)$$

A Figura 16 ilustra um circuito típico de um detector QP.

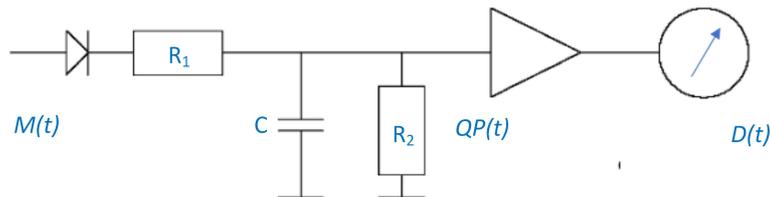


Figura 16: Circuito típico de um detector de quase pico.

Passo 5:

- Encontrar a tensão de quase-pico em relação ao nível de compatibilidade (V_{QP}).
- Calcular o nível de compatibilidade para a faixa de frequência analisada.
- Comparar (V_{QP}) com o nível aceitável.

As equações que permitem o cálculo dos níveis de compatibilidade são definidas pela norma IEC 61000-2-2.

Portanto, através desta metodologia de medição sugerida pelo padrão CISPR 16-2-1 torna-se possível analisar a conformidade da tensão e corrente medida com os níveis de compatibilidade.

IEC 61000-4-19

A norma IEC 61000-4-19 (COMMISSION et al., 2015b) refere-se à imunidade, requisitos e métodos de teste para equipamentos elétricos e eletrônicos, considerando a condução de diferentes tipos de perturbações e sinalização na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz. Este padrão define formas de onda de teste, teste de equipamento, teste de configuração, procedimentos de teste e procedimentos de verificação. Estes testes destinam-se a demonstrar a imunidade de equipamentos elétricos e eletrônicos, operando em uma rede tensão de alimentação até 280 V (de fase para neutro ou fase para a terra, se não for utilizado nenhum ponto neutro) e com frequência de 50 Hz ou 60 Hz quando sujeito a diferentes tipos de distúrbios, tais como aqueles originados de eletrônica de potência e sistemas de comunicação de linha de energia.

2.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, inicialmente, realiza-se uma revisão do estado da arte a cerca das emissões supraharmônicas. Diante do conteúdo exposto torna claro que o estudo de tais distorções é de grande importância na atualidade visto a vasta gama de equipamentos que emitem SH e os danos que estas distorções podem causar, comprometendo portanto, a qualidade da energia da rede elétrica. Em seguida, realizou-se a explanação de alguns conceitos essenciais para o entendimento do trabalho, tais como, banco de filtros, processamento multitaxa e técnica de *Compressive Sensing*. Por fim, foi proposto um levantamento sobre os principais métodos de medição para distorções de tensão e corrente na faixa frequência de 2 kHz a 150 kHz. Os padrões de medição para esta faixa de frequência são relativamente recentes, neste cenário, muitas dúvidas poderiam surgir sobre a realização de medições na faixa supraharmônica de acordo com

as normas. O propósito desta fundamentação teórica foi esclarecer os padrões regulatórios de alcance supraharmônico. Os métodos contidos nas normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 foram enfatizados porque seus conteúdos são relevantes para medições supraharmônicas. A Tabela 2 apresenta um resumo do conteúdo e indica as respectivas faixas de atuação dos principais padrões existentes para a faixa supraharmônica.

Tabela 2: Resumo dos principais padrões existentes para a faixa supraharmônica.

Padrão	Propósito/Methodologia	Faixa de Frequência
IEC 61000-4-7	Medir níveis de emissão de equipamentos na rede/ Emprega o cálculo da FFT com 5 Hz de resolução, estes componentes devem ser agrupados em bandas de 200 Hz.	2 kHz – 9 kHz
IEC 61000-4-30	Medir níveis na rede / Sugere o cálculo de 32 medições FFT com 2 kHz de resolução de frequência (intervalos de 0,5 ms), e agregação destas medições através do cálculo dos valores mínimo, médio e máximo em 10/12 ciclos.	9 kHz – 150 kHz
CISPR 16-2-1	Medir níveis na rede e emissão de equipamento / Implementa um analisador de espectro com filtro e detectores de pico e quase pico.	9 kHz – 30 MHz
IEC 61000-4-19	Determina os atributos relacionados à imunidade e métodos de teste para equipamentos eletrônicos para conduzir distorções e promover sinalização.	2 kHz – 150 kHz

3 ANÁLISE DOS MÉTODOS DE MEDIÇÃO PARA A FAIXA DE FREQUÊNCIA SUPRAHARMÔNICA

Este capítulo propõe uma análise dos métodos de medição propostos por organizações de desenvolvimento de padrões aplicáveis à faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz. O objetivo é esclarecer como as medições devem ser realizadas de acordo com os padrões existentes. As normas IEC 61000-4-7 Ed2 e IEC 61000-4-30 Ed3 fornecem informações mais significativas para medições nesta faixa de frequência e são enfatizadas. Uma análise comparativa de ambas as normas é realizada. A fim de testar e comparar a eficiência das metodologias IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30, diferentes casos foram analisados: (i) sinais sintéticos gerados com diferentes níveis de ruído; (ii) sinal sintético variante no tempo e (iii) sinais reais. As análises foram realizadas individualmente e as devidas conclusões foram obtidas para cada um dos casos. Posteriormente, o método IEC 61000-4-30 foi analisado para um caso específico de sinal sintético contendo distorções supraharmônicas. Algumas críticas e sugestões foram feitas com base nessa análise. Finalmente, foi realizada uma análise comparativa da complexidade computacional e tempo de execução exigido por cada algoritmo proposto pelas metodologias de medição IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30.

3.1 ANÁLISE COMPARATIVA DOS MÉTODOS DE MEDIÇÃO PROPOSTOS PELAS NORMAS IEC 61000-4-7 E IEC 61000-4-30

3.1.1 ANÁLISE DE SINAIS SINTÉTICOS NA PRESENÇA DE RUÍDO

Sinais sintéticos contendo componentes supraharmônicos foram apresentados às metodologias de medição sugeridas pelos padrões analisados, a fim de testar a eficiência de tais métodos na estimativa supraharmônica na presença de ruído.

Os sinais foram gerados com um ruído branco gaussiano aditivo. Foram considerados sinais com diferentes níveis de relação sinal-ruído (SNR). No total, foram gerados onze casos diferentes, com valores de SNR iguais a 10 dB, 20 dB, ... e 100 dB, sendo também considerado um sinal sem ruído. Um total de dez eventos foram gerados para

cada caso. A representação matemática de tais sinais é dada pela equação (3.1).

$$x(t) = \sum_{h=1}^{50} A_h \cos(2\pi f_h t + \theta_h) + A_{sh_1} \cos(2\pi f_{sh_1} t) + A_{sh_2} \cos(2\pi f_{sh_2} t) + n(t) \quad (3.1)$$

onde $n(t)$ representa o componente de ruído.

Esses sinais consistem em 20.480 amostras colhidas a uma taxa de amostragem de 1.024 kHz, cuja frequência fundamental é igual a 50 Hz. Esses sinais são compostos por harmônicos convencionais e dois componentes supraharmônicos localizados nas frequências f_{sh_1} igual a 32 kHz e f_{sh_2} igual a 96 kHz. As amplitudes A_{sh_1} e A_{sh_2} , são iguais a 0,05 V e 0,025 V, respectivamente. A estes sinais foram adicionados diferentes níveis de ruído. A Figura 17 mostra a forma de onda no domínio do tempo e o espectro de frequência de um sinal sintético com SNR de 50 dB usado para teste.

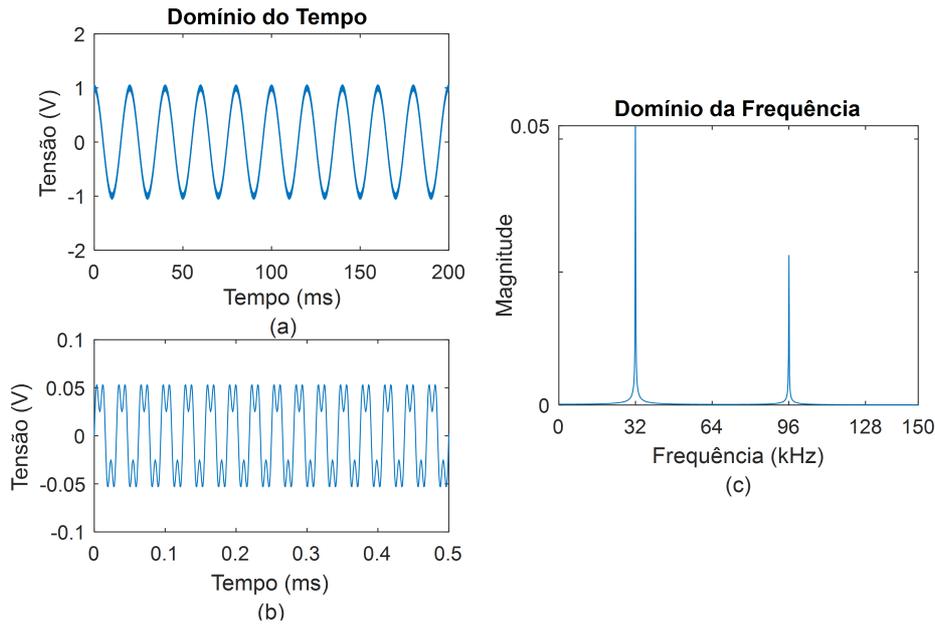


Figura 17: Forma de onda no domínio do tempo do sinal composto por componente fundamental e supraharmônicos (a) e apenas componentes supraharmônicos (b), e (c) representa o espectro de frequência desse sinal.

Conforme mencionado, dez sinais foram gerados para cada caso analisado, e o erro quadrático médio (RMSE) (CHAI & DRAXLER, 2014) entre o espectro obtido por cada medição (IEC 61000-4-7 ou IEC 61000-4-30) e o espectro ideal (padrão-ouro) foi calculado. A Figura 18 mostra os resultados para as metodologias estudadas em termos de valores médios do RMSE (considerando os dez sinais para cada caso) e desvios padrão.

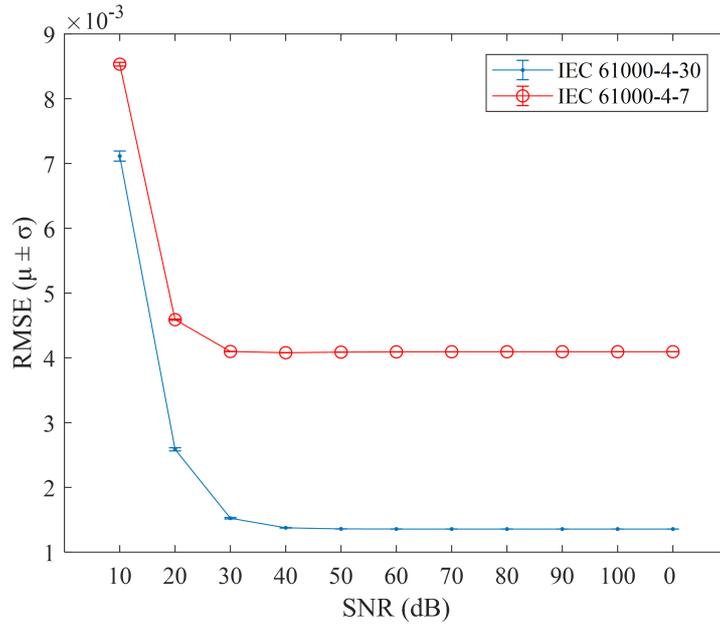


Figura 18: Resultados dos métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para a medição de sinais sintéticos com ruído.

Analisando a Figura 18, pode-se notar que ambos os métodos são capazes de estimar os componentes supraharmônicos na presença de ruído, uma vez que os valores de erro obtidos (RMSE) são baixos. De acordo com (TOMIC; KUSLJEVIC & VUJICIC, 2007), na prática, a SNR do sinal de tensão obtido de um sistema de energia varia entre 50 dB e 70 dB. Portanto, as metodologias propostas pelas normas não são afetadas pelo ruído, uma vez que o RMSE alcançado para essa faixa de SNR é semelhante ao obtido no caso sem ruído. Note-se que o método IEC 61000-4-30 é mais robusto ao ruído do que o método IEC 61000-4-7.

3.1.2 ANÁLISE DE UM SINAL VARIANTE NO TEMPO

Para comparar o desempenho dos métodos reportados nos padrões IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para um sinal contendo supraharmônicos variantes no tempo, uma forma de onda sintética representada pela equação (3.2) foi gerada.

$$x(t) = \sum_{h=1}^{50} A_h \cos(2\pi f_h t) + A_{sh}(t) \cos(2\pi f_{sh} t) \quad (3.2)$$

Este sinal consiste em 20.480 amostras obtidas com uma 1.024 kHz, cuja frequência fundamental é de 50 Hz. Este sinal é composto por harmônicos convencionais e um componente supraharmônico localizado na frequência f_{sh} igual a 80 kHz. As magnitu-

des dos respectivos componentes são A_h e $A_{sh}(t)$, onde $A_{sh}(t)$ é uma função exponencial (crescente, decrescente ou ambas alternadas). A Figura 19 ilustra este sinal sintético.

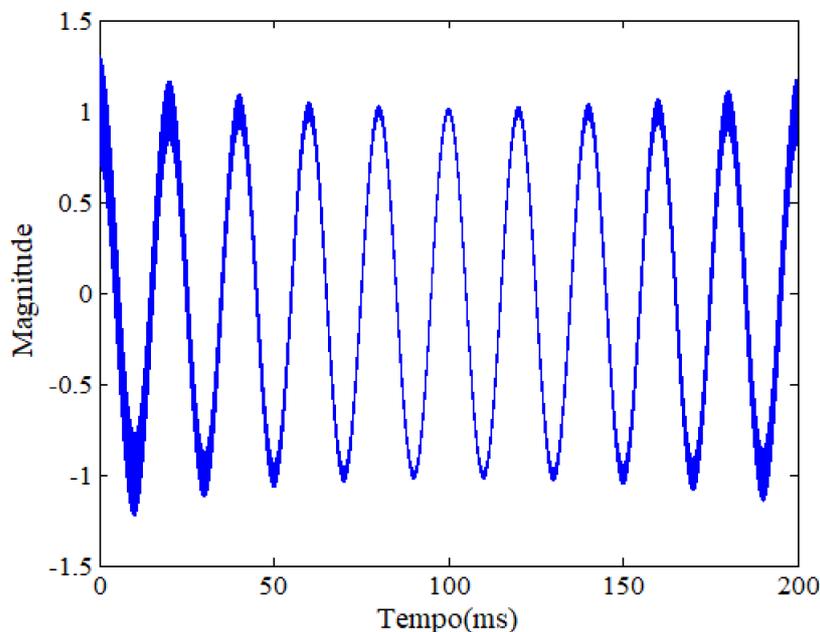


Figura 19: Sinal sintético variante no tempo.

O sinal analisado é pré-processado conforme pelos filtros HP e LP sugeridos pela norma IEC 61000-4-30, e após esta etapa o sinal apresenta a largura de seu espectro limitada de 2 kHz a 150 kHz. A Figura 20 mostra a comparação entre os métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para a estimação de supraharmônicos variantes no tempo. Observando esta figura nota-se que ambos os métodos estimam o componente supraharmônico.

A Figura 21 representa os valores máximo, médio e mínimo das 32 medições do sinal contendo supraharmônicos variantes no tempo, como sugerido pelo padrão IEC 61000-4-30. Esta figura mostra a característica variante no tempo do sinal analisado, uma vez que os valores máximo, médio e mínimo são diferentes. Portanto, o método IEC 61000-4-30 é capaz de detectar a natureza variável no tempo de um componente supraharmônico, o que não é possível com o método relatado na IEC 61000-4-7.

3.1.3 ANÁLISE PARA SINAIS REAIS

A fim de comparar os métodos propostos pelos padrões IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30, duas formas de onda contendo distorções supraharmônicas originadas por um inversor fotovoltaico (PV) e por um carregador de veículo elétrico (EV), respectivamente,

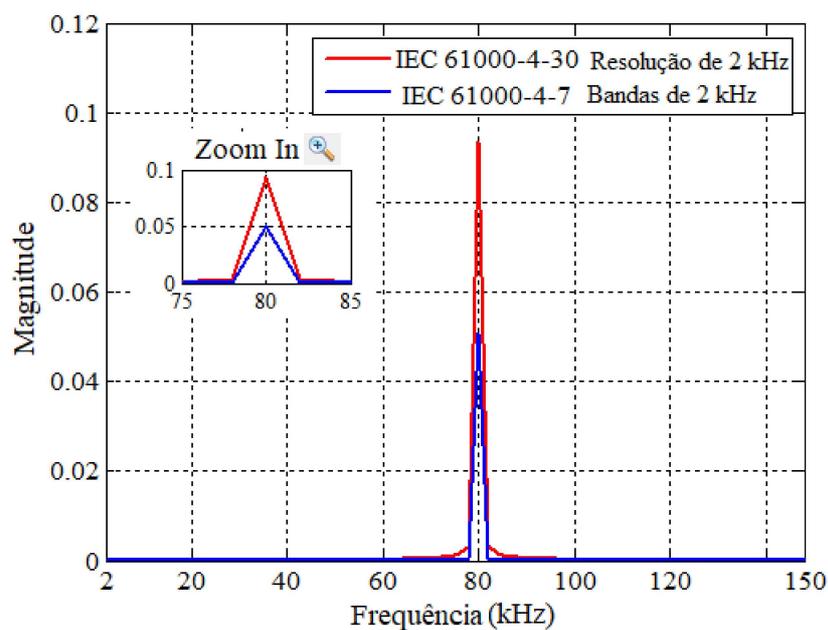


Figura 20: Resultados em bandas de 2 kHz para os métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para estimativa de supra-harmônicos variantes no tempo.

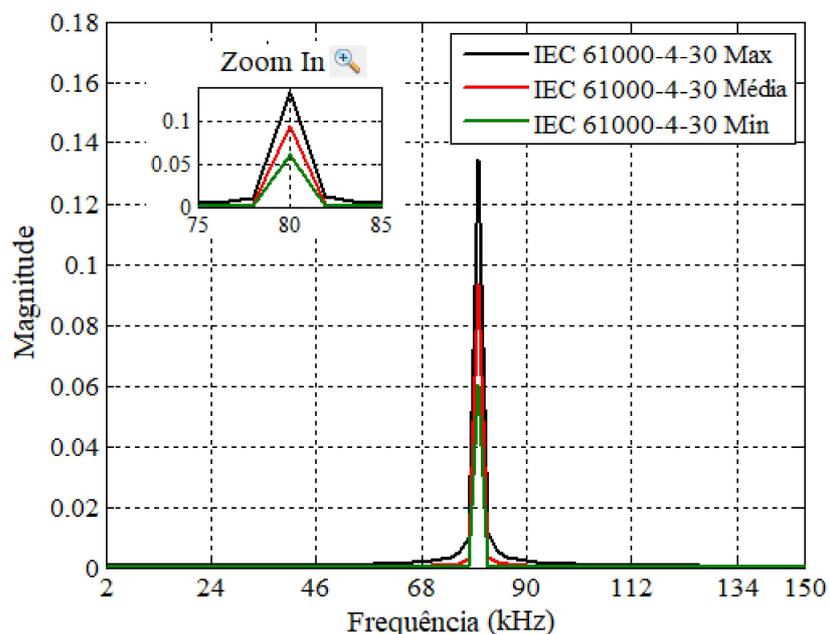


Figura 21: Resultados do método IEC 61000-4-30 para estimativa supra-harmônica variante no tempo.

foram processadas. Esses sinais foram fornecidos pelo projeto PANDA (equipment hArmonic Database), uma plataforma global baseada na Web para troca de medições de emissões harmônicas de equipamentos domésticos (DRESDEN, 2001). As formas de onda domínio do tempo das emissões de um PV e de um carregador EV são mostradas

na Figura 22. Esses sinais foram adquiridos com uma taxa de amostragem de 1.000 kHz (1.000.000 Sa/s) e possuem uma frequência fundamental igual a 50 Hz. A janela de medição básica dos sinais analisados tem um comprimento de 200 ms. Tais sinais, são previamente filtrados pelos filtros passa alta e passa baixa sugeridos pela norma IEC 61000-4-30, descritos detalhadamente no Capítulo 2, Seção 2.4. Após a filtragem os sinais apresentam a largura de seus espectros limitada de 2 kHz a 150 kHz.

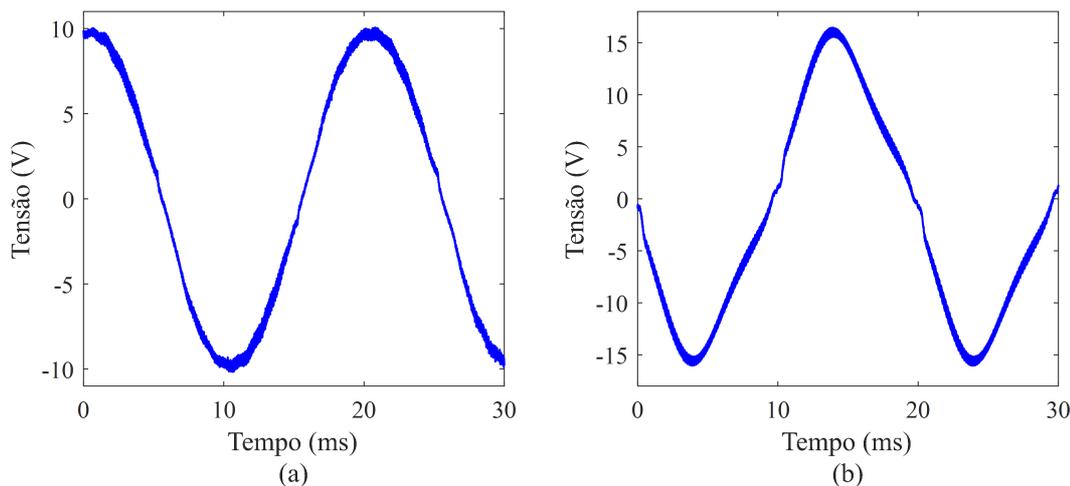


Figura 22: Formas de onda no domínio do tempo contendo supraharmônicos originadas por (a) um inversor fotovoltaico e (b) por um carregador de veículo elétrico.

As Figuras 23 e 24 apresentam a comparação entre as normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para a estimativa de componentes supraharmônicos. A curva em vermelho representa a metodologia proposta pela norma IEC 61000-4-30. Conforme descrito no Capítulo 2, Seção 2.4, a norma IEC 61000-4-30 sugere que sejam realizadas 32 medições (FFT) de 512 amostras em 10 ciclos do sinal analisado. A resolução em frequência para a norma IEC 61000-4-30 é 2 kHz. As curvas da Figura 23 e da Figura 24 representam o valor médio obtido dessas 32 medições. A curva em preto refere-se à metodologia proposta pela norma IEC 61000-4-7. O Capítulo 2, Seção 2.4 apresenta detalhes desta norma. Este método de medição deve ser aplicado para o intervalo abaixo 9 kHz, no entanto, para fins de comparação, este método foi aplicado na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz. Uma resolução de 5 Hz foi considerada, e o cálculo de apenas uma FFT de 204.800 amostras foi realizada. A saída da FFT foi agrupada em bandas de 2 kHz.

Analisando as Figuras 23 e 24 observa-se que os resultados de medição de ambos os métodos são semelhantes. Na Figura 23, referente a medição do sinal originado pelo inversor PV, a diferença relativa em 22 kHz é 18,7 %, em 54 kHz é 13,9 % e

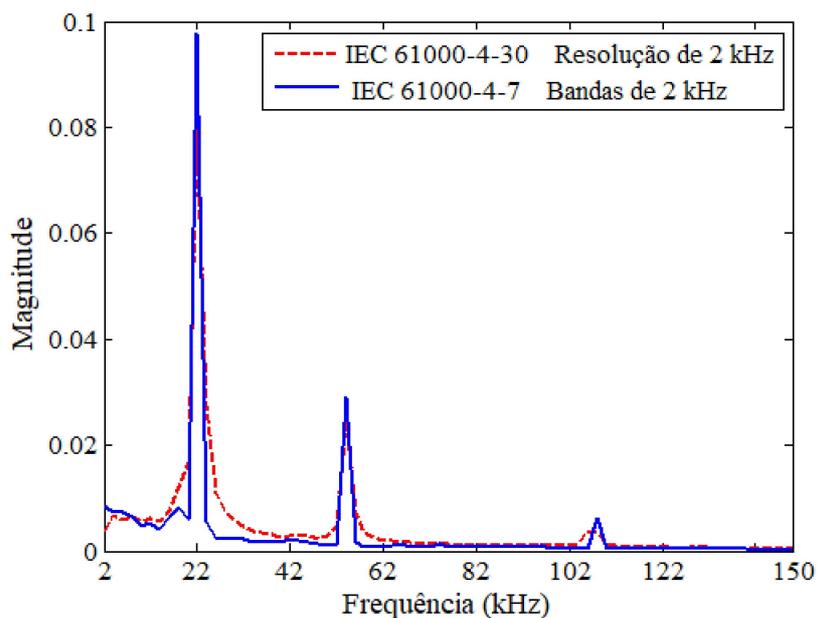


Figura 23: Resultados dos métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para medição da corrente de um inversor PV.

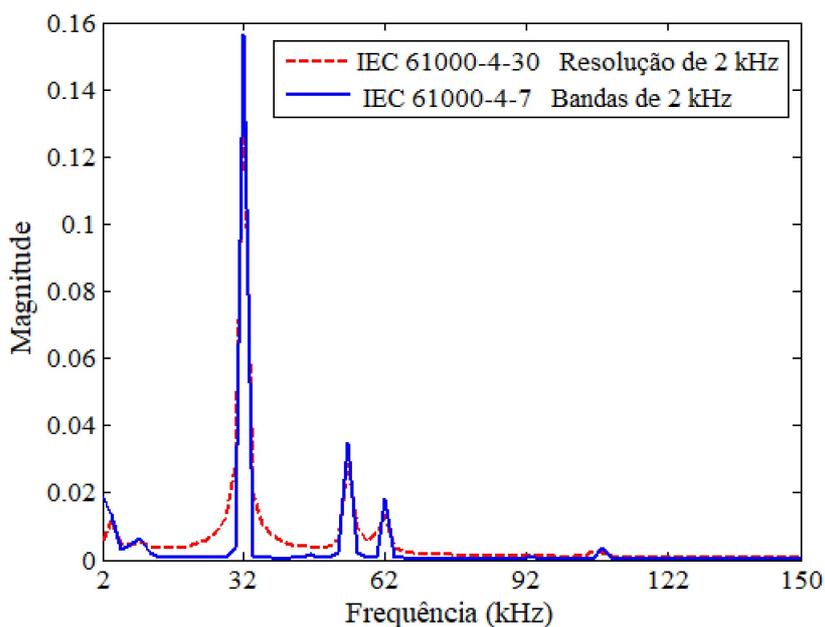


Figura 24: Resultados dos métodos IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para medição da corrente de um carregador de EV.

em 108 kHz é 45,2 %. Os resultados de comparação da Figura 24, apontam uma diferença relativa em 32 kHz de 13,1 %, em 54 kHz de 17,5 % e em 62 kHz de 25 %. Nota-se, através desta análise, a preponderância de maior similaridade nas medições dos métodos propostos pelas normas para altos níveis de distorção, isto é, para componentes supraharmônicas com amplitudes elevadas. Segundo Klatt, Meyer e Schegner (2014)

o método de medição proposto na IEC 61000-4-30 perde precisão em baixos níveis de distorção.

3.2 ANÁLISE DA METODOLOGIA DE MEDIÇÃO PROPOSTA PELA NORMA IEC 61000-4-30

A norma IEC 61000-4-30 determina que as medições devem ser tomadas em intervalos de tempo igualmente espaçados, de modo que 32 medições aproximadamente igualmente espaçadas são tomadas a cada intervalo de 10/12 ciclos do sinal. Realizando as 32 medições com intervalos de separação idênticos, algumas partes do sinal nunca serão analisadas. Para fins de análise, considera-se a ocorrência de um distúrbio *notch*, uma perturbação de tensão, periódica e com componentes em alta frequência, conforme ilustrado na Figura 25.

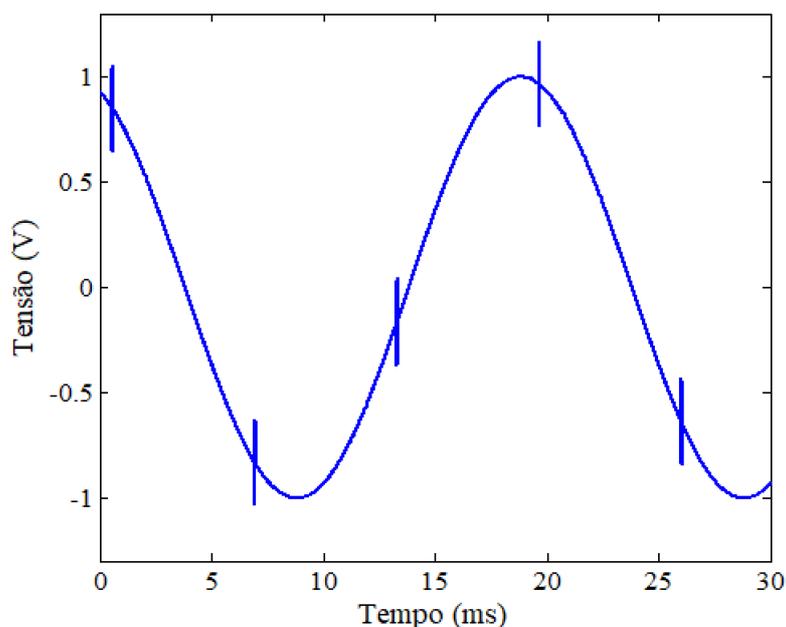


Figura 25: Forma de onda no domínio do tempo contendo *notches* na faixa supraharmônica.

A Figura 26 ilustra diferentes maneiras de se realizar as medições supraharmônicas. As medições “Igualmente espaçadas” referem-se ao método proposto pela norma. “Não espaçadas” representam 32 medições de 512 amostras realizadas consecutivamente, sem espaçamento. Neste caso, as medições são obtidas em apenas um ciclo do sinal. “Aleatoriamente espaçadas” são medições sequenciais realizadas em 10 ciclos do sinal, mas não igualmente espaçadas. Nesta última abordagem, os 10 ciclos do sinal são divididos em 32 iguais intervalos e a amostra inicial de cada janela de 0,5 ms do sinal é obtida aleatoriamente.

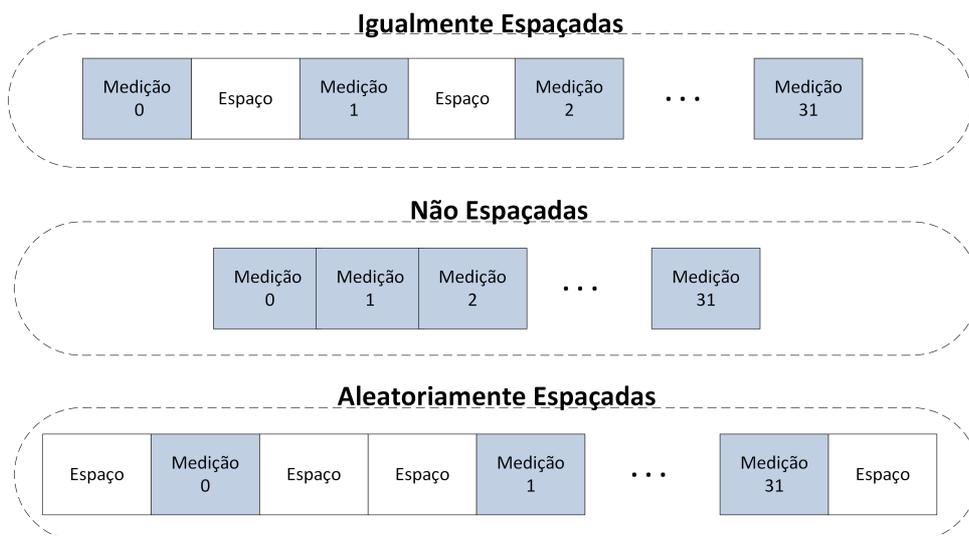


Figura 26: Ilustração das diferentes maneiras de realizar medições de supraharmônicos.

A Figura 27 mostra os resultados obtidos pelas diferentes maneiras de realizar as medições para o sinal contendo distúrbio do tipo *notch* sob análise. As curvas desta figura representam a média das 32 medições realizadas em cada um dos casos.

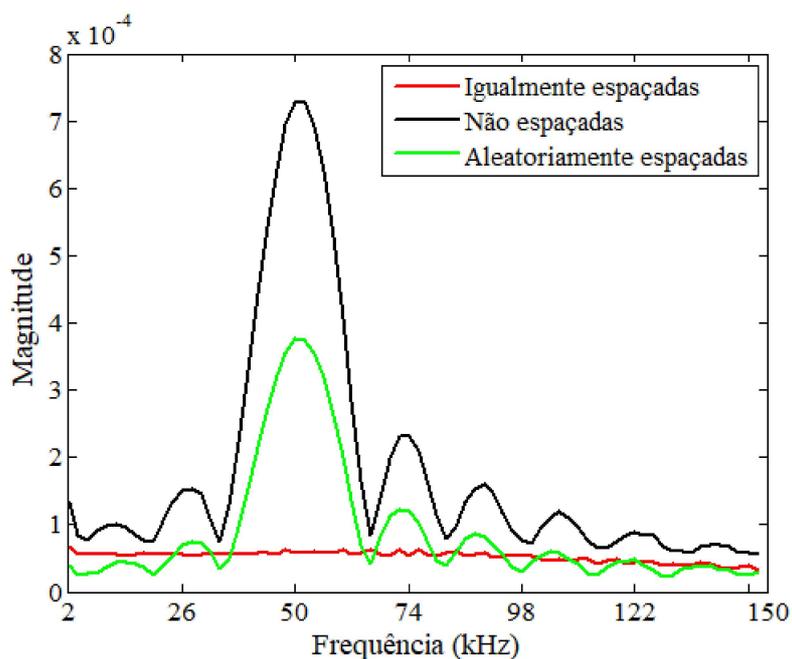


Figura 27: Espectro de saída obtido pelas diferentes maneiras de realizar medições supraharmônicas do sinal *notch*.

No sinal de distúrbio analisado, a emissão de alta frequência ocorre em uma janela estreita do sinal. Neste caso a distorção está localizada no espaço entre as medições (nas lacunas). Este distúrbio não será detectado no caso em que as medições sejam tomadas com espaçamentos iguais. As chances de detectar tal distúrbio aumentam

quando as medições são feitas em espaçamentos aleatórios. No caso onde realizam-se as 32 medições consecutivamente, sem espaçamento, a estimativa do distúrbio é eficaz.

Portanto, a metodologia de medição padrão IEC 61000-4-30, que propõe medidas de FFT igualmente espaçadas, pode não ser capaz de detectar a perturbação em algumas situações, como onde a distorção ocorre em bandas estreitas e é periódica, conforme o caso do sinal analisado. Esta análise encoraja discussões sobre a eficiência da metodologia de medição proposta pela IEC 61000-4-30 e mostra que formas alternativas de realizar tais medidas podem apresentar bons resultados para estimativas supraharmônicas.

3.3 COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL DOS MÉTODOS DE MEDIÇÃO IEC 61000-4-7 E IEC 61000-4-30

Esta seção apresenta uma análise da complexidade computacional dos métodos de medição propostos pelos padrões estudados neste capítulo. O número de operações matemáticas realizadas durante a execução de um algoritmo pode ser usado para definir sua complexidade. De acordo com o método de medição proposto na norma IEC 61000-4-7, apenas uma FFT deve ser calculada em uma janela de 200 ms do sinal. Assim, o sinal é amostrado em uma janela de tempo retangular de 200 ms, correspondendo a 10 (12) períodos fundamentais de sistemas de 50 Hz (60 Hz). A partir do processo de amostragem obtemos a relação dada em (3.3).

$$\frac{N}{F_s} = 200 \text{ ms} \quad (3.3)$$

onde N representa o número de amostras do sinal e F_s a taxa de amostragem.

De acordo com esse método de medição, a taxa de amostragem deve ser escolhida em conformidade com as regras estabelecidas de análise de sinal. Considerando a faixa de frequência supraharmônica com componentes de até 150 kHz, a taxa de amostragem (F_s) exigida pelo critério Nyquist será maior que 300 kHz. Assumindo F_s como sendo um inteiro R maior que 300, algumas considerações podem ser feitas (3.4).

$$N = 200 \cdot R \quad (3.4)$$

Considerando R um número inteiro maior que 300, o número de amostras N deve ser maior que 60.000. Para obter o máximo desempenho da FFT, o número de amostras deve ser uma potência de 2, desta forma, pode-se estimar o número de amostras da

FFT como 2^{16} , correspondente a 65.536 amostras.

Portanto, para se obter a resolução de 5 Hz como sugerido por essa norma, deve-se calcular uma FFT de 65.536 amostras de um sinal cuja taxa de amostragem é de 327,68 kHz. Para um dado sinal $x[n]$ com N pontos, a FFT pode ser calculada com $N \log_2 N$ operações. Então, o número de operações requeridas pela IEC 61000-4-7 é igual a 1.048.576 ($65.536 \log_2 65.536$).

O padrão IEC 61000-4-30 sugere 32 intervalos de medição para cada janela de tempo de 10/12 períodos (sistemas de 50 Hz/60 Hz), sendo cada medição equivalente ao cálculo da FFT de 512 amostras. O conjunto das 32 medições é obtido a partir da janela de 200 ms, sendo que cada FFT de 512 amostras processada com a uma taxa de amostragem de 1.024 kHz corresponde a uma janela de tempo de duração de 0,5 ms e uma resolução de frequência de 2 kHz. Assim, estima-se que o número de operações requeridas pelo método sugerido na referida norma é de cerca de 147.456 ($32 \cdot 512 \log_2 512$).

Observa-se que os padrões sugerem medições considerando diferentes resoluções de frequência. O padrão IEC 61000-4-30 sugere uma resolução de 2 kHz, enquanto o padrão IEC 61000-4-7 sugere que as frequências devem ser agrupadas em bandas de 200 Hz. Para comparar esses padrões, uma abordagem diferente da IEC 61000-4-30 pode ser considerada, onde a resolução de frequência é de 200 Hz. Para obter essa resolução (Δf), o número de amostras de FFT igual a 512, a taxa de amostragem pode ser obtida de acordo com (3.5).

$$F_s = N \cdot \Delta f \quad (3.5)$$

Portanto, de acordo com a equação (3.5), a nova taxa de amostragem será igual a 102,4 kHz ($F_s = 512 \cdot 200$), no entanto, essa taxa de amostragem não atinge a faixa de frequência supraharmônica (até 150 kHz). Assim, o número de amostras FFT deve ser aumentado e uma taxa de amostragem de 300 kHz deve ser considerada. Observa-se que o número de amostras FFT para garantir uma janela de 5 ms, resolução de frequência de 200 Hz e taxa de amostragem superior a 300 kHz seria igual a 1.500 ($N = 300.000/200$), portanto, N deve assumir um valor mínimo igual a 2.048 (2^{11}). Assim, o número de operações exigidas pela norma IEC 61000-4-30 para obter uma resolução de frequência igual a 200 Hz é 720.896, cerca de quatro vezes maior que o caso onde considera-se a resolução de 2 kHz.

A análise da complexidade computacional dos métodos de medição dos padrões estudados mostra que o número de operações realizadas pela norma IEC 61000-4-7 é aproximadamente 7 vezes maior que o número de operações requeridas pela IEC 61000-4-30. No entanto, quando uma resolução de 200 Hz é considerada para o padrão IEC 61000-4-30, o número de operações executadas pelo padrão IEC 61000-4-7 se torna apenas cerca de 1,5 vezes maior em comparação ao número de operações exigidas pelo padrão IEC 61000-4-30.

O tempo de processamento exigido pelo algoritmo proposto por cada uma das metodologias analisadas foi contabilizado para os sinais reais descritos na Seção 3.1.3. Os algoritmos foram implementados no software MATLAB, utilizando um notebook Intel Core i7-4510U 2 GHz, com memória RAM de 8 GB e HD 500 GB. O tempo de processamento do algoritmo IEC 61000-4-30 foi de 1,23 segundos, considerando uma resolução de frequência de 2 kHz e de 1,27 segundos para uma resolução igual a 200 Hz, enquanto o algoritmo IEC 61000-4-7 com 200 Hz de resolução utilizou 1,34 segundos para processamento. Conforme esperado, o método sugerido pela IEC 61000-4-30 demanda menos tempo de processamento que o método IEC 61000-4-7, pois requer menos operações para processar o mesmo sinal. A Tabela 3 resume as análises realizadas.

Tabela 3: Análise comparativa da complexidade computacional das normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30.

Método de Medição	Resolução em Frequência	Número de Operações	Tempo de Execução
IEC 61000-4-7	200 Hz	1.048.57	1,34 segundos
IEC 61000-4-30	200 Hz	720.896	1,27 segundos
	2 kHz	147.456	1,23 segundos

3.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo apresentou uma análise detalhada dos padrões descritos no Capítulo 2, Seção 2.4. Uma comparação entre estes métodos de medição é proposta. Observa-se que as metodologias apresentam resultados semelhantes para altos níveis (amplitudes elevadas) de distorção supraharmônica. Verifica-se que o método de medição proposto na IEC 61000-4-30 perde precisão em baixos níveis de distorção. A análise de sinais sintéticos contendo distorções supraharmônicas mostrou que o método IEC 61000-4-30 apresenta maior robustez ao ruído em comparação com o método IEC 61000-4-7. As investigações realizadas comprovaram que, para análise de

sinais contendo supraharmônicas variantes no tempo, o método IEC 61000-4-30 apresentou melhor desempenho na estimativa supraharmônica em comparação ao método IEC 61000-4-7. Posteriormente, a fim de investigar a eficiência do método proposto na norma IEC 61000-4-30, uma perturbação de tensão periódica com componentes de alta frequência foi analisada. Observou-se que a aplicação da metodologia proposta por este padrão, que usa intervalos de medição igualmente espaçados, pode não ser capaz de detectar distúrbios periódicos que ocorrem em uma janela estreita de tempo do sinal. O uso de intervalos de medição aleatórios foi mais eficaz para detectar o distúrbio *notch* quando comparado com intervalos igualmente espaçados. Além disso, a realização de medições consecutivas, sem espaçamento, apresentou-se eficiente na detecção do distúrbio analisado. Por fim, uma análise comparativa da complexidade computacional dos referidos padrões foi realizada, verificou-se que o método IEC 61000-4-30 é mais eficiente em termos computacionais do que o apresentado na norma IEC 61000-4-7. Portanto, este Capítulo propôs uma análise crítica a respeito dos métodos de medições propostos pelas normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para a faixa de frequência supraharmônica, uma comparação desses padrões foi elaborada e algumas considerações foram feitas.

4 ESTIMAÇÃO DE COMPONENTES SUPRAHARMÔNICOS

Conforme já mencionado, neste trabalho, ferramentas de processamento de sinais são aplicadas para fins de análise de distorções na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz. Este Capítulo apresenta as metodologias de análise de componentes supraharmônicos propostas neste trabalho. As principais contribuições fornecidas são: (i) O uso do banco de filtros analógicos com a aplicação da técnica de subamostragem; (ii) Proposta de melhoria da resolução na frequência; (iii) A utilização de um banco de filtros digitais DFT uniforme com representação polifásica, uma abordagem baseada em sistemas multitaxa.

Na contribuição (i), uma técnica baseada em banco de filtros analógicos e subamostragem é proposta. A principal ideia é o uso da subamostragem, onde o efeito *aliasing* é utilizado para fins de análise do sinal. É usada uma estrutura de banco de filtros responsável pela decomposição do sinal analisado, separando-o em seus componentes supraharmônicos. Um dispositivo de *down-sampler* foi aplicado após a etapa de filtração com o propósito de simular a subamostragem do sinal, produzindo um sinal no tempo discreto com taxa de amostragem reduzida. Uma equação simples é proposta, que relaciona frequências aparentes, obtidas após a subamostragem, com as frequências reais do sinal analisado. Através da metodologia proposta é possível preservar a estrutura de *hardware* dos analisadores de QEE existentes.

Posteriormente, a fim de propor melhorias ao método proposto baseado em banco de filtros analógicos e subamostragem aplica-se a técnica de *Compressive Sensing* (contribuição (ii)). O algoritmo adotado utiliza a ferramenta de CS aliada à FFT (CS-FFT), e é empregado no sinal de saída de cada filtro do banco, após a etapa de subamostragem. A aplicação desta técnica permite a estimação dos supraharmônicos com uma resolução em frequência refinada, quando comparado com o método proposto inicialmente, que utiliza apenas FFT. Outra vantagem do uso da técnica CS-FFT é a redução do espalhamento espectral. O método proposto com melhorias é capaz de estimar precisamente a frequência de ocorrência do distúrbio, sem extensão do tempo de observação

do sinal.

Por fim, uma técnica de banco de filtros digitais DFT uniforme com representação polifásica é proposta (contribuição (iii)). Esta estrutura utiliza a matriz DFT para realizar o deslocamento dos filtros do banco, desta forma torna-se necessário projetar apenas um filtro protótipo passa-baixa e os demais filtros do banco são obtidos através do deslocamento deste filtro. A principal vantagem apresentada por esta metodologia está na utilização da ferramenta de decimação (processamento multitaxa) e da representação polifásica, que permitem significativa simplificação do sistema e também possibilitam uma implementação computacionalmente eficiente através do deslocamento de decimadores.

4.1 SISTEMA DE ESTIMAÇÃO DE SUPRAHARMÔNICOS

De acordo com protocolo de amostragem tradicional, baseado no Teorema de Shannon-Nyquist (MITRA & KUO, 2006), para que seja possível reconstituir o sinal original é necessário que a frequência de amostragem seja, no mínimo, igual ao dobro da frequência máxima contida no sinal analógico, $f_s \geq 2 \cdot f_{MAX}$. Este teorema também é válido para sinais de alta frequência cujo espectro tem largura de banda limitada, isto é, $f_{MIN} \leq |f| \leq f_{MAX}$, onde $f_{MIN} > 0$. Tal sinal geralmente é obtido pela modulação de um sinal de frequência na banda base. Existem situações em que a frequência f_{MAX} é muito alta, correspondendo a uma taxa de amostragem também muito alta, tornando impraticável em algumas situações. Há porém situações em que $\Delta f = f_{MAX} - f_{MIN}$ é muito menor que f_{MAX} . Para estes casos, o critério de Nyquist estendido (PORAT, 1996; TROPP et al., 2010) pode ser empregado. Este critério afirma que, se um sinal tem um espectro com largura de banda Δf , então a taxa de amostragem deve apenas obedecer a condição $f_s \geq 2 \cdot \Delta f$.

A aplicação dessa abordagem pode ser considerada uma técnica de subamostragem desde que a taxa de amostragem não é igual ou superior a duas vezes a maior frequência deste sinal, assumindo um valor bem abaixo. Nesta técnica, os efeitos do *aliasing* oferecem vantagens, desde que torne possível transpor sinais com largura de banda limitada para a banda base. Desta forma, o espectro de um sinal que tem largura de banda limitada em alta frequência, pode ser analisado em baixa frequência (banda base). A Figura 28 ilustra o efeito de *aliasing* causado pela subamostragem de um sinal de banda limitada. A Figura 28 - (a) mostra o espectro original e a Figura 28 - (b) mostra o espectro resultante após a subamostragem. O sinal de tempo discreto equiva-

lente tem o mesmo espectro que o sinal subamostrado, porém este espectro encontra-se na banda base (chamada neste trabalho de frequência aparente) e deve ser convertido para o frequência real.

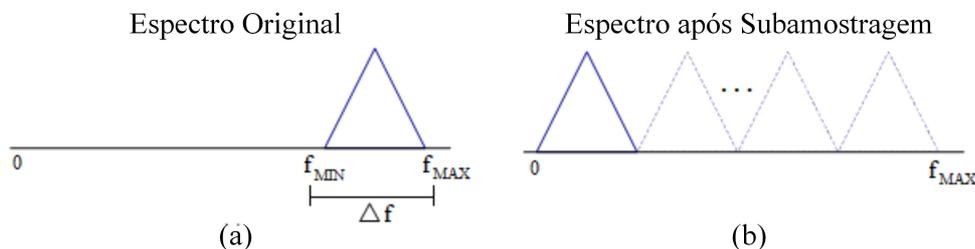


Figura 28: Ilustração da técnica de subamostragem.

4.1.1 SISTEMA BASEADO EM BANCO DE FILTROS ANALÓGICOS E SUBAMOSTRAGEM

A fim de decompor o sinal analisado em bandas no domínio da frequência, foi projetado um banco de filtros analógico. A Figura 29 ilustra o banco de filtros usado para decompor o sinal. O sinal de entrada é previamente filtrado pelos filtros sugeridos pela norma IEC 61000-4-30, e tem seu espectro limitado de 2 kHz a 150 kHz. Através do banco de filtros, a faixa de frequência supraharmônica (2 kHz a 150 kHz) é dividida em dez segmentos, cada um com 15 kHz de largura de banda. Apenas o primeiro filtro do banco apresenta largura de banda diferente, sendo sua faixa de passagem de 2 kHz a 15 kHz. Um multiplexador analógico (taxa de chaveamento > 300 kHz) é usado para escolher a banda desejada onde os supraharmônicos ou o espectro será estimado. Os analisadores de QEE usuais e os conversores analógico-digitais (ADC) podem operar facilmente com uma taxa de amostragem de 32 kHz, mas muitas vezes não são capazes de processar a uma taxa de 1.024 kHz. Neste caso, dispositivo de *downsampling* precede o ADC para garantir a taxa de amostragem de 32 kHz.

Os filtros do banco foram igualmente projetados, a Figura 30 ilustra a resposta em magnitude de dois filtros do banco de filtros analógico proposto com característica elíptica. Os filtros são de ordem 8 e atenuam 3 db na banda de passagem e 45 dB na banda de parada. A sobreposição dos filtros é de 500 Hz. Cada um dos canais de saída do banco de filtros é representado por um espectro cuja largura de banda Δf é de 15 kHz. Os parâmetros de projeto dos filtros são descritos no Apêndice A.

A Figura 31 mostra o equivalente digital do método proposto. Nesta figura o banco de filtros analógico e a subamostragem são implementados como banco de filtros digitais

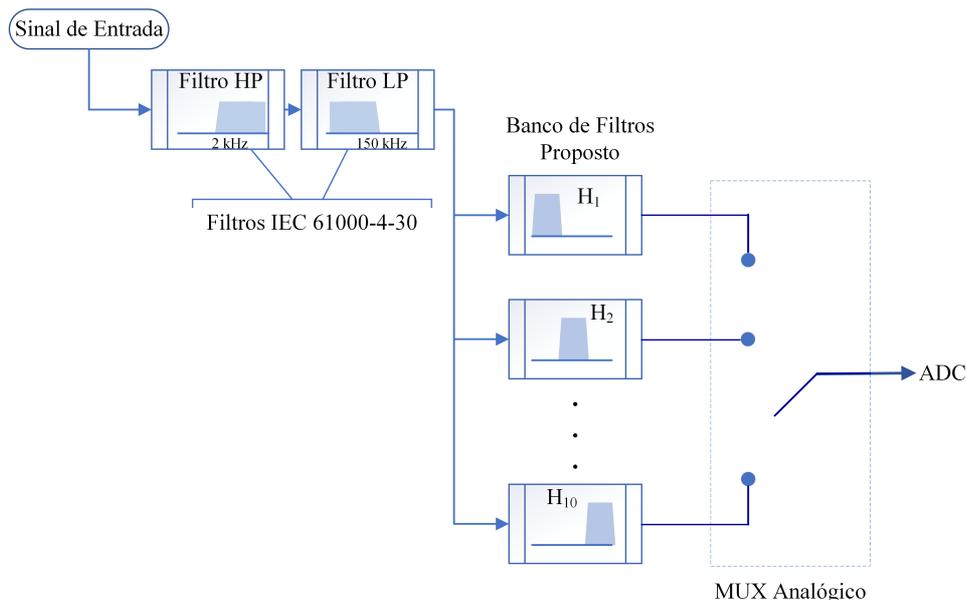


Figura 29: Estrutura do banco de filtros analógicos.

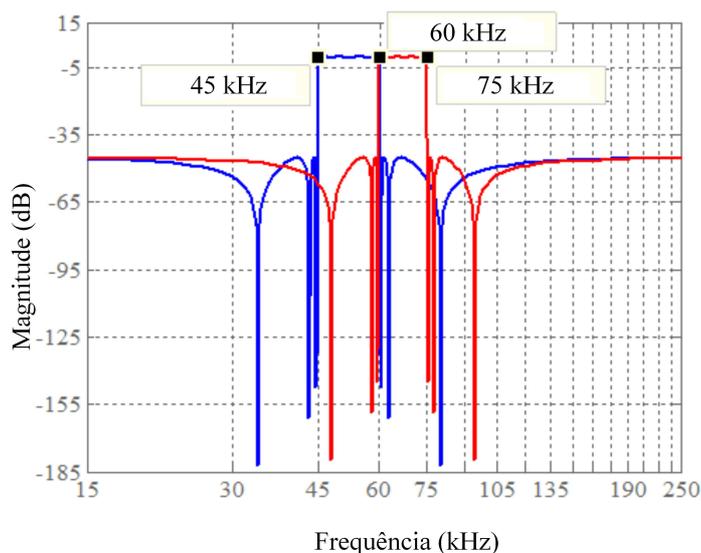


Figura 30: Resposta em magnitude dos filtros analógicos.

e *downsampling*, respectivamente. O sinal de entrada representa uma forma de onda do domínio de tempo contendo supraharmônicos. Este sinal é filtrado através dos filtros analógicos passa alta e passa baixa dispostos em cascata sugeridos pela norma IEC 61000-4-30, conforme descrito no Capítulo 2, Seção 2.4. Estes filtros limitam a faixa de frequência do sinal de 2 kHz a 150 kHz. Posteriormente, através do banco de filtros analógico proposto, a faixa de frequência supraharmônica é dividida.

A Figura 32 mostra a divisão do espectro do sinal através do banco de filtros proposto. Como se pode ver, 10 filtros analógicos (de $H_1(s)$ a $H_{10}(s)$) foram usados

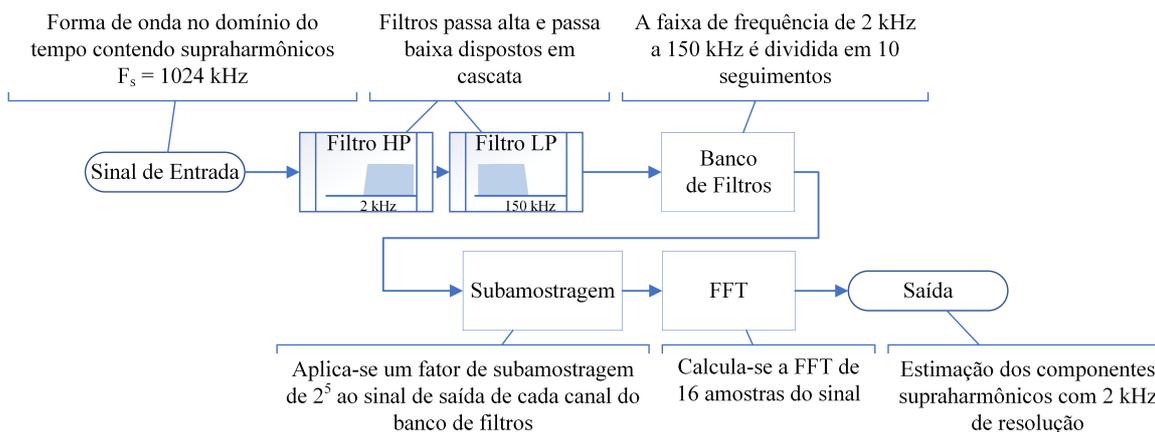


Figura 31: Metodologia proposta baseada em banco de filtros analógicos.

para dividir a faixa de frequência (2 kHz a 150 kHz) em dez segmentos com largura de banda de 15 kHz cada, exceto o primeiro filtro que possui largura de banda de 13 kHz (de 2 kHz a 15 kHz).

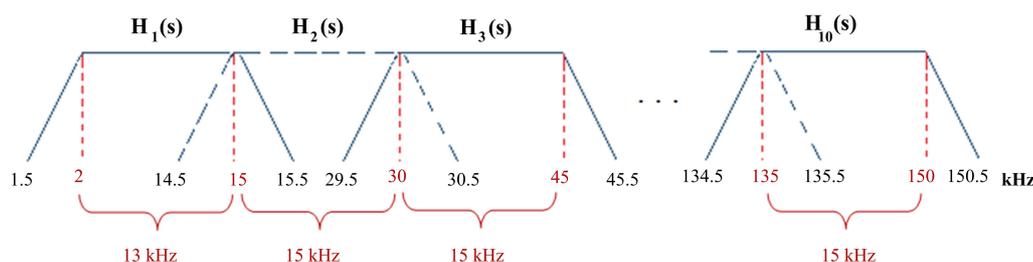


Figura 32: Ilustração da resposta em magnitude dos filtros analógicos.

Após a decomposição do sinal, a taxa de amostragem mínima ($2 \cdot \Delta f$) torna-se muito menor. Portanto, podemos subamostrar o sinal de saída de cada canal do banco. Para o projeto do método proposto optou-se por utilizar um fator de subamostragem de 2^5 . O sinal cuja taxa de amostragem possui valor inicial igual a 1.024 kHz, após a subamostragem, apresenta taxa de amostragem de 32 kHz. A Transformada Rápida de Fourier (FFT) de 16 amostras ($N = 16$) é aplicada ao sinal subamostrado. O número de amostras a serem processadas pela FFT ($N = 16$) foi escolhido a fim de obter uma resolução de 2 kHz, conforme sugerido pelo padrão IEC 61000-4-30, já que após a subamostragem a taxa de amostragem é de 32 kHz.

O algoritmo FFT aplicado ao sinal subamostrado estimará o espectro supraharmônico, mas as frequências encontram-se na banda base e precisam ser corrigidas para seus valores reais. Portanto, pode-se dizer que o sinal de entrada de frequência real f_R aparece na saída do processo com uma frequência aparente f_a , tal que $f_a < f_R$. Esta mudança no valor da frequência ocorre devido ao efeito *aliasing*. O valor de f_a é

normalizado entre 0 e 1. As equações (4.1) e (4.2) são usadas para obter a frequência real (f_R) através da aparente (f_a). A equação (4.1) é usada quando M é igual a um número par e (4.2) quando M é um número ímpar.

$$f_R = \frac{f_s}{2}(M - f_a) \quad (4.1)$$

$$f_R = \frac{f_s}{2}(M + f_a - 1) \quad (4.2)$$

onde M refere-se ao número do filtro (os filtros do banco são numerados de 1 a 10) e f_s é a frequência de amostragem inicial do sinal ($f_s = 1.024$ kHz).

4.1.2 MELHORIA NA ESTIMAÇÃO SUPRAHARMÔNICA ATRAVÉS DA TÉCNICA COMPRESSIVE SENSING

Com intuito de obter uma melhoria na resolução em frequência na estimação de supraharmônicos, sem a necessidade de aumentar o número de amostras adquiridas do sinal, isto é, sem aumentar a janela de tempo analisada, é utilizado o algoritmo *Compressive Sensing*. Usualmente, aplica-se a Transformada de Fourier Discreta (DFT) na análise da QEE para determinar o conteúdo harmônico das formas de onda da rede elétrica. Os coeficientes DFT são obtidos a partir de uma sequência de N amostras, obtidas em intervalos uniformes T_s . A resolução de frequência Δf_r é inversamente proporcional à janela de aquisição T_a , onde $T_a = N \cdot T_s$. Mantendo-se T_s fixo a resolução em frequência é melhorada aumentando-se N , ou seja, a janela temporal de observação.

A fim de promover um refinamento na resolução em frequência Δf_r , podemos aumentar o número de pontos observados na frequência por um fator P , o que resulta em um passo menor igual a $\Delta f'_r = \Delta f_r / P$. O número inteiro P é denominado fator de interpolação, o novo número de pontos processados é $N' = P \cdot N$. No entanto, têm-se um vetor constituído de N valores de frequência conhecidos, desta forma os elementos vetoriais dependem continuamente das frequências desconhecidas, entretanto, como uma primeira aproximação, podemos aproximar frequências desconhecidas como sendo iguais à sua frequência conhecida mais próxima. A abordagem proposta por Bertocco et al. (2014) é aplicada neste trabalho. As etapas que resumem a abordagem proposta de aplicação da técnica de CS para análise harmônica, que podem ser estendidas para a análise supraharmônica, estão detalhadas no Capítulo 2, Seção 2.3.

A modificação do método proposto baseado em banco de filtros analógicos está

na etapa de estimativa supraharmônica, em que o cálculo da FFT é aprimorado pelo algoritmo CS-FFT. O sinal de entrada é filtrado pelos filtros da norma IEC 61000-4-30 que limitam seu espectro de 2 kHz a 150 kHz. Este sinal passa pelo banco de filtros analógico proposto e é subdividido em dez bandas de frequência de 15 kHz de largura. Então este sinal com largura de banda limitada é subamostrado por um fator igual a 2^5 . A FFT de 16 amostras do sinal de subamostragem é calculada, resultando em uma resolução de 2 kHz. Finalmente, o algoritmo CS é aplicado cujo fator de interpolação escolhido (P) foi 16, resultando em um número de amostras igual a 256 ($N' = N \cdot P$), e resolução em frequência de 125 Hz. A saída representa a estimativa do espectro supraharmônico com uma melhor resolução em frequência. O algoritmo CS-FFT estima a magnitude dos supraharmônicos e suas frequências aparentes (na banda base). Os valores da frequência real são obtidos de acordo com (4.1) e (4.2). A Figura 33 mostra os passos do método proposto no qual o algoritmo CS-FFT é usado para obter uma resolução de frequência refinada.

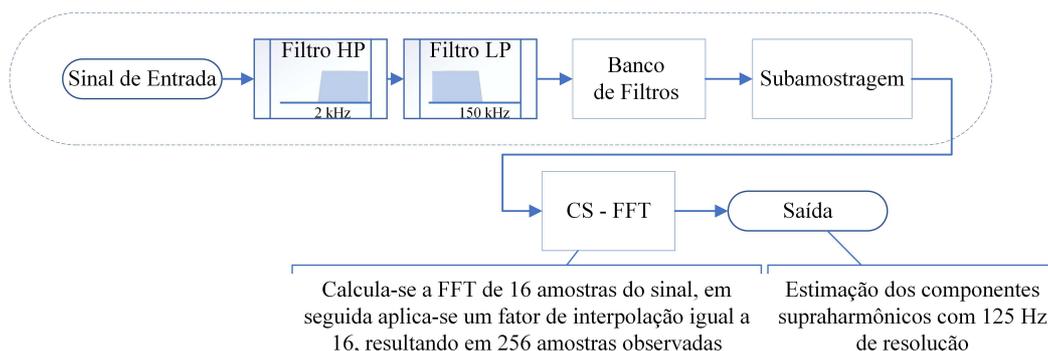


Figura 33: Metodologia proposta com melhoria na resolução em frequência.

4.2 SISTEMA BASEADO EM BANCO DE FILTROS DIGITAIS

A abordagem proposta une diferentes conceitos de processamento digital de sinais, tais como banco de filtros DFT uniforme, filtragem multitaxa e representação polifásica. O banco de filtros uniforme caracteriza-se pelo fato dos vários filtros que compõem o banco distarem igualmente entre si. No banco de filtros DFT uniforme a função de transferência de cada filtro é uma versão deslocada de um filtro protótipo passa-baixa, sendo este deslocamento realizado através da matriz DFT. A filtragem digital multitaxa consiste em uma ferramenta de processamento de sinais que aplica artifícios para alterar a taxa de amostragem de sinais digitais, por meio da inserção ou remoção de amostras do sinal de entrada. Os operadores que possibilitam o processamento multitaxa são os *up-samplers* e *down-samplers*, estes atuando juntamente com filtros digitais originam

estruturas de filtragem digital multitaxa. A combinação destas estruturas formam os bancos de filtros digitais multitaxa. Uma forma muito utilizada a fim de reduzir o esforço computacional do banco de filtros é a representação polifásica, cuja estrutura foi utilizada na metodologia proposta. Os principais conceitos de banco de filtros DFT uniforme, filtragem digital multitaxa e representação polifásica são relatados no Capítulo 2, Seção 2.2.2.

As etapas do método proposto baseado em banco de filtros digitais são resumidas pela Figura 34. O sinal cuja taxa de amostragem possui valor inicial igual a 512 kHz é previamente filtrado através dos filtros passa alta e passa baixa dispostos em cascata sugeridos pela norma IEC 61000-4-30, conforme descrito no Capítulo 2, Seção 2.4. Estes filtros limitam o espectro do sinal de entrada de 2 kHz a 150 kHz, e foram incorporados a esta metodologia com o propósito de remover o componente fundamental do sinal e para fins de comparação com os demais métodos propostos neste trabalho, porém a faixa de frequência do sinal de entrada (0 a 512 kHz) continua sendo a referência para a aplicação desta metodologia. Portanto, a faixa de frequência de 0 a 512 kHz é dividida em 16 segmentos cuja largura de banda é de 32 kHz e em sequência calcula-se a FFT de 16 amostras na saída dos seis primeiros filtros do banco (faixa de 2 kHz a 150 kHz). A saída do método proposto baseado em filtros digitais corresponde a estimativa do espectro supraharmônico com 2 kHz de resolução em frequência.

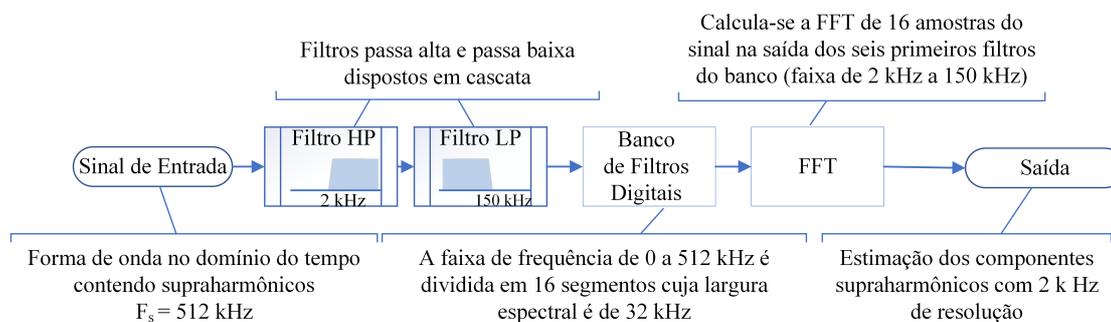


Figura 34: Metodologia proposta baseada em banco de filtros digitais.

A abordagem de banco de filtros digitais proposta consiste em uma estrutura de banco de filtros DFT uniforme polifásico com decimadores. Os filtros FIR que compõe o banco são implementados baseados na matriz DFT e representados na forma polifásica por $E_0(z), E_1(z), \dots, E_{M-1}(z)$, respectivamente (Capítulo 2, Seção 2.2.2). No banco de filtros DFT uniforme projeta-se apenas o primeiro filtro FIR passa baixa $H_0(z)$ e os demais M filtros do banco são versões deslocadas uniformemente de $H_0(z)$. O deslocamento de tais filtros é obtido através da multiplicação de $H_0(z)$ pela matriz DFT \mathbf{W} ($W = e^{-j2\pi/M}$). Utiliza-se a técnica de decomposição polifásica aliada à ferramenta

de decimação a fim de simplificar o sistema e reduzir o esforço computacional dos filtros, já que através desta combinação o número de coeficientes dos filtros torna-se M vezes menor. A Figura 35 ilustra o projeto da resposta em magnitude do banco de filtros digitais proposto. Conforme ilustrado, a faixa de frequência de 0 a 512 kHz é dividida em 16 segmentos através dos filtros FIR (de $E_0(z)$ a $E_{15}(z)$).

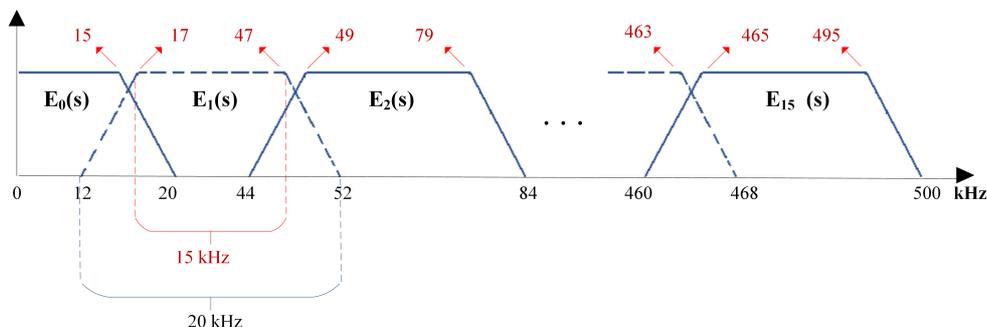


Figura 35: Ilustração da resposta em magnitude dos filtros digitais.

Considerando um banco de filtros composto de M filtros, em muitas aplicações, torna-se interessante decimar a saída dos filtros pelo fator M , devido ao fato da saída de cada filtro do banco possuir largura de banda reduzida em M vezes quando comparado com a largura de banda do sinal de entrada. Através do uso de uma identidade nobre (ver Capítulo 2, Seção 2.2.2.2), o decimador pode ser deslocado e passar a anteceder o filtro, portanto pode-se alterar a estrutura do banco de filtros DFT uniforme. Emprega-se a decomposição polifásica, que corresponde a uma forma de simplificar a representação de um sistema, juntamente com a técnica de decimação para fins de redução de custo computacional. O número de componentes que serão utilizados na decomposição polifásica aplicada no sistema multibanda, está relacionado diretamente ao fator de decimação aplicado, sendo assim o sistema proposto é representado por M componentes polifásicos ($E_0(z), E_1(z), \dots, E_{M-1}(z)$). Diferente da estrutura convencional, o processador que implementa o filtro baseado nesta combinação de decimadores e representado na forma polifásica passará a trabalhar com uma taxa de amostragem M vezes menor do que a original e com um custo computacional reduzido por um fator M .

A Figura 36 ilustra a estrutura completa do banco de filtros digitais DFT uniforme proposto. O sinal de entrada, é filtrado através dos filtros HP e LP dispostos em cascata como sugerido pela norma IEC 61000-430, em seguida, é submetido ao banco de filtros digitais proposto. O banco é formado por 16 filtros ($M = 16$) responsáveis pela decomposição do sinal de entrada cuja largura de banda é de 512 kHz em 16 segmentos com 32 kHz de largura de banda. Conforme ilustrado na Figura 36, o sinal

de entrada é decimado por um fator igual a 16 e posteriormente submetido à filtragem. A filtragem da faixa supraharmônica (2 kHz a 150 kHz) é realizada pelos 6 primeiros filtros do banco, portanto na saída do método calcula-se a FFT do sinal apenas na saída destes filtros. O sinal cuja taxa de amostragem inicial é de 512 kHz após etapa de decimação por 16, apresenta uma nova taxa de 32 kHz, logo, o cálculo da FFT de 16 amostras resulta em uma estimativa dos componentes supraharmônicos com 2 kHz de resolução em frequência.

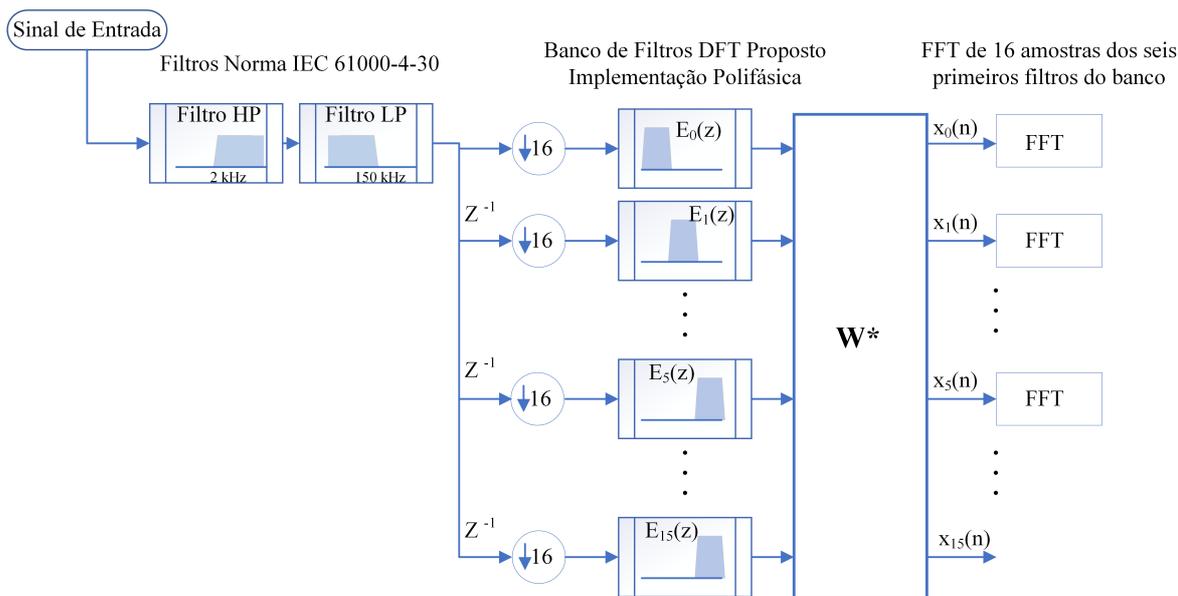


Figura 36: Metodologia proposta baseada em banco de filtros digitais.

4.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

O presente capítulo apresentou de forma detalhada os métodos de estimação de componentes supraharmônicos propostos no trabalho. A Tabela 4 apresenta, de forma resumida, as técnicas de estimação empregadas por cada método e sua principal vantagem.

Tabela 4: Resumo das técnicas empregadas pelas metodologias propostas.

Método Proposto	Metodologia	Principal Vantagem
<p>Banco de Filtros Analógicos</p>	<p>Através do banco de filtros, a faixa de frequência supraharmônica é dividida. Após a decomposição do sinal, realiza-se a subamostragem do sinal de saída de cada canal do banco a fim de reduzir a taxa de amostragem do sinal. Por fim, a FFT do sinal subamostrado é calculada a fim de obter a estimativa do espectro supraharmônico</p>	<p>Reduzida complexidade computacional em relação aos demais métodos propostos e ao método sugerido pelo padrão IEC 61000-4-30.</p>
<p>Banco de Filtros Analógicos e Técnica de <i>Compressive Sensing</i></p>	<p>A modificação do método proposto baseado em banco de filtros analógicos está na etapa de estimativa supraharmônica, em que o cálculo da FFT é aprimorado pelo algoritmo CS-FFT. Após o cálculo da FFT, o algoritmo CS é aplicado com um fator de interpolação P, resultando em uma resolução em frequência P vezes reduzida. A saída representa a estimativa do espectro supraharmônico com uma melhor resolução em frequência.</p>	<p>Melhoria da resolução em frequência da estimativa dos componentes SH sem a necessidade de aumentar o número de amostras adquiridas do sinal, isto é, sem aumentara janela de tempo analisada.</p>
<p>Banco de Filtros Digitais</p>	<p>A abordagem de banco de filtros digitais proposta consiste em uma estrutura de banco de filtros DFT uniforme polifásico com decimadores. O sinal de entrada é decimado e posteriormente submetido à filtragem. O banco de filtros DFT uniforme com representação polifásica é responsável pela decomposição do sinal de entrada. A representação polifásica aliada à decimação permite a simplificação do sistema. Calcula-se a FFT na saída dos filtros para a faixa supraharmônica.</p>	<p>Possui complexidade computacional reduzida em relação ao método sugerido pela norma IEC 61000-4-30.</p>

5 BASE DE DADOS

Este trabalho baseia-se na análise de sinais de tensão e/ou corrente senoidal contaminados por de distúrbios de QEE na faixa de 2 kHz a 150 kHz (supraharmônicos). A fim de avaliar o desempenho da metodologia proposta neste trabalho, foram testados sinais sintéticos e reais.

5.1 SINAIS SINTÉTICOS

Um sinal de tensão sintético contendo distorções supraharmônicas foi gerado. A representação matemática da forma de onda usada para teste é dada em (5.1).

$$x(t) = \sum_{h=1}^{50} A_h \cos(2\pi f_h t + \theta_h) + A_{sh_1} \cos(2\pi f_{sh_1} t + \theta_{sh_1}) + A_{sh_2} \cos(2\pi f_{sh_2} t + \theta_{sh_2}) \quad (5.1)$$

Este sinal consiste em 20.480 amostras tomadas a uma taxa de amostragem de 1.024 kHz, com frequência fundamental (f_0) igual a 50 Hz. O sinal é composto por harmônicos tradicionais ($f_h = h \cdot f_0$) com amplitude (A_h) e dois componentes supraharmônicos localizados nas frequências f_{sh_1} e f_{sh_2} , cujas amplitudes são A_{sh_1} e A_{sh_2} respectivamente, e as fases, θ_{sh_1} e θ_{sh_2} .

5.1.1 BANCO DE SINAIS SINTÉTICOS

Sabe-se que os componentes supraharmônicos podem aparecer em qualquer frequência de 2 k a 150 kHz, com diferentes valores de amplitudes e podem ser estacionários ou não estacionários. Assim, a fim de realizar testes mais realísticos para o banco de filtros digitais que foi proposto neste trabalho (Capítulo 4, Seção 4.2), um banco de dados composto por sinais sintéticos contendo diferentes tipos de distorções supraharmônicas foi gerado.

Esses sinais sintéticos consistem em 20.480 amostras colhidas a uma taxa de amos-

tagem de 1.024 kHz, que corresponde a um ciclo da frequência fundamental de 50 Hz (f_0). Foram considerados sete diferentes casos de sinais contendo distorções SH. Um total de 10 eventos foram gerados para cada caso. Os sinais foram gerados com um ruído branco gaussiano aditivo com SNR (*Signal-to-noise ratio*) de 50 dB.

Os casos de 1 a 5 foram gerados de acordo com a equação (5.2), e os parâmetros utilizados estão na Tabela 5. Foram considerados casos com diferentes números de componentes supraharmônicos, incluindo um (casos 1 e 5), dois (caso 2) e três (casos 3 e 4). Os componentes supraharmônicos dos casos 1, 2, 3 e 5 estão localizados em frequências múltiplas da resolução de frequência (2 kHz) considerada pelo método proposto e pela norma IEC 61000-4-30. Esses casos foram gerados com o propósito de analisar se o número de componentes SH do sinal influencia o desempenho da metodologia analisada. No caso 4, foram gerados sinais com três componentes localizados em frequências não múltiplas de 2 kHz, a fim de testar o desempenho do método sob análise quanto as distorções fora da resolução de frequência. No caso 5, os sinais foram gerados com um componente SH localizado em uma frequência que corresponde ao ponto de interseção de dois filtros do banco de filtros digitais proposto. Este caso foi considerado pois esta localização do componente pode ser um ponto crítico para o método proposto.

$$x(t) = \sin(2\pi f_0 t) + A_{sh1} \sin(2\pi \cdot f_{sh1} \cdot t) + A_{sh2} \sin(2\pi \cdot f_{sh2} \cdot t) + A_{sh3} \sin(2\pi \cdot f_{sh3} \cdot t) \quad (5.2)$$

Tabela 5: Valores das variáveis do sinal (5.2) para os casos de 1 a 5.

	Case 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5
A_{sh1} (V)	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4
f_{sh1} (kHz)	32	32	32	31	16
A_{sh2} (V)	-	0,5	0,5	0,5	-
f_{sh2} (kHz)	-	68	68	97	-
A_{sh3} (V)	-	-	0,25	0,25	-
f_{sh3} (kHz)	-	-	124	121	-

Os casos 6 e 7 envolvem sinais supraharmônicos não estacionários. No caso 6, foram gerados sinais contendo SH do tipo chirp, com frequência variando linearmente entre 28 kHz e 38 kHz. A equação (5.3) apresenta a formulação para o sinal que contém um supraharmônico do tipo chirp.

$$x(t) = \sin(2\pi f_0 t) + 0.2 \sin(2\pi f_i(t) \cdot t) \quad (5.3)$$

onde $f_i(t)$ corresponde a faixa de frequência onde ocorre o chirp linear, definida em (5.4).

$$f_i(t) = \beta t + f_{inicial} \quad (5.4)$$

sendo a frequência $f_i(t)$ variável no tempo, com uma frequência inicial $f_{inicial}$. Assim, a partir de (5.4), com uma duração de tempo (T), a taxa de alteração de frequência corresponde a (5.5).

$$\beta = \frac{f_{final} - f_{inicial}}{T} \quad (5.5)$$

onde $f_{inicial}$ é a frequência inicial, f_{final} é a frequência no final da duração (T), sendo $f_{inicial} = 28$ kHz e $f_{final} = 38$ kHz.

O caso 7 consiste em sinais gerados com um componente SH na frequência $f_{sh4} = 32$ kHz com amplitude variável no tempo, de acordo com (5.6).

$$x(t) = \sin(2\pi f_0 t) + 0.5e^{-100t} \sin(2\pi f_{sh4} t) \quad (5.6)$$

A Figura 37 mostra a forma de onda no domínio do tempo para cada caso considerado (de 1 a 7) dos sinais sintéticos. Esses são sinais bastante arbitrários para verificar o desempenho do método em relação a diferentes fatores de impacto, um por um.

5.2 SINAIS REAIS

Sinais reais contendo distorções supraharmônicas foram obtidos através do banco de dados PANDA (equiPment hArmoNic Database). Este banco de dados consiste em uma plataforma global disponível na Web, para o compartilhamento de dados referentes a emissões harmônicas, obtidas por medições de equipamentos domésticos. As formas de onda reais contendo distorções supraharmônicas analisadas neste trabalho foram originadas por um inversor fotovoltaico e por uma lâmpada LED, respectivamente. A forma de onda no domínio do tempo emitida por um inversor PV é mostrada na Figura 38. A Figura 39 ilustra a forma de onda originada por uma lâmpada LED. Estes sinais foram adquiridos com uma taxa de amostragem de 1.000 kHz, com frequência fundamental em 50 Hz. O comprimento da janela de sinal analisado é de 200 ms (10 ciclos em um sistema de 50 Hz).

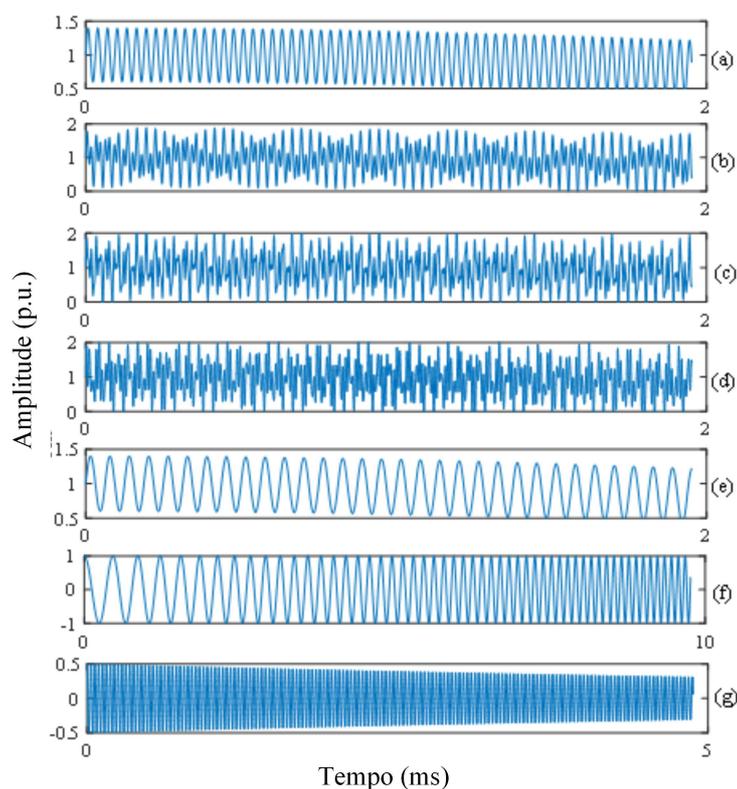


Figura 37: Formas de onda no domínio do tempo dos sinais sintéticos gerados. Os casos considerados de 1 a 7 são mostrados em (a) - (g), nesta sequência.

5.2.1 SINAL EM TEMPO REAL

Com o propósito de realizar testes mais realísticos, um sinal foi gerado por meio de um sistema de aquisição em tempo real. Os equipamentos utilizados para geração/aquisição deste sinal estão na Figura 40 e, em sequência, são dadas suas especificações e descritos os passos empregados para geração do sinal.

- **Especificações do gerador de função:**

Nome: 33500B Series Waveform Generator TrueForm

Empresa: Keysight

Taxa de amostragem: 1 μ Sa/s a 250 MSa/s

Resolução: 16 bits

- **Especificações do osciloscópio:**

Nome: DL850E

Empresa: Yokogawa

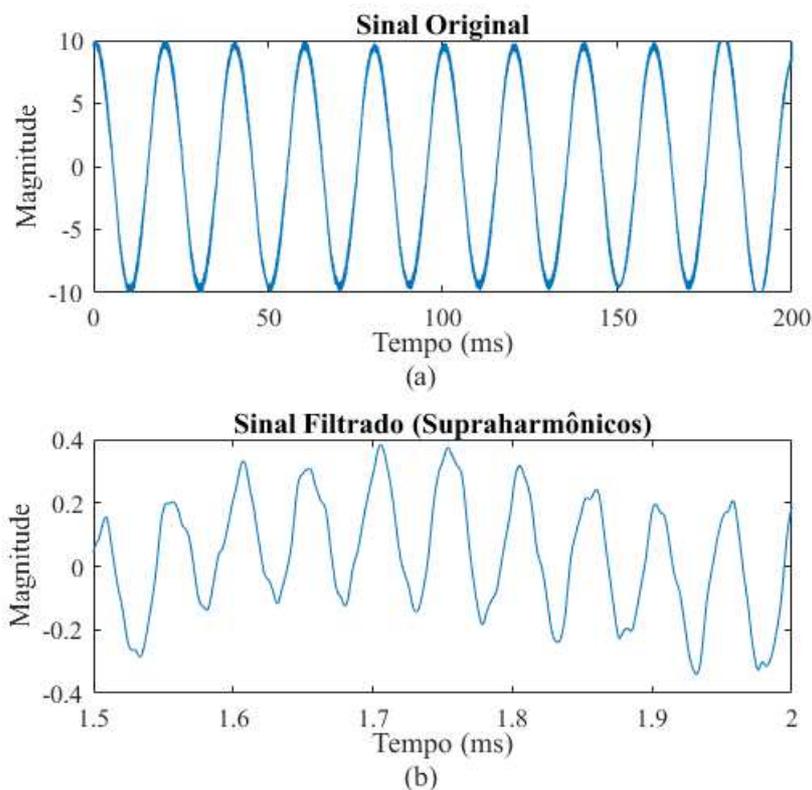


Figura 38: Forma de onda no domínio do tempo de um inversor PV, contendo distorções supraharmônicas - (a) sinal original e (b) sinal filtrado por um filtro passa banda (faixa de passagem de 2 kHz a 150 kHz).

Precisão do eixo tempo: $\pm 0.005\%$

Número máximo de canais: 16 canais

Potência: 200 VA

Características dos canais:

Taxa de amostragem: 1 MSa/s

Resolução: 16 bits

Largura de Banda: 300 kHz

Inicialmente, utilizando o software MATLAB, gera-se um sinal contendo supraharmônicos, em seguida, os dados gerados são exportados no formato de texto para o gerador de função, tal arquivo é salvo na memória interna deste equipamento e cada amostra é lida a uma taxa de 6 MSa/s. Posteriormente, o sinal é adquirido através de um canal do osciloscópio com uma taxa amostragem de 1 MSa/s. A etapa de aquisição do sinal é realizada *online* por meio de um software específico do osciloscópio denominado DL850EACQ, sendo possível salvar os dados em tempo real em um computador

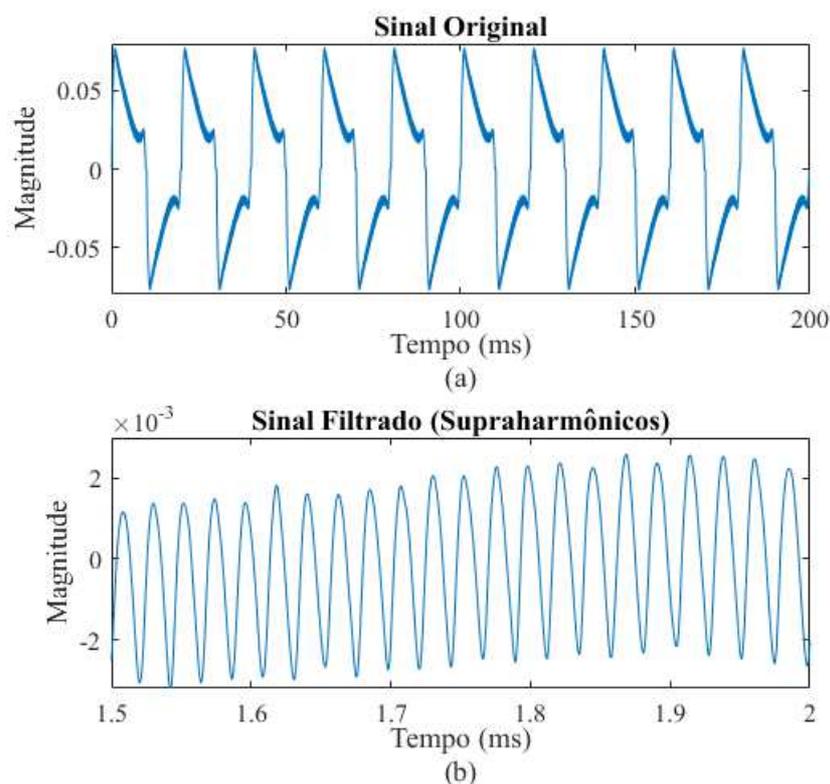


Figura 39: Forma de onda no domínio do tempo de uma lâmpada LED, contendo distorções supraharmônicas - (a) sinal original e (b) sinal filtrado por um filtro passa banda (faixa de passagem de 2 kHz a 150 kHz).

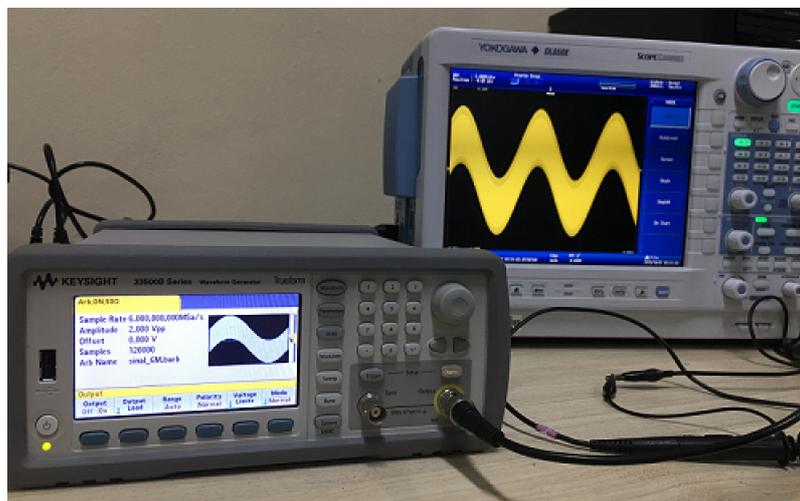


Figura 40: Sistema de aquisição em tempo real.

através do cabo Ethernet compatível com a taxa de aquisição. Os dados adquiridos estão no formato ".wdf" e são convertidos para ".csv" utilizando o software Xviewer, tornando possível a análise do sinal através do MATLAB.

Neste sistema, a aquisição do sinal é realizada em tempo real (*online*) e o processa-

mento pelos métodos de medição é *offline*. O sinal gerado pode ser representado pela equação (5.7).

$$x(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta_h) + A_{sh_1} \cos(2\pi f_{sh_1} t) + A_{sh_2} \cos(2\pi f_{sh_2} t) \quad (5.7)$$

Esse sinal, gerado com uma taxa de amostragem de 6 MHz através do gerador de funções, e cuja taxa de aquisição pelo osciloscópio é de 1 MHz, é composto pelo componente fundamental (f_0 igual a 50 Hz) e dois componentes supraharmônicos localizados nas frequências f_{sh_1} igual a 32 kHz e f_{sh_2} igual a 64 kHz. As amplitudes são A_{sh_1} e A_{sh_2} , iguais a 0,5 e 0,45, respectivamente. A Figura 41 ilustra este sinal obtido através do sistema em tempo real.

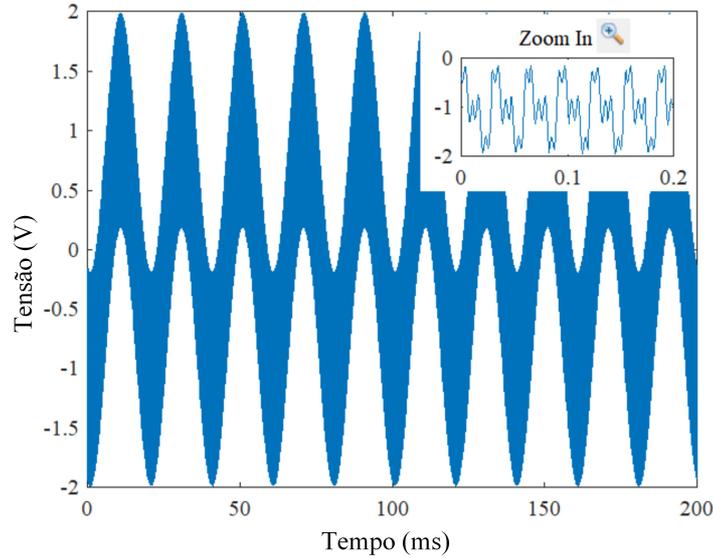


Figura 41: Sinal em tempo real.

5.3 PRÉ-PROCESSAMENTO DOS DADOS

A filtragem prévia dos sinais analisados, através dos filtros passa alta e passa baixa sugeridos pela norma (COMMISSION et al., 2015a) e descritos detalhadamente no Capítulo 2, Seção 2.4, consiste na etapa de pré-processamento. Após esta etapa de filtragem, o sinal apresenta seu espectro limitado de 2 kHz a 150 kHz (faixa supraharmônica). O sinal de espectro limitado está condicionado a ser submetido à metodologia proposta no presente trabalho. A Figura 42 ilustra a etapa de pré-processamento dos sinais.

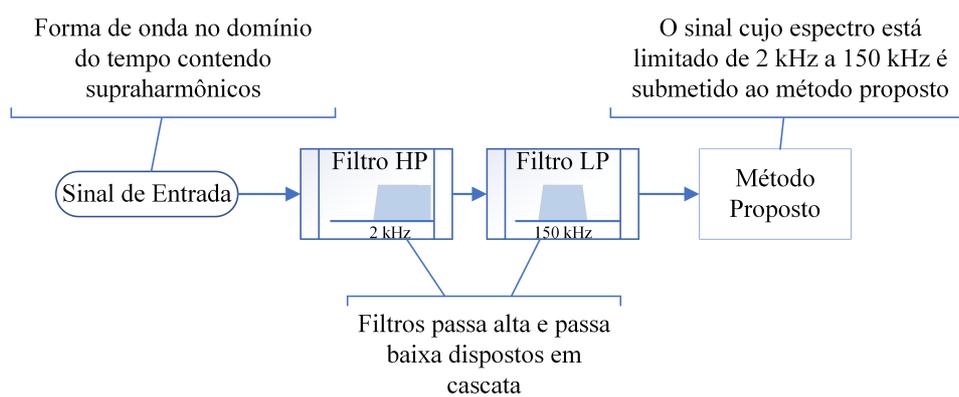


Figura 42: Etapa de pré-processamento dos sinais.

6 RESULTADOS

O Capítulo 4 descreveu as etapas presentes nos sistemas propostos por este trabalho. Inicialmente, a estimativa de componentes supraharmônicos foi realizada através de banco de filtros analógico aliado à ferramenta de subamostragem. Com o propósito de obter melhorias na resolução em frequência na estimativa dos componentes supraharmônicos, aplicou-se a técnica de *Compressive Sensing*. Por fim, foi desenvolvido um banco de filtros digitais para estimar os componentes supraharmônicos do sinal. O presente capítulo pretende avaliar o sistema da mesma forma, em estágios. Assim, para cada procedimento há uma seção para apresentação dos resultados obtidos.

6.1 RESULTADOS PARA SINAIS SIMULADOS

Com o propósito de avaliar o desempenho dos métodos propostos para sinais sintéticos, o sinal descrito pela equação (5.1) foi apresentado a cada uma das metodologias desenvolvidas no presente trabalho. Nesta seção também são exibidos os resultados referentes ao sistema proposto baseado em banco de filtros digitais que foi avaliado para o banco de dados de sinais sintéticos (Capítulo 5, Seção 5.1.1)).

6.1.1 SISTEMA BASEADO EM BANCO DE FILTROS ANALÓGICOS E SUBAMOSTRAGEM

O sistema foi avaliado para o sinal descrito pela equação (5.1), cujos valores de frequências dos componentes supraharmônicos, f_{sh_1} e f_{sh_2} , são iguais a 50 kHz e 70 kHz, respectivamente. Os valores das amplitudes (A_{sh_1} e A_{sh_2}) são iguais a 1 e 0,8 e as fases são iguais a zero para ambos. Este sinal é pré-processado pelos filtros passa-alta e passa-baixa, dispostos em cascata, conforme descrito no Capítulo 5, Seção 5.3. Após a etapa de pré-processamento o sinal possui seu espectro limitado de 2 kHz a 150 kHz. Em seguida este sinal passa pelo banco de filtros proposto, descrito no Capítulo 4, Seção 4.1.1. Cada canal de saída do banco possui um espectro com 15 kHz de largura de banda. O sinal filtrado é subamostrado por um fator igual a 2^5 . O sinal de entrada cuja

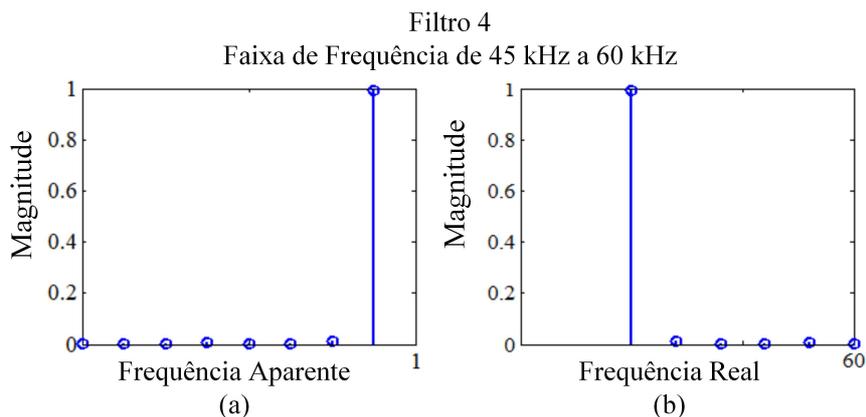


Figura 43: Estimativa supraharmônica usando subamostragem FFT ($M = 4$): (a) frequência aparente; (b) frequência real.

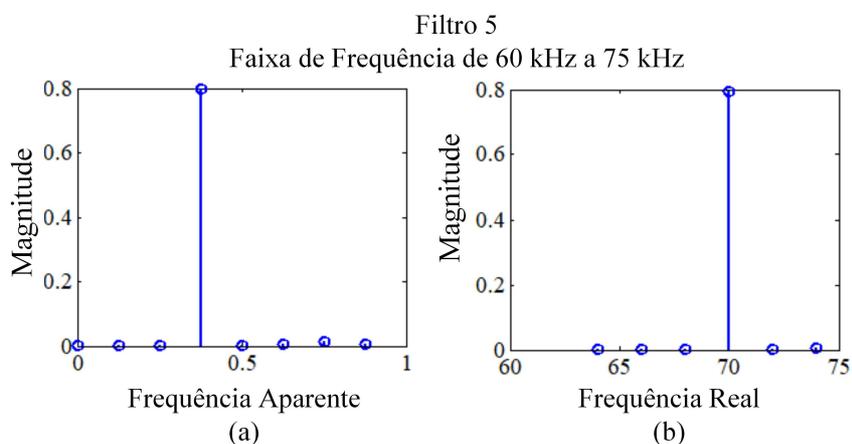


Figura 44: Estimativa supraharmônica usando subamostragem FFT ($M = 5$): (a) frequência aparente; (b) frequência real.

taxa de amostragem é igual a 1.024 kHz, após a etapa de subamostragem, apresenta uma taxa de amostragem de 32 kHz. Calcula-se a FFT de 16 amostras do sinal em cada canal de saída do banco. Um vetor de apenas 16 amostras para cada FFT resulta em resolução de 2 kHz.

As Figuras 43 - (a) e 44- (a) apresentam a FFT do sinal subamostrado. O eixo x é rotulado como frequência aparente F_a , normalizada de 0 a 1. As Figuras 43 (b) e 44 (b) apresentam o espectro subamostrado com o eixo x em frequência real F_R em kHz, para os componentes em 50 e 70 kHz, respectivamente. Observa-se que o método proposto estimou perfeitamente os valores de amplitude e frequência supraharmônica do sinal sintético analisado.

6.1.2 SISTEMA APRIMORADO ATRAVÉS DA TÉCNICA COMPRESSIVE SENSING

Na maioria das situações práticas, os componentes supraharmônicos não aparecem em frequências múltiplas de 2 kHz. Nestes casos, a resolução sugerida pela norma IEC 61000-4-30 e utilizada no método proposto não estimará a frequência supraharmônica com precisão, além disso haverá efeitos de espalhamento espectral. Considere o sinal sintético descrito pela equação (5.1), gerado com dois componentes supraharmônicos localizados nas frequências f_{sh_1} e f_{sh_2} , cujos valores são iguais a 18,125 kHz e 130,75 kHz, respectivamente. Os valores das amplitudes, A_{sh_1} e A_{sh_2} , são 1 e 0,8 respectivamente e as fases θ_{sh_1} e θ_{sh_2} , são zero para ambos.

Este sinal é pré-processado pelos filtros descritos no Capítulo 5, Seção 5.3, e posteriormente submetido ao banco de filtros proposto seguido pelo algoritmo CS-FFT, em que o fator de interpolação (P) é igual a 16. Usando esta metodologia, é possível obter uma resolução de 125 Hz com apenas 16 amostras do sinal. A Figura 45 apresenta o resultado do método proposto utilizando o algoritmo CS-FFT (Método Proposto Melhorado) comparado com a aplicação apenas do cálculo da FFT de 16 amostras para estimação supraharmônica (Método Proposto). Conforme mencionado anteriormente, a decomposição do sinal através do banco de filtros analógico permite uma taxa de amostragem 32 kHz. O cálculo do FFT de 16 amostras ($N = 16$) do sinal resulta em uma resolução de 2 kHz, como proposto pelo padrão IEC 61000-4-30. Na metodologia proposta com melhorias, aplica-se CS-FFT com um fator de interpolação igual a 16 ($P = 16$), obtendo uma resolução de 125 Hz.

Observando a Figura 45 é possível notar que a incorporação da técnica de *Compressive Sensing* no método proposto baseado em banco de filtros analógico e subamostragem implica em melhorias, tais como maior precisão na estimativa da frequência do componente supraharmônico e redução do espalhamento espectral.

6.1.3 SISTEMA BASEADO EM BANCO DE FILTROS DIGITAIS DFT UNIFORME COM REPRESENTAÇÃO POLIFÁSICA

O sinal sintético dado pela equação (5.1) foi apresentado ao método proposto baseado em filtros digitais a fim de avaliar seu desempenho. As frequências dos componentes supraharmônicos, f_{sh_1} e f_{sh_2} , são iguais a 40 kHz e 120 kHz, respectivamente. As amplitudes, A_{sh_1} e A_{sh_2} , são 1 e 0,8 e as fases são iguais a zero para ambos. Este sinal é pré-processado pelos filtros passa-alta e passa-baixa, dispostos em cascata, conforme

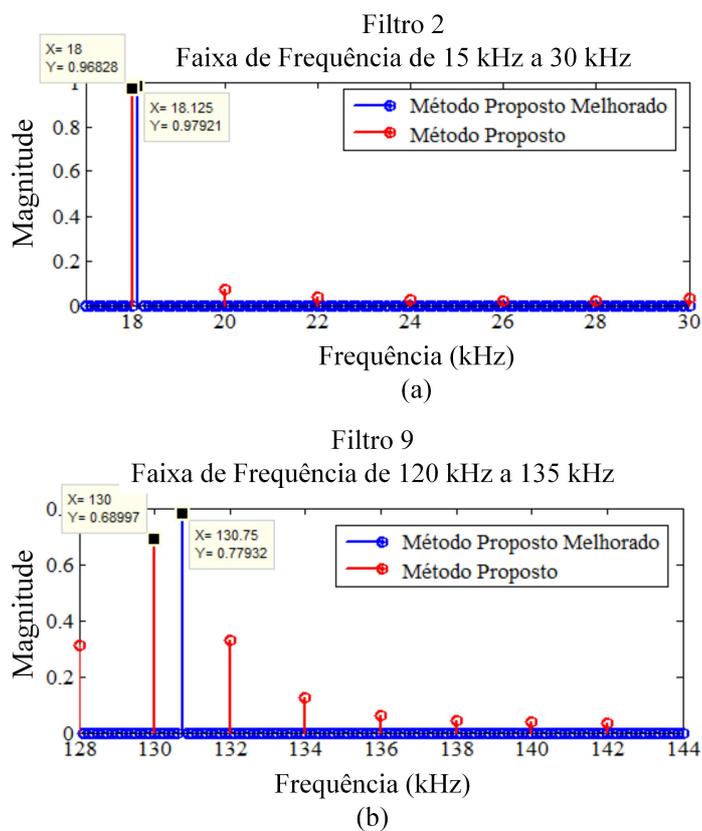


Figura 45: Estimativa supraharmônica através do algoritmo CS-FFT: (a) ($M = 2$) Frequência supraharmônica igual a 18,125 kHz; (b) ($M = 9$) Frequência Supraharmônica igual a 130,75 kHz.

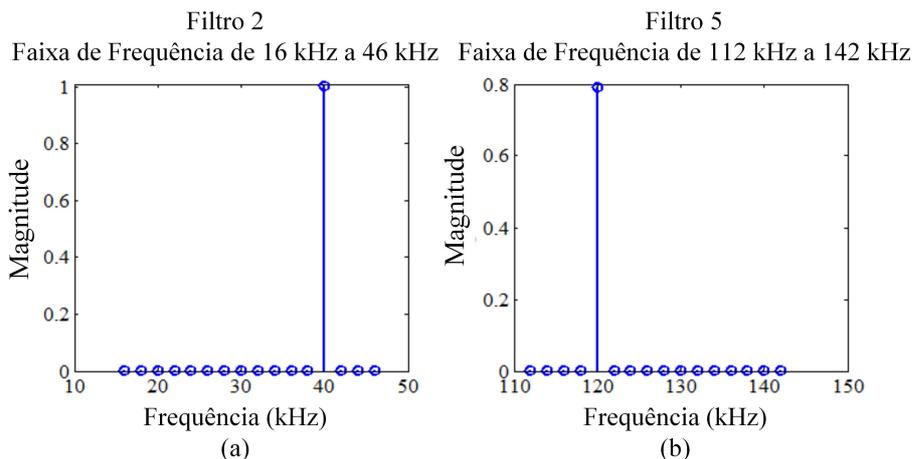


Figura 46: Estimativa supraharmônica através do banco de filtros digitais proposto: (a) Frequência supraharmônica igual 40 kHz; (b) Frequência supraharmônica igual a 120 kHz.

descrito no Capítulo 5, Seção 5.3. Em seguida este sinal é submetido ao sistema digital proposto baseado em banco de filtros DFT uniforme com decomposição polifásica, descrito no Capítulo 4, Seção 4.2. O banco de filtros decompõe o sinal no domínio da frequência em 16 segmentos. Anteriormente à filtragem, o sinal é decimado por um fator igual ao número de filtros do banco ($M = 16$). Portanto, o sinal cuja taxa de amostragem inicial é igual a 512 kHz, após a etapa de subamostragem, apresenta uma taxa de amostragem de 32 kHz. Após a decimação, o sinal passa pelos filtros do banco e cada canal de saída do banco possui um espectro com 30 kHz de largura de banda. Calcula-se a FFT de 16 amostras do sinal no canal de saída dos seis primeiros filtros que compõem o banco (faixa de 2 kHz a 150 kHz). O cálculo da FFT de 16 amostras resulta em resolução de 2 kHz.

A Figura 46 (a) apresenta a FFT do sinal de saída do filtro 2 ($E_1(z)$) e (b) apresenta a FFT do sinal de saída do filtro 5 ($E_4(z)$). Observa-se que o método proposto estimou corretamente os valores de amplitude e frequência supraharmônica do sinal sintético analisado.

- *Resultados para o banco de sinais sintéticos*

Os sinais sintéticos contendo distorções supraharmônicas (casos 1 a 7) descritos na Seção 5.1.1 foram apresentados ao método proposto baseado em filtros digitais. O método sugerido pela norma IEC 61000-4-30 para análise supraharmônica também foi submetido a estes sinais para fins de comparação.

O erro médio quadrático (RMSE - *root-mean-square error*) (CHAI & DRAXLER,

Tabela 6: Resultados da comparação do valor RMSE do método proposto e do método IEC 61000-4-30 através do teste de t de Student.

RMSE	Método Proposto	IEC 61000-4-30	valor p
Caso 1	$8,42 \cdot 10^{-3}$	$10,48 \cdot 10^{-3}$	$1,0229 \cdot 10^{-29}$
Caso 2	$9,72 \cdot 10^{-3}$	$10,65 \cdot 10^{-3}$	$7,1859 \cdot 10^{-26}$
Caso 3	$0,10 \cdot 10^{-3}$	$0,20 \cdot 10^{-3}$	$1,8593 \cdot 10^{-24}$
Caso 4	$44,81 \cdot 10^{-3}$	$45,12 \cdot 10^{-3}$	$1,0483 \cdot 10^{-23}$
Caso 5	$0,16 \cdot 10^{-3}$	$0,18 \cdot 10^{-3}$	$4,6273 \cdot 10^{-27}$
Caso 6	$36,27 \cdot 10^{-3}$	$36,39 \cdot 10^{-3}$	$1,0102 \cdot 10^{-19}$
Caso 7	$5,96 \cdot 10^{-3}$	$11,97 \cdot 10^{-3}$	$5,5920 \cdot 10^{-28}$

2014) entre os espectros estimados e os originais foi usado como métrica da avaliação. Os resultados das medições obtidos pelos métodos para cada caso foram comparados com a aplicação do teste t de Student (com nível de significância de 5 %) (COHEN, 1992).

A Tabela 6 mostra os resultados do teste t de Student para os casos de 1 a 7. Esses resultados compreendem a média do RMSE obtido para os 10 sinais de cada caso. Observe que, para todos os casos, foi encontrada diferença estatística ($p < 0,05$) entre os valores de RMSE alcançados pelo método proposto e os obtidos pelo padrão IEC 61000-4-30. Essa análise indica que o método proposto apresentou melhores resultados na estimativa supraharmônica para sinais contendo diferentes números de componentes SH (casos 1 a 3), para sinais contendo componentes SH em frequências não múltiplas de resolução de 2 kHz (caso 4), para sinais contendo um componente SH localizado na interseção dos filtros usados no método proposto (caso 5), para sinais contendo SH com variação na frequência (caso 6) e para sinais com componentes SH com variação temporal (caso 7).

6.2 RESULTADOS PARA SINAIS REAIS

Para avaliar o desempenho das metodologias propostas neste trabalho para sinais reais as formas de onda contendo distorções supraharmônicas obtidas através do banco de dados PANDA, descritas no Capítulo 5, Seção 5.2, foram testadas.

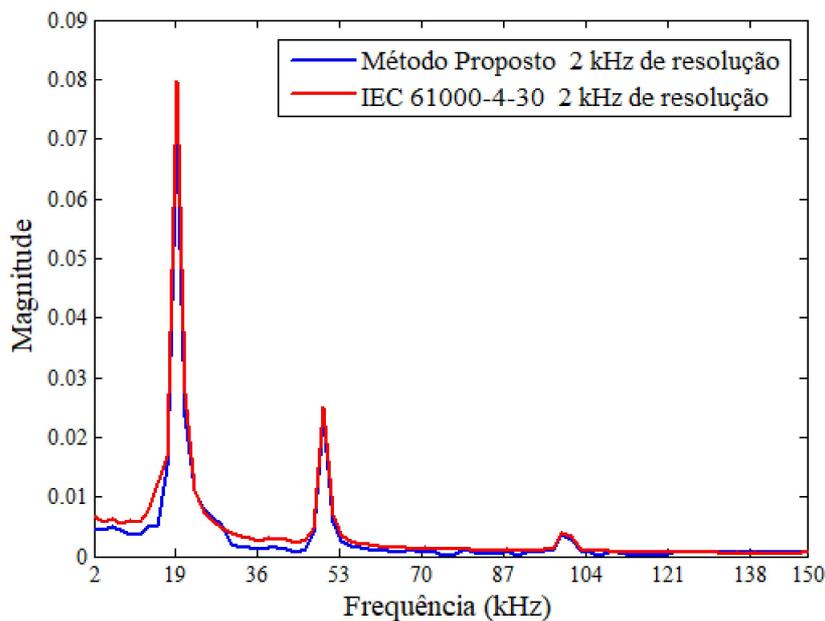


Figura 47: Comparação do método proposto com o método da norma IEC 61000-4-30 na estimativa supra-harmônica de uma forma de onda originada por um inversor PV.

6.2.1 SISTEMA BASEADO EM BANCO DE FILTROS ANALÓGICOS E SUBAMOSTRAGEM

O desempenho da metodologia proposta foi avaliado para duas formas de onda no domínio do tempo, uma proveniente de um inversor PV (Figura 38), e outra originada de uma lâmpada LED (Figura 39). As Figuras 47 e 48 representam a saída do método proposto comparada com o método sugerido pela norma IEC 61000-4-30. O método proposto pela norma IEC 61000-4-30 é descrito no Capítulo 2, Seção 2.4.

As curvas das Figuras 47 e 48 representam a média de 32 medições FFT em 10 ciclos do sinal analisado, como sugerido na IEC 61000-4-30. Para cada uma das 32 medições, o método proposto realiza 10 FFTs de 16 amostras para obtenção do espectro (uma FFT em cada saída do banco de filtros), enquanto o padrão IEC 61000-4-30 emprega apenas a FFT de 512 amostras. Observa-se que o espectro estimado pelo método proposto é similar ao calculado diretamente usando a norma IEC. Conforme discutido no Capítulo 3, Seção 3.1, a metodologia de medição sugerida pela norma IEC 61000-4-30 perde precisão na estimativa de componentes supra-harmônicas com baixas amplitudes, o que não ocorre com o método proposto.

Para avaliação de desempenho foi calculada a Diferença Espectral Relativa (RSD - *Relative Spectral Difference*) de acordo com a seguinte equação (OLIVEIRA et al., 2016):

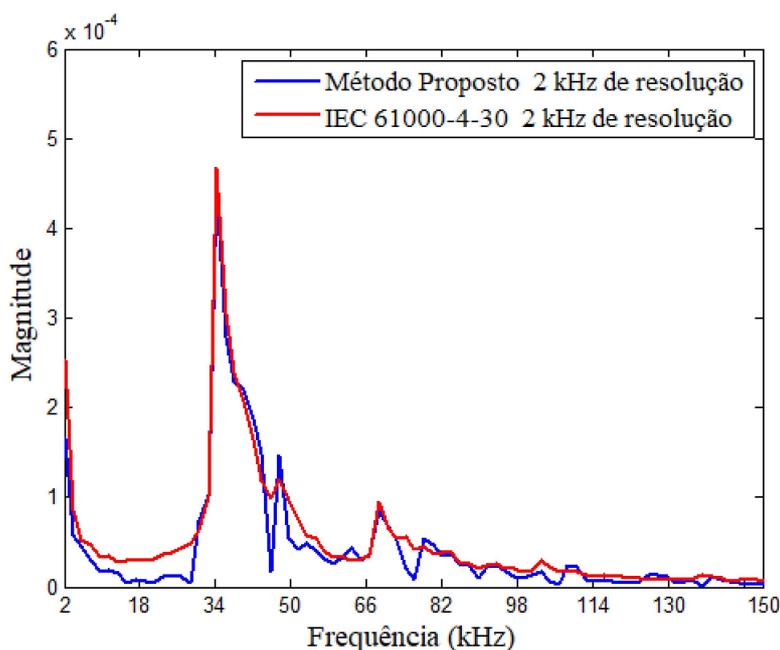


Figura 48: Comparação do método proposto com o método da norma IEC 61000-4-30 na estimativa supra-harmônica de uma forma de onda originada por uma lâmpada LED.

$$RDS = \frac{(S - \hat{S}) \cdot (S - \hat{S})^T}{\max(S)} \quad (6.1)$$

onde S é o espectro de referência e \hat{S} o espectro obtido. Neste caso, o método sugerido pelo padrão IEC 61000-4-30 foi tomado como referência. O valor de RDS foi de 0,287% para o sinal originado pelo inversor PV e de 0,008% para o sinal oriundo da lâmpada LED, o que comprova a eficiência do método na estimativa dos componentes supra-harmônicos.

6.2.2 SISTEMA APRIMORADO ATRAVÉS DA TÉCNICA COMPRESSIVE SENSING

O desempenho do sistema proposto no Capítulo 4, Seção 4.1.2, foi analisado levando em consideração a forma de onda no domínio do tempo originada por um inversor PV descrita no Capítulo 5. A Figura 49 apresenta uma comparação entre o método proposto, o método proposto com melhorias na resolução de frequência e o método sugerido pela IEC 61000-4-30.

A resolução de frequência (f_r) é de 2 kHz no método proposto e no padrão IEC 61000-4-30. No método proposto com melhorias na resolução em frequência baseado em CS-FFT, um fator de (P) igual a 16 é aplicado e o número de amostras do sinal torna-se

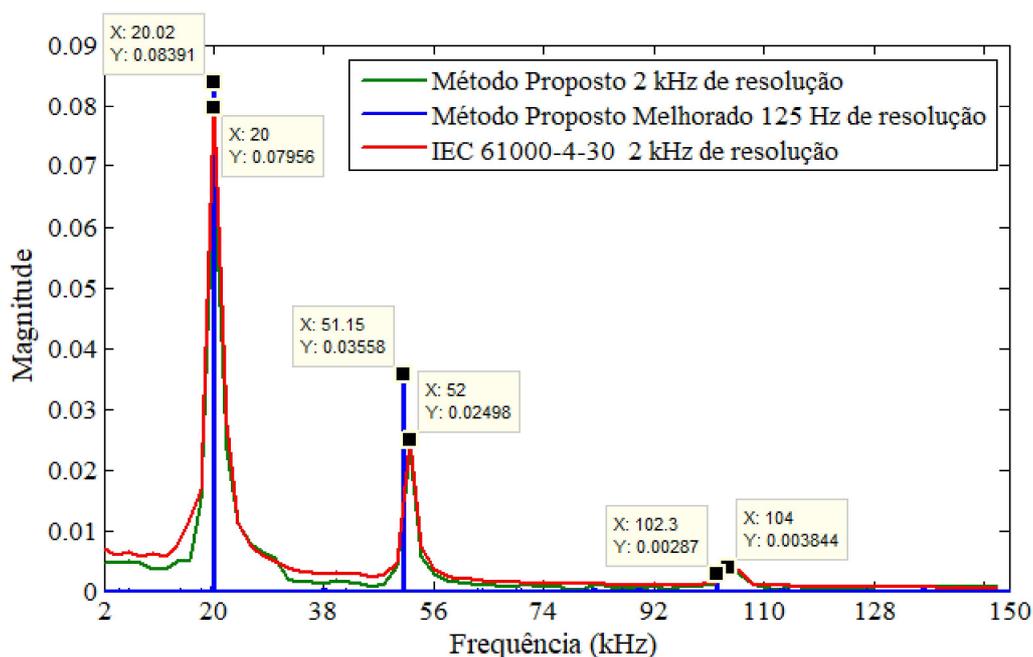


Figura 49: Estimativa supraharmônica utilizando o algoritmo CS-FFT.

igual a 256 (N'). Isso resulta em uma resolução de frequência de 125 Hz, 16 vezes menor que a resolução proposta pela norma IEC 61000-4-30. Observando a Figura 49 pode-se notar que o não uso do refinamento em frequência na estimativa dos componentes supraharmônicos localizados em torno das frequências 51 kHz e 101kHz, levaria a uma estimativa errônea do valor frequência do supraharmônico. Portanto, a aplicação do método proposto com melhorias, aumenta a precisão na estimativa dos componentes supraharmônicos, sem a necessidade de estender a observação do sinal no tempo.

6.2.3 SISTEMA BASEADO EM BANCO DE FILTROS DIGITAIS DFT UNIFORME COM REPRESENTAÇÃO POLIFÁSICA

O desempenho do sistema proposto baseado em filtros digitais DFT uniforme polifásico foi avaliado para o sinal real originado por um inversor PV (Figura 38) e para o sinal originado por uma lâmpada LED (Figura 39). As Figuras 50 e 51 representam a saída do método proposto baseado em filtros digitais, comparada com o método proposto baseado em filtros analógicos e com o método de medição sugerido pela norma IEC 61000-4-30.

Para fins de comparação as curvas das Figuras 50 e 51 correspondem a média de 32 medições FFT em 10 ciclos do sinal analisado, conforme sugerido na IEC 61000-4-30. Para avaliação de desempenho foi calculado o valor RDS de acordo com a equação (6.1) dos espectros de saída (Figuras 50 e 51) do método proposto baseado em banco

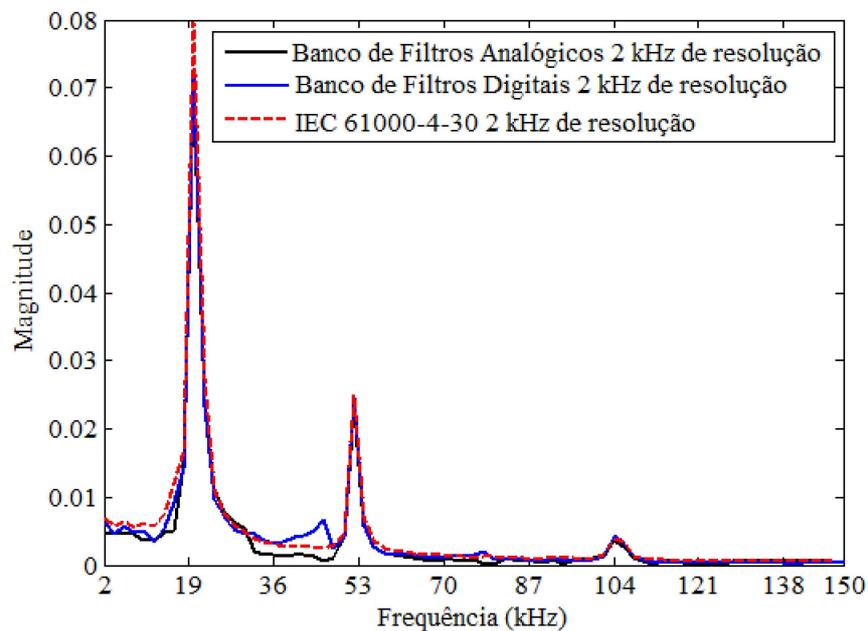


Figura 50: Comparação dos métodos propostos baseados em banco de filtros digitais e banco de filtros analógicos com o método IEC 61000-4-30 na estimativa supraharmônica de uma forma de onda originada por um inversor PV.

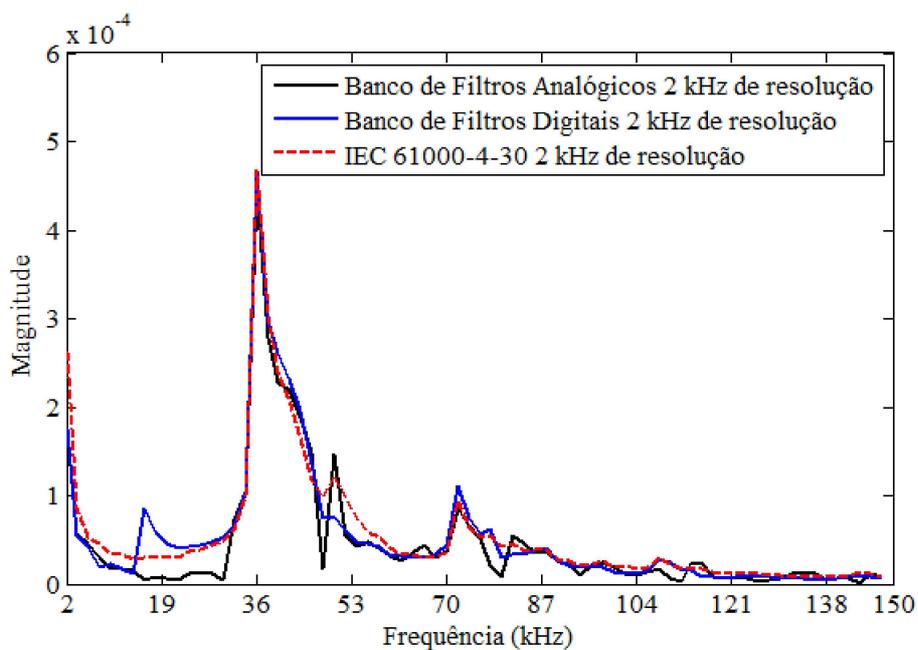


Figura 51: Comparação dos métodos propostos baseados em banco de filtros digitais e banco de filtros analógicos com o método IEC 61000-4-30 na estimativa supraharmônica de uma forma de onda originada por uma lâmpada LED.

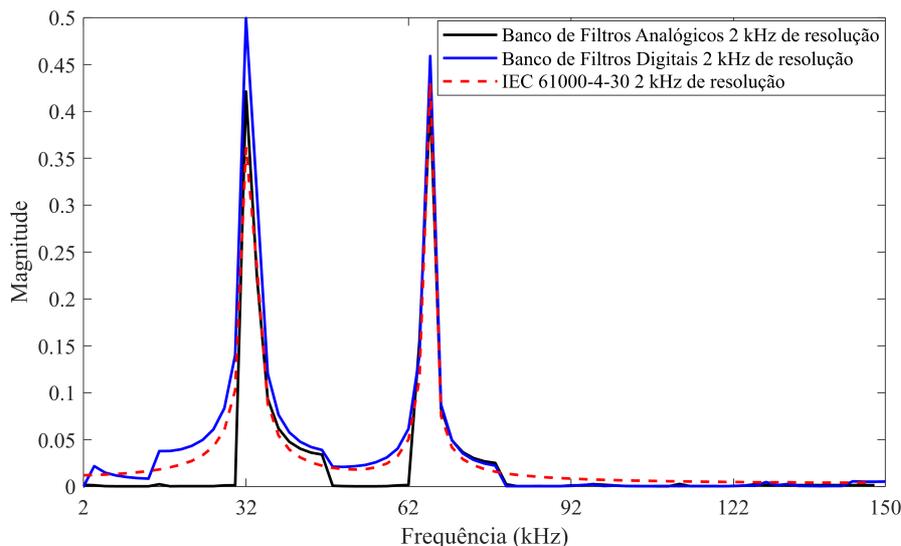


Figura 52: Comparação dos métodos propostos e do método IEC 61000-4-30 na estimativa supraharmônica de um sinal em tempo real.

de filtros digitais, considerando o método sugerido pela norma IEC 61000-4-30 como referência. Um valor de RDS igual a 0,1783% foi obtido para o sinal originado pelo inversor PV e de 0,0051% para o sinal originado pela lâmpada LED. Posteriormente, calculou-se os valores de RDS a fim de comparar os espectros estimados pelas diferentes metodologias propostas no trabalho, baseada em filtros analógicos e filtros digitais. Optou-se por adotar a metodologia baseada em filtros analógicos como referência e os valores de RDS obtidos foram 0,1858% para o sinal originado pelo inversor PV e de 0,0083% para o sinal oriundo da lâmpada LED. Observa-se que o método proposto alcançou resultados de estimação supraharmônica semelhantes aos obtidos pela metodologia proposta baseada em filtros analógicos e pelo método sugerido pela norma IEC 61000-4-30 para os sinais reais analisados.

6.3 RESULTADOS PARA O SINAL GERADO EM TEMPO REAL

O sinal obtido por meio do sistema de aquisição em tempo real, descrito no Capítulo 5, Seção 5.2.1, foi apresentado as metodologias de medição propostas neste trabalho a fim de testar seus desempenhos. O método sugerido pela norma IEC 61000-4-30 também foi submetido a este sinal para fins de comparação. A Figura 52 representa o espectro de saída estimado por cada metodologia para o sinal sob análise.

Para avaliação de desempenho foi calculado o valor RDS de acordo com a equação (6.1). O valor de diferença espectral relativa para cada um dos espectros estimados foi calculado tendo como referência o espectro ideal deste sinal (ver Figura 53). O

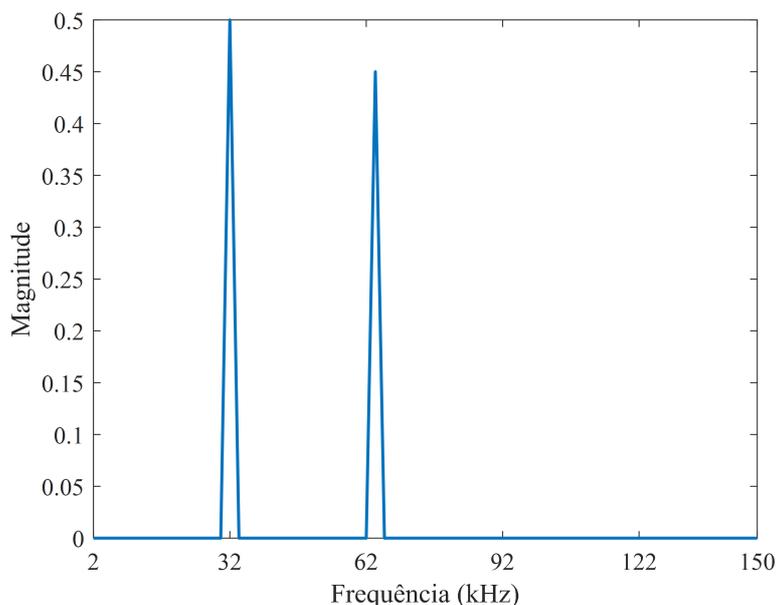


Figura 53: Espectro ideal do sinal gerado em tempo real.

valor de RDS para o espectro estimado pelo método proposto baseado em banco de filtros analógicos foi de 0,34%, enquanto para a metodologia proposta baseada em banco de filtros digitais foi igual a 0,46%. O espectro estimado pelo método da norma IEC 61000-4-30 apresentou 0,42% de RDS. Portanto, comparando os resultados em termos do valor RDS, nota-se que o método analógico proposto apresentou melhor desempenho. Observando a Figura 52, observa-se que o método digital proposto foi capaz de estimar a amplitude dos componentes com maior precisão, porém devido ao espalhamento espectral o valor de RDS foi ligeiramente superior em relação aos demais métodos analisados. Portanto, os resultados obtidos comprovam a eficiência na estimativa supra-harmônica dos métodos propostos para o sinal gerado em tempo real.

6.4 COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL DOS MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO SUPRAHARMÔNICA PROPOSTOS

Esta seção apresenta uma análise da complexidade computacional dos métodos de medição propostos neste trabalho. A fim de assegurar a aplicabilidade de tais métodos realiza-se uma comparação entre o custo computacional exigido pelo método da norma IEC 61000-4-30 e os métodos propostos. A Tabela 7 mostra os resultados referentes ao número de operações requeridas pelo método proposto baseado em filtros analógicos, pelo método proposto com melhorias baseado em *Compressive Sensing*, pelo método proposto baseado em filtros digitais e pelo método sugerido pelo padrão IEC 61000-4-

Tabela 7: Análise comparativa da complexidade computacional.

Método		Número de Operações
Banco de Filtros Analógicos	Sinal Simulado/ Sinal Real 2 kHz de resolução	20.480
Banco de Filtros Analógicos e <i>Compressive Sensing</i>	Sinal Simulado 125 Hz de resolução	96.885
	Sinal Real 125 Hz de resolução	80.790
Banco de Filtros Digitais	Sinal Simulado/ Sinal Real 2 kHz de resolução	102.400
IEC 61000-4-30	Sinal Simulado/ Sinal Real 2 kHz de resolução	147.456
	Sinal Simulado/ Sinal Real 125 Hz de resolução	3.407.872

30, considerando todos os casos abordados neste trabalho.

O número de operações matemáticas realizadas e o número de operações repetidas durante a execução do algoritmo define a sua complexidade computacional. A norma IEC 61000-4-30 para cada período de 10 ciclos do sinal, realiza 32 medições FFT de 512 amostras cada. Para um sinal $x[n]$ com N amostras, por exemplo, a Transformada de Fourier realiza $N \log_2 N$ operações. Dada esta informação, estima-se que o número de operações requeridas pelo método da referida norma seja igual a 147.456.

No método proposto baseado em filtros analógicos, o sinal é submetido ao banco de filtros composto por 10 filtros ($M_T = 10$). Uma vantagem do método proposto é a utilização do banco de filtros analógico, já que este não adiciona custo computacional. Depois da filtragem, 32 medições são realizadas, correspondendo ao cálculo de FFTs de 16 amostras ($N = 16$). O número de operações realizadas durante esta etapa é igual a 20.480 ($32 \cdot M_T \cdot N \log_2 N$).

No método proposto com melhorias na estimação da frequência supraharmônica baseado em *Compressive Sensing*, subsequente ao cálculo da FFT de 16 amostras, o algoritmo CS-FFT é aplicado. No estágio de varredura do algoritmo OMP (*Orthogonal Matching Pursuit*) são requeridas $(2N - 1) \cdot N'$ flops (operações de ponto flutuante) por iteração. O estágio de ortogonização na OMP é realizado através da aplicação de mínimos quadrados, e para esse estágio $3k_0^2 N$ flops são necessários para o cálculo pseudo-inverso e $2N - 1$ flops são necessários para a atualização do coeficiente, onde k_0 é o número de elementos na representação (SILVA; FILHO & DUQUE, 2019). A Tabela 8 mostra as expressões matemáticas usadas para calcular o número das operações realizadas em cada etapa da metodologia proposta.

Tabela 8: Complexidade computacional do método proposto.

Banco de Filtros	M	
Cálculo FFT	$N \log_2 N$	
Algoritmo CS (OMP)	Sweep	$(2N - 1) \cdot N' \cdot k$
	Update	$3k^2 N + 2N - 1$

Devido à aplicação do algoritmo CS baseado em OMP, o número de operações matemáticas realizadas pelo método proposto dependerá do sinal analisado, já que o número de iterações k depende do número de componentes supraharmônicos encontrados. Considerando os sinais analisados neste trabalho, foram realizadas 96.885 operações para estimativa supraharmônica do sinal simulado e 80.790 operações para o sinal real analisado na seção anterior, originado por um inversor PV.

Seguindo a metodologia sugerida pela norma IEC 61000-4-30, para atingir a resolução de 125 Hz obtida pelo método proposto CS-FFT, seria necessário realizar o cálculo de 32 FFTs de 8.192 amostras. Neste caso, seriam necessárias 3.407.872 operações para obter a mesma resolução que o método proposto baseado com melhorias na resolução em frequência (CS-FFT).

Considerando agora o método proposto baseado em filtros digitais, o sinal é submetido ao banco de filtros composto por M filtros ($M_T = 16$), sendo os M filtros que compõe o banco versões deslocadas do filtro passa-baixa $H_0(z)$, portanto possuem a mesma ordem. O filtro protótipo passa-baixa projetado possui 184 coeficientes. Devido ao uso da estrutura de banco de filtros empregada, onde o decimador (cujo fator é igual a M) antecede o filtro, a ordem do filtro é M vezes reduzida. Outro fato a ser considerado é a simetria dos filtros que reduz em 2 vezes o seu número de coeficientes. Portanto, diante de tais constatações, o número de coeficientes de cada filtro será aproximadamente igual a 6 ($184/2M$), sendo portanto, o número de operações requeridas igual a 7. Os filtros foram processados por convolução, sendo assim o número total de operações é dado por $(N \cdot M \cdot 7)$, onde N é o número de amostras processadas do sinal ($N = 16$) e M o número de filtros do banco ($M = 16$), resultando em 1.792 operações.

Após a filtragem, a saída de cada canal do banco é multiplicada pela matriz (W^*), sendo equivalente ao cálculo de 16 FFTs de 16 amostras ($N = 16$). Em sequência, na saída dos seis primeiros filtros do banco, calcula-se a FFT de 16 amostras. O número de operações realizadas durante esta etapa é igual a 1.408 ($16 \cdot 16 \log_2 16 + 6 \cdot 16 \log_2 16$). Sendo assim, o número total de operações requeridas pela abordagem de banco de filtros digitais proposta é igual a 3.200. Considerando a realização de 32 medições, conforme a

norma IEC 61000-4-30 sugere, são solicitadas 102.400 operações pelo método proposto.

Analisando a Tabela 7 observa-se que os métodos de medição propostos apresentaram menor complexidade computacional comparado com o método IEC 61000-4-30. O uso de um banco de filtros analógico junto com a ferramenta de subamostragem permitiu a redução do número de amostras processadas pela FFT, resultando em uma redução de 86,66% no número de operações realizadas em relação ao método IEC 61000-4-30. Deve-se notar que o método proposto com melhorias (CS-FFT) realiza um número muito menor de operações considerando a resolução de 125 Hz comparado com o método sugerido pela norma (considerando uma resolução de 125 Hz). Observa-se também que, mesmo quando o método (CS-FFT) é comparado com o método da norma IEC 61000-4-30, cuja resolução é 16 vezes maior (2 kHz), obtêm-se um número menor de operações. Por fim, a análise da complexidade computacional do método proposto baseado em banco de filtros digitais demonstra que este realiza um número de operações 30,55% menor que o número de operações realizadas pelo método sugerido pela norma IEC 61000-4-30.

7 CONCLUSÕES

O desenvolvimento teórico deste trabalho propôs um levantamento sobre as técnicas de medição de distorções de tensão e corrente na faixa de frequência de 2 kHz a 150 kHz. Nos últimos anos uma quantidade considerável de material foi publicado, especialmente em relação às fontes de emissão e interferência nesta faixa de frequência, mas ainda há falta de análises aprofundadas neste tema. O número de pesquisas relacionadas à faixa de frequência supra-harmônica é baixo comparado com pesquisas sobre demais distúrbios que afetam a Qualidade de Energia Elétrica. Além disso, os padrões de medição para a faixa de frequência supra-harmônica ainda estão em discussão. Neste cenário, muitas dúvidas poderiam surgir sobre a realização de medições supra-harmônicas de acordo com as normas. Este trabalho forneceu esclarecimentos a respeito dos padrões regulatórios de alcance supra-harmônico. Os padrões IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 foram enfatizados devido à relevância de seu conteúdo. Portanto, este trabalho apresentou uma análise detalhada de tais métodos de medição ainda não proposta na literatura. A abordagem do Capítulo 3 proporcionou informações necessárias para o desenvolvimento de pesquisas substanciais em distorções de alta frequência. Uma análise crítica foi realizada das medições propostas pelas normas IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30 para a faixa de frequência supra-harmônica, a comparação e estudo da complexidade computacional desses padrões foram realizados e algumas considerações foram feitas.

A análise de supra-harmônicos baseada em banco de filtros analógico e *Compressive Sensing* discutida do Capítulo 4 apresentou uma nova estratégia de aquisição para análise de distorções supra-harmônicas. O banco de filtros analógico foi responsável pela decomposição do sinal analisado, separando-o em seus componentes supra-harmônicos. A subamostragem do sinal foi aplicada como uma estratégia para a diminuição da taxa de amostragem. O algoritmo de *Compressive Sensing* representou uma poderosa ferramenta capaz de estimar a magnitude dos componentes supra-harmônicos com uma melhoria na resolução de frequência, sem estender o intervalo total de tempo observação do sinal. O método apresentou boas contribuições para a análise supra-harmônica,

permitindo uma redução da taxa de amostragem e boa estimativa em frequência devido à melhoria da resolução. A análise feita através do cálculo do número de operações realizadas provou que o método é computacionalmente eficiente. A metodologia foi testada com sinais sintéticos e reais apresentando bons resultados.

A abordagem baseada em banco de filtros digitais proposta conciliou diferentes conceitos de processamento digital de sinais, tais como banco de filtros DFT uniforme, filtragem multitaxa e representação polifásica. O banco de filtros DFT uniforme empregado na decomposição do sinal de entrada possibilitou o projeto de apenas um filtro passa-baixa, sendo os demais filtros do banco obtidos pelo deslocamento deste filtro protótipo através da multiplicação pela matriz DFT. A representação polifásica possibilitou a simplificação da resposta do sistema e a redução do esforço computacional de filtros decimadores, assim como do banco de filtros. Os testes realizados com sinais sintéticos e reais, assim como a análise do número de operações realizadas, comprovaram a eficiência desta metodologia.

7.1 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Para trabalhos futuros propõe-se:

- teste do protótipo implementado em *hardware* referente ao sistema de banco de filtros analógico proposto;
- implementação do método de medição para a faixa supraharmônica sugerido pela norma CISPR 16;
- comparar o método de medição CISPR 16 com as demais normas analisadas neste trabalho (IEC 61000-4-7 e IEC 61000-4-30);
- analisar o método sugerido pela norma CISPR 16 em relação às metodologias de medição propostas neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- ABID, F. et al. Intermodulation due to interaction of photovoltaic inverter and electric vehicle at supraharmonic range. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016 17th International Conference on.* 2016. p. 685–690.
- AGUDELO-MARTÍNEZ, D.; GARZÓN, C.; PAVAS, A. Interaction of power quality disturbances within 2–150 khz (supraharmomics): Analytical framework. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on.* 2018. p. 1–7.
- AGUDELO-MARTÍNEZ, D. et al. Supraharmonic bands detection for low voltage devices. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016 17th International Conference on.* 2016. p. 1003–1009.
- AGUDELO-MARTÍNEZ, D.; PAVAS, A. Simulation of supraharmomics: A compact fluorescent lamp (cfl) in single operation. In: IEEE. *Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2017 IEEE Workshop on.* 2017. p. 1–6.
- AGUDELO-MARTÍNEZ, D.; PAVAS, A. Measurement and simulation of power quality disturbances between 2–150 khz from compact fluorescent lamps. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on.* 2018. p. 1–6.
- AGUDELO-MARTINEZ, D. et al. Influence of measurement setup on the emission of devices in the frequency range 2-150 khz. In: IEEE. *2019 IEEE Milan PowerTech.* 2019. p. 1–6.
- AGUDELO-MARTÍNEZ, D.; RÍOS, F.; PAVAS, A. Interaction of some low power led lamps within 2–150 khz (supraharmomics). In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on.* 2018. p. 1–7.
- ALFIERI, L. et al. A wavelet-modified esprit hybrid method for assessment of spectral components from 0 to 150 khz. *Energies*, v. 10, p. 97, 2017.
- AMARIPADATH, D. et al. Design of versatile waveform platform for supraharmomic testing and calibration. AIM, 2019.
- AMARIPADATH, D. et al. Power quality disturbances on smart grids: Overview and grid measurement configurations. In: IEEE. *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2017 52nd International.* 2017. p. 1–6.
- AMARIPADATH, D. et al. Measurement of supraharmomic emissions (2-150 khz) in real grid scenarios. In: IEEE. *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018).* 2018. p. 1–2.

- ANGULO, I. et al. A review on measurement techniques for non-intentional emissions above 2 khz. In: IEEE. *Energy Conference (ENERGYCON), 2016 IEEE International*. 2016. p. 1–5.
- ANNE, G.; JAN, M.; SARAH, R. Comparison of measurement methods for the frequency range 2–150 khz (supraharmonics). In: IEEE. *2018 IEEE 9th International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*. 2018. p. 1–6.
- BARANIUK, R. G. Compressive sensing [lecture notes]. *IEEE signal processing magazine*, IEEE, v. 24, n. 4, p. 118–121, 2007.
- BERGERON, R. *High Frequency Compliance Assessment and Measurement Method*. 2019.
- BERTOCCO, M. et al. Resolution enhancement by compressive sensing in power quality and phasor measurement. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 63, n. 10, p. 2358–2367, 2014.
- BLANCO, A. M. et al. Harmonic, interharmonic and supraharmonic characterisation of a 12 mw wind park based on field measurements. *CIGRE-Open Access Proceedings Journal*, IET, v. 2017, n. 1, p. 677–681, 2017.
- BOLLEN, M. et al. Standards for supraharmonics (2 to 150 khz). *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 114–119, 2014.
- BROWN, R. E. Impact of smart grid on distribution system design. In: IEEE. *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*. 2008. p. 1–4.
- BUSATTO, T. et al. Interaction between grid-connected pv systems and led lamps: Directions for further research on harmonics and supraharmonics. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016 17th International Conference on*. 2016. p. 193–197.
- CANDÈS, E. J. et al. Compressive sampling. In: MADRID, SPAIN. *Proceedings of the international congress of mathematicians*. 2006. v. 3, p. 1433–1452.
- CANDÈS, E. J.; ROMBERG, J.; TAO, T. Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information. *IEEE Transactions on information theory*, IEEE, v. 52, n. 2, p. 489–509, 2006.
- CASSANO, S. et al. Modeling of harmonic propagation of fast dc ev charging station in a low voltage network. In: IEEE. *2019 IEEE Milan PowerTech*. 2019. p. 1–6.
- CASTRO, A. Gil-de et al. Differences in the performance between cfl and led lamps under different voltage distortions. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on*. 2018. p. 1–6.
- CASTRO, A. Gil-de et al. Supraharmonics reduction in npc inverter with random pwm. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2017 IEEE 26th International Symposium on*. 2017. p. 1792–1797.

CASTRO, A. Gil-de et al. Led street lighting: A power quality comparison among street light technologies. *Lighting Research & Technology*, Sage Publications Sage UK: London, England, v. 45, n. 6, p. 710–728, 2013.

CHAI, T.; DRAXLER, R. R. Root mean square error (rmse) or mean absolute error (mae)–arguments against avoiding rmse in the literature. *Geoscientific model development*, Copernicus GmbH, v. 7, n. 3, p. 1247–1250, 2014.

CHICCO, G.; RUSSO, A.; SPERTINO, F. Supraharmonics: Concepts and experimental results on photovoltaic systems. In: IEEE. *Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), 2015 International School on*. 2015. p. 1–6.

CISPR, I. *International special committee on radio interference. Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - part 2-1: Methods of measurement of disturbances and immunity - conducted disturbance measurements*. 2008.

COHEN, J. Statistical power analysis. *Current directions in psychological science*, SAGE Publications Sage CA: Los Angeles, CA, v. 1, n. 3, p. 98–101, 1992.

COMMISSION, I. E. et al. *IEC 61000-2-2”, Compatibility Levels for Low-Frequency Conducted Disturbances and Signalling in Public Low-Voltage Power Supply Systems*. 2002.

COMMISSION, I. E. et al. *Iec 61000 - part 4 testing and measurement techniques - section 7 general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation for power supply systems and equipment connected thereto*. 2006.

COMMISSION, I. E. et al. *Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-30: Testing and measurement techniques-Power quality measurement methods*. 2015.

COMMISSION, I. E. et al. *IEC 61000-4-19: 2015-03: Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-19: Testing and measurement techniques-Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at ac power ports*. 2015.

DARMAWARDANA, D. et al. Development of high frequency (supraharmonic) models of small-scale (< 5 kw), single-phase, grid-tied pv inverters based on laboratory experiments. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 177, p. 105990, 2019.

DARMAWARDANA, D. et al. A digital zero-phase filter for measuring high frequency emissions (supraharmonics) in electrical distribution networks. In: IEEE. *2018 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*. 2018. p. 1–6.

DARMAWARDANA, D. et al. Investigation of high frequency emissions (supraharmonics) from small, grid-tied, photovoltaic inverters of different topologies. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on*. 2018. p. 1–6.

DRESDEN, T. U. *PANDA - Equipment Harmonic Database*. 2001. <http://www.panda.et.tu-dresden.de/>.

ELAD, M. *Sparse and redundant representations: from theory to applications in signal and image processing.* : Springer, 2010.

FARHANGI, H. The path of the smart grid. *IEEE power and energy magazine*, IEEE, v. 8, n. 1, 2010.

GARRIDO, J. et al. Supraharmonics emission from led lamps: A reduction proposal based on random pulse-width modulation. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 164, p. 11–19, 2018.

GREVENER, A. et al. Survey of supraharmonic emission of household appliances. *CIREOpen Access Proceedings Journal*, IET, v. 2017, n. 1, p. 870–874, 2017.

KADDAH, S. S. et al. Probabilistic power quality indices for electric grids with increased penetration level of wind power generation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 77, p. 50–58, 2016.

KALAIR, A. et al. Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 78, p. 1152–1187, 2017.

KHOKHLOV, V.; MEYER, J.; SCHEGNER, P. Thermal interactions in modern lighting equipment due to disturbances in the frequency range 2–150 khz. In: IEEE. *2019 IEEE Milan PowerTech*. 2019. p. 1–6.

KHOKHLOV, V. et al. Immunity assessment of household appliances in the frequency range from 2 to 150 khz. AIM, 2019.

KLATT, M. et al. Measurements and simulation of supraharmonic resonances in public low voltage networks. AIM, 2019.

KLATT, M.; MEYER, J.; SCHEGNER, P. Comparison of measurement methods for the frequency range of 2 khz to 150 khz. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014 IEEE 16th International Conference on*. 2014. p. 818–822.

KLATT, M. et al. Filter for the measurement of supraharmonics in public low voltage networks. In: IEEE. *Electromagnetic Compatibility (EMC), 2015 IEEE International Symposium on*. 2015. p. 108–113.

KLATT, M. et al. Characterization of supraharmonic emission caused by small photovoltaic inverters. IET, 2016.

KÖRNER, P. M. et al. Acoustic noise of massmarket equipment caused by supraharmonics in the frequency range 2 to 20 khz. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on*. 2018. p. 1–6.

LARSSON, E.; BOLLEN, M. Emission and immunity of equipment in the frequency range 2 to 150 khz. In: IEEE. *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*. 2009. p. 1–5.

LIU, Q. et al. A method for supraharmonic source determination based on complex ica. In: IEEE. *2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*. 2018. p. 711–715.

- LODETTI, S. et al. Characterization of the emission of an electric bus inductive charging in the 2 khz to 150 khz range. In: IEEE. *2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE)*. 2019. p. 1–6.
- MARTÍNEZ, D. A.; PAVAS, A. Current supraharmonics identification in commonly used low voltage devices. In: IEEE. *Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2015 IEEE Workshop on*. 2015. p. 1–5.
- MCEACHERN, A. Electric power definitions: a debate. In: . 2013.
- MCEACHERN, A. Electric power definitions: a debate power engineering society general meeting 2013. 2013.
- MEYER, J. et al. Future work on harmonics-some expert opinions part ii-supraharmonics, standards and measurements. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014 IEEE 16th International Conference on*. 2014. p. 909–913.
- MEYER, J. et al. Overview and classification of interferences in the frequency range 2–150 khz (supraharmonics). In: IEEE. *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. 2018. p. 165–170.
- MEYER, J. et al. Harmonic and supraharmonic emission of on-board electric vehicle chargers. In: IEEE. *Transmission & Distribution Conference and Exposition-Latin America (PES T&D-LA), 2016 IEEE PES*. 2016. p. 1–7.
- MITRA, S. K.; KUO, Y. *Digital signal processing: a computer-based approach*. : McGraw-Hill Higher Education New York, 2006.
- MOHOS, A.; LADÁNYI, J. Emission measurement of a solar park in the frequency range of 2 to 150 khz. In: IEEE. *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*. 2018. p. 1024–1028.
- MORENO-MUNOZ, A. et al. Supraharmonics (2 to 150 khz) and multi-level converters. In: IEEE. *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2015 IEEE 5th International Conference on*. 2015. p. 37–41.
- MUELLER, S. et al. Impact of large-scale integration of e-mobility and photovoltaics on power quality in low voltage networks. In: VDE. *International ETG Congress 2017; Proceedings of*. 2017. p. 1–6.
- NOSHAHR, J. B.; KALASAR, B. M. Evaluating emission and immunity of harmonics in the frequency range of 2–150 khz caused by switching of static convertor in solar power plants. *CIREN-Open Access Proceedings Journal, IET*, v. 2017, n. 1, p. 625–628, 2017.
- NOVITSKIY, A.; SCHLEGEL, S.; WESTERMANN, D. Analysis of supraharmonic propagation in a mv electrical network. In: IEEE. *2018 19th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*. 2018. p. 1–6.

- NOVITSKIY, A.; SCHLEGEL, S.; WESTERMANN, D. Measurements and analysis of supraharmmonic influences in a mv/lv network containing renewable energy sources. In: IEEE. *2019 Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ) & 2019 Symposium on Electrical Engineering and Mechatronics (SEEM)*. 2019. p. 1–6.
- NOVITSKIY, A.; WESTERMANN, D. Time series data analysis of measurements of supraharmmonic distortion in lv and mv networks. In: IEEE. *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2017 52nd International*. 2017. p. 1–6.
- OLIVEIRA, P. S. de et al. Harmonic extraction based on independent component analysis and quadrature matched filters. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016 17th International Conference on*. 2016. p. 344–349.
- PORAT, B. *A course in digital signal processing*. : John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- RIBEIRO, P. F. et al. *Power systems signal processing for smart grids*. : John Wiley & Sons, 2013.
- RODRIGUES, C. E. M.; TOSTES, M. E. de L. Characterization of supraharmionics using the wavelet packet transform. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on*. 2018. p. 1–6.
- RÖNNBERG, S. et al. An overview of the origin and propagation of supraharmionics (2-150 khz). In: *Nordic Conference on Electricity Distribution System Management and Development: 08/09/2014-09/09/2014*. 2014.
- RÖNNBERG, S.; CASTRO, A. G. D.; MEDINA, R. Supraharmionics in european and north american low-voltage networks. In: IEEE. *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*. 2018. p. 1–6.
- RÖNNBERG, S.; CASTRO, A. Gil de; DELGADO, A. E. Variations of supraharmionics emissions in low voltage networks. AIM, 2019.
- RÖNNBERG, S.; MATH, B. Power quality issues in the electric power system of the future. *The Electricity Journal*, v. 29, p. 49–61, 2016.
- RÖNNBERG, S. K. et al. On waveform distortion in the frequency range of 2 khz–150 khz–review and research challenges. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 150, p. 1–10, 2017.
- RÖNNBERG, S. K. et al. Supraharmionics from power electronics converters. In: IEEE. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2015 9th International Conference on*. 2015. p. 539–544.
- RÖNNBERG, S. K. et al. Solar pv inverter supraharmionics reduction with random pwm. In: IEEE. *Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2017 11th IEEE International Conference on*. 2017. p. 644–649.
- SAKAR, S.; RÖNNBERG, S.; BOLLEN, M. Light intensity immunity performance of led street lamps under power quality disturbances. AIM, 2019.

- SAKAR, S.; RÖNNBERG, S.; BOLLEN, M. H. Immunity test of led lamps based on iec 61000-4 19 and unexpected consequence. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on.* 2018. p. 1–6.
- SCHÖTTKE, S.; RADEMACHER, S.; MEYER, J. Transfer characteristic of a mv/lv transformer in the frequency range between 2 khz and 150 khz. In: . : IEEE, 2015. v. 29, p. 114–119.
- SILVA, L. R. M.; FILHO, L. M. de A.; DUQUE, C. A. Sparse representation algorithm applied to power systems signal compression. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Wiley Online Library, v. 29, n. 1, p. e2693, 2019.
- SINGH, G. et al. Impact of high frequency conducted voltage disturbances on led driver circuits. In: IEEE. *Power & Energy Society General Meeting, 2017 IEEE.* 2017. p. 1–5.
- STREUBEL, T. et al. Detection and monitoring of supraharmmonic anomalies of an electric vehicle charging station. In: IEEE. *2019 IEEE Milan PowerTech.* 2019. p. 1–5.
- TOMIC, J. J.; KUSLJEVIC, M. D.; VUJICIC, V. V. A new power system digital harmonic analyzer. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, v. 22, n. 2, p. 772–780, 2007.
- TROPP, J. A. et al. Beyond nyquist: Efficient sampling of sparse bandlimited signals. *IEEE Transactions on Information Theory*, IEEE, v. 56, n. 1, p. 520–544, 2010.
- URIBE-PÉREZ, N. et al. Study of unwanted emissions in the cenelec-a band generated by distributed energy resources and their influence over narrow band power line communications. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 9, n. 12, p. 1007, 2016.
- VERMA, P.; PATEL, N.; NAIR, N.-K. C. Myths and facts of dual-frequency operation of led lamps. In: IEEE. *Region 10 Conference, TENCN 2017-2017 IEEE.* 2017. p. 522–527.
- VOLDMAN, S. H. Electromagnetic compatibility (emc). *ESD Testing: From Components to Systems*, Wiley Online Library, p. 257–283.
- WANIEK, C. et al. Supraharmonics: Root causes and interactions between multiple devices and the low voltage grid. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe), 2017 IEEE PES.* 2017. p. 1–6.
- WOHLFAHRT, T. et al. Supraharmonic disturbances: Lifetime reduction of electronic mass-market equipment by the aging of electrolytic capacitors. In: IEEE. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018 18th International Conference on.* 2018. p. 1–6.
- WU, B. et al. *Power conversion and control of wind energy systems.* : John Wiley & Sons, 2011.
- YALCIN, T. et al. Analysis of supra-harmonics in smart grids. In: IEEE. *Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), 2017 IEEE International Conference on.* 2017. p. 1–4.

YALCIN, T. et al. Discrete wavelet analysis of supra-harmonic emissions in smart grid (pv inverter implementation). In: IEEE. *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*. 2018. p. 1–5.

ZHUANG, S. et al. A new measurement method for supraharmonics in 2–150 khz. In: IEEE. *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018. p. 1–2.

ZHUANG, S. et al. A high-resolution algorithm for supraharmonic analysis based on multiple measurement vectors and bayesian compressive sensing. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 12, n. 13, p. 2559, 2019.

ZHUANG, S. et al. New measurement algorithm for supraharmonics based on multiple measurement vectors model and orthogonal matching pursuit. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, 2018.

APÊNDICE A – PROJETO DO BANCO DE FILTROS ANALÓGICO

O banco de filtros analógico desenvolvido neste trabalho é composto por 10 filtros passa-banda, os filtros do banco foram igualmente projetados, apenas o primeiro filtro do banco apresenta largura de banda diferente devido as características do espectro do sinal analisado. Através dessa estrutura de banco de filtros o sinal de entrada é analisado através da separação de seu espectro em um conjunto de bandas espectrais estreitas.

Os filtros do banco analógico proposto foram projetados com característica elíptica. Os filtros são de ordem 8 e atenuam 3 db na frequência de passagem e 45 dB na frequência de parada. A Figura 54 apresenta o circuito obtido no projeto dos filtros passa-faixa do banco de filtros. Todos os dez filtros projetados possuem o mesmo circuito, com diferentes valores de indutância e capacitância. A Tabela A contém os valores de indutância e capacitância dos circuitos obtidos no projeto de cada um dos dez filtros do banco.

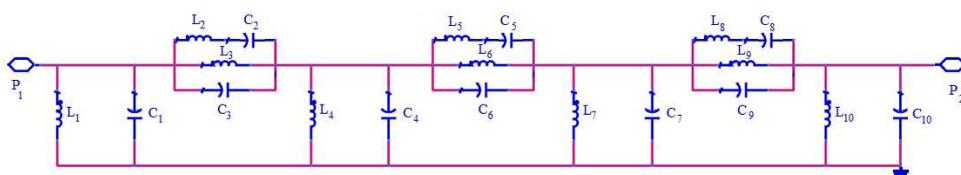


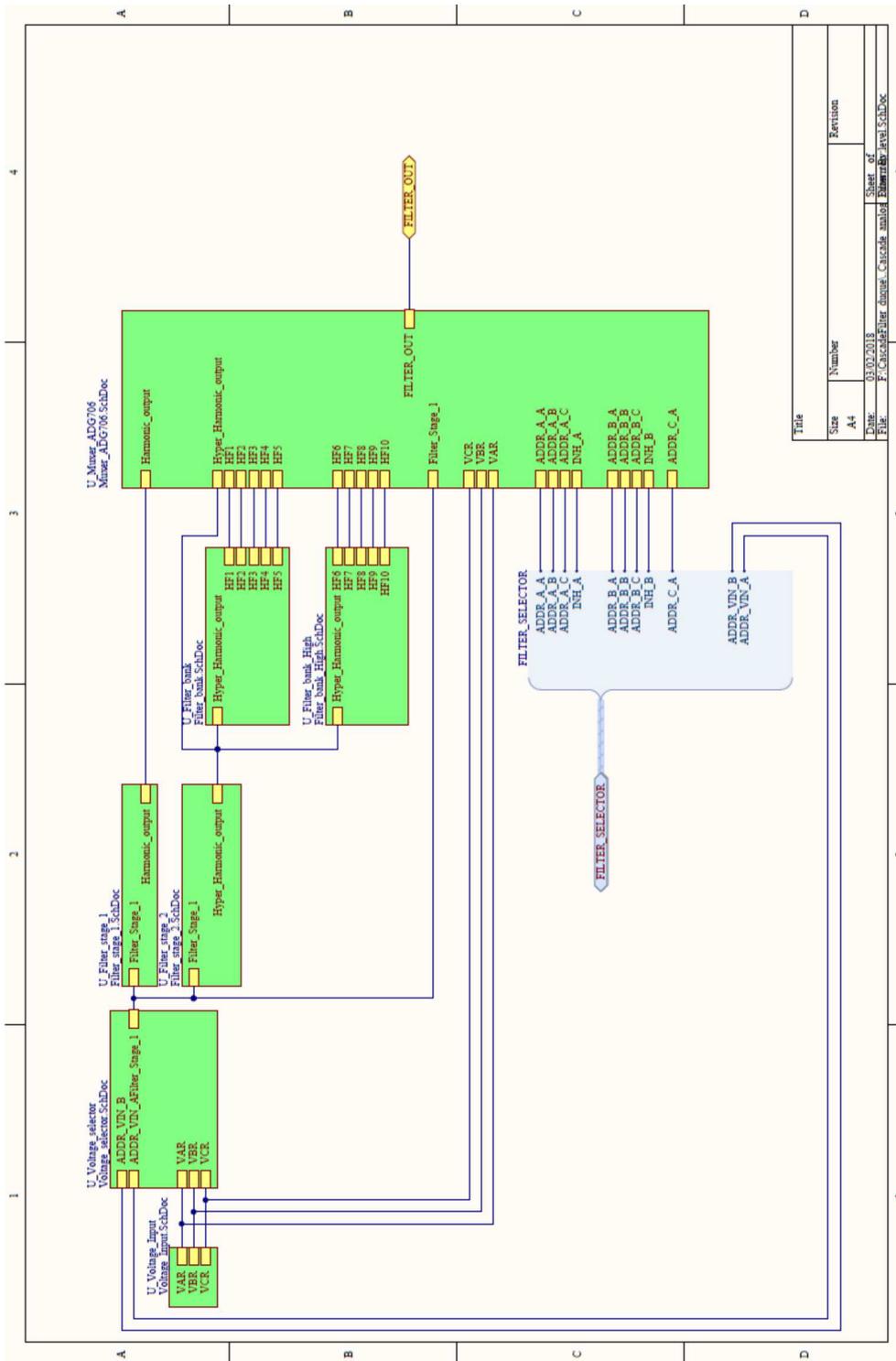
Figura 54: Circuito dos filtros analógicos propostos.

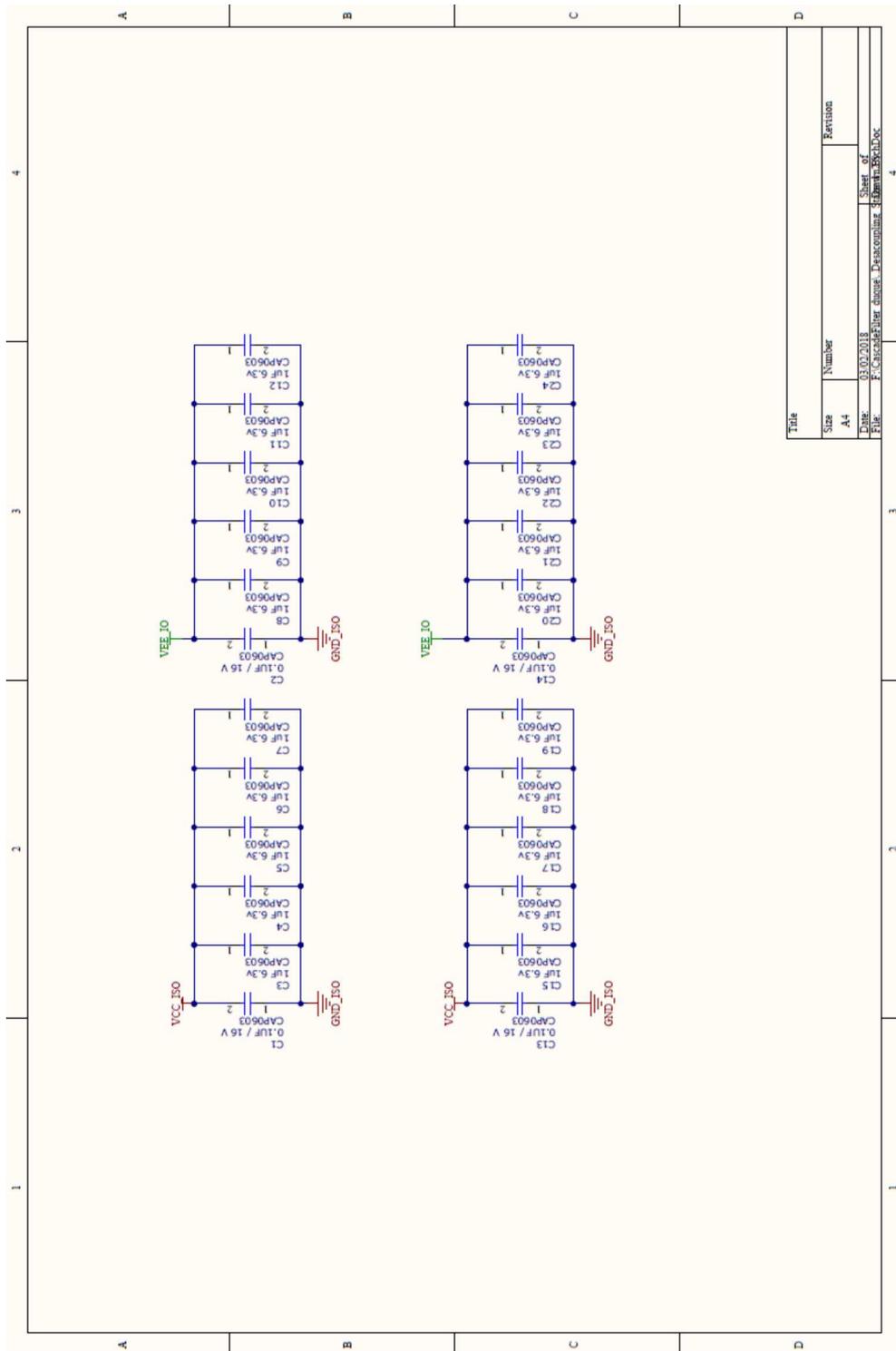
Tabela 9: Componentes de projeto dos circuitos dos filtros analógicos propostos.

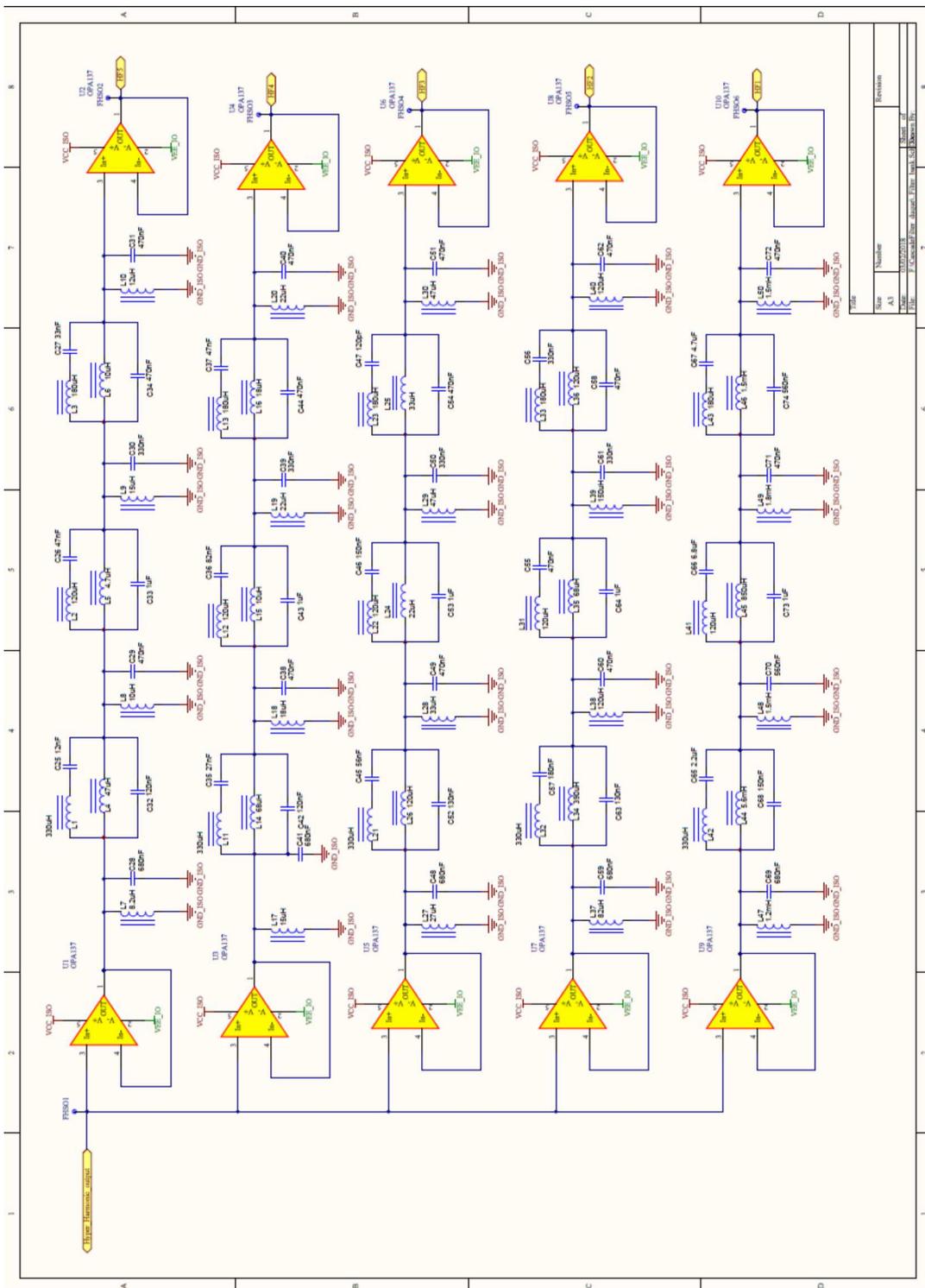
	Filtro 1	Filtro 2	Filtro 3	Filtro 4	Filtro 5	Filtro 6	Filtro 7	Filtro 8	Filtro 9	Filtro 10
L_1	1.15 m H	88.88 μ H	29.63 μ H	14.82 μ H	8.189 μ H	5.93 μ H	4.23 μ H	3.17 μ H	2.47 μ H	1.97 μ H
L_2	363.36 μ F	314.91 μ H								
L_3	5.28 m H	406.22 μ H	135.41 μ H	67.71 μ F	40.62 μ H	27.08 μ H	19.34 μ H	14.51 μ H	11.28 μ H	9.03 μ H
L_4	1.40 m H	108.03 μ H	36.01 μ H	18.01 μ H	10.80 μ H	7.20 μ H	5.14 μ H	3.86 μ H	3.00 μ H	2.40 μ H
L_5	137.29 μ H	118.99 μ H								
L_6	850.99 μ H	65.46 μ H	21.82 μ H	10.91 μ H	6.55 μ H	4.36 μ H	3.18 μ H	2.34 μ H	1.82 μ H	1.45 μ H
L_7	1.96 m H	150.68 μ H	50.23 μ H	25.11 μ F	15.07 μ H	10.05 μ H	7.18 μ H	5.38 μ H	4.19 μ H	3.35 μ F
L_8	196.49 μ F	170.29 μ H								
L_9	1.41 m H	108.48 μ H	36.16 μ H	18.08 μ H	10.85 μ H	7.23 μ H	5.17 μ H	3.87 μ H	3.01 μ H	2.41 μ H
L_{10}	1.63 m H	125.58 μ H	41.86 μ H	20.93 μ H	12.56 μ H	8.37 μ H	5.98 μ H	4.48 μ H	3.49 μ H	2.79 μ H
C_1	730.76 η F	633.32 η F								
C_2	2.32 η F	178.75 η F	59.58 η F	29.79 η F	17.87 η F	11.92 η F	8.51 η F	6.38 η F	4.96 η F	3.97 η F
C_3	159.89 η F	138.57 η F								
C_4	601.23 η F	521.06 η F								
C_5	6.15 η F	473.07 η F	157.69 η F	29.79 η F	47.31 η F	31.54 η F	22.53 η F	16.89 η F	13.12 η F	10.51 η F
C_6	992.18 η F	859.89 η F								
C_7	431.05 η F	373.57 η F								
C_8	4.30 η F	330.55 η F	110.18 η F	55.09 η F	33.05 η F	22.04 η F	15.74 η F	11.80 η F	9.18 η F	7.35 η F
C_9	598.71 η F	518.88 η F								
C_{10}	517.18 η F	448.23 η F								

O projeto do banco de filtros analógicos com os valores comerciais de seus componentes (resistores, indutores e capacitores) está anexado a seguir.

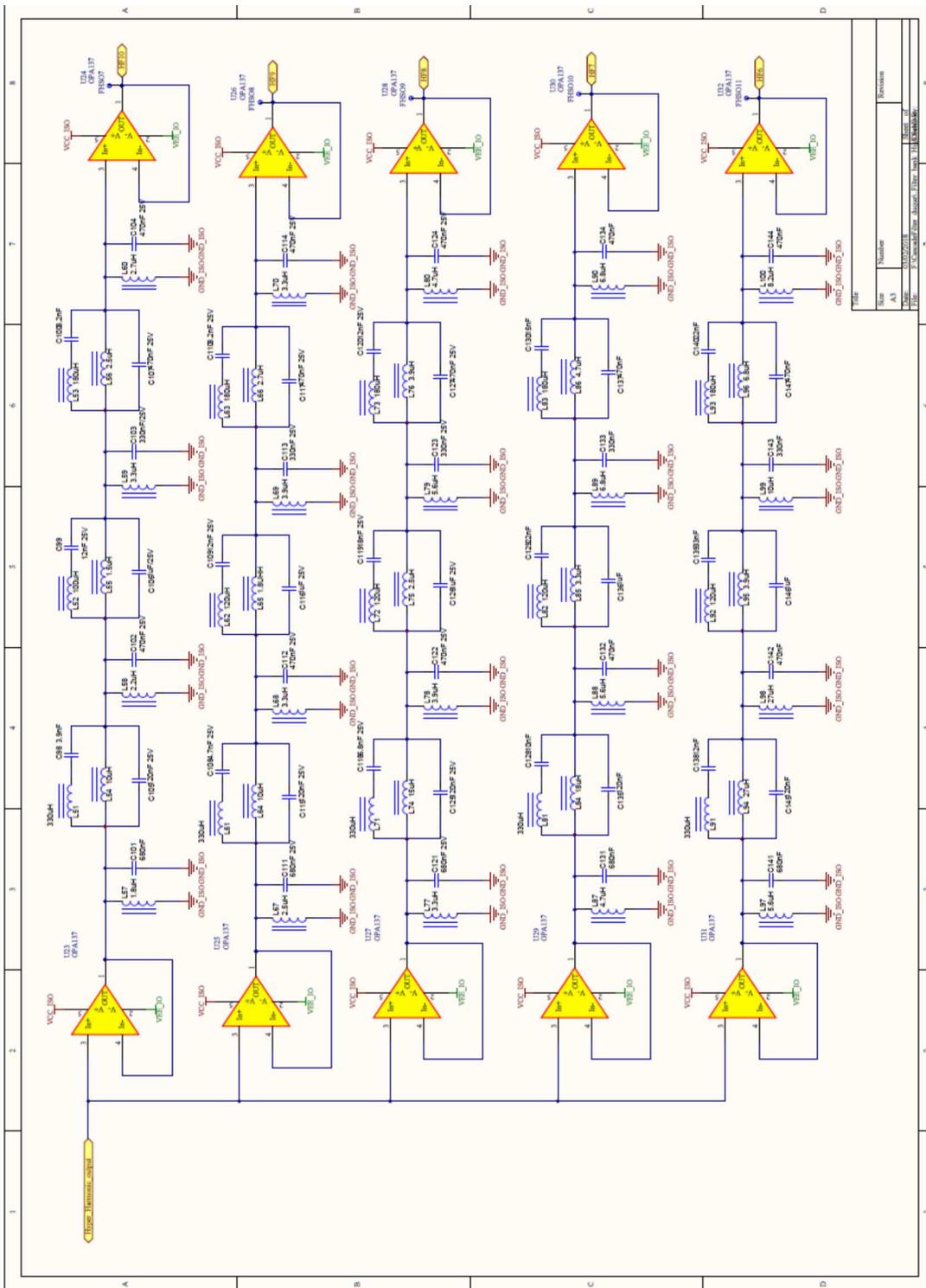
A Figura a seguir representa o protótipo do circuito proposto impresso em placa. Os testes referentes ao circuito impresso encontram-se em fase inicial e serão abordados em trabalhos futuros.



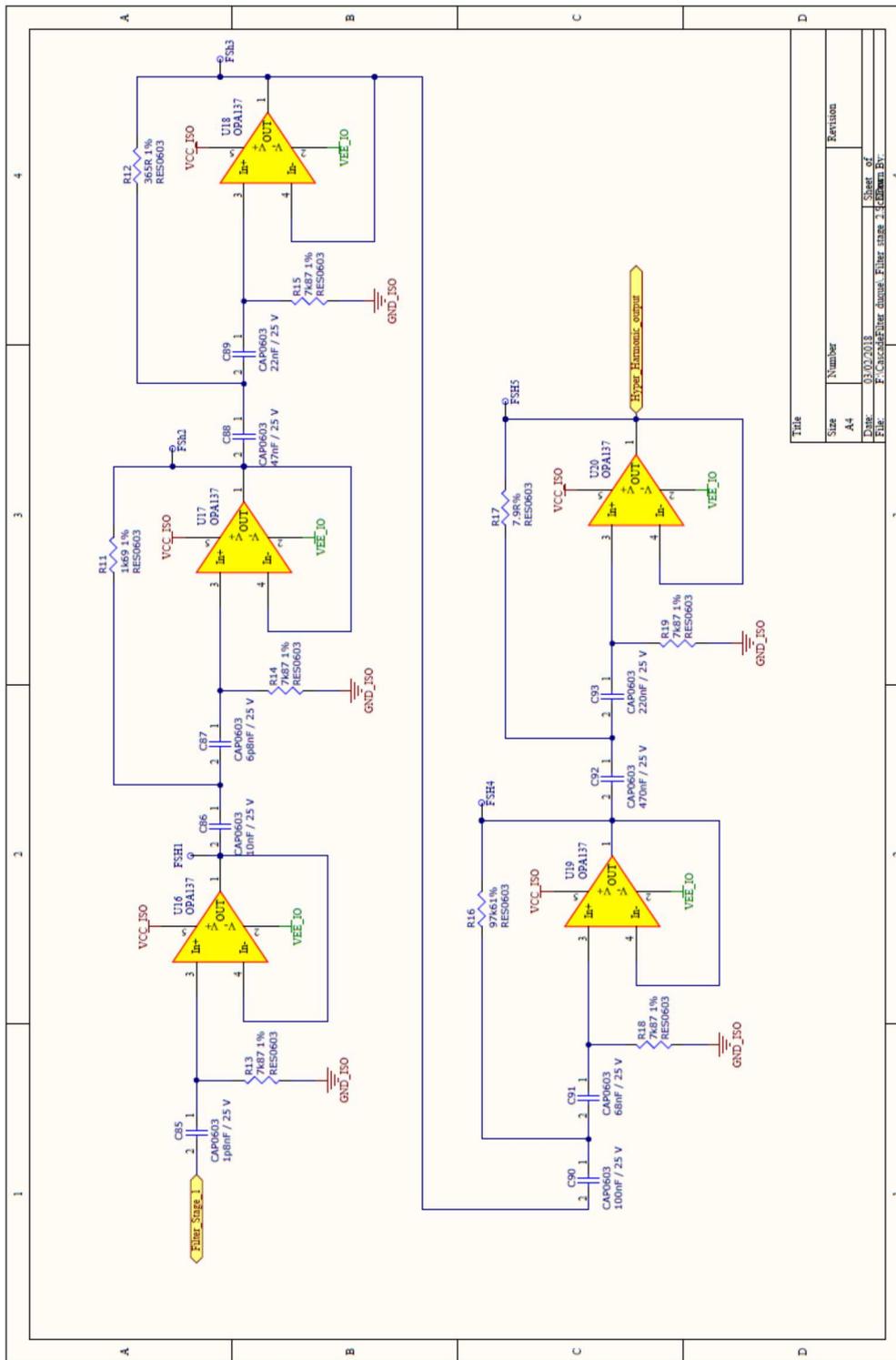




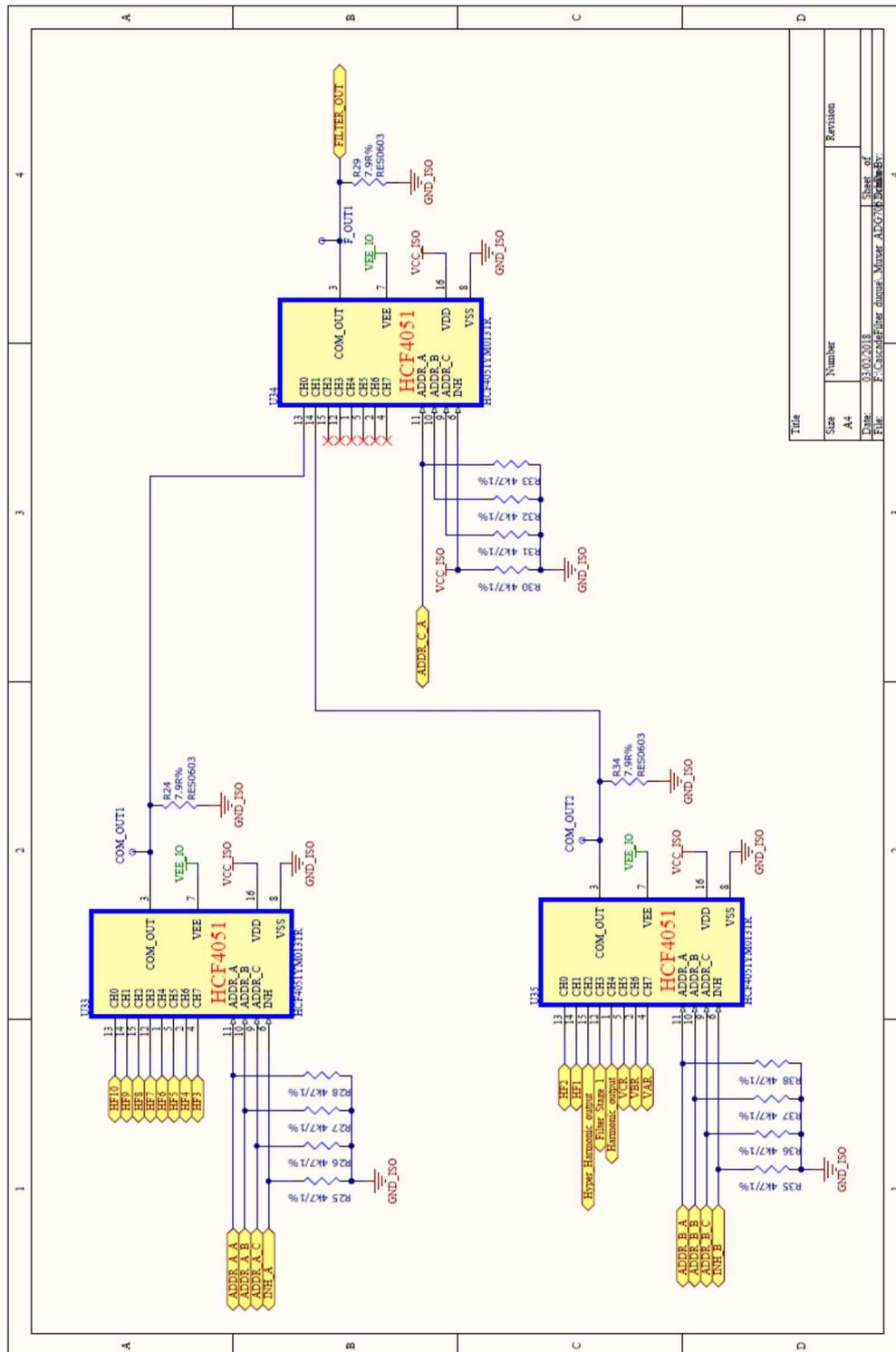
Title	
Size	Number
A3	Revision
Date	10/27/2011
Drawn by	W. Wang
Checked by	W. Wang
Appr. by	W. Wang



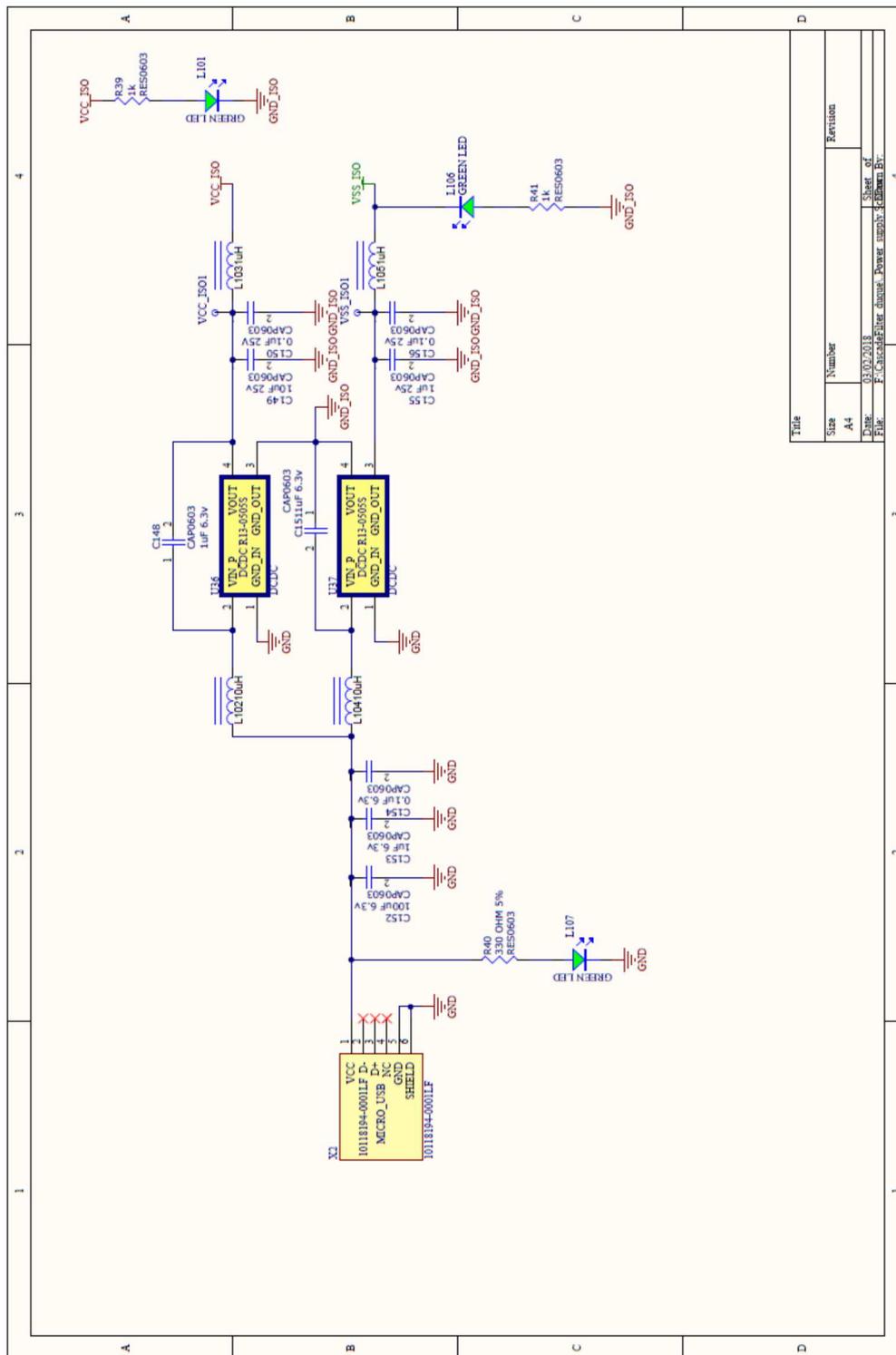
Title	
Rev	Number
AS	1
Date	10/02/2018
Drawn	F:\Projects\Filter_Board_11\11_2018.dwg
Sheet	1
Total	1

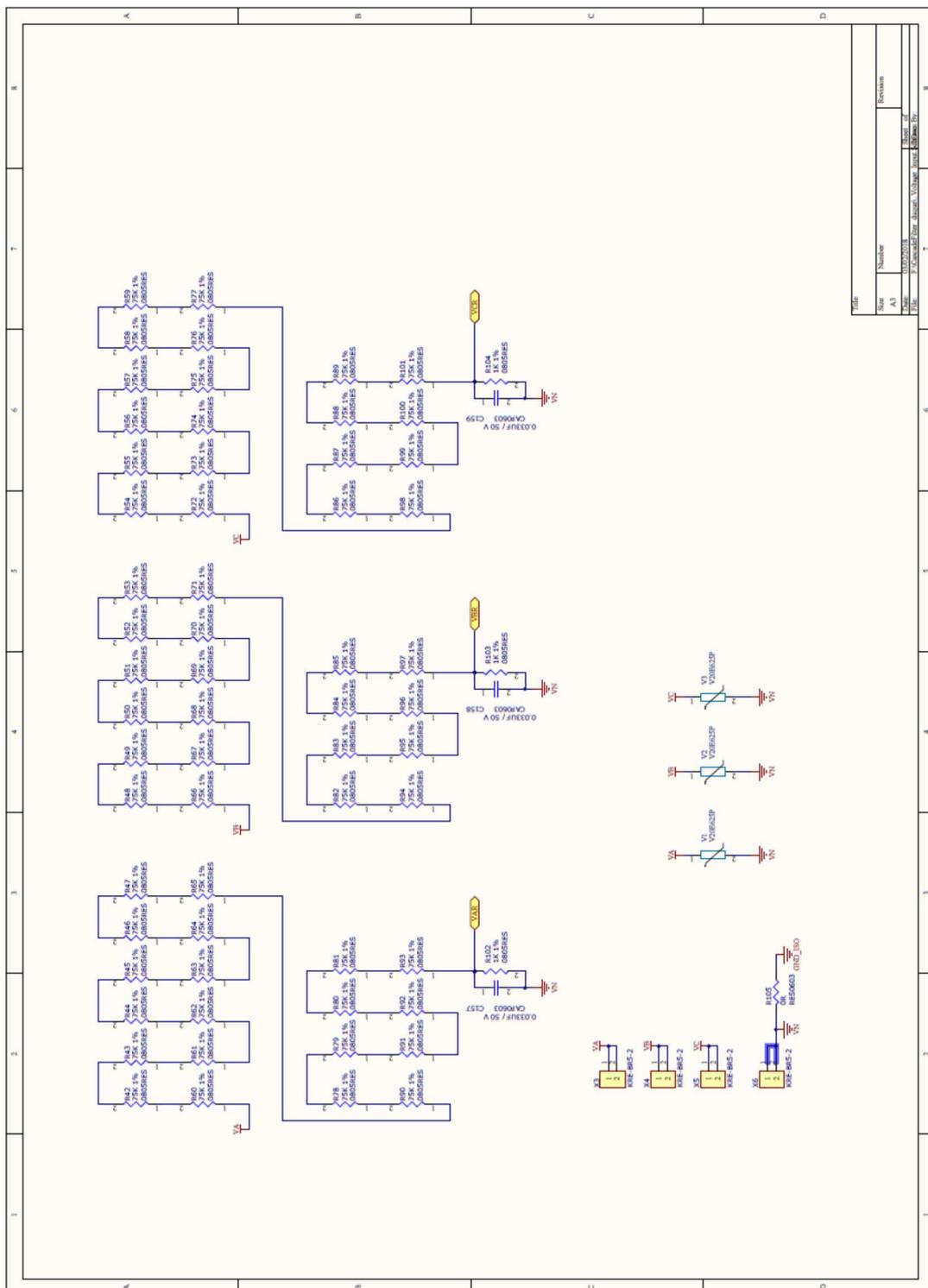


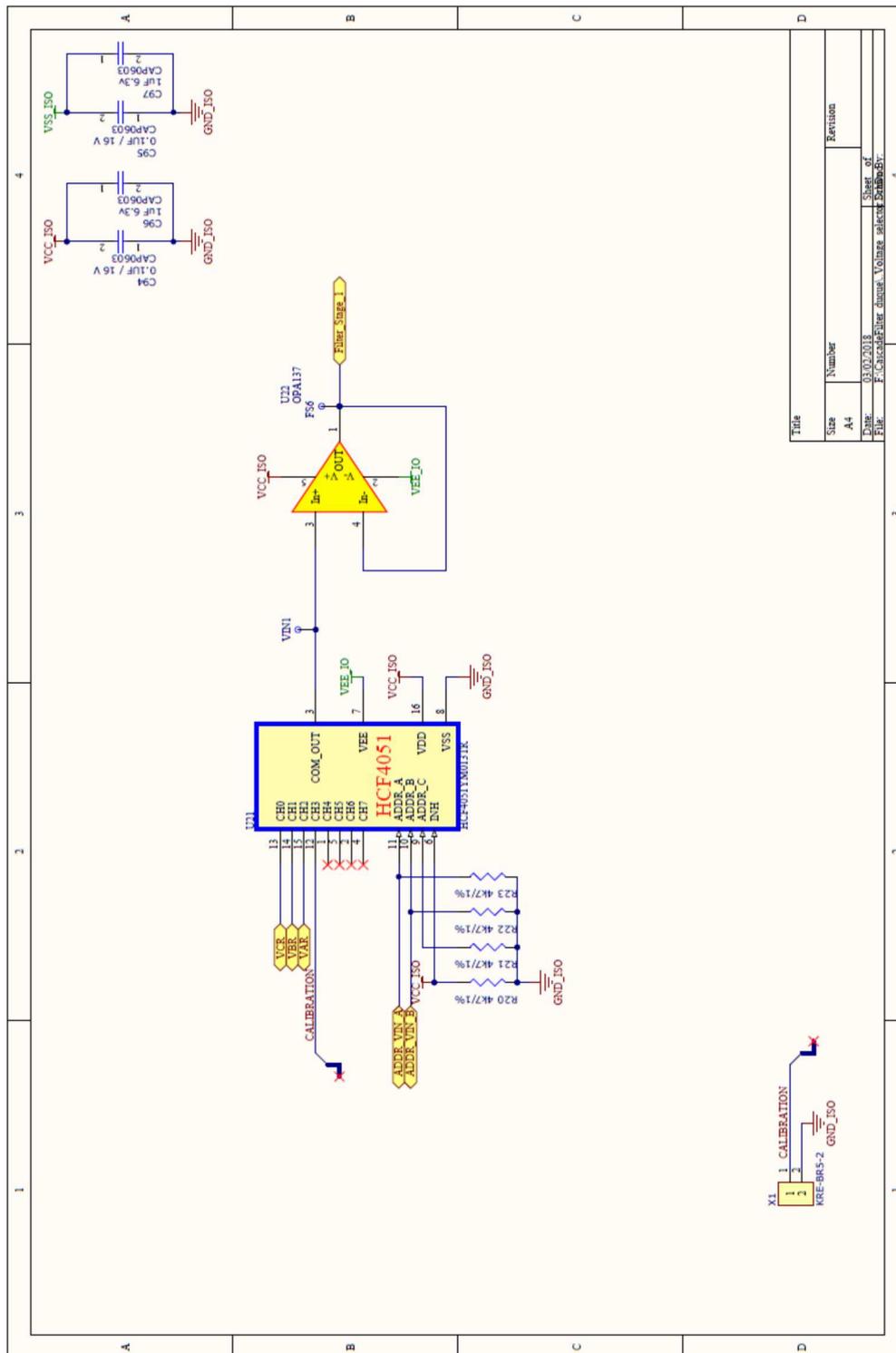
Title	
Size	Number
A4	
Date	Sheet of
File	Revision By

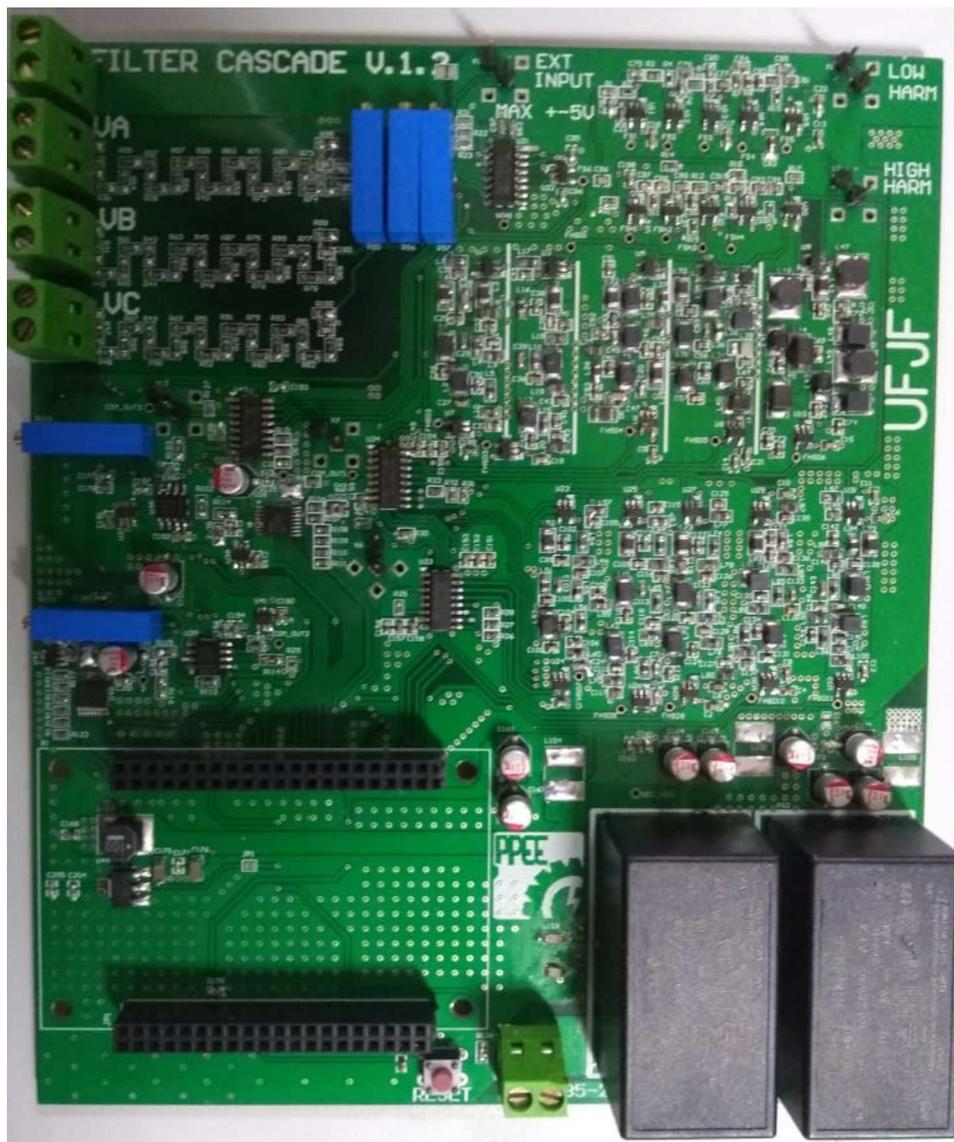


Title	
Size	Number
A4	
Date	03.03.2018
File	F:\Circuits\Bier_tunna_Minor_ABO\Bier.tunna
Sheet	6
Page	122









APÊNDICE B - ROTINAS DO MATLAB

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               Analog Filter Design                               %
%
%                               Author: Thais Martins Mendes                       %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [sys1,sys2,sys3,sys4,sys5,sys6,sys7,sys8,sys9,sys10] =
analog_filter_bank

% This function implements an analog filter bank used to decompose the
signal.
% By means of the filter bank, the frequency range up to 150 kHz is divided
into
% ten segments of 15 kHz bandwidth each. Only the first filter
% has a different bandwidth, in the range of 2 to 15 kHz.

%% -----Filter 1 - Range 2kHz - 15kHz-----%%
wp1=[2e3 15e3]*2*pi; %Passband
ws1=[1.5e3 15.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N1,wn1]= ellipord(wp1,ws1,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num1,den1]=ellip(N1,1,45,wn1,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys1=tf(num1,den1); % creates a transfer function model

%% -----Filter 2 - Range 15kHz - 30kHz-----%%
wp2=[15e3 30e3]*2*pi; %Passband
ws2=[14.5e3 30.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N2,wn2]= ellipord(wp2,ws2,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num2,den2]=ellip(N2,1,45,wn2,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys2=tf(num2,den2); %creates a transfer function model

```

```

%% -----Filter 3 - Range 30kHz - 45kHz-----%%
wp3=[30e3 45e3]*2*pi; %Passband
ws3=[29.5e3 45.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N3,wn3]= ellipord(wp3,ws3,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num3,den3]=ellip(N3,1,45,wn3,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys3=tf(num3,den3); %creates a transfer function model

%% -----Filter 4 - Range 45kHz - 60kHz-----%%
wp4=[45e3 60e3]*2*pi; %Passband
ws4=[44.5e3 60.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N4,wn4]= ellipord(wp4,ws4,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num4,den4]=ellip(N4,1,45,wn4,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys4=tf(num4,den4); %creates a transfer function model

%% -----Filter 5 - Range 60kHz - 75kHz-----%%
wp5=[60e3 75e3]*2*pi; %Passband
ws5=[59.5e3 75.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N5,wn5]= ellipord(wp5,ws5,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num5,den5]=ellip(N5,1,45,wn5,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys5=tf(num5,den5); %creates a transfer function model

%% -----Filter 6 - Range 75kHz - 90kHz-----%%
wp6=[75e3 90e3]*2*pi; %Passband
ws6=[74.5e3 90.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N6,wn6]= ellipord(wp6,ws6,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num6,den6]=ellip(N6,1,45,wn6,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys6=tf(num6,den6); %creates a transfer function model

```

```

%% -----Filter 7 - Range 90kHz - 105kHz-----%%
wp7=[90e3 105e3]*2*pi; %Passband
ws7=[89.5e3 105.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N7,wn7]= ellipord(wp7,ws7,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num7,den7]=ellip(N7,1,45,wn7,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys7=tf(num7,den7); %creates a transfer function model

%% -----Filter 8 - Range 105kHz - 120Hz-----%%
wp8=[105e3 120e3]*2*pi; %Passband
ws8=[104.5e3 120.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N8,wn8]= ellipord(wp8,ws8,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num8,den8]=ellip(N8,1,45,wn8,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys8=tf(num8,den8); %creates a transfer function model

%% -----Filter 9 - Range 120kHz - 135kHz-----%%
wp9=[120e3 135e3]*2*pi; %Passband
ws9=[119.5e3 135.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N9,wn9]= ellipord(wp9,ws9,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of a
analog elliptic filter
[num9,den9]=ellip(N9,1,45,wn9,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys9=tf(num9,den9); %creates a transfer function model

%% -----Filter 10 - Range 135kHz - 150kHz-----%%
wp10=[135e3 150e3]*2*pi; %Passband
ws10=[134.5e3 150.5e3]*2*pi; %Stopband
Rp = 1; %Passband ripple
Rs = 45; %Stopband attenuation
[N10,wn10]= ellipord(wp10,ws10,Rp,Rs,'s'); %calculates the minimum order of
a analog elliptic filter
[num10,den10]=ellip(N10,1,45,wn10,'s'); %designs a bandpass elliptic filter
sys10=tf(num10,den10); %creates a transfer function model

end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Analog Filter Bank and Subsampling          %
%                                                                           %
%                               Author: Thais Martins Mendes                %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%% -----Inputs-----%%
%load signal %input signal
%t vector time
%L subsampling factor
%[sys1,sys2,sys3,sys4,sys5,sys6,sys7,sys8,sys9,sys10] = analog_filter_bank;

%% ----- Filter 1-----%%
M = 1; %Filter Number
signal_filtered1=lsim(sys1,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered1d=downsample(signal_filtered1,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N1=length(signal_filtered1d); %Filtered signal length after subsampling
Xamp= abs(fft(signal_filtered1d)/N1); %FFT
N12=fix(N1_/2);
fa=(0:N12-1)/N12; %Apparent frequency
freal1 = fsu/2*(fa+M-1)/L; %Real Frequency
Magnitude1= Xamp(1:N12); %Spectrum magnitude estimated by filter 1

%% -----Filter 2-----%%
M=2; %Filter Number
signal_filtered2=lsim(sys2,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered2d=downsample(signal_filtered2,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N2=length(signal_filtered2); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered2)/N2); %FFT
N22=fix(N2_/2);
fa=(0:N22-1)/N22; %Apparent frequency
freal2 = (fsu/2*(M-fa)/L); %Real frequency
Magnitude2= Xamp(1:N22); %Spectrum magnitude estimated by filter 2
Magnitude2= [Magnitude2(1);flip(Magnitude2(2:(L/2)))];

%% -----Filter 3-----%%
M=3; %Filter Number
signal_filtered3=lsim(sys3,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered3d=downsample(signal_filtered3,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N3=length(signal_filtered3); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered3)/N3); %FFT
N32=fix(N3_/2);
fa=(0:N32-1)/N32; %Apparent frequency
freal3 = fsu/2*(fa+M-1)/L; %Real frequency
Magnitude3 = Xamp(1:N32); %Spectrum magnitude estimated by filter 3

%

```

```

%% -----Filter 4-----%%
M=4; %Filter Number
signal_filtered4=lsim(sys4,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered4d=downsample(signal_filtered4,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N4=length(signal_filtered4); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered4)/N4); %FFT
N42=fix(N4_/2);
fa=(0:N42-1)/N42; %Apparent frequency
freal4 = fsu/2*(M-fa)/L; %Real frequency
Magnitude4 = Xamp(1:N42); %Spectrum magnitude estimated by filter 4
Magnitude4= [Magnitude4(1);flip(Magnitude4(2:(L/2)))];

%% -----Filter 5-----%%
M=5; %Filter Number
signal_filtered5=lsim(sys5,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered5d=downsample(signal_filtered5,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N5=length(signal_filtered5); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered5)/N5); %FFT
N52=fix(N5_/2);
fa=(0:N52-1)/N52; %Apparent frequency
freal5 = fsu/2*(fa+M-1)/L; %Real frequency
Magnitude5 = Xamp(1:N52); %Spectrum magnitude estimated by filter 5

%% -----Filter 6-----%%
M=6; %Filter Number
signal_filtered6=lsim(sys6,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered6d=downsample(signal_filtered6,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N6=length(signal_filtered6); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered6)/N6); %FFT
N62=fix(N6_/2);
fa=(0:N62-1)/N62; %Apparent frequency
freal6 = fsu/2*(M-fa)/L; %Real frequency
Magnitude6 = Xamp(1:N62); %Spectrum magnitude estimated by filter 6
Magnitude6= [Magnitude6(1);flip(Magnitude6(2:(L/2)))];

%% -----Filter 7-----%%
M=7; %Filter Number
signal_filtered7=lsim(sys7,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered7d=downsample(signal_filtered7,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N7=length(signal_filtered7); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered7)/N7); %FFT
N72=fix(N7_/2);
fa=(0:N72-1)/N72; %Apparent frequency
freal7 = fsu/2*(fa+M-1)/L; %Real frequency
Magnitude7 = Xamp(1:N72); %Spectrum magnitude estimated by filter 7

```

```

%% -----Filter 8-----%%
M=8; %Filter Number
signal_filtered8=lsim(sys8,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered8d=downsample(signal_filtered8,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N8=length(signal_filtered8); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered8)/N8); %FFT
N82=fix(N8_/2);
fa=(0:N82-1)/N82; %Apparent frequency
freal8 = fsu/2*(M-fa)/L; %Real frequency
Magnitude8 = Xamp(1:N82); %Spectrum magnitude estimated by filter 8
Magnitude8= [Magnitude8(1);flip(Magnitude8(2:(L/2)))];

%% -----Filter 9-----%%
M=9; %Filter Number
signal_filtered9=lsim(sys9,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered9d=downsample(signal_filtered9,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N9=length(signal_filtered9); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered9)/N9); %FFT
N92=fix(N9_/2);
fa=(0:N92-1)/N92; %Apparent frequency
freal9 = fsu/2*(fa+M-1)/L; %Real frequency
Magnitude9 = Xamp(1:N92); %Spectrum magnitude estimated by filter 9

%% -----Filter 10-----%%
M=10; %Filter Number
signal_filtered10=lsim(sys10,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered10d=downsample(signal_filtered10,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N10=length(signal_filtered10); %Signal length
Xamp= abs(fft(signal_filtered10)/N10);
N102=fix(N10_/2);
fa=(0:N102-1)/N102; %Apparent frequency
freal10 = fsu/2*(M-fa)/L; %Real frequency
Magnitude10 = Xamp(1:N102);
Magnitude10= [Magnitude10(1);flip(Magnitude10(2:(L/2)))]; %Spectrum
magnitude estimated by filter 10

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%                               Analog Filter Bank and Compressive Sensing                               %
%                                                                                                                                              %
%                               Author: Thais Martins Mendes                                         %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%% -----Inputs-----%%
%load signal %input signal
%t vector time
%L subsampling factor
%[sys1,sys2,sys3,sys4,sys5,sys6,sys7,sys8,sys9,sys10] = analog_filter_bank;

%% ----- Filter 1-----%%
M = 1; %Filter Number
signal_filtered1=lsim(sys1,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered1d=downsample(signal_filtered1,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N1=length(signal_filtered1d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered1d)/N1; %FFT
s=s';
N11=fix(N1_/2);
ss = 2*abs(s(N11+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N1 = N1_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N1-1))/N1;
for k=0:N1_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N1_-v),N1_).*(exp(-1i*pi*(N1_-1)*((k/N1_-v))));
end

% Parameter initialization
% -----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it1] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N1);
x = x';
N11=fix(N1/2);
fa=(0:N11-1)/N11; %Apparent frequency
f1 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a1 = 2*abs(x(N11+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 2-----%%
M = 2; %Filter Number
signal_filtered2=lsim(sys2,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered2d=downsample(signal_filtered2,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N2=length(signal_filtered2d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered2d)/N1; %FFT
s=s';
N22=fix(N2_/2);
ss = 2*abs(s(N22+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N2 = N2_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N2-1))/N2;
for k=0:N2_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N2_-v),N2_).*(exp(-1i*pi*(N2_-1)*((k/N2_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it2] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N2);

x = x';
N22=fix(N2/2);
fa=(0:N22-1)/N22; %Apparent frequency
f2 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a2 = 2*abs(x(N22+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 3-----%%
M = 3; %Filter Number
signal_filtered3=lsim(sys3,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered3d=downsample(signal_filtered3,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N3=length(signal_filtered3d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered3d)/N1; %FFT
s=s';
N33=fix(N3/2);
ss = 2*abs(s(N33+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N3 = N3_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N3-1))/N3;
for k=0:N3_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N3_-v),N3_).*(exp(-1i*pi*(N3_-1)*((k/N3_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it3] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N3);

x = x';
N33=fix(N3/2);
fa=(0:N33-1)/N33; %Apparent frequency
f3 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a3 = 2*abs(x(N33+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 4-----%%
M = 4; %Filter Number
signal_filtered4=lsim(sys4,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered4d=downsample(signal_filtered4,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N4=length(signal_filtered4d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered4d)/N1; %FFT
s=s';
N44=fix(N4_/2);
ss = 2*abs(s(N44+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N4 = N4_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N4-1))/N4;
for k=0:N4_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N4_-v),N4_).*(exp(-1i*pi*(N4_-1)*((k/N4_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it4] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N4);

x = x';
N44=fix(N4/2);
fa=(0:N44-1)/N44; %Apparent frequency
f4 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a4 = 2*abs(x(N44+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 5-----%%
M = 5; %Filter Number
signal_filtered5=lsim(sys5,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered5d=downsample(signal_filtered5,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N5=length(signal_filtered5d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered5d)/N1; %FFT
s=s';
N55=fix(N5_/2);
ss = 2*abs(s(N55+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N5 = N5_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N5-1))/N5;
for k=0:N5_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N5_-v),N5_).*(exp(-1i*pi*(N5_-1)*((k/N5_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it5] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N5);

x = x';
N55=fix(N5/2);
fa=(0:N55-1)/N55; %Apparent frequency
f5 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a5 = 2*abs(x(N55+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 6-----%%
M = 6; %Filter Number
signal_filtered6=lsim(sys6,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered6d=downsample(signal_filtered6,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N6=length(signal_filtered6d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered6d)/N1; %FFT
s=s';
N66=fix(N6/2);
ss = 2*abs(s(N66+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N6 = N6_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N6-1))/N6;
for k=0:N6_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N6_-v),N6_).*(exp(-1i*pi*(N6_-1)*((k/N6_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it6] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N6);

x = x';
N66=fix(N6/2);
fa=(0:N66-1)/N66; %Apparent frequency
f6 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a6 = 2*abs(x(N66+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 7-----%%
M = 7; %Filter Number
signal_filtered7=lsim(sys7,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered7d=downsample(signal_filtered7,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N7=length(signal_filtered7d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered7d)/N1; %FFT
s=s';
N77=fix(N7_/2);
ss = 2*abs(s(N77+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N7 = N7_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N7-1))/N7;
for k=0:N7_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N7_-v),N7_).*(exp(-1i*pi*(N7_-1)*((k/N7_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it7] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N7);

x = x';
N77=fix(N7/2);
fa=(0:N77-1)/N77; %Apparent frequency
f7 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a7 = 2*abs(x(N77+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 8-----%%
M = 8; %Filter Number
signal_filtered8=lsim(sys8,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered8d=downsample(signal_filtered8,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N8=length(signal_filtered8d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered8d)/N1; %FFT
s=s';
N88=fix(N8/2);
ss = 2*abs(s(N88+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N8 = N8_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N8-1))/N8;
for k=0:N8_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N8_-v),N8_).*(exp(-1i*pi*(N8_-1)*((k/N8_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it8] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N8);

x = x';
N88=fix(N8/2);
fa=(0:N88-1)/N88; %Apparent frequency
f8 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a8 = 2*abs(x(N88+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 9-----%%
M = 9; %Filter Number
signal_filtered9=lsim(sys9,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered9d=downsample(signal_filtered9,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N9=length(signal_filtered9d); %Filtered signal length after subsampling
s=fft(signal_filtered9d)/N1; %FFT
s=s';
N99=fix(N9/2);
ss = 2*abs(s(N99+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N9 = N9_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N9-1))/N9;
for k=0:N9_-1
D(k+1,:) = diric(2*pi*(k/N9_-v),N9_).*(exp(-1i*pi*(N9_-1)*((k/N9_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it9] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N9);

x = x';
N99=fix(N9/2);
fa=(0:N99-1)/N99; %Apparent frequency
f9 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a9 = 2*abs(x(N99+1:end)); %Estimated Amplitude

```

```

%% -----Filter 10-----%%
M = 10; %Filter Number
signal_filtered10=lsim(sys10,signal,t); %Signal Filtering
signal_filtered10d=downsample(signal_filtered10,L); %Subsampling of the
signal by factor L
N10_=length(signal_filtered10d); %Filtered signal length after subsampling
s= fft(signal_filtered10d)/N1_; %FFT
s=s';
N1010=fix(N10_/2);
ss = 2*abs(s(N1010+1:end));

% -----
% Compressive Sensing
% -----
P = 16; %Interpolation factor
N10 = N10_*P; %Interpolation

% Matrix D
% -----
v=(0:(N10-1))/N10;
for k=0:N10_-1
D(k+1,:)= diric(2*pi*(k/N10_-v),N10_).*(exp(-1i*pi*(N10_-1)*((k/N10_-v))));
end

% Parameter initialization
%-----
A = D;
m = size(A);
m = m(2);
x = zeros(m,1);
r = s';
S = [];

% Function that calculates the matrix of (of amplitudes)
% -----
[x,it10] = Matriz_a(A,x,r,S,P,D,s,N10);

x = x';
N10=fix(N10/2);
fa=(0:N10-1)/N10; %Apparent frequency
f10 = (fs/2*(M-fa)/L); %Real frequency
a10 = 2*abs(x(N10+1:end)); %Estimated Amplitude

```