

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

Patrick Santos de Oliveira

**Separação e Estimação de Harmônicos e Inter-harmônicos em Sinais do
Sistema Elétrico de Potência Baseadas na Análise de Componentes
Independentes**

Juiz de Fora

2019

Patrick Santos de Oliveira

**Separação e Estimação de Harmônicos e Inter-harmônicos em Sinais do
Sistema Elétrico de Potência Baseadas na Análise de Componentes
Independentes**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, na área de concentração em Sistemas Eletrônicos, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Augusto Santiago Cerqueira, D.Sc.

Coorientador: Prof. Danton Diego Ferreira, D.Sc.

Juiz de Fora

2019

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

Oliveira, Patrick S..

Separação e Estimação de Harmônicos e Inter-harmônicos em Sinais do Sistema Elétrico de Potência Baseadas na Análise de Componentes Independentes / Patrick Santos de Oliveira. – 2019.

111 f. : il.

Orientador: Prof. Augusto Santiago Cerqueira, D.Sc.

Coorientador: Prof. Danton Diego Ferreira, D.Sc.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2019.

1. separação. 2. harmônicos. 3. inter-harmônicos. análise de componentes independentes de canal único. I. Cerqueira, Augusto S., orient. II. Título.

Patrick Santos de Oliveira

Separação e Estimação de Harmônicos e Inter-harmônicos em Sinais do Sistema Elétrico de Potência Baseadas na Análise de Componentes Independentes

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, na área de concentração em Sistemas Eletrônicos, como requisito parcial para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 13 de Setembro de 2019

BANCA EXAMINADORA

Prof. Augusto Santiago Cerqueira, D.Sc. - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Danton Diego Ferreira, D.Sc. - Coorientador
Universidade Federal de Lavras

Prof. José Manoel de Seixas, D.Sc.
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Prof. Paulo Fernando Ribeiro, Ph.D.
Universidade Federal de Itajubá

Prof. Leandro Rodrigues Manso da Silva, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Luciano Manhães de Andrade Filho, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora

“Dedico esse trabalho à minha avó Dorivídea (in memoriam), com todo o meu amor e gratidão”.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, aos meus pais, Antonia e Nivaldo, por não pouparem esforços ao longo de suas vidas e investir o suor do seu trabalho na educação de seus filhos. Deixo também meu agradecimento, por todo amor e carinho a mim dedicados ao longo dessa jornada.

Agradeço à minha esposa, Danielle, pela paciência, amor e carinho ao longo desses anos.

Ao meu sobrinho Samuel, por ser uma luz em nossas vidas.

Agradeço a todos os colegas e amigos do laboratório NIPS, em especial aos amigos Henrique, Professor Leandro Manso, Professor Luciano, João, Renato e Matheus.

Agradeço ao amigo, Andrei, pela amizade, autenticidade e companheirismo.

Agradeço ao meu orientador, Professor Augusto Cerqueira, pela orientação, atenção, cordialidade e pelas longas conversas sobre o trabalho desenvolvido.

Agradeço ao meu coorientador, Professor Danton Ferreira, pela disponibilidade, pelas críticas sempre muito bem colocadas, pela amizade e bom humor.

Agradeço ao amigo, Professor Marcelo Lima, por todas as contribuições, ideias, ajuda, críticas e pela parceria nos trabalhos desenvolvidos.

Ao professor Jan Meyer pela disponibilização do banco de dados PANDA.

Ao Instituto Federal de Minas Gerais e à Universidade Federal de Juiz de Fora, por todo o suporte dado para o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

O Sistema Elétrico de Potência (SEP) sofre cada vez mais com distúrbios eletromagnéticos que impactam nos consumidores do sistema em seus diversos níveis de fornecimento. O constante crescimento da geração distribuída e renovável contribui para a necessidade de revisão dos limites estabelecidos pelas normas reguladoras. Afundamentos de tensão, Flicker, desbalanço de fase e distorção harmônica estão entre os eventos que podem deteriorar a qualidade da energia elétrica (QEE). Neste contexto, este trabalho apresenta um novo método para separação de harmônicos e inter-harmônicos em sinais do SEP baseado na Análise de Componentes Independentes (ICA). A primeira etapa do método é a montagem de uma matriz de misturas, pelo método de Análise de Componentes Independentes de Canal Único (SCICA), com M versões atrasadas do sinal analisado, aplicando-se em seguida, o algoritmo de identificação cega de segunda ordem (SOBI) para estimação dos componentes independentes. Na sequência, os sinais são agrupados através de filtros casados sintonizados nas frequências dos harmônicos de interesse. Filtros FIR adaptativos são projetados automaticamente para realizar a filtragem de cada harmônico baseada na resposta dos componentes harmônicos detectados pelos filtros casados. Os pares de componentes inter-harmônicos são identificados por similaridade espectral, após a exclusão de componentes indesejados, sendo extraídos do sinal. Para avaliar o desempenho do método, são aplicados sinais sintéticos e reais, com harmônicos, inter-harmônicos, e distúrbios simultâneos. Os resultados são avaliados pelo de erro quadrático médio relativo (RRMSE) e diferença espectral relativa (RSD), comparando-se as saídas do método com os sinais originais. O método mostrou bom desempenho na extração dos componentes independentes, mesmo na presença de harmônicos variantes no tempo, relação sinal ruído baixa e na presença de outros distúrbios. Foram obtidos resultados com os menores RRMSE nos casos simulados com diferentes níveis de afundamento quando comparados a outros métodos de estimação e separação de harmônicos. Sinais reais de tensão e corrente foram aplicados ao método, e inúmeros componentes harmônicos foram extraídos, o que possibilitou o cálculo de níveis de distorção harmônica dos sinais, mesmo com o comportamento variante no tempo deste tipo de fonte. É exigido baixo nível de parametrização, uma vez que os harmônicos presentes no sinal são identificados e os inter-harmônicos são detectados, realizando a extração de componentes adaptada ao conteúdo da janela. O método não apresentou o menor RRMSE para os sinais simulados invariantes no tempo, no entanto, manteve o erro abaixo de $3,5 \cdot 10^{-3}$. O método proposto apresentou o menor RRMSE para sinais variantes no tempo comparado aos demais métodos analisados, dentre eles, com valor inferior a $5 \cdot 10^{-3}$ para um afundamento de 60%. Embora o algoritmo SOBI tenha sido utilizado com a finalidade de separação dos componentes independentes, o método permite a possibilidade de utilização de outro algoritmo de separação cega, dando maior flexibilidade de implementação. Dessa forma, o método se mostrou capaz de

ser utilizado para uma grande variedade de sinais.

Palavras-chave: Separação de harmônicos. Inter-harmônicos. Análise de Componentes Independentes de Canal Único.

Abstract

The Electric Power System (SEP) is increasingly suffering from electromagnetic disturbances that impact system consumers at their various levels of supply. The constant growth of distributed and renewable generation contributes to the need to revise the limits established by regulatory standards. Voltage sags, Flicker, phase unbalance and harmonic distortion are among the events that can deteriorate the quality of electrical energy (QEE). In this context, this work presents a new method for harmonic and interharmonic separation in SEP signals based on Independent Component Analysis (ICA). The first step of the method is to assemble a mixture matrix by the Single Channel Independent Component Analysis (SCICA) method with M late versions of the analyzed signal, and then apply the second order blind identification algorithm (SOBI) for estimation of independent components. Next, the signals are grouped through matched filters tuned to the harmonic frequencies of interest. Adaptive FIR filters are automatically designed to filter each harmonic based on the response of the harmonic components detected by the matched filters. Interharmonic component pairs are identified by spectral similarity after deletion of unwanted components and are extracted from the signal. To evaluate the performance of the method, synthetic and real signals are applied, with harmonics, interharmonics, and simultaneous disturbances. The results are evaluated by the relative mean square error (RRMSE) and relative spectral difference (RSD), comparing the method outputs with the original signals. The method showed good performance in the extraction of independent components, even in the presence of time varying harmonics, low signal to noise ratio and in the presence of other disturbances. Results were obtained with the lowest RRMSE in simulated cases with different sag levels when compared to other estimation methods and harmonic separation. Actual voltage and current signals were applied to the method, and numerous harmonic components were extracted, which allowed the calculation of signal harmonic distortion levels, even with the time-varying behavior of this type of source. Low level of parameterization is required, since the harmonics present in the signal are identified and the interharmonics are detected, performing component extraction adapted to the window content. The method did not present the lowest RRMSE for the time invariant simulated signals, however, it kept the error below $3,5 \cdot 10^{-3}$. The proposed method presented the lowest RRMSE for time-varying signals compared to the other methods analyzed, among them, with a value lower than $5 \cdot 10^{-3}$ for a 60 % sag. Although the SOBI algorithm was used for the purpose of separating the independent components, the method allows the possibility of using another blind separation algorithm, giving greater implementation flexibility. Thus, the method proved to be capable of being used for a wide variety of signals.

Keywords: Harmonic extraction. Inter-harmonics. Single Channel Independent Component Analysis.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – RDD_r definido para DD_d com $p = 1$	33
Figura 2 – Ruído branco de média zero somado ao sinal analisado e componente de 9º harmônico original.	34
Figura 3 – RDD_r definido para DD_d com $p = 2$	35
Figura 4 – RDD_r definido para DD_d com $p = 3$	35
Figura 5 – RDD_r definido para DD_d com $p = 4$	36
Figura 6 – RDD_r definido para DD_d com $p = 5$	36
Figura 7 – Fluxograma do Método Proposto.	39
Figura 8 – Diagrama de blocos do método proposto.	41
Figura 9 – Exemplo de componentes independentes extraídos.	45
Figura 10 – Estimação da frequência do componente de frequência fundamental pelo algoritmo PLL.	46
Figura 11 – Filtro casado em quadratura.	46
Figura 12 – Resposta a magnitude de frequência de 4 filtros projetados.	48
Figura 13 – Diferença Dinâmica Relativa - $p = 5$	50
Figura 14 – DFT de 6 componentes independentes inter-harmônicos.	51
Figura 15 – Saída do Filtro Casado sintonizado em 50 Hz.	52
Figura 16 – Saída do Filtro Casado sintonizado em 50 Hz em função da frequência do sinal de entrada.	53
Figura 17 – Limite de proximidade no espectro de frequências entre o componentes fundamental e um inter-harmônico.	54
Figura 18 – Sinal simulado no caso: análise qualitativa de um sinal com harmônicos	57
Figura 19 – Componentes reconstruídos e separados obtidos pelos filtros adaptativos SCICA; (a) 50.5 Hz Componente fundamental, (b) 101 Hz harmônico, (c) 151.5 Hz harmônico, (d) 202 Hz harmônico e (e) 252.5 Hz harmônico.	58
Figura 20 – Sinal simulado no caso: Análise qualitativa do sinal encontrado em [1].	59
Figura 21 – Componentes reconstruídos e separados obtidos pelos filtros adaptativos SCICA; (a) 50 Hz componente fundamental, (b) 250 Hz harmônico e (c) mistura do subharmônico 40 Hz e inter-harmônicos 80 Hz e 175 Hz.	60
Figura 22 – Componentes separados e reconstruídos obtidos pelos filtros adaptativos da SCICA; (a) 50 Hz componente fundamental, (b) 250 Hz harmônico.	61
Figura 23 – Componentes separados e reconstruídos obtidos pelos filtros adaptativos da SCICA; (a) 175 Hz inter-harmônico, (b) 40 Hz inter-harmônico e (c) 80 Hz inter-harmônico.	62
Figura 24 – Componentes separados e reconstruídos obtidos pelos filtros adaptativos da SCICA; (a) 50,1 Hz componente fundamental, (b) 150,3 Hz harmônico, (c) 250,5 Hz harmônico, (d) 350,7 Hz harmônico e (e) 450,9 Hz harmônico.	63

Figura 25 – Erro quadrático médio relativo do método proposto para $N = 100$ amostras.	67
Figura 26 – Erro quadrático médio relativo do método [2] para $N = 100$ amostras. .	67
Figura 27 – Erro quadrático médio relativo do método [1] para $N = 100$ amostras. .	68
Figura 28 – Erro quadrático médio relativo para $N = 100$ amostras.	68
Figura 29 – DFT para $N = 100$ amostras.	69
Figura 30 – DFT para $N = 200$ amostras.	69
Figura 31 – Erro quadrático médio relativo do método proposto para $N = 200$ amostras.	70
Figura 32 – Erro quadrático médio relativo do método [2] para $N = 200$ amostras. .	70
Figura 33 – Erro quadrático médio relativo do método [1] para $N = 200$ amostras. .	71
Figura 34 – Erro quadrático médio relativo para $N = 200$ amostras.	71
Figura 35 – Erro quadrático médio relativo do método proposto para $N = 400$ amostras.	72
Figura 36 – Erro quadrático médio relativo do método [2] para $N = 400$ amostras. .	72
Figura 37 – Erro quadrático médio relativo do método [1] para $N = 400$ amostras. .	73
Figura 38 – Erro quadrático médio relativo para $N = 400$ amostras.	73
Figura 39 – DFT para $N = 400$ amostras.	74
Figura 40 – RRMSE com variação de SNR para o método proposto.	75
Figura 41 – RRMSE com variação de SNR para o método [2].	75
Figura 42 – RRMSE com variação de SNR para o método [1].	76
Figura 43 – RRMSE com variação de SNR para o método [3].	76
Figura 44 – Sinal com harmônicos e afundamento de 20% com duração de 4 ciclos. .	78
Figura 45 – DFT do sinal com afundamento de 20%.	78
Figura 46 – RRMSE para afundamento de 20% - MF.	79
Figura 47 – RRMSE para afundamento de 20% - PCA [2].	79
Figura 48 – RRMSE para afundamento de 20% - SCICA [1].	80
Figura 49 – RRMSE para afundamento de 20% - ESPRIT [3].	80
Figura 50 – Sinal com harmônicos e afundamento de 40% com duração de 4 ciclos. .	81
Figura 51 – DFT do sinal com afundamento de 40%.	81
Figura 52 – RRMSE para afundamento de 40% - MF.	82
Figura 53 – RRMSE para afundamento de 40% - PCA [2].	82
Figura 54 – RRMSE para afundamento de 40% - SCICA [1].	83
Figura 55 – RRMSE para afundamento de 40% - ESPRIT [3].	83
Figura 56 – Sinal com harmônicos e afundamento de 60% com duração de 4 ciclos. .	84
Figura 57 – DFT do sinal com afundamento de 60%.	85
Figura 58 – RRMSE para afundamento de 60% - MF.	85
Figura 59 – RRMSE para afundamento de 60% - PCA [2].	86
Figura 60 – RRMSE para afundamento de 60% - SCICA [1].	86

Figura 61 – RRMSE para afundamento de 60% - ESPRIT [3].	87
Figura 62 – Corrente de carga do Citroen C-ZERO.	88
Figura 63 – Espectro da DFT da corrente de carga.	89
Figura 64 – Componente fundamental da corrente de carga.	89
Figura 65 – 3º harmônico presente na corrente de carga.	90
Figura 66 – 5º harmônico presente na corrente de carga.	90
Figura 67 – 7º harmônico presente na corrente de carga.	91
Figura 68 – 9º harmônico presente na corrente de carga.	91
Figura 69 – Localização da planta fotovoltaica de micro-geração	92
Figura 70 – Sinal de corrente medido no PAC entre a planta de micro-geração e a rede de baixa tensão da UFJF	93
Figura 71 – Sinal de tensão medido no PAC entre a planta de micro-geração e a rede de baixa tensão da UFJF	94
Figura 72 – Curvas RMS da tensão e corrente.	95
Figura 73 – Componente Fundamental extraído.	95
Figura 74 – Primeiro grupo de harmônicos de maior energia na corrente extraídos .	96
Figura 75 – Segundo grupo de harmônicos de maior energia na corrente extraídos .	96
Figura 76 – STFT do sinal de corrente sem a presença do componente fundamental.	97
Figura 77 – Corrente RMS dos componentes extraídos.	97
Figura 78 – Primeiro grupo de harmônicos de maior energia na tensão extraídos. .	98
Figura 79 – Segundo grupo de harmônicos de maior energia na tensão extraídos. . .	98
Figura 80 – STFT do sinal de tensão sem a presença do componente fundamental. .	99
Figura 81 – Tensão RMS dos componentes extraídos.	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Capacidade Instalada da Matriz Energética Nacional em 2018 [4] . . .	17
Tabela 2 – Componentes espectrais de formas de onda de frequência f	22
Tabela 3 – Variação de frequência do componente fundamental e harmônicos . . .	38
Tabela 4 – Exemplo da saída do detetor de filtros casados	47
Tabela 5 – Exemplo da Matriz de Diferença Espectral entre os Componentes Inter-harmônicos	50
Tabela 6 – Caso: Análise qualitativa de um sinal com harmônicos - Medidas de Distorção	57
Tabela 7 – Caso: Análise qualitativa do sinal encontrado em [1] - Medidas de Distorção	59
Tabela 8 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1] - Índices de erro para o método proposto	61
Tabela 9 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1] - Índices de erro para PCA [2]	62
Tabela 10 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1] - Estimacão da Frequência e Amplitude	62
Tabela 11 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Índices de erro para o método proposto	64
Tabela 12 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Índices de erro para PCA [2]	64
Tabela 13 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimacão da Frequência e Amplitude (Método Proposto)	64
Tabela 14 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimacão da Frequência e Amplitude (Método baseado na PCA)	65
Tabela 15 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimacão da Frequência e Amplitude (DWT)	65
Tabela 16 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimacão da Frequência e Amplitude (EMD)	65

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ARMA	<i>Autoregressive Moving Average</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
EQM	Erro Quadrático Médio
FER	Frequência Equivalente de Reclamação para as Distribuidoras
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GD	Geração Distribuída
GNL	Gás Natural Liquefeito
ICA	<i>Independent Component Analysis</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PCA	<i>Principal Component Analysis</i>
PDS	Processamento de Sinais
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistemas Elétrico Nacional
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RRMSE	Erro Quadrático Médio Relativo
RDD	Diferença Dinâmica Relativa
RSD	Diferença Espectral Relativa
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SIN	Sistema Interligado Nacional
SOBI	Identificação Cega de Segunda Ordem
SCICA	Análise de Componentes Independentes de Canal Único
SD	Diferença Espectral

SNR Relação Sinal Ruído

STFT Transformada Janelada de Fourier

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Objetivo	19
1.2	Contribuições	20
1.3	Organização do documento	20
2	ANÁLISE DO CONTEÚDO HARMÔNICO NO SINAL DO SEP	22
2.1	Harmônicos e inter-harmônicos	22
2.2	Técnicas de separação e estimação de harmônicos mais utilizadas	25
2.3	A Separação de Harmônicos como um Problema de BSS Baseada em ICA	29
2.3.1	Análise detalhada dos métodos apresentados em [1] e [2]	30
2.4	Conclusões Parciais	34
3	MÉTODO PARA SEPARAÇÃO DE HARMÔNICOS E INTER- HARMÔNICOS	38
3.1	Descrição geral do método	38
3.2	SCICA	40
3.3	SOBI	43
3.4	Agrupamento Baseado em Filtros Casados	44
3.5	Extração dos Componentes Independentes	47
3.6	Agrupamento baseado em Similaridade Espectral	49
3.7	Limitações do método	51
4	RESULTADOS	55
4.1	Medidas de desempenho	55
4.2	Resposta do método aos sinais simulados em [1] e [2]	56
4.2.1	Análise qualitativa de um sinal com harmônicos	56
4.2.2	Análise qualitativa do sinal encontrado em [1]	57
4.2.3	Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1]	59
4.2.4	Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2]	62
4.3	Análise do método em Sinais Artificiais	64
4.3.1	Sinal com harmônicos e inter-harmônicos	65
4.3.2	Sinal com harmônicos e afundamento de 20%	74
4.3.3	Sinal com harmônicos e afundamento de 40%	77
4.3.4	Sinal com harmônicos e afundamento de 60%	84
4.3.5	Considerações finais da subseção	84

4.4	Aplicação do método em sinais reais	87
4.4.1	Corrente de carga de um carro elétrico	88
4.4.2	Sinal de tensão e corrente de uma micro usina solar fotovoltaica	92
4.4.2.1	Equipamento de medição	92
4.4.2.2	Sinal de corrente e tensão no PAC	93
4.4.2.3	Componentes extraídos	93
4.5	Considerações finais da subseção	100
5	CONCLUSÃO	101
	REFERÊNCIAS	104
A	Lista de Publicações	111
A.1	Artigos publicados em congressos internacionais	111
A.2	Artigos publicados em congressos nacionais	111

1 INTRODUÇÃO

A qualidade de energia elétrica (QEE) tem tido importância cada vez maior tanto para concessionárias, quanto para os consumidores de energia elétrica. De acordo com [5, p. 3] o termo QEE pode ser definido como "qualquer problema manifestado na tensão, corrente ou desvio de frequência que resulte na falha ou má operação do equipamento do consumidor".

Além disso, o termo QEE se tornou um conceito guarda-chuva de uma ampla variedade de distúrbios que afetam o Sistema Elétrico de Potência (SEP). Foi por volta de 1980 que a indústria da energia elétrica observou um grande aumento de pesquisas na área. Este aumento ocorreu devido a evolução da eletrônica de potência, disseminação da utilização de controladores da velocidade de motores, inversores de frequência, conversores e dispositivos semicondutores [5]. O crescimento gradual do uso de equipamentos microprocessados (computadores, controladores lógico programáveis e sistemas embarcados) também contribuiu para o aumento da preocupação com QEE [6]. Além destes serem geradores de distúrbios, estão entre as cargas mais sensíveis à incidência desses distúrbios.

Os consumidores também estão cada vez mais informados sobre os problemas de QEE e, conseqüentemente, cada vez mais exigentes. Somando-se a estes fatores, existem ainda os distúrbios inerentes à operação do Sistema Interligado Nacional (SIN), no caso do Brasil, responsável por transportar toda a energia elétrica das unidades geradoras até os centros consumidores. A Tabela 1 apresenta a capacidade de geração de energia instalada em 2018, de acordo com o Operador Nacional do Sistema (ONS).

Tabela 1 – Capacidade Instalada da Matriz Energética Nacional em 2018 [4]

Fonte	[MW]	[%]
Hidrelétrica	109.212	67,6
Térmica Gás + GNL	12.821	7,9
Eólica	4.305	8,9
Térmica Óleo + Diesel	4.614	2,9
Térmica Carvão	2.672	1,7
Biomassa	3.353	8,3
Solar	1.780	1,1
Nuclear	1.990	1,2
Outras	779	0,5

Toda esta potência instalada é transmitida aos centros consumidores por meio de 141.388 km de linhas de transmissão, considerando-se apenas as linhas de tensão operativa iguais ou superiores a 230 kV [4]. Para chegar aos consumidores finais, sejam eles residenciais, comerciais, industriais ou de serviço público, a energia elétrica deve ainda ser distribuída por subestações e linhas de distribuição.

Os equipamentos utilizados para promover a eficiência energética no SEP também podem gerar distúrbios, como o chaveamento de banco de capacitores, usados para regulação da tensão e controle de potência reativa, os quais provocar transitórios oscilatórios com o seu chaveamento.

Organizações internacionais como o CIGRÈ (Comitê Internacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica), o IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas Eletrônicos) e IEC (Comissão Eletrotécnica Internacional) [7], [8] atuam no desenvolvimento, discussão, compartilhamento e regulação da QEE [9].

No Brasil, o Módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) é a norma responsável por regulamentar e caracterizar os diferentes distúrbios, estabelecer índices de qualidade e limites adequados a serem considerados pelas concessionárias de energia elétrica e consumidores [10].

A primeira edição da norma entrou em vigência no ano de 2008 e, atualmente, encontra-se na décima revisão, a qual vigora desde 01/01/2018. As constantes revisões são necessárias devido às novas pesquisas realizadas na área de QEE que demandam mudanças na normatização, revisão de índices adequados e discussão sobre novos distúrbios a serem regulamentados.

O Módulo 8 do PRODIST [10] está dividido em três grupos principais, são eles:

- Qualidade do Produto;
- Qualidade do Serviço;
- Qualidade do Tratamento das Reclamações.

A qualidade do produto define a terminologia que caracteriza os fenômenos e estabelece os indicadores e limites, ou valores de referência relativos à conformidade de tensão em regime permanente e às perturbações na forma de onda de tensão. São tratados os seguintes fenômenos: Regime Permanente (Tensão em regime permanente, Fator de potência, Distorções harmônicas, Desequilíbrio de tensão, Flutuação de tensão, Variação de frequência) e Transitório (Variação de tensão de curta duração).

Já a qualidade do serviço define os conjuntos de unidades consumidoras, estabelece as definições, os limites e os procedimentos relativos aos indicadores de continuidade e dos tempos de atendimento.

Nesta última revisão da norma, o tópico qualidade do tratamento das reclamações foi adicionado, o qual estabelece a metodologia de cálculo dos limites do indicador de qualidade comercial FER (Frequência Equivalente de Reclamação para as Distribuidoras).

É de suma importância compreender como estes distúrbios são caracterizados pelas normas nacionais e internacionais, quais os índices e limites máximos estabelecidos, e os

efeitos negativos que provocam no sistema. Um estudo complementar sobre os demais distúrbios relacionados à QEE pode ser lido em [11] e [5].

Medições realizadas dos sinais de tensão e corrente do SEP podem ser usadas para análise de dados e podem ser aplicadas em uma variedade de questões como [12]:

- controle de tensão;
- qualidade de energia e confiabilidade;
- diagnóstico de equipamento e do SEP;
- controle do SEP;
- proteção do SEP.

Dentre os distúrbios citados, os harmônicos possuem uma gama de efeitos que podem impactar negativamente no funcionamento dos equipamentos e na operação do SEP. O aquecimento de circuitos, motores e transformadores, aumento das perdas, falha em equipamentos de proteção e regulação, até a queima de dispositivos, incentivam pesquisas para a correta identificação deles, e assim, possibilitar a aplicação de soluções para mitigação dos problemas provocados. Uma das formas mais comuns utilizadas é a aplicação de filtros para diminuir a presença de frequências harmônicas indesejáveis [13].

Técnicas de processamento de sinais [1], [2], [3], [14], [15], [16], [17], [18], [19] foram aplicadas nas últimas décadas para estimar ou separar harmônicos e suas subclasses do conteúdo dos sinais de tensão e corrente. Isto era feito assumindo-se um cenário de regime permanente. Embora parte dos harmônicos sejam sinais periódicos, a amostragem assíncrona, a presença de inter-harmônicos e cargas com distorções variantes no tempo causam uma série de impactos na exatidão das análises de técnicas de processamento de sinais clássicas.

Neste contexto, justificam-se pesquisas para análise de harmônicos sob amostragem assíncrona, e na presença sinais variantes no tempo.

1.1 Objetivo

Como objetivo geral deste trabalho pretende-se contribuir com a área de pesquisa relacionada à estimação e separação de harmônicos e inter-harmônicos no sinal do SEP. Como objetivos específicos:

- Estudo e desenvolvimento de um método de separação de harmônicos e inter-harmônicos baseado no algoritmo de identificação cega de segunda ordem (SOBI);

- Aumentar a resiliência, dos métodos de separação de harmônicos baseados na Análise de Componentes Independentes, a definição de parâmetros *a priori*.

1.2 Contribuições

As principais contribuições do trabalho serão:

- Desenvolvimento de um novo método para separação de harmônicos e inter-harmônicos baseado no algoritmo SOBI.
- Agregar capacidade do método de identificar e separar harmônicos e detectar inter-harmônicos em sinais artificiais.
- Validação do método em sinais reais e comparação com métodos de estimação e separação.

1.3 Organização do documento

No Capítulo 2, é realizada uma revisão sobre as fontes geradoras de harmônicos, inter-harmônicos e seus impactos no SEP, bem como os limites estabelecidos nas normas técnicas. Também serão abordados harmônicos variantes no tempo. São descritas técnicas clássicas de análise de harmônicos e suas limitações, e algumas técnicas recentes a respeito de separação e estimação de harmônicos como um problema de BSS. É feita uma análise mais detalhada sobre dois trabalhos recentes, baseados em PCA e ICA, utilizados em parte no novo método proposto, como parte de sua implementação, ou com a finalidade de comparação dos resultados obtidos ao final dos casos simulados.

No Capítulo 3, é proposto um novo método de separação de harmônicos e inter-harmônicos, com a extração de harmônicos baseada na resposta do algoritmo SOBI e na detecção por filtros casados. A separação de inter-harmônicos descrita é executada pela definição de uma fronteira entre componentes independentes e ruído; e os pares de componentes independentes inter-harmônicos são extraídos por similaridade espectral a partir da DFT de cada componente. Um método de extração simplificado é comentado ao final do capítulo com o objetivo de disponibilizar um método de menor complexidade quando o usuário estiver interessado apenas no conteúdo harmônico do sinal.

No Capítulo 4, é detalhada a variação da resposta do método proposto mediante a variação de alguns parâmetros de ajuste importantes. Uma análise qualitativa da resposta do método a alguns resultados artificiais simulados também é apresentada. Outra análise, com estatística mais aprofundada na resposta de alguns sinais sintéticos aplicados ao método, utilizados em métodos de separação recentes, é executada. Por fim, um sinal de corrente real do carregamento de um carro elétrico, e os sinais de tensão e corrente de

uma micro usina de geração fotovoltaica, conectada à rede de baixa tensão da UFJF, são aplicados no método de extração, e vários resultados são obtidos e comentados.

No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido, contribuições e considerações do novo método proposto.

2 ANÁLISE DO CONTEÚDO HARMÔNICO NO SINAL DO SEP

Neste capítulo, será apresentada uma revisão bibliográfica sobre a análise de harmônicos. Serão abordados o estado da arte das técnicas para estimação e separação de harmônicos para sinais do SEP, as abordagens recentes baseadas na utilização de ICA e as limitações da ICA no contexto da separação de harmônicos.

2.1 Harmônicos e inter-harmônicos

A distorção harmônica é causada por dispositivos não lineares no SEP. Um dispositivo não linear é aquele cuja sua corrente não é proporcional à tensão aplicada [5]. "Uma onda periódica distorcida, deformada ou sem conformidade senoidal é o resultado da sobreposição de uma série de ondas senoidais, que possui um componente fundamental e um conjunto de ondas denominados harmônicos"[20, p. 9]. A Tabela 2 resume as classes de harmônicos em que f_1 representa a frequência fundamental da onda.

Tabela 2 – Componentes espectrais de formas de onda de frequência f

Harmônico	$f = h.f_1$ em que h é um número inteiro maior que zero
Componente CC	$f = h.f_1$ em que $h = 0$
Inter-harmônico	$f = h.f_1$ em que h é um número não inteiro maior que zero
Sub-harmônico	$f = h.f_1$ em que $0 < h < 1$

Enquanto alguns problemas na tensão e corrente são distorções aleatórias, a maioria das distorções são periódicas e múltiplas inteiras da frequência fundamental do SEP [5]. A distorção harmônica da tensão ou corrente no SEP causa uma grande variedade de problemas, dentre eles [20], [21], [22] e [23]:

- Baixo fator de potência;
- Elevada corrente de neutro;
- Sobreaquecimento de transformadores e motores [24], [25];
- Atuação intempestiva de dispositivos de proteção (disjuntores, chaves seccionadoras);
- Estresse, com possível avaria de capacitores de correção do fator de potência;
- Aumento da temperatura nos condutores, devido ao aumento da corrente eficaz e aumento das perdas Joule;
- Mudança no fator de crista;
- Aumento de vibração de máquinas elétricas e transformadores;
- Aumento de cruzamentos por zero nas formas de onda;

- Influência nas reatâncias indutiva e capacitiva;
- Interferência em relés de proteção;
- Queima de fusíveis sem sobrecarga aparente;
- Queima de motores de indução;

Assim como o Módulo 8 do PRODIST no Brasil, existem normas internacionais que tratam de harmônicos. São elas, A IEEE 519 - Práticas e requisitos recomendados para o controle de harmônicos no SEP [9], a IEEE 1531 - Guia para aplicação e especificação de filtros harmônicos [26] e a IEEE 1159 - Práticas recomendadas para o monitoramento da qualidade de energia elétrica [27]. A IEC 61000-4-30 [28] define os métodos para monitoramento de uma série de distúrbios, dentre eles, os harmônicos e inter-harmônicos. Os limites para inter-harmônicos são estabelecidos em [8].

Trabalhos recentes têm sido propostos no sentido de mitigar o efeito dos harmônicos no SEP [29]. Em [30], a auto-eliminação baseada na mitigação harmônica seletiva dos *triplen harmonics* para inversores monofásicos de cinco níveis foi apresentada. Os *triplen harmonics* são os harmônicos múltiplos de 3 do componente fundamental, excluindo-se os harmônicos pares. Eles são um caso particular de harmônicos por serem componentes de sequência zero, as correntes das fases somam-se no neutro em sistemas trifásicos a quatro fios.

A soma de duas ou mais ondas senoidais puras de diferentes amplitudes em que a frequência de cada senoide não é múltipla inteira da frequência fundamental não resulta necessariamente em uma forma de onda periódica [5]. Este múltiplo não inteiro da frequência fundamental é comumente chamado de inter-harmônico. A norma IEC-61000-2-1 [31] define que frequências múltiplas não inteiras da fundamental, na tensão ou corrente, podem aparecer como frequências discretas ou com espectro espalhado, e o termo sub-harmônico é caracterizado por um sinal de frequência não inteira e inferior à frequência fundamental. Os limites de emissões para correntes harmônicas são estabelecidos na norma IEC 61000-3-2 [7].

Outro fator que tem impulsionado os estudos em QEE é a mudança da matriz energética, antes formada por grandes centros de geração como hidrelétricas, usinas nucleares e térmicas a gás, carvão e óleo, agora é constituída cada vez mais por fontes de energia renováveis como a solar [32], eólica [33] ou biomassa [34]. Esta mudança está alinhada com a necessidade de uma relação sustentável entre o homem e o meio ambiente.

Anteriormente considerava-se a presença de poucos tipos de dispositivos geradores de harmônicos, como inversores e conversores, e a rede elétrica era considerada balanceada e simétrica. Dessa forma, a maioria das análises de harmônicos foi feita em regime permanente baseada na representação de sequência positiva da rede. Entretanto, quanto

mais cargas não lineares foram sendo adicionadas à rede, mais se verificou a presença de componentes desbalanceados e variantes no tempo [12], [35] e [36].

De acordo com [37] as fontes de inter-harmônicos podem ser divididas em 2 tipos: no primeiro, os inter-harmônicos estão localizados em bandas laterais em torno da frequência fundamental e harmônicos do SEP, devido a uma mudança na amplitude e/ou fase causada por uma rápida variação de corrente nas instalações. O segundo tipo é devido ao chaveamento assíncrono de conversores estáticos utilizando dispositivos semicondutores. Além dos problemas causados por harmônicos, os inter-harmônicos criam alguns problemas novos, como oscilações subsíncronas, flutuações de tensão e *flicker*, mesmo para baixos níveis de amplitude [38]. A presença de inter-harmônicos dificulta a medição de ondas distorcidas, principalmente devido a:

- magnitudes muito baixas dos inter-harmônicos;
- a variação de suas frequências e amplitudes;
- a variação da periodicidade da forma de onda;
- a grande sensibilidade ao fenômeno do espalhamento espectral (*spectral leakage*).

Outro importante grupo de fontes de inter-harmônicos, são cargas variantes no tempo, incluídas cargas com flutuação regular e irregular. Exemplos típicos de cargas com flutuações regulares, que causam modulação de sinais senoidais ou quadrados, são máquinas de solda, impressoras a laser e dispositivos com controle de ciclo integral [38]. Para estas cargas, a frequência sob a qual a carga varia, determinará a frequência dos inter-harmônicos.

Seja a tensão do sistema $v(t) = \text{sen}(2\pi ft)$ e a característica da carga $R(t) = 1 - r\text{sen}(2\pi f_0 t)$, onde $r < 1$ e f_0 é a frequência variante da carga, a corrente da carga é:

$$i(t) = \frac{v(t)}{R(t)} = \frac{\text{sen}(2\pi ft)}{1 - r\text{sen}(2\pi f_0 t)} \quad (2.1)$$

Após algumas manipulações matemáticas na Equação (2.1), pode ser visto que $i(t)$ contém os componentes inter-harmônicos $f \pm f_0, f \pm 2f_0, f \pm 3f_0, \dots$.

Exemplos típicos de cargas com flutuações irregulares são fornos a arco [39] e [40]. O comportamento não linear e variante no tempo, gera harmônicos e inter-harmônicos difíceis de modelar analiticamente [38].

A proliferação da Geração Distribuída (GD) [41] e [42], pelo sistema de distribuição, a exemplo do aumento expressivo de plantas de micro geração solar fotovoltaica [43], [44], cria uma complexa rede para monitoramento, operação e proteção dos equipamentos que

integram o SEP. Estes elementos, associados a uma intensificação da comunicação e a utilização de técnicas computacionais para tornar o sistema mais eficiente, confiável e sustentável, caracterizam o novo cenário do SEP, denominado de redes inteligentes [12].

Turbinas eólicas podem contribuir na geração de inter-harmônicos na tensão. A origem dos inter-harmônicos é essencialmente mecânica, durante a operação contínua de turbinas eólicas de velocidade fixa, variações no vento podem produzir variações de potência.

O desenvolvimento das redes inteligentes estabelece grandes desafios para a QEE. O aumento da GD através do uso de fontes renováveis e intermitentes (sistemas eólicos e solares fotovoltaicos) e a sua conexão com a rede, através de inversores, modifica a estrutura tradicional do SEP e, conseqüentemente, impacta na QEE. Esta topologia de geração descentralizada exige uma maior quantidade de pontos de monitoramento para uma análise mais aprofundada do comportamento do sinal do SEP.

Para se mitigar os efeitos de harmônicos e inter-harmônicos inicialmente é preciso analisar de maneira correta o conteúdo do sinal distorcido da tensão e corrente do SEP.

Dessa forma, este trabalho propõe o estudo e desenvolvimento de novos métodos para análise de conteúdo harmônico.

2.2 Técnicas de separação e estimação de harmônicos mais utilizadas

Feitos os primeiros estudos sobre os efeitos dos harmônicos no SEP, em 1916, por Steimetz [45], as pesquisas sobre o tema avançaram sobre vários aspectos como: ferramentas para caracterização dos distúrbios, estabelecimento de limites para o funcionamento de cargas, e ainda, estratégias para mitigação dos efeitos dos harmônicos [20].

Sob a perspectiva de um sinal periódico, a ferramenta de análise mais utilizada é a Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform* (DFT)). Sua equação é dada por:

$$C_n = \sum_{k=0}^{N-1} y_k e^{-2\pi jnk/N} \quad (2.2)$$

A DFT é um método não paramétrico para transformar um sinal discreto e periódico do domínio do tempo para o domínio da frequência [46]. O resultado apresentado pela DFT depende da frequência de amostragem (f_s) do sinal e do tamanho da janela de dados (N amostras).

Algumas considerações devem ser feitas para aplicar a DFT na medição de fasores. O sinal deve ser estritamente periódico, a frequência de amostragem deve ser um múltiplo inteiro da grade fundamental da frequência angular, a frequência de amostragem deve ser

pelo menos maior que duas vezes a maior frequência presente no sinal a ser analisado e cada frequência no sinal deve ser um múltiplo inteiro da frequência fundamental [47].

Quando estas condições são satisfeitas, os resultados da DFT são exatos. Na falta de alguma das condições expostas, três problemas afetam o resultado da transformada [15], [48]. São eles:

Aliasing. O efeito *aliasing* se origina pela presença de frequências no sinal superiores a $\frac{f_s}{2}$, ou, frequência de Nyquist. Filtros anti-*aliasing* devem ser utilizados para retirar estas frequências do sinal a ser analisado. Um dos filtros mais utilizados para este objetivo é o filtro Butterworth [49]. Quando a amostragem é síncrona, ou seja, ciclos inteiros dos componentes harmônicos estão contidos na janela de amostragem, os harmônicos podem ser obtidos com grande exatidão pela DFT, sendo implementada através de seu algoritmo rápido conhecido como Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* (FFT)) [19]. No entanto, a frequência fundamental do sistema oscila com o tempo, refletindo em um desvio da frequência nominal, e esse desvio se propaga nos componentes harmônicos causando o que se denomina amostragem assíncrona. Isso resulta nos problemas conhecidos como *leakage* e *picket-fence*, prejudicando a estimação da DFT. **Leakage** (espalhamento espectral). É causado pelo truncamento do sinal na janela de dados a ser executada da DFT. **Efeito Picket-fence.** Ocorre quando o sinal contém uma frequência que não é múltipla inteira da frequência fundamental.

Além da DFT [50], outras ferramentas utilizadas para análise de harmônicos em sinais do SEP são a Transformada Wavelet (*Wavelet Transform* (WT)) [51], [52], Transformada Janelada de Fourier (*Short Time Fourier Transform* (STFT)), entre outras [53]. Um estudo aprofundado sobre as vantagens e desvantagens da DFT e WT pode ser encontrado em [54].

Em [55] é proposta uma reamostragem dinâmica do sinal como forma de diminuir o efeito do espalhamento espectral proveniente da amostragem assíncrona na DFT. O método é apropriado para condições de frequência variante causadas por mudanças no próprio SEP ou variações de carga. Para realizar a reamostragem é realizado o rastreamento da frequência fundamental do sinal observado com o algoritmo PLL (*phase-locked loop*). Os resultados demonstram mais exatidão nos componentes harmônicos estimados com a reamostragem dinâmica proposta. Melhorias devido a uma versão interpolada da FFT podem ser encontradas em [56].

Já em [57], é apresentado um método baseado em DFT para análise espectral de harmônicos e inter-harmônicos variantes no tempo. Os erros provenientes da amostragem assíncrona são atenuados pela utilização de filtros simples que fornecem estimação de frequência para cada componente no sinal de entrada. Os resultados apontam a eficiência do método mesmo com sua simplicidade quando comparado a outras metodologias.

A DFT é uma técnica de análise no domínio da frequência e o espectro obtido não tem informação temporal relacionada com as amostras da janela analisada. A WT [58] decompõe qualquer sinal para análise detalhada com várias resoluções de tempo-frequência. Neste método, uma wavelet é comparada ao sinal em um determinado período de tempo e uma correlação do sinal com a wavelet é obtida [46]. Entretanto, nesse método, quanto mais se aprofunda a resolução na frequência mais se perde resolução no tempo, e vice-versa.

As técnicas de estimação de harmônicos podem ser categorizadas da seguinte forma [46]:

- Métodos não paramétricos
 - Análise no domínio da frequência
 - Transformada Discreta de Fourier
 - Análise no domínio tempo-frequência
 - Transformada Wavelet [58]
 - Transformada Hilbert-Huang [59]
 - Transformada Chirp-z [60]
- Métodos paramétricos
 - Modelos Senoidais
 - ESPRIT [3]
 - MUSIC [16]
 - KF
 - Modelos Estocásticos
 - Modelo Autorregressivo
 - ARMA [61]
 - Prony [18]

O método de Estimação de Parâmetros de Sinais por Técnica de Invariância Rotacional (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique* (ESPRIT)) [62], [3], ao contrário da DFT e WT, é um método paramétrico, que usa um modelo senoidal ou exponenciais complexas e decompõe a matriz de covariância em um subespaço de ruído e um subespaço de sinal. Entretanto, o método apresenta algumas limitações, como a necessidade de um estágio inicial para definir a ordem do modelo (número de senoides presentes no sinal), alta complexidade computacional e queda de desempenho em cenários de ruído colorido.

Em [63] é proposto um método para estimação dos parâmetros do sinal pela técnica ESPRIT, com um estimador da ordem do modelo (número de harmônicos e inter-harmônicos) exato. A estimação da ordem do modelo é baseada nas diferenças entre os autovalores da matriz de autocorrelação, definida pela equação:

$$RD = \frac{\lambda_i - \lambda_{i-1}}{\lambda_{i-1}} \quad \forall i = 2, 3, \dots, M \quad (2.3)$$

onde RD é a diferença relativa, λ_i é o autovalor do componente i e M é a ordem da matriz de autocorrelação. Um teste de validação é proposto para encontrar o índice de RD , denominado RDI , que representa a ordem do modelo:

$$\lambda_{\$} \geq \alpha \left[\frac{\lambda_{\$+1} + \lambda_{\$+2} + \dots + \lambda_M}{M - \$} \right] \quad (2.4)$$

em que α é um fator de sensibilidade entre dois e cinco e $\$$ é a estimativa preliminar da ordem do modelo, que é igual ao RDI de índice mais elevado dentre os maiores autovalores selecionados. Inicialmente seleciona-se os cinco picos mais altos e define-se o RDI mais alto como o inicial. A ordem do modelo é definida quando o autovalor a ser analisado satisfaz a Equação (2.4). O método perde desempenho conforme a ordem de M se torna elevada.

Um método para a extração de harmônicos combinando o algoritmo de alta resolução ESPRIT e *Linear Neural Networks* (LNN) é proposto em [17]. O método projeta os sinais em um subespaço reduzido bem escolhido. Assim, atinge-se uma solução aproximada e uma convergência mais rápida, através de um Filtro Wiener Multiestágio (*Multi Stage Wiener Method* (MSWF)).

Algoritmos de análise espectral frequentemente utilizados para estimar a defasagem de componentes, como o conhecido algoritmo de classificação de sinal múltiplo (*Multiple Signal Classification* (MUSIC)) [64] [65], também têm sido utilizados na estimação de harmônicos. Neste método, a matriz de covariância é decomposta em dois subespaços ortogonais, o subespaço de ruído abrangido pelo autovetor mínimo e o subespaço do sinal abrangido pelo autovetor de interesse. As frequências dos múltiplos componentes do sinal são estimadas pela busca de picos no espectro. Usando a ortogonalidade do subespaço do sinal e do subespaço do ruído, o algoritmo se mostra mais robusto ao ruído. A variância do algoritmo MUSIC se encontra dentro dos limites de Cramér-Rao. É um método de alta resolução com a dificuldade de possuir uma alta demanda computacional na decomposição matricial, o que o torna inviável para aplicações em tempo real.

Em [16] é proposto um algoritmo aproximado MUSIC melhorado e é comparado com algoritmo FFT para a estimação de harmônicos. Análises teóricas e simulações mostram que o algoritmo modificado visa diminuir a demanda computacional da decomposição matricial, mantendo a super-resolução do método, mesmo com poucas amostras.

As limitações das técnicas citadas abrem espaço para o desenvolvimento de novas abordagens para análise de conteúdo harmônico. Entre as propostas mais recentes, encontram-se algoritmos baseados na Análise de Componentes Independentes (ICA) [66] tratando a separação de harmônicos como um problema de separação cega de fontes (*Blind Source Separation* (BSS)) [67], [1], [68], [69].

2.3 A Separação de Harmônicos como um Problema de BSS Baseada em ICA

Uma das estratégias para se realizar a separação ou filtragem dos harmônicos no SEP é defini-la como um problema de BSS [66].

A separação cega de fontes tem por objetivo separar sinais não observados (fontes) a partir de misturas observadas [70], [71], [66], [72]. Tipicamente as observações ou misturas são combinações diferentes das fontes (sinais) [70]. O termo "cego" se refere ao fato de que as fontes não são observadas e nenhuma informação está disponível sobre as misturas [70]. As pesquisas na área de BSS são motivadas por aplicações nas áreas de processamento de sinais de comunicação [73], [74], sinais biomédicos [75] e monitoramento [76] e qualidade de energia elétrica [77].

A abordagem mais comum entre as técnicas propostas em BSS é estabelecer uma função custo, sendo esta alguma medida de independência entre os sinais. Quando os sinais são considerados estatisticamente independentes sem uma estrutura temporal, a estatística de ordem superior é essencial para solucionar o problema de BSS [78]. Neste caso, os métodos não permitem mais que uma fonte gaussiana e utilizam a ICA como principal ferramenta [66]. Caso possuam estrutura temporal, a estatística de segunda ordem é suficiente para estimar as fontes independentes, no entanto, esta não é capaz de realizar a separação de fontes com espectros idênticos [78].

Em [67] a separação de harmônicos é modelada como um problema de BSS, utilizando-se a implementação FastICA [79], bastante utilizada nesse tipo de problema. Após a extração dos componentes independentes, é necessária uma etapa para retornar os sinais ao domínio do sinal observado, o que é feito pelo algoritmo de mínimos quadrados, para obter a amplitude e fase dos harmônicos. A soma dos sinais extraídos deve ser igual ao sinal analisado. O artigo não determina um método para a definição do número de observações do sinal, nem detalha como define o número de componentes independentes. Os autores consideram que o valor da frequência fundamental é fixo e conhecido, e não consideram o ruído, o que simplifica o problema, pois, num cenário sem ruído, os algoritmos de ICA, de forma geral, extraem apenas os harmônicos, simplificando-se a etapa de definição do número de componentes independentes. Este trabalho realiza a extração apenas de harmônicos, não extraíndo inter-harmônicos. Tampouco analisa a influência da presença dos mesmos na separação dos harmônicos.

Em [14], é realizada a separação de harmônicos baseada em ICA considerando-se um desvio de frequência do componente fundamental. Não foi considerado ruído nos sinais simulados e o número de observações M foi determinado experimentalmente. Utiliza-se o algoritmo *k-means* para agrupamento dos componentes independentes estimados baseado em sua similaridade espectral. Os resultados demonstram que a ICA consegue separar os harmônicos de maneira satisfatória mesmo em condições de desvio de frequência.

Existem diversos algoritmos de ICA na literatura, cada um deles com uma demanda computacional distinta, desempenho diferente sob condições de ruído e necessidade de parametrização díspar. Comparações entre algumas técnicas de ICA são apresentadas em [80], aplicadas em dois métodos diferentes, o método ICA de canal único (*Single Channel Independent Component Analysis* (SCICA) [81] e o método Filtros ICA (FICA) [82]. As simulações mostraram que, para a separação de distúrbios envolvendo harmônicos, transitórios oscilatórios, transitórios impulsivos e *notch*, a técnica AMUSE [83] apresentou o menor Erro Quadrático Médio (EQM).

Para se utilizar a ICA com o propósito de realizar a extração de harmônicos de um sinal, precisa-se gerar multicanais. O método SCICA [79] obtém múltiplos sinais com versões deslocadas do sinal original, em [84], é utilizado o Empirical Model Decomposition [85] para esta finalidade. O autor considera apenas três componentes nos sinais sintéticos analisados, e o nível de ruído baixo, apenas 0,2% do componente fundamental considerado.

Em [68] é realizada a extração de harmônicos como um problema de BSS e o algoritmo de identificação cega de segunda ordem (SOBI) [86] é utilizado para se obter filtros e posteriormente convoluir com o sinal original. Após a obtenção dos componentes independentes, a detecção de cada componente é realizada pela diferença espectral com harmônicos pré definidos. Não é realizada a extração de inter-harmônicos e os resultados com sinais simulados e experimentais são comparados com o método EPLL [87]. Este método projeta os filtros de separação em uma fase de treinamento, usando banco de dados previamente selecionado para isso. Na fase operacional, os coeficientes do filtro projetado pela ICA são fixos e usados na extração do harmônico. Portanto o método é dependente do conjunto de dados de treinamento para adquirir boa capacidade de generalização, não possuindo a capacidade de adaptação. Na próxima subseção serão dados mais detalhes sobre os métodos [1] e [2].

2.3.1 Análise detalhada dos métodos apresentados em [1] e [2]

A separação cega de fontes de canal único [79] precisa de uma etapa para transformação em um sinal de múltiplos canais, o que é feito em [1] aplicando sucessivos atrasos temporais no sinal de entrada para geração da matriz de misturas. Sabe-se que o número de sinais (M) deve ser maior que a quantidade de harmônicos e inter-harmônicos presentes no sinal. No referido trabalho, os autores sugerem a utilização da seguinte equação para

definição do mesmo:

$$M \gg 2D + 1 \quad (2.5)$$

onde D é o número de harmônicos e inter-harmônicos no sinal.

Antes de executar a ICA, o método proposto em [1] passa por uma redução da dimensão pela Análise de Componentes Principais (*Principal Component Analysis* (PCA))[66]. Segundo os autores, a PCA consegue reduzir a dimensão de M para exatamente D componentes harmônicos e inter-harmônicos, apesar de níveis de ruído de 10 a 80 dB. A fase de extração é realizada pelo algoritmo FastICA, que obtém sempre os componentes independentes em pares devido ao fato das exponenciais complexas serem representadas por pares de seno e cosseno. Dessa forma, faz-se necessária uma etapa de agrupamento dos componentes de mesma frequência, realizada pelo algoritmo *k-means*. Embora existam métodos para estimação do número de *clusters*, o autor não mencionou se realizou essa estimação, ou se assumiu essa informação conhecida apenas com o objetivo de avaliar a estimação do método proposto por ele. Outro aspecto não relatado no trabalho, foi a técnica utilizada para estimar a frequência, amplitude e fase dos sinais analisados.

Sob alguns aspectos, o trabalho reportado em [2] aparece como uma evolução de [1], apesar de não realizar a extração de inter-harmônicos e utilizar apenas a PCA. Este trabalho propõe algumas estratégias para automatizar a delimitação da fronteira entre componentes independentes que representam harmônicos e componentes de ruído ou outros sinais indesejáveis. Para estimar o número de harmônicos presentes no sinal os autores propõem dois métodos:

1. Se os autovalores de cada componente são menores que $\beta^2 \lambda_1$, onde β foi ajustado em 0,3% e λ_1 é o autovalor da fundamental, os componentes são descartados como ruído ou distúrbios.
2. Propõe-se uma diferença dinâmica relativa entre os autovalores para delimitar uma fronteira entre harmônicos e ruído.

$$DD_d = \sum_{i=k}^{m-1} |\lambda_{i+1} - \lambda_i|^p, d = 1, 2, \dots, m - 1 \quad (2.6)$$

$$RDD_r = \left| \frac{DD_{d+1} - DD_d}{DD_d} \right|, r = 1, 2, \dots, m - 2 \quad (2.7)$$

onde DD_d é a diferença dinâmica entre os autovalores dos componentes independentes e RDD_r é a diferença dinâmica relativa.

Os autores também estabelecem um critério para definição de M , de acordo com a equação:

$$M = n \frac{F_s}{f}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.8)$$

garantindo-se $M > 2K$, onde F_s é a frequência de amostragem, f a frequência fundamental e K o número de harmônicos no sinal analisado. Seja um caso hipotético, onde $F_s = 1000$ Hz , e a frequência fundamental do sinal $f = 50$ Hz , de acordo com a Equação (2.8), a primeira escolha seria $M = 20$. Entretanto, este valor de M limitaria a extração a um sinal com até 9 harmônicos, uma vez que o valor de $M > 2K$, o que é equivalente a dizer, que M deve ser maior que duas vezes a quantidade de componentes harmônicos, como descrito anteriormente. Caso houvesse algum conhecimento prévio sobre o sinal em relação a presença de um grande número de componentes harmônicos, a escolha de M seria:

$$M = 40, 60, 80, \dots \quad (2.9)$$

onde o limite de M seria o tamanho da janela de dados. Contudo, além de elevar exponencialmente a complexidade computacional, conforme o valor de M aumenta, a extração perde exatidão à medida que, para uma janela de dados de tamanho N , M deixa de possuir a relação:

$$M \ll N \quad (2.10)$$

Esta constatação foi obtida empiricamente, após a execução de inúmeros casos simulados, com sinais sintéticos e reais, principalmente quando o algoritmo de extração proposto foi estressado, submetido a repetidas execuções, para se levantar a influência dos parâmetros de ajuste na resposta do método. A formulação descrita na Equação (2.6), proposta em 2016 por [2], objetivando delimitar a fronteira entre componentes harmônicos e ruído, assemelha-se muito a Equação (2.3) proposta em 2012 por [63]. A diferença entre ambas, é que, na Equação (2.6), existe um fator de ponderação p , e os autores deixam em aberto a interpretação gráfica da Equação (2.7) para decidir sobre a delimitação da fronteira de interesse. A fim de demonstrar como o fator p altera a informação disponível são apresentadas as Figuras 1, 3, 4, 5 e 6, com $p = 1, 2, 3, 4, 5$, dado um caso específico, onde $M = 32$ e o sinal possui 5 componentes independentes.

Nota-se na Figura 1 que os índices 2, 4, 6 e 8 de r , no eixo das abcissas, possuem valores de RDD_r próximos de 1, no eixo das ordenadas. Entretanto, o RDD_r para o índice 10, apresenta valor em torno de 0,5. É preciso, então, de uma informação relevante sobre os componentes presentes no sinal analisado para compreender se a resposta gráfica apresentada na Figura 1, possui ou não informação suficiente para separar componentes de ruído. O componente harmônico de menor amplitude no sinal analisado, é o 9º harmônico, com amplitude de apenas 0,2 V, e um SNR de apenas 40 dB. Na Figura 2 é possível verificar que a energia do ruído é superior à energia do componente harmônico em questão.

Nas Figuras 3, 4, 5 e 6, observa-se que o índice 10, conforme p aumenta em cada uma delas, sai do valor de 0,5 e chega a 1. Outra mudança que se verifica é o RDD_r apresentado para o índice 12, o qual está relacionado ao componente extraído do ruído que

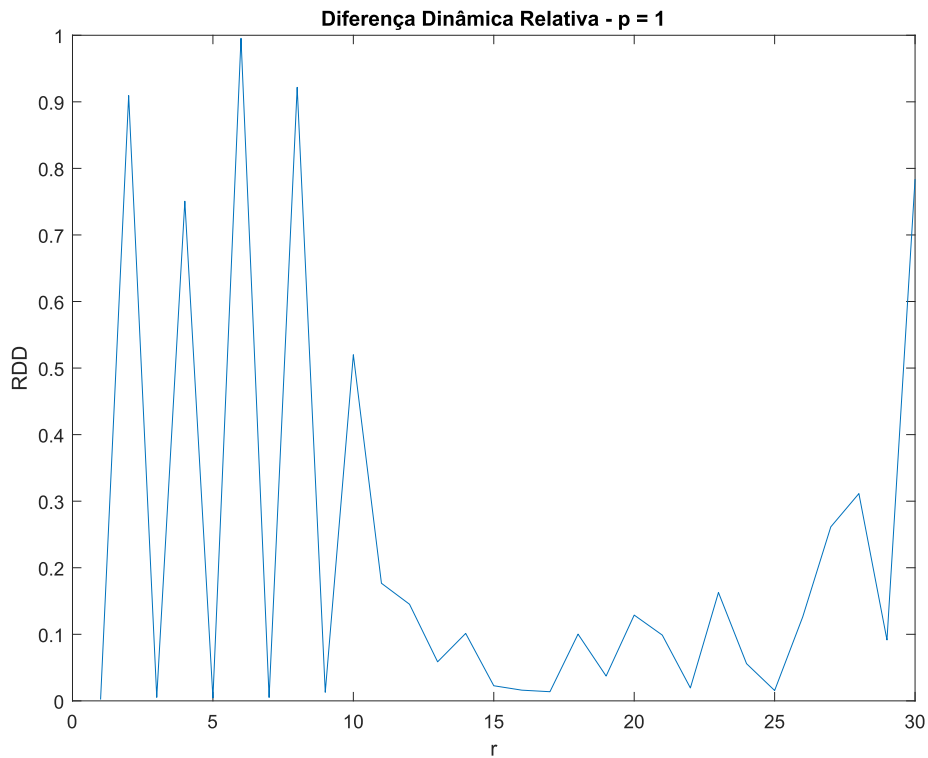


Figura 1 – RDD_r , definido para DD_d com $p = 1$.

possui maior energia. Neste ponto, percebe-se que é possível definir algumas estratégias, baseadas na informação de RDD_r a exemplo de:

- A partir do primeiro valor de r , o RDD_r alterna entre um valor próximo de zero, e outro próximo de 1, sendo que este padrão verificado muda a partir do índice 12, uma vez que o RDD_r para os índices 11 e 12 são próximos de zero, quebrando a sequência de alternância. Define-se então, a partir do índice imediatamente anterior a esta verificação, é o número de componentes harmônicos independentes presentes no sinal. Logo, existem 10 componentes independentes relacionados a 5 harmônicos e inter-harmônicos originais.

É importante destacar que a técnica de definição da fronteira entre os componentes independentes e o ruído proposta pelos autores se mostrou assertiva em uma grande variedade de simulações, sendo ela incorporada ao novo método proposto neste trabalho. No entanto, ressalta-se que a presença de inter-harmônicos no sinal analisado deteriora a separação realizada, tanto maior a amplitude dos inter-harmônicos.

Dando sequência a descrição do algoritmo proposto em [2], a extração dos harmônicos é obtida a partir da matriz de autovetores \mathbf{U} , dada pela equação:

$$\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_n] = \mathbf{X}\mathbf{U} \quad (2.11)$$

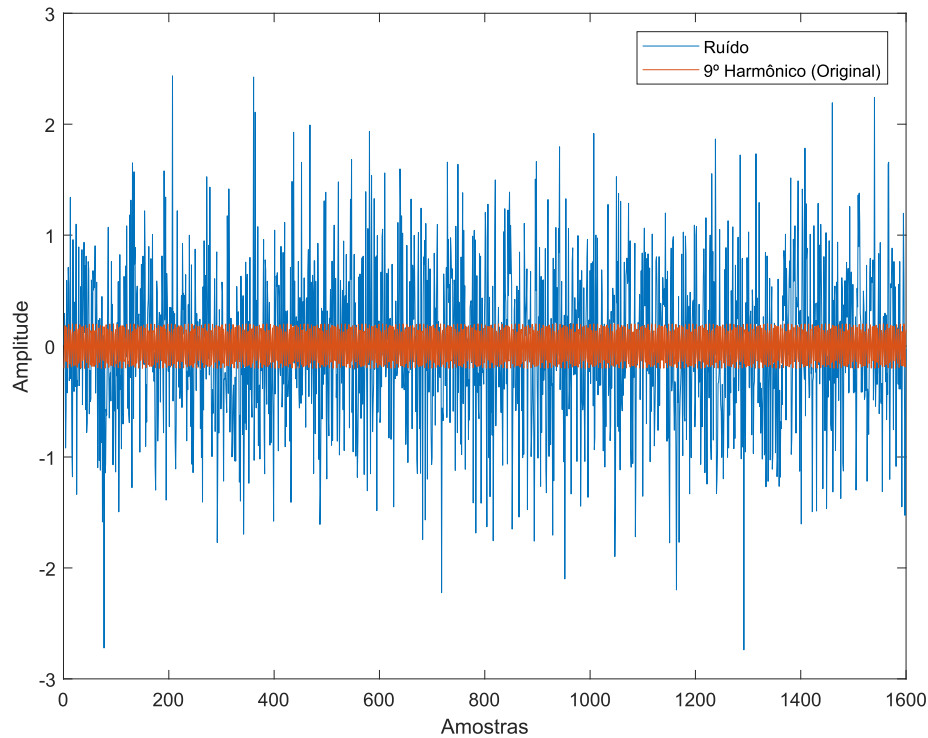


Figura 2 – Ruído branco de média zero somado ao sinal analisado e componente de 9º harmônico original.

onde \mathbf{U} é a matriz de autovetores $\mathbf{U} = [u_1, u_2, \dots, u_n]$, decomposta a partir da matriz de covariância \mathbf{R}_{xx} , obtida da matriz de misturas \mathbf{X} . É importante destacar que, os autovetores, são ordenados com seus respectivos autovalores, que por sua vez, foram ordenados de forma decrescente.

Como era esperado, este método se mostrou bastante susceptível à presença de inter-harmônicos no sinal. Nos testes realizados, a energia dos inter-harmônicos presentes, mesmo que não seja realizada sua separação, altera os autovalores dos harmônicos, corrompendo sensivelmente a extração correta dos componentes independentes do sinal analisado.

2.4 Conclusões Parciais

Neste capítulo foram apresentadas as técnicas clássicas, e algumas técnicas recentes baseadas em ICA, mais utilizadas para separação de harmônicos em sinais do SEP. Dentre as técnicas citadas, como na DFT, existem alguns problemas que afetam a exatidão das mesmas, como a amostragem assíncrona e sinais variantes no tempo. Métodos adaptados foram propostos com o objetivo de minimizar o efeito desses problemas e aumentar a acurácia das técnicas. No tocante às técnicas baseadas em ICA, existem ainda questões a serem melhoradas como a forma de agrupamento dos componentes independentes estimados, nível de parametrização do método e recuperação das estimativas ao domínio do sinal

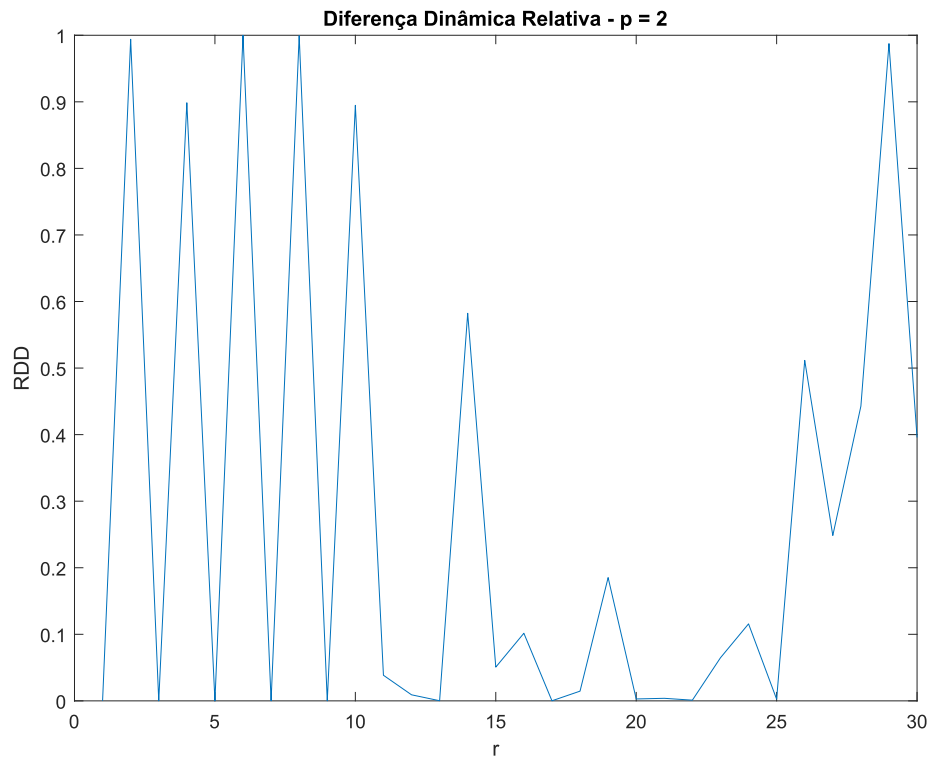


Figura 3 – RDD_r definido para DD_d com $p = 2$.

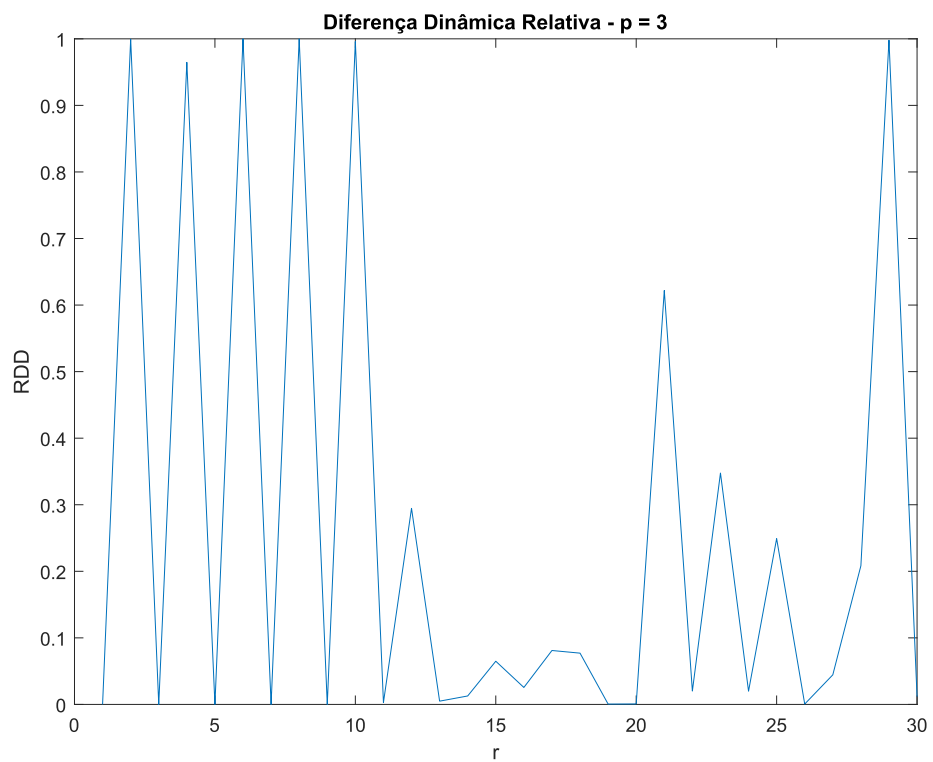


Figura 4 – RDD_r definido para DD_d com $p = 3$.

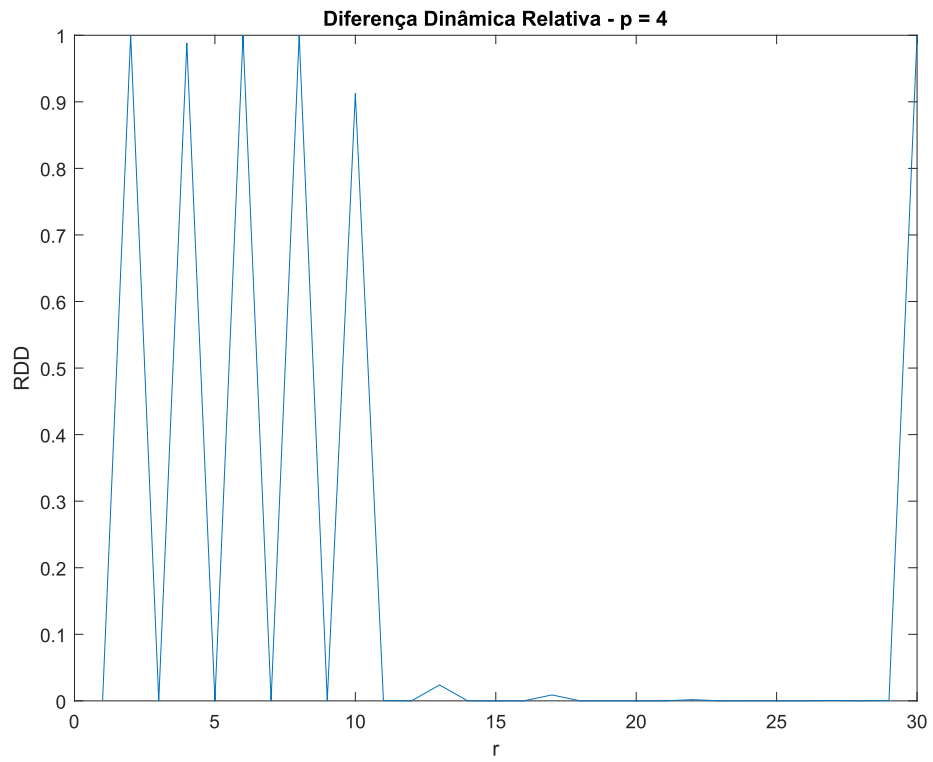


Figura 5 – RDD_r definido para DD_d com $p = 4$.

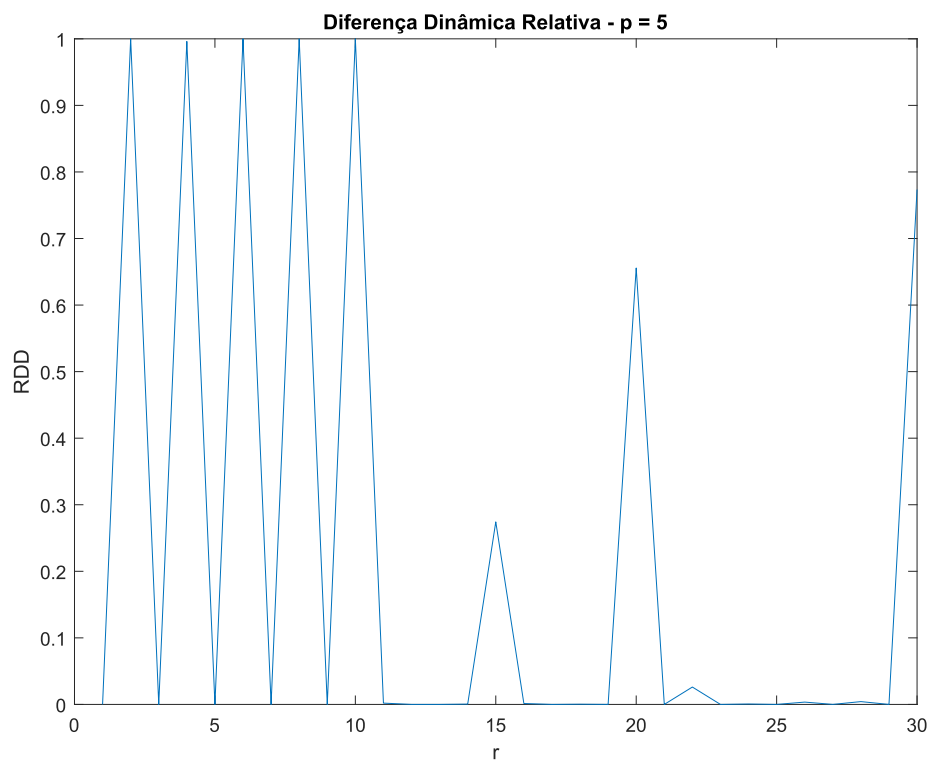


Figura 6 – RDD_r definido para DD_d com $p = 5$.

observado. Dessa forma justifica-se a proposição de um novo método baseado em ICA para separação de harmônicos e inter-harmônicos.

3 MÉTODO PARA SEPARAÇÃO DE HARMÔNICOS E INTER-HARMÔNICOS

A análise de harmônicos e inter-harmônicos no SEP se faz necessária para medir o nível de distorção das formas de onda, verificar se está dentro dos limites adequados estabelecidos pelas normas reguladoras[10], e tomar medidas para mitigar os efeitos dos componentes harmônicos. Neste capítulo será descrito um novo método para realizar a extração, tanto de harmônicos, quanto inter-harmônicos de sinais do SEP, baseado na análise de componentes independentes de canal único.

Uma importante característica da maioria dos métodos de extração de harmônicos baseados em ICA é a habilidade de se adaptar dinamicamente ao conteúdo do sinal do SEP em uma dada janela, proporcionando capacidade de adaptação a pequenas variações de frequência do componente fundamental. A Tabela 3 mostra como uma pequena variação de frequência no componente fundamental, pode provocar grandes alterações nas frequências de harmônicos de ordem mais elevada. De acordo com [10], as instalações de geração, quando da ocorrência de distúrbios no sistema de distribuição, devem garantir que a frequência retorne, no intervalo de 30 segundos após a transgressão, para a faixa de 59,5 Hz a 60,5 Hz . Note que o 40º harmônico sofre uma variação de 2380 Hz a 2420 Hz , ou seja, 40 Hz de variação para apenas $\pm 0,5$ Hz de variação da frequência fundamental.

Tabela 3 – Variação de frequência do componente fundamental e harmônicos

Componente	Frequência [Hz]		
Fundamental	59,5	60	60,5
3º har	178,5	180	181,5
5º har	297,5	300	302,5
9º har	535,5	540	544,5
11º har	654,5	660	665,5
21º har	1249,5	1260	1270,5
40º har	2380	2400	2420

3.1 Descrição geral do método

Nesta seção será realizada uma descrição geral sobre o método proposto. A Figura 7 apresenta um fluxograma com a sequência de todas as etapas do método.

O primeiro passo do método proposto é a divisão do sinal do SEP em análise, $x[n]$, em janelas não sobrepostas de tamanho L . Para uma dada janela, representada por um vetor coluna, descrito na Equação (3.1), uma matriz de misturas, ou observações, deve ser construída com M versões atrasadas do sinal dentro da janela, resultando em uma matriz de observações \mathbf{X} . A escolha do parâmetro M tem impacto direto na qualidade da

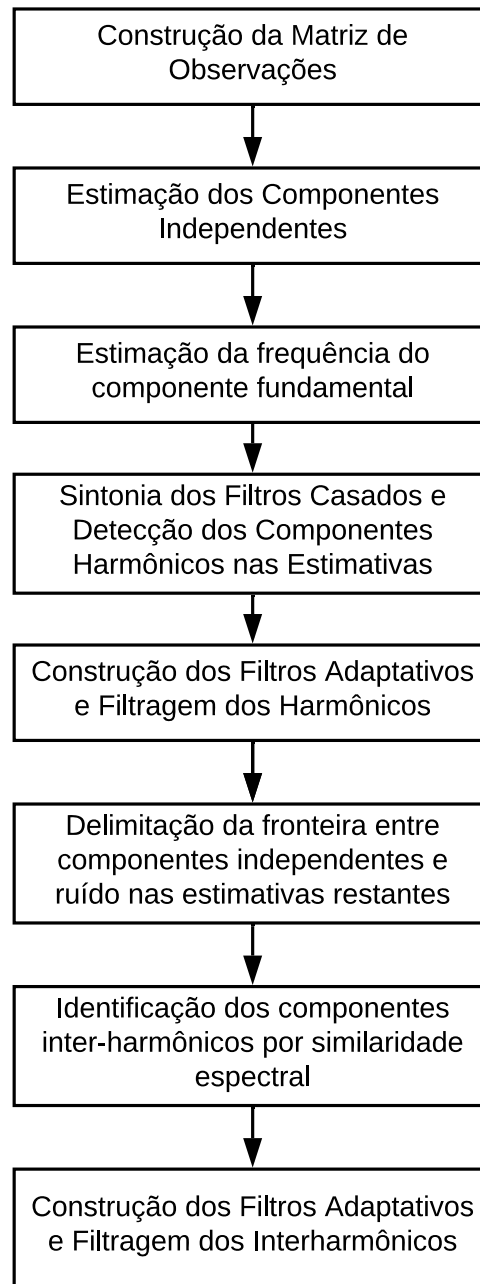


Figura 7 – Fluxograma do Método Proposto.

estimação dos componentes independentes.

$$\mathbf{x} = [x[0] \ x[1] \ \dots \ x[L - 1]]^T \quad (3.1)$$

Um diagrama de blocos do método proposto pode ser visto na Figura 8. O algoritmo de ICA é alimentado pela matriz \mathbf{X} e fornece M estimativas de componentes independentes $(y_i, i = 1, 2, \dots, M)$ presentes na janela do sinal monitorado do SEP \mathbf{x} . Se o sinal do

SEP \mathbf{x} é composto apenas do componente fundamental e harmônicos, todas as estimativas são relacionadas ao número de componentes do sinal do SEP. Entretanto, em cenários com ruído, ou na presença de distúrbios de QEE, o número de estimativas fornecido pela abordagem SCICA pode atingir M estimativas.

Como as estimativas da ICA fornecidas pelo algoritmo SOBI são ordenadas dos componentes de maior energia aos componentes de menor energia e, como cada harmônico aparece em pares de estimativas, os dois primeiros componentes extraídos são relacionados à frequência fundamental. Dessa forma, um algoritmo PLL é usado para estimar a frequência nominal da soma do par de componentes extraídos, e sintoniza o banco de filtros casados, que será responsável por detectar os harmônicos nos componentes independentes estimados.

Uma vez que o SCICA possui múltiplas versões atrasadas no tempo, as estimativas devem ser agrupadas. Na técnica proposta, como o objetivo é a extração de harmônicos e inter-harmônicos, o agrupamento é realizado em dois estágios: o primeiro usando os filtros casados sintonizados nas frequências harmônicas; e outro para agrupar os inter-harmônicos usando similaridade espectral e assumindo que os componentes de ruído foram eliminados. Portanto, não apenas as estimativas são corretamente agrupadas, mas também o número de harmônicos e inter-harmônicos no sinal é encontrado.

A partir das estimativas corretamente agrupadas, com o objetivo de recuperar as amplitudes e fases originais dos harmônicos, ao invés de usar diretamente as estimativas da ICA, $(H + I)$ filtros FIR (banco de filtros) são projetados usando as informações fornecidas pela matriz de transformação da ICA, matrizes \mathbf{A} e \mathbf{W} .

Finalmente, o sinal do SEP é filtrado pelo banco de filtros, os quais fornecem as estimativas do componente fundamental, para cada harmônico ($\hat{x}_h, h = 1, 2, \dots, H$) e inter-harmônico ($\hat{x}_i, i = 1, 2, \dots, I$). É importante destacar que o banco de filtros se modifica de acordo com o conteúdo de $x[n]$. Por esse motivo, se a frequência fundamental varia ou o conteúdo harmônico se modifica de uma janela para outra, o método proposto irá projetar um conjunto de filtros FIR totalmente novo. Tal característica torna o método proposto de certa forma adaptativo ao conteúdo harmônico e cego, já que não requer informações prévias sobre o sistema elétrico monitorado.

3.2 SCICA

Como mencionado anteriormente, no método proposto, o sinal do SEP deve ser processado em janelas não sobrepostas de tamanho L , sendo assim, uma dada janela pode ser representada por uma coluna do vetor \mathbf{x} , dado pela Equação (3.1). Então, para esta janela \mathbf{x} , uma matriz de misturas é construída usando M versões atrasadas dos dados observados, de acordo com:

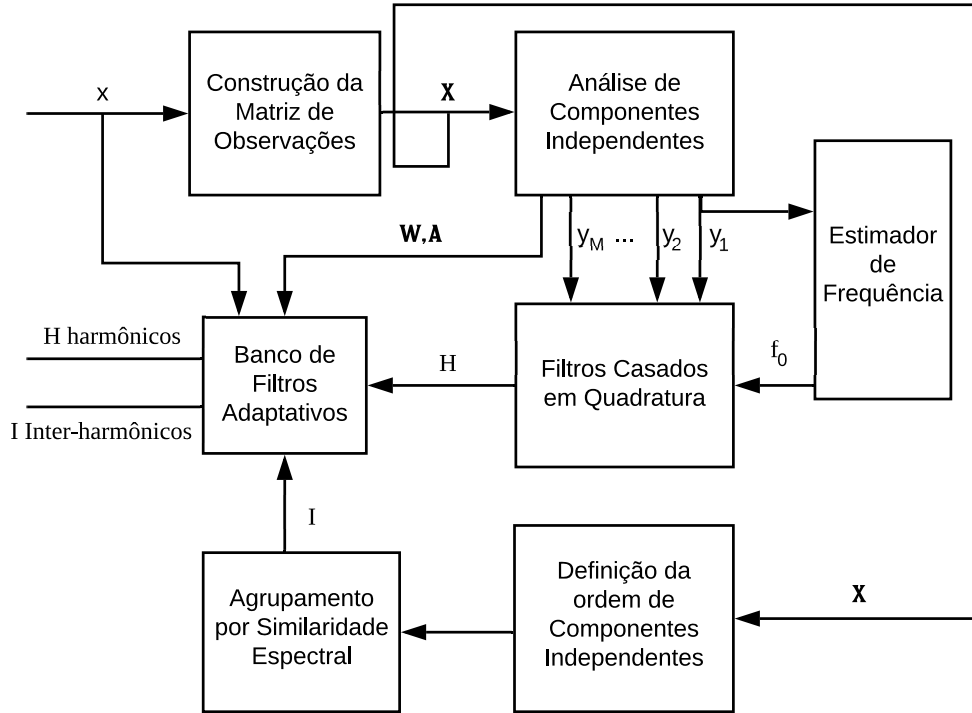


Figura 8 – Diagrama de blocos do método proposto.

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x[0] & x[1] & \cdots & x[K-1] \\ x[1] & x[2] & \cdots & x[K] \\ x[2] & x[3] & \cdots & x[K+1] \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x[M-1] & x[M] & \cdots & x[L-1] \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

onde $K = L - M + 1$ amostras.

A escolha do parâmetro M deve ser realizada com cuidado, assumindo-se algumas considerações: M deve ser maior que $2D + 1$, em que D é o número de componentes harmônicos e inter-harmônicos presentes no sinal. Na Equação 2.8, é definido que M deve ser um múltiplo da relação $\frac{F_s}{N}$, onde N é o tamanho da janela do sinal.

Desse modo, \mathbf{X} é uma matriz $M \times K$ onde cada linha representa uma versão atrasada dos dados observados, fornecendo a diversidade necessária para aplicar um algoritmo de ICA, tal como a implementação FastICA [88], [89] e [90] ou o algoritmo SOBI [86].

Considere uma situação onde o número de sinais S emitidos por fontes independentes (sinais das fontes $s[n]$) são componentes harmônicos. Adicionalmente, assumamos que haja vários medidores de QEE amostrando V misturas desses componentes harmônicos, com

pesos diferentes para cada um (sinais observados $v[n]$). A Equação (3.3) descreve este cenário.

$$\begin{aligned} v_1[n] &= a_{11}s_1[n] + a_{12}s_2[n] + \cdots + a_{1S}s_S[n] \\ v_2[n] &= a_{21}s_1[n] + a_{22}s_2[n] + \cdots + a_{2S}s_S[n] \\ &\vdots \\ v_V[n] &= a_{V1}s_1[n] + a_{V2}s_2[n] + \cdots + a_{VS}s_S[n] \end{aligned} \quad (3.3)$$

Considerando $\mathbf{v} = [v_1[n] \ v_2[n] \ \cdots \ v_V[n]]^T$ como o vetor de observação, $\mathbf{s} = [s_1[n] \ s_2[n] \ \cdots \ s_S[n]]^T$ como o vetor fonte, a Equação (3.3) pode ser representada em sua forma matricial:

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}\mathbf{s} \quad (3.4)$$

onde os elementos de \mathbf{s} são estatisticamente independentes entre si, \mathbf{A} é a matriz de coeficientes de misturas e a_{ij} são seus coeficientes.

Os componentes independentes s_j não podem ser observados, pois são variáveis latentes. Os dados observados v_i são obtidos por um processo de mistura dos componentes s_j .

Como tanto as fontes \mathbf{s} como a matriz de misturas \mathbf{A} são desconhecidas, a ICA possui duas indeterminações ou ambiguidades. A estimação não recupera a ordem das fontes nem suas amplitudes.

Considerando que $V \geq S$ sinais observados e linearmente independentes estão disponíveis, existe uma matriz de separação \mathbf{W} , tal como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{v} \quad (3.5)$$

onde \mathbf{y} é o vetor de fontes estimadas.

Portanto, para estimar as fontes independentes em \mathbf{s} , a ICA procura a transformação linear \mathbf{W} que maximiza a independência estatística entre as estimativas $\mathbf{y} = [y_1[n] \ y_2[n] \ \cdots \ y_S[n]]$.

Para o caso da extração de harmônicos na abordagem proposta neste trabalho, somente um sinal observado $x[n]$ está disponível. Por isso, para aplicar a ICA, é necessário o uso de uma matriz de observações \mathbf{X} , descrita na Equação (3.2), sendo esta denominada de abordagem SCICA [79].

Neste trabalho, o algoritmo de identificação cega de segunda ordem (SOBI) [91], [86] foi utilizado, uma vez que é aplicado a fontes correlacionadas temporalmente [91] e

apresentou melhor desempenho quando comparado ao FastICA nos casos simulados com ruído neste trabalho.

3.3 SOBI

Uma vez construída sinteticamente a matriz de misturas (\mathbf{X}), pode-se então, aplicar uma técnica cega para extração dos componentes independentes. O objetivo da separação cega é identificar os sinais ou fontes originais (\mathbf{s}), a partir de um conjunto de medidas (\mathbf{v}), resultantes da mistura linear destas fontes, sem o conhecimento destas ou do sistema de mistura a que foram submetidas.

O algoritmo SOBI realiza a separação cega por meio da técnica de diagonalização conjunta de matrizes. Outros métodos, que utilizam estatística de segunda ordem, são baseados na decomposição simultânea, implementados por autodecomposição [78]:

- Decomposição em autolavores (*Eigenvalue decomposition*(EVD));
- Decomposição em valores singulares (*Singular Value Decomposition*)(SVD)[71];
- Decomposição generalizada em autovalores (*Generalized Eigenvalue Decomposition*(GEVD))[71].

Para a diagonalização conjunta aproximada, o algoritmo SOBI utiliza múltiplas matrizes de correlação com atrasos. Dado um vetor branqueado $\mathbf{z}(k)$, obtêm-se um conjunto de matrizes de correlação com atraso de $\mathbf{z}(k)$, $\mathbf{R}_z(\tau_i), i = 1 \cdots k$. A finalidade é encontrar uma transformação linear unitária \mathbf{V} , dada pela Equação (3.6):

$$\mathbf{V}^T \mathbf{R}_z(\tau_i) \mathbf{V} = \mathbf{D}_i \quad (3.6)$$

onde D_i é um conjunto de matrizes diagonais. A probabilidade de escolha equivocada do atraso τ , impedindo a implementação da separação cega, é reduzida utilizando-se várias matrizes de correlação. Como o SOBI trabalha com várias matrizes de correlação, ele reduz a probabilidade de que uma escolha incorreta do atraso τ impeça a implementação da separação cega. De forma simplificada os passos para implementação do SOBI, são [78], [91]:

1. Estimar a matriz de covariância amostral $\mathbf{R}_x(0)$ a partir de n amostras;
2. Decompor $\mathbf{R}_x(0)$ em $\lambda_1, \dots, \lambda_n$, os n maiores autovalores e h_1, \dots, h_n , autovetores;
3. Caso seja considerado ruído branco adicionado ao processo, uma estimativa da variância do ruído σv^2 pode ser feita pela média dos $m - n$ autovalores de $\mathbf{R}_x(0)$;

4. Calcular a matriz de branqueamento como:

$$\mathbf{Q} = [(\lambda_1 - \sigma_v^2)^{-1/2}h_1, \dots, (\lambda_n - \sigma_v^2)^{-1/2}h_n]^T \quad (3.7)$$

5. Determinar o vetor $\mathbf{z}(k)$, branqueando os dados;

6. Formar a matriz de correlação com atraso $\mathbf{R}_z(\tau)$ através de amostras das matrizes de covariância de $\mathbf{z}(k)$ para um conjunto fixo de atrasos τ ;

7. Obter a matriz unitária \mathbf{U} , que é a diagonalizadora conjunta de $\mathbf{R}_z(\tau_j)|_{j=1, \dots, F}$

8. Estimar os sinais de saída conforme:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{U}^T \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) \quad (3.8)$$

e a matriz de misturas por:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Q}^+ \mathbf{U} \quad (3.9)$$

Segundo [78], experimentos mostraram a utilidade de se aplicar várias matrizes de covariância em sinais de baixa relação sinal ruído e/ou fontes com baixa diferença espectral. De acordo com [86], o algoritmo mostra três características atrativas : i) ele depende apenas da estatística de segunda ordem dos sinais observados; ii) permite, em contraste com técnicas de cumulantes de ordem superior, a separação de fontes gaussianas; iii) o uso de várias matrizes de covariância torna o algoritmo mais resiliente a ruído.

O algoritmo SOBI, ordena em ordem decrescente as estimativas extraídas do maior para o menor autovalor, portanto, consegue-se extrair o componente fundamental do sinal analisado. O componente independente extraído de maior amplitude, ou seja, a estimativa que apresentou o maior autovalor na matriz de covariância, é aplicado em um estimador de frequência PLL [92]. A Figura 9 é apresentada para ilustrar a saída do algoritmo SOBI. Neste exemplo, foi utilizado o parâmetro $M = 16$, onde é possível notar os dois sinais de maior amplitude, que representam o componente de frequência fundamental.

3.4 Agrupamento Baseado em Filtros Casados

Dando sequência a execução do método, após a extração dos componentes independentes pelo algoritmo SOBI, pode-se utilizar apenas uma estimativa do componente de frequência fundamental, afinal, ambas possuem a mesma frequência, e não é necessário realizar a soma das duas, com o objetivo de recuperar sua amplitude. A Figura 10 apresenta uma janela de rastreamento do estimador PLL, convergindo para a frequência de um sinal alvo de 50,1 Hz.

A abordagem SCICA, usando a matriz de misturas com M versões atrasadas do sinal observado, resulta em até M estimativas que podem ser agrupadas por similaridade espectral.

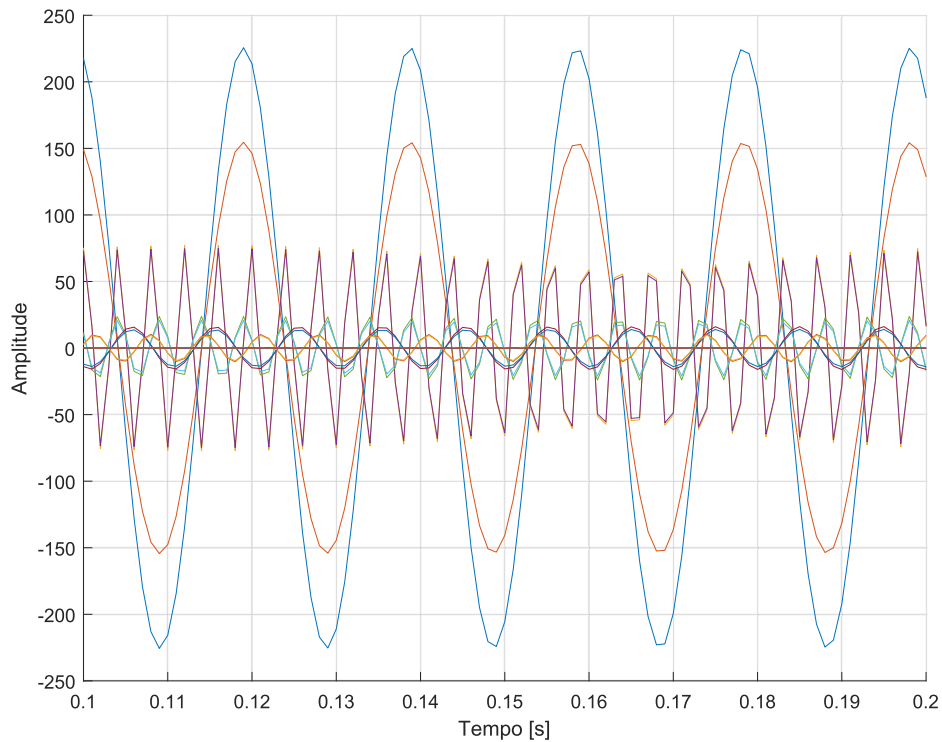


Figura 9 – Exemplo de componentes independentes extraídos.

Visando a extração de harmônicos do sinal do SEP, neste trabalho, propõe-se agrupar as estimativas da ICA através de filtros casados sintonizados. Em [1] e [14], o estágio de agrupamento SCICA foi feito com o algoritmo *k-means* baseado na similaridade espectral. O principal problema do uso do *k-means* é determinar o número de agrupamentos sem conhecimento do conteúdo do sinal. Geralmente, se o número de agrupamentos escolhido é maior que o número de componentes independentes no sinal, mais de um filtro de separação correspondente ao mesmo harmônico será projetado. Por outro lado, agrupar em um número menor de agrupamentos que o número de componentes independentes no sinal do SEP resulta em filtros de separação com sobreposição espectral significativa. Dessa forma, para melhorar o desempenho dos métodos baseados no SCICA para extração de harmônicos, é proposto o uso de filtros casados sintonizados para agrupar as estimativas da ICA.

O esquema proposto neste trabalho usa um banco de filtros casados em quadratura sintonizados nas frequências harmônicas nos sinais do SEP, com base na frequência nominal. Cada estimativa da ICA, representada por $y_i[n]$, é filtrada por filtros casados sintonizados em f_h , onde h é a h ésima frequência harmônica. Com isso é possível extrair o harmônico de interesse do usuário, sem correr o risco de haver sobreposição ou falta de informação na extração do componente.

A Figura 11 ilustra a operação dos filtros casados em quadratura, os quais são

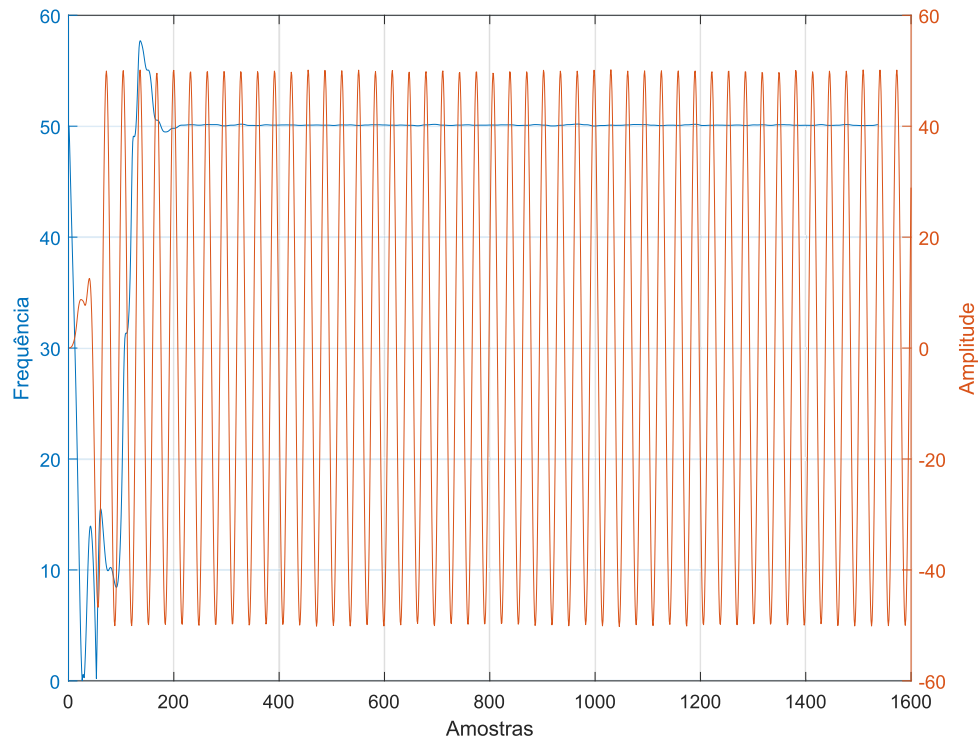


Figura 10 – Estimação da frequência do componente de frequência fundamental pelo algoritmo PLL.

detectores ótimos para sinais senoidais com amplitude e fase desconhecidas corrompidas por ruído gaussiano branco [93]. A saída dos filtros casados $I(f_0)$ é comparada com um limiar pré selecionado γ' . Se a saída for mais alta que o limiar, a estimativa da ICA $y_i[n]$ é relacionada ao harmônico f_h , hipoteticamente nomeado H_1 , sendo selecionada. Se a saída for menor que o limiar, a estimativa não é relacionada ao harmônico f_h , não sendo selecionada.

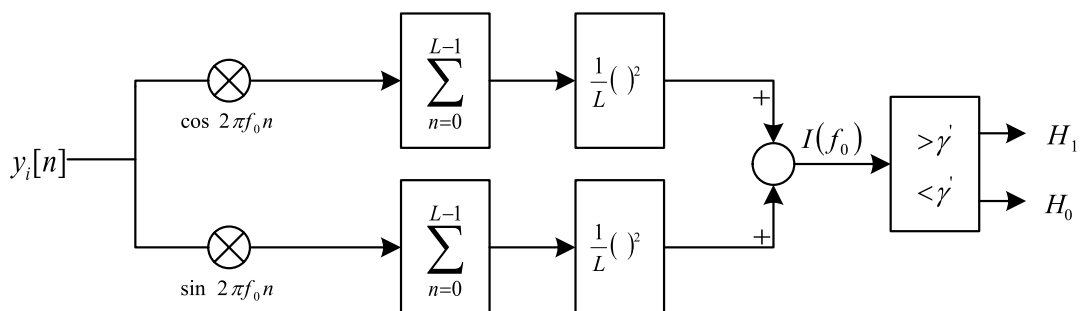


Figura 11 – Filtro casado em quadratura.

O número de filtros casados é um parâmetro que pode ser definido de acordo com

o interesse de cada usuário, ajustado nas frequências harmônicas comumente encontradas no SEP ou harmônicos sugeridos em normas e padrões.

Após a aplicação dos filtros casados, uma matriz $M \times h$ é construída, onde M é o número de misturas escolhido, e h é o número máximo da ordem harmônica que o usuário deseja extrair. Caso não se opte por ajustar esse valor, será utilizado o valor vigente em norma, no caso da versão atual do Módulo 8 do PRODIST [10], considera-se até o 40º harmônico.

A Tabela 4 apresenta a saída do detetor de filtros casados, para o exemplo apresentado na Figura 9. As linhas representam cada componente independente extraído, e cada coluna indica o par de filtro casado sintonizado em cada harmônico a ser detectado, para este caso, do componente fundamental ao 5º harmônico.

Tabela 4 – Exemplo da saída do detetor de filtros casados

Componentes & Harmônicos Extraídos					
	1º	2º	3º	4º	5º
1	0,9864	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
1	0,9838	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
5	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,9905
5	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,9890
4	0,0000	0,0000	0,0000	0,9673	0,0000
4	0,0000	0,0000	0,0000	0,9618	0,0001
2	0,0000	0,9398	0,0000	0,0000	0,0000
2	0,0012	0,8508	0,0000	0,0000	0,0000
3	0,0004	0,0000	0,9145	0,0000	0,0000
3	0,0000	0,0000	0,9448	0,0000	0,0001
-	0,0011	0,0000	0,0000	0,0000	0,0004
-	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0004
-	0,0004	0,0000	0,0000	0,0000	0,0038
-	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000
-	0,0090	0,0000	0,0000	0,0000	0,0002
-	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0001

De acordo com a Tabela 4, o componente fundamental foi detectado no 1º e 2º componente extraído, o 2º harmônico localizado no 7º e 8º componente, o 3º harmônico no 9º e 10º componente, o 4º harmônico no 5º e 6º componente, por último, o 5º harmônico, detectado no 3º e 4º componente. Do 11º ao 16º componente não foi detectada nenhuma frequência harmônica.

3.5 Extração dos Componentes Independentes

Tendo as estimativas da ICA agrupadas de acordo com cada harmônico, os filtros de separação podem ser projetados. A resposta ao impulso do filtro de separação para

cada fonte (harmônico) é definida como [82]:

$$f_c[n] = \frac{1}{M} \sum_{p \in \gamma_c} a_p[n] * w_p[-n] \quad (3.10)$$

onde, $a_p[n]$ é a p -ésima coluna da matriz de misturas \mathbf{A} , $w_p[-n]$ é a p -ésima linha da matriz de separação \mathbf{W} e γ_c é um conjunto com os índices das estimativas relacionadas ao harmônico.

Finalmente, o sinal do SEP \mathbf{x} pode ser filtrado, usando os filtros projetados para cada harmônico:

$$\hat{\mathbf{x}}_c = \mathbf{f}_c * \mathbf{x} \quad (3.11)$$

É importante enfatizar que, para cada janela do sinal do SEP, diferentes filtros são projetados. Conseqüentemente, os filtros de extração se adaptam dinamicamente ao conteúdo do sinal do SEP. Os filtros FIR projetados, devem possuir ganho unitário apenas na frequência do seu respectivo componente independente, como pode ser visto na Figura 12. Nas frequências de outros componentes independentes, o ganho deve ser próximo de zero.

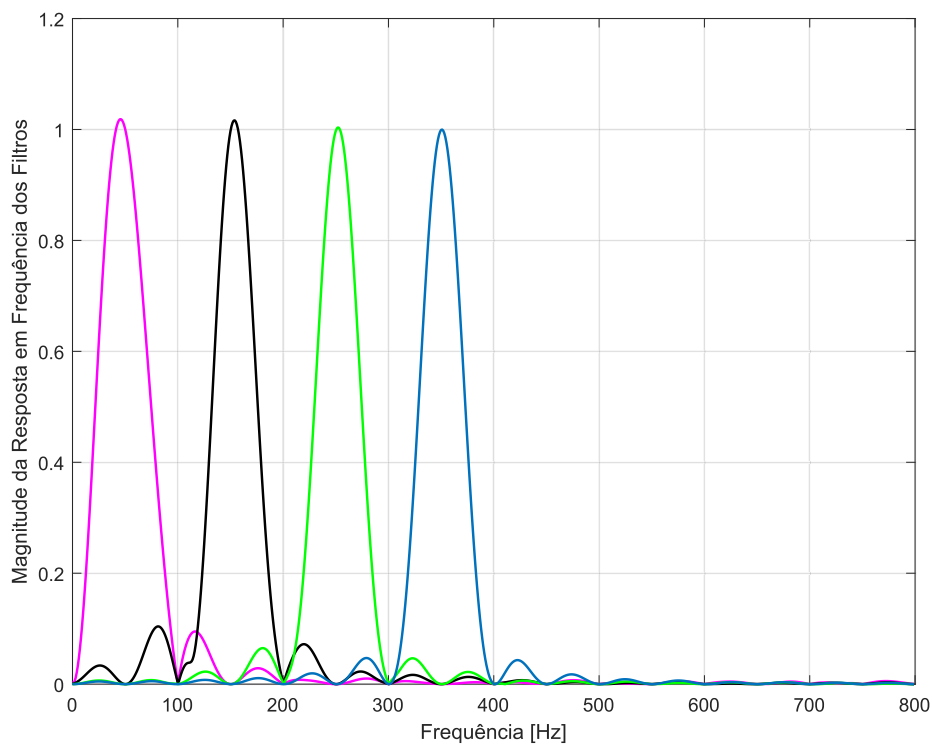


Figura 12 – Resposta a magnitude de frequência de 4 filtros projetados.

3.6 Agrupamento baseado em Similaridade Espectral

Neste ponto do método, as estimativas dos M componentes independentes foram obtidas, os filtros casados realizaram a detecção dos harmônicos e, os filtros adaptativos projetados, executaram a separação dos componentes harmônicos. Como componentes senoidais extraídos resultam em estimativas de componentes independentes em pares, restam ainda, $(M - 2H)$ componentes independentes a serem identificados. Onde H é o número de componentes harmônicos identificados, presentes no sinal analisado.

Como a Equação (2.5), apresentada na seção 2, define que o valor de M deve ser maior que o número de componentes harmônicos e inter-harmônicos presentes no sinal, após a extração dos harmônicos, é preciso identificar se existem e quais são os componentes inter-harmônicos presentes nas estimativas restantes. Com o objetivo de definir uma fronteira que separa as estimativas de componentes harmônicos e inter-harmônicos de componentes de ruído, são propostas duas soluções:

- Estabelecer uma fronteira baseada na energia dos componentes independentes que apresentam os menores autovalores. Como os componentes de energia mais baixa, são componentes de ruído ou outros distúrbios que não são de interesse, calcula-se a média de 30% a 50% dos componentes de menor energia das estimativas, multiplicada por um fator F (nos resultados foi utilizado $F = 3$). É importante dizer que os parâmetros foram obtidos empiricamente, baseados na simulação de vários valores de SNR . Este método não obteve boa exatidão para níveis de SNR mais baixos.
- Utilizar a Diferença Dinâmica Relativa, definida na Equação 2.7 e proposta em [2]. A fronteira é definida, a partir do primeiro valor de RDD menor que 0,5, para o índice $r = 2, 4, 6, \dots, M - 2$. A Figura 13 mostra a RDD de um sinal com 2 harmônicos e 1 inter-harmônico, para $M = 32$. A RDD apresenta valores próximos de 1 para $r = 2, 4, 6$, no entanto, para $r = 8$, a RDD apresenta um valor próximo de 0.2. Neste caso, a fronteira é definida como 6, ou seja, os harmônicos e inter-harmônicos são os componentes independentes estimados de 1 a 6 e os componentes independentes estimados de 7 a 32, não são componentes de frequências harmônicas ou inter-harmônicas. Este método se mostrou mais resiliente à variação da SNR .

Uma vez definida a fronteira, o próximo estágio é realizar o agrupamento das estimativas remanescentes em pares, uma vez que busca-se por componentes senoidais (inter-harmônicos), baseado na similaridade espectral. Desse modo, é construída uma matriz de diferenças espectrais, baseada no cálculo da DFT de cada componente ainda não identificado, dentro da fronteira delimitada.

A Figura 14 apresenta a DFT calculada para 6 componentes inter-harmônicos dentro da fronteira definida. É possível perceber que existe espalhamento espectral na

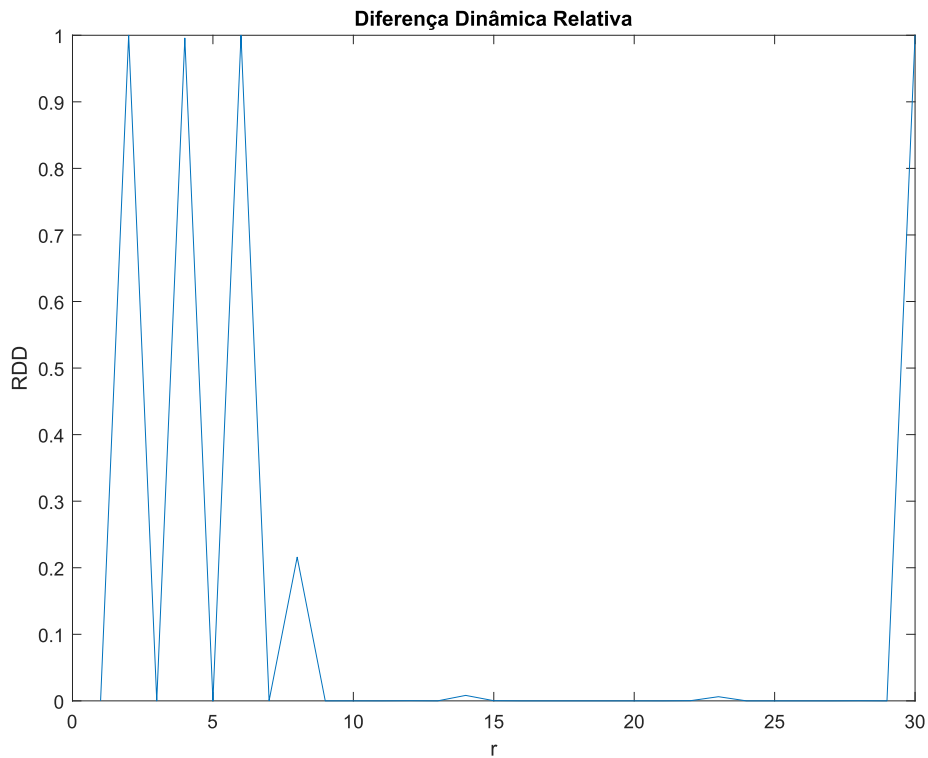


Figura 13 – Diferença Dinâmica Relativa - $p = 5$.

DFT de cada componente, no entanto, a DFT será calculada apenas para medir a diferença do espectro entre cada componente independente. Na Tabela 5 é apresentada a matriz de diferenças calculadas, para o exemplo da Figura 14. Os componentes 1 e 2, apresentaram diferença espectral de 0,15, os componentes 3 e 4, obtiveram o valor de 13, e os componentes 5 e 6, o valor de 416. O próximo passo é projetar os filtros adaptativos para a extração dos componentes inter-harmônicos, de maneira semelhante ao que foi feito na extração dos harmônicos, selecionando-se, dessa vez, as p colunas da matriz de Misturas \mathbf{A} , e as p linhas da matriz de separação \mathbf{W} , de acordo com a Equação (3.10).

Tabela 5 – Exemplo da Matriz de Diferença Espectral entre os Componentes Inter-harmônicos

Diferença Espectral entre os Inter-harmônicos						
Pares	1	2	3	4	5	6
1-2	-	0,15	1265	1204	2246	2633
1-2	0,15	-	1261	1200	2241	2628
3-4	1265	1261	-	13	1459	1813
3-4	1204	1200	13	-	1327	1735
5-6	2246	2241	1459	1327	-	416
5-6	2633	2628	1813	1735	416	-

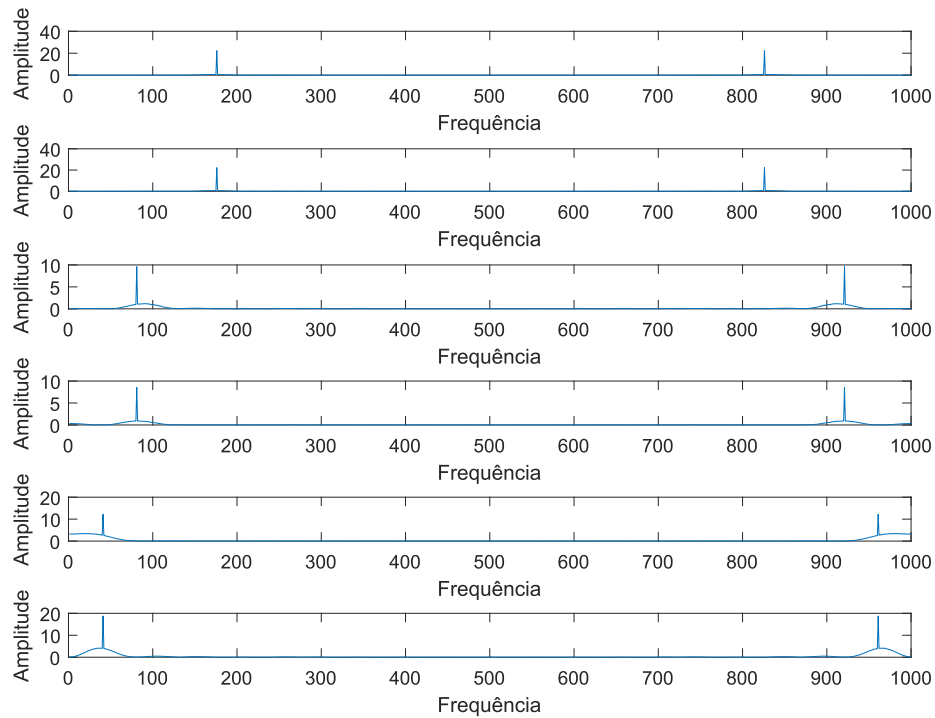


Figura 14 – DFT de 6 componentes independentes inter-harmônicos.

3.7 Limitações do método

A identificação dos componentes harmônicos presentes nos componentes independentes extraídos, realizada pela detecção dos filtros casados, depende da correta estimação da frequência do componente fundamental. Uma vez estimada essa frequência, os filtros casados são sintonizados em seus múltiplos inteiros. Por exemplo, se a saída do PLL estima uma frequência de 50,5 Hz, e os filtros casados estão configurados para monitorar até o quinto harmônico, os mesmos serão sintonizados nas frequências de 101 Hz, 151,5 Hz, 202 Hz e 252,5 Hz. Logo, todo o agrupamento do componentes independentes extraídos depende da correta estimação da frequência fundamental.

Como apresentado na Figura 10, o algoritmo PLL ajusta a frequência estimada amostra a amostra, conforme percorre o sinal analisado, neste caso, o componente independente referente à frequência fundamental. O algoritmo PLL é sensível a variações e pode conter erros. Espera-se, no entanto, uma maior exatidão na estimação da frequência, uma vez que se a extração pelo algoritmo SOBI foi bem sucedida, o sinal consiste de uma senoide sem ruído.

Assumindo-se um erro elevado do estimador PLL, é necessário compreender a detecção pelo banco de filtros casados para avaliar a consequência no método proposto. A Figura 15 ilustra a saída de um par de filtros casados sintonizados em 50 Hz em função

da frequência do sinal de entrada e de sua defasagem. Observa-se que a variação de fase, no intervalo de $-\frac{\pi}{2}$ a $\frac{\pi}{2}$, não afeta a saída do filtro. A frequência do sinal de entrada é o parâmetro que interfere na saída do filtro. Considera-se a detecção positiva, quando o valor de saída do filtro for superior a 0,2.

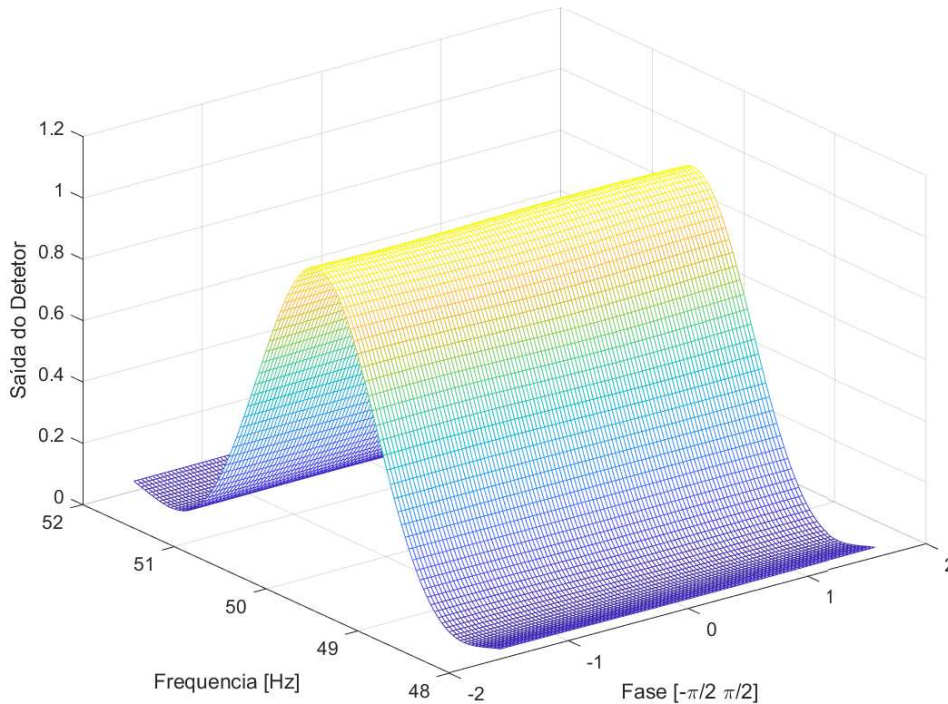


Figura 15 – Saída do Filtro Casado sintonizado em 50 Hz.

A Figura 16 mostra que sinais senoidais na entrada do detetor, com frequência 1 Hz inferior ou superior à frequência de sintonia, irão produzir uma saída superior a 0,2 no detetor, resultando na detecção positiva do sinal de entrada. Dessa forma, o erro de estimação do PLL se propaga na sintonia em cascata dos filtros casados.

Por exemplo, o usuário do método o configura para monitorar até o quinto harmônico. Apesar da frequência fundamental real do sinal ser 50 Hz, o algoritmo PLL erra a estimação em +0,5 Hz. Assim, os filtros casados serão sintonizados em 101 Hz, 151,5 Hz, 202 Hz e 252,5 Hz, no segundo, terceiro, quarto e quinto harmônicos, respectivamente. Onde na verdade, as frequências reais dos componentes harmônicos seriam de 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz e 250 Hz. Neste caso, o segundo harmônico ainda seria detectado, pois está localizado na margem de 1 Hz de detecção do filtro casado. Entretanto, as frequências do terceiro, quarto e quinto harmônicos estão deslocadas 1,5 Hz, 2 Hz e 2,5 Hz, respectivamente, das frequências sintonizadas nos filtros casados. Isto resultaria na não detecção destes componentes harmônicos caso estivessem presentes no sinal analisado.

Esta característica do detetor estabelece uma outra limitação do método: inter-

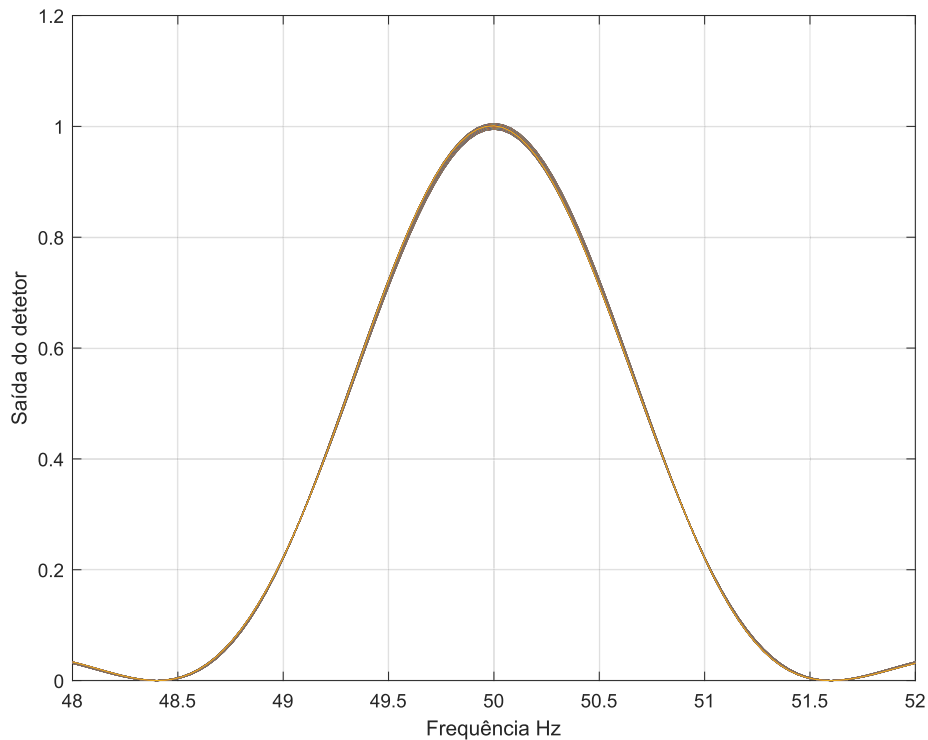


Figura 16 – Saída do Filtro Casado sintonizado em 50 Hz em função da frequência do sinal de entrada.

harmônicos extraídos serão agrupados junto com um harmônico caso a diferença entre a frequência do inter-harmônico e a frequência sintonizada de um par de filtros casados seja menor que 1 Hz. Ou seja, resultará em uma extração de harmônico contaminada com a presença de um inter-harmônico.

É importante destacar que o algoritmo SOBI projeta um banco de filtros FIR para realizar a extração dos componentes independentes a partir da matriz de observações. O valor de M resulta não somente no tamanho da matriz de misturas, mas também na ordem dos filtros FIR. Cada componente independente extraído possuirá um transitório inicial de $2M - 1$ amostras. Estes transitórios iniciais serão descartados nas análises de erro dos sinais analisados na seção 4.

Outra questão de relevância é a possível produção de artefatos pelo método proposto. Como dito anteriormente, a extração de componentes independentes pelo algoritmo SOBI pode ser interpretada como uma filtragem por um banco de filtros FIR, projetados pelo algoritmo de identificação cega de segunda ordem para cada janela de sinal analisado. A Figura 12 mostra que para a correta extração dos componentes, o ganho dos filtros deve ser unitário nas frequências dos harmônicos e inter-harmônicos. A extração incorreta significa que os filtros estão atenuando ou atribuindo um ganho a um conteúdo em determinada frequência.

Assim como no transitório inicial dos componentes independentes estimados, uma variação de amplitude dentro da janela do sinal analisado, acarretará em um transitório proporcional a essa variação, o que pode gerar oscilações que podem ser confundidas com harmônicos ou inter-harmônicos momentâneos.

Outro limite do método é a proximidade entre um harmônico e um inter-harmônico, inviabilizando o algoritmo SOBI de projetar filtros FIR capazes de realizar sua separação. Para verificar esse limite de proximidade no espectro de frequências, foram realizadas 100 simulações para cada valor de frequência do inter-harmônico, estabelecendo o valor de frequência do componente fundamental em 50 Hz.

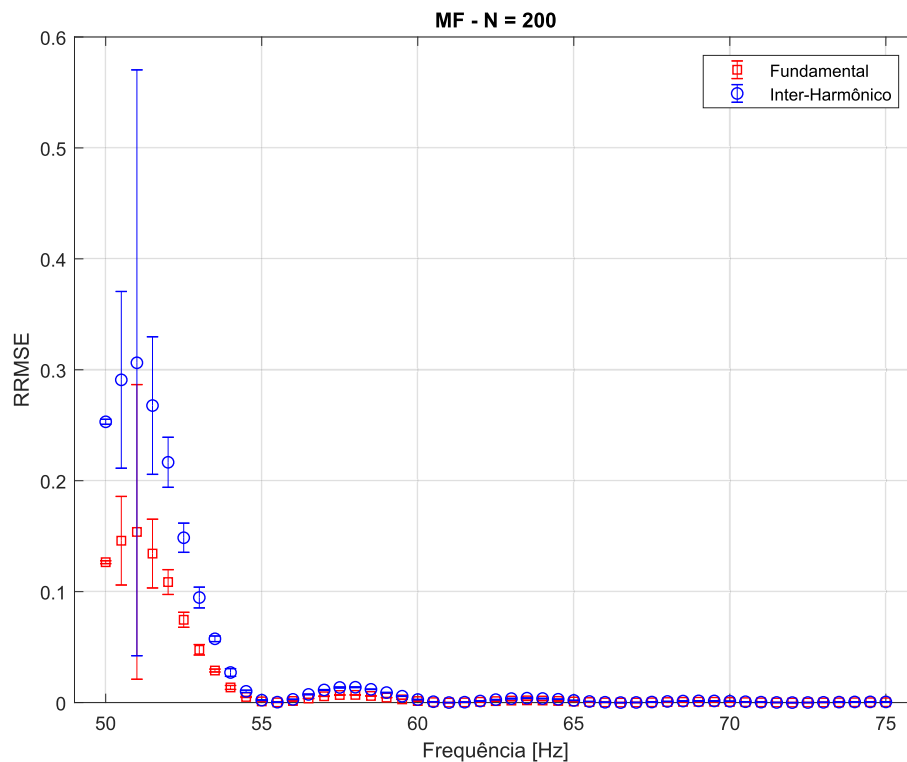


Figura 17 – Limite de proximidade no espectro de frequências entre o componentes fundamental e um inter-harmônico.

A cada 100 simulações, o valor da frequência do inter-harmônico foi decrementado em 0,5 Hz, aproximando-se cada vez mais da frequência do componente fundamental, computando-se o RRMSE dos dois componentes analisados. A partir de 55 Hz o RRMSE passou a se elevar, atingindo seu valor máximo a 1 Hz da frequência do componente fundamental.

4 RESULTADOS

No Capítulo anterior, foi descrito um novo método para extração de harmônicos e inter-harmônicos e, ao final, um modelo compacto do método, para quando houver interesse na extração apenas de harmônicos, também foi detalhado. Neste capítulo, serão apresentados os resultados da resposta do método a sinais constituídos por harmônicos, harmônicos e inter-harmônicos, e com afundamento de tensão. A existência de múltiplos distúrbios dificulta a extração dos componentes harmônicos do sinal. Além dos sinais sintéticos analisados, também são observados alguns sinais reais, são eles: a corrente de partida de um motor e o sinal de tensão e corrente de uma micro usina solar fotovoltaica.

O Capítulo está dividido, primeiramente, em uma análise do impacto da escolha do parâmetro M , o qual define o número de versões atrasadas na matriz de observações \mathbf{X} , definido na seção 3.2, do tamanho da janela do sinal observado N e da variação do SNR na qualidade da resposta do método. Também são descritas as medidas de erro utilizadas para comparar os componentes independentes extraídos com os sinais originais, uma medida para comparar a forma de onda e outra para medir a diferença espectral.

4.1 Medidas de desempenho

Para avaliação do desempenho no caso de sinais sintéticos, os harmônicos extraídos foram comparados com os componentes originais. O erro quadrático médio relativo (RRMSE), definido na Equação (4.1), e a diferença espectral relativa (RSD), definida na Equação (4.2), foram usados.

$$RRMSE_{dc} = \frac{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} (d_c[n] - y_c[n])^2}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} (d_c[n])^2}} \quad (4.1)$$

onde $d_c[n]$ é o harmônico original $y_c[n]$ é a estimativa fornecida pelo filtro de separação.

A diferença espectral relativa (RSD) é calculada de acordo com:

$$RSD = \frac{(\mathbf{P}_i - \hat{\mathbf{P}}_i) \cdot (\mathbf{P}_i - \hat{\mathbf{P}}_i)^T}{\max(\mathbf{P}_i)} \quad (4.2)$$

onde (\mathbf{P}_i) é a DFT do harmônico original e $(\hat{\mathbf{P}}_i)$ é a DFT do componente extraído. Na próxima seção, será analisado o impacto de alguns parâmetros de ajuste do método em relação aos componentes independentes extraídos.

4.2 Resposta do método aos sinais simulados em [1] e [2]

Com o objetivo de validar o método proposto, realizaram-se cinco casos com sinais sintéticos, sendo três deles, apresentados nas seções, 4.2.1, 4.2.2 e ??, sob uma análise mais qualitativa, para verificar a forma de onda dos componentes extraídos. Para estes casos foi utilizado o método simplificado. Outros dois casos sintéticos, descritos na seção 4.2.3 e 4.2.4, foram apresentados em maior profundidade e uma análise estatística dos resultados foi realizada.

Nos três primeiros casos, foram considerados uma frequência fundamental com desvio $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 50.5$ rad/s, frequência de amostragem $F_s = 1$ kHz, tamanho da janela do sinal do SEP $L = 1000$ amostras e $M = 80$. A relação sinal ruído (SNR) foi fixada em 50 dB, caso não seja mencionado outro valor. Destaca-se que, a resolução de frequência da DFT $\Delta_{f_{DFT}}$, calculada por $\frac{F_s}{L} = \frac{1000}{1000} = 1$ Hz, resultaria em uma amostragem assíncrona, sofrendo o efeito danoso do espalhamento espectral no resultado da transformada.

4.2.1 Análise qualitativa de um sinal com harmônicos

O sinal $x[n]$ é composto por uma mistura do componente de frequência fundamental e harmônicos pares e ímpares de acordo com a Equação (4.3). O sinal pode ser visto na Figura 18.

$$\begin{aligned} x[n] = & 380 \sin(\omega_0 n) + 30 \sin\left(2\omega_0 n + \frac{\pi}{6}\right) + \\ & + 20 \sin\left(3\omega_0 n + \frac{\pi}{3}\right) + 45 \sin\left(4\omega_0 n + \frac{\pi}{2}\right) + \\ & + 152 \sin\left(5\omega_0 n + \frac{3\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

A Figura 19 mostra os sinais de saída dos filtros adaptativos, construídos pelo método proposto, de acordo com a Equação (3.10), a partir dos coeficientes da matriz de misturas \mathbf{A} e da matriz de separação \mathbf{W} . Os componentes harmônicos originais também são mostrados. A Figura 19 (a) mostra o sinal da frequência fundamental estimada ($\hat{x}_1[n]$) e o componente fundamental original. Da mesma forma, $\hat{x}_2[n]$, $\hat{x}_3[n]$, $\hat{x}_4[n]$ e $\hat{x}_5[n]$ representam o 2º, 3º, 4º e 5º componente harmônico, respectivamente.

A Tabela 6 mostra medidas quantitativas dos harmônicos extraídos comparados com os componentes originais. Observe que o RMSE e o RSD ficaram abaixo de 1%, o que evidencia que o método não é afetado pelo desvio na frequência fundamental de 0,5 Hz.

Em [1], o estágio de agrupamento foi realizado pelo algoritmo *k-means*. Geralmente, agrupar em mais *clusters* que os componentes independentes estimados, resulta em mais de um filtro de separação correspondente para um mesmo harmônico ou componente inter-harmônico. Diferentemente, agrupar em menos *clusters* que componentes independentes estimados, resulta em filtros de separação com sobreposição espectral significativa. No

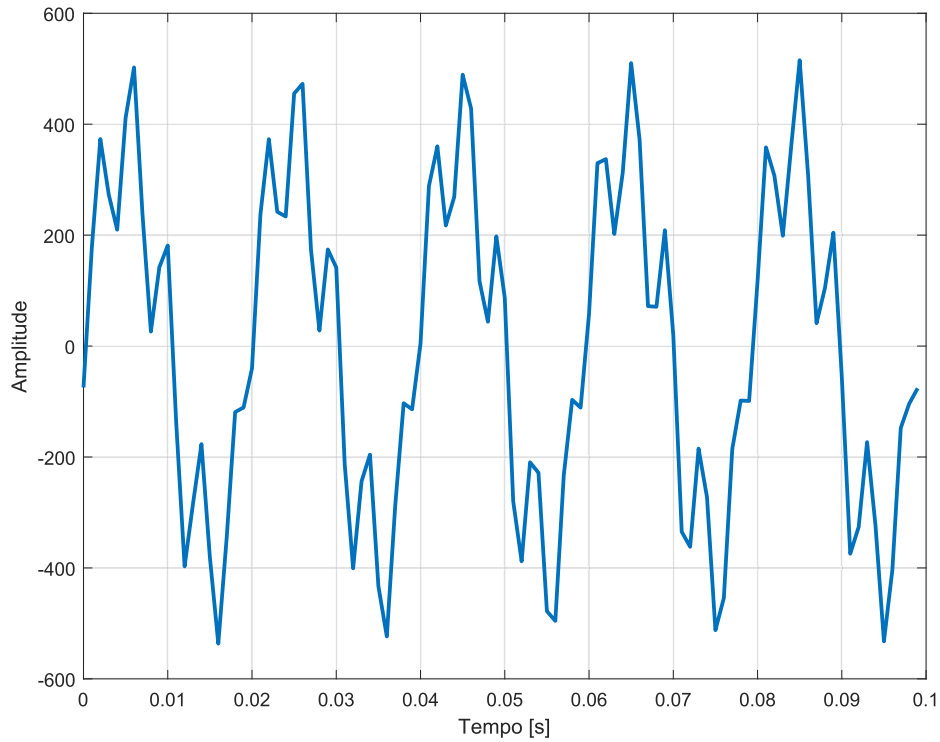


Figura 18 – Sinal simulado no caso: análise qualitativa de um sinal com harmônicos

Tabela 6 – Caso: Análise qualitativa de um sinal com harmônicos - Medidas de Distorção

	RRMSE	RSD
1 ^o	$1,4 \times 10^{-3}$	$7,96 \times 10^{-4}$
2 ^o	$8,9 \times 10^{-3}$	$42,4 \times 10^{-3}$
3 ^o	$13,6 \times 10^{-3}$	$40,8 \times 10^{-3}$
4 ^o	$5,4 \times 10^{-3}$	$8,1 \times 10^{-3}$
5 ^o	$3,2 \times 10^{-3}$	$1,02 \times 10^{-3}$

método proposto, os componentes harmônicos são detectados, mesmo quando apresentam energia muito baixa.

4.2.2 Análise qualitativa do sinal encontrado em [1]

O sinal $x[n]$ é composto por uma mistura de componente fundamental, harmônicos e inter-harmônicos de acordo com a Equação (4.4). O sinal simulado neste caso é o mesmo considerado em [1], sinal pode ser visto na Figura 20.

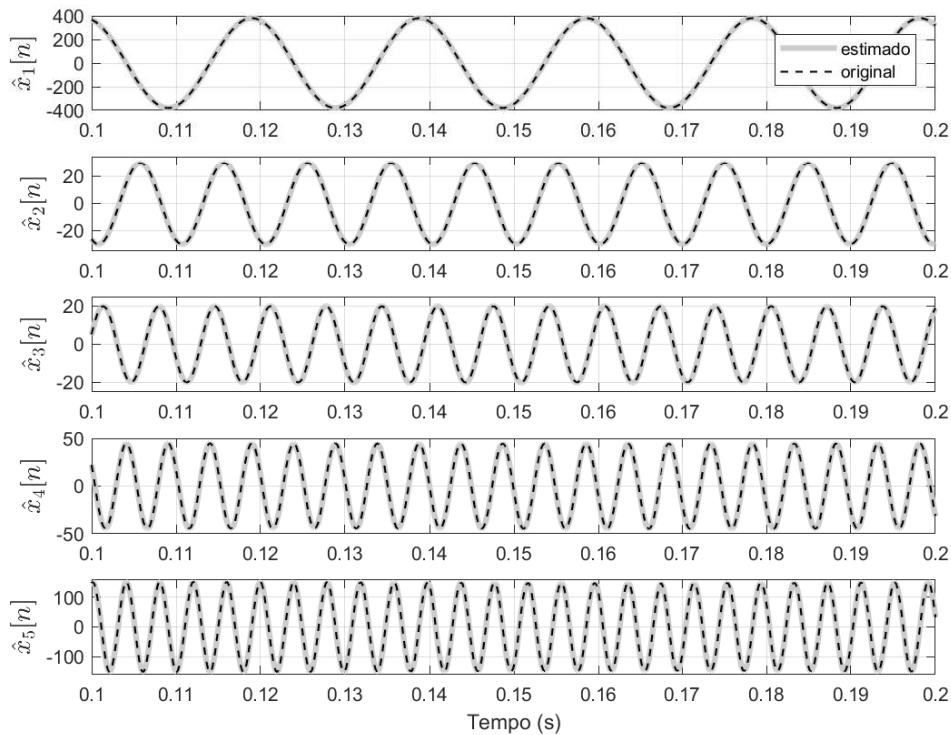


Figura 19 – Componentes reconstruídos e separados obtidos pelos filtros adaptativos SCICA; (a) 50.5 Hz Componente fundamental, (b) 101 Hz harmônico, (c) 151.5 Hz harmônico, (d) 202 Hz harmônico e (e) 252.5 Hz harmônico.

$$\begin{aligned}
 x[n] = & 30 \sin\left(2\pi 0.8 f_0 n + \frac{\pi}{6}\right) + 380 \sin(2\pi f_0 n) + \\
 & + 20 \sin(2\pi 1.6 f_0 n + \frac{\pi}{3}) + 45 \sin(2\pi 3.5 f_0 n + \frac{\pi}{2}) + \\
 & + 152 \sin(2\pi 5 f_0 n + \frac{3\pi}{2})
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

A Figura 21 mostra os sinais de saída dos filtros adaptativos construídos pelo método proposto. Observe que tanto o primeiro quanto o quinto componente harmônico foram corretamente extraídos. Esses são mostrados na Figura 21 (a) e (b), respectivamente. A Figura 21 (c) mostra o sinal remanescente depois de extrair os componentes harmônicos. Esse sinal residual é composto de três inter-harmônicos como esperado. Comparações com os componentes originais foram fornecidas na Figura 21, onde pode-se notar as similaridades entre os componentes harmônicos extraídos e suas estimativas correspondentes.

A Tabela 7 mostra as medidas quantitativas dos harmônicos extraídos quando comparados com os componentes originais. Os resultados mostram que os harmônicos foram extraídos com valores de RRMSE e RSD inferiores a 1%, mesmo na presença de inter-harmônicos no sinal.

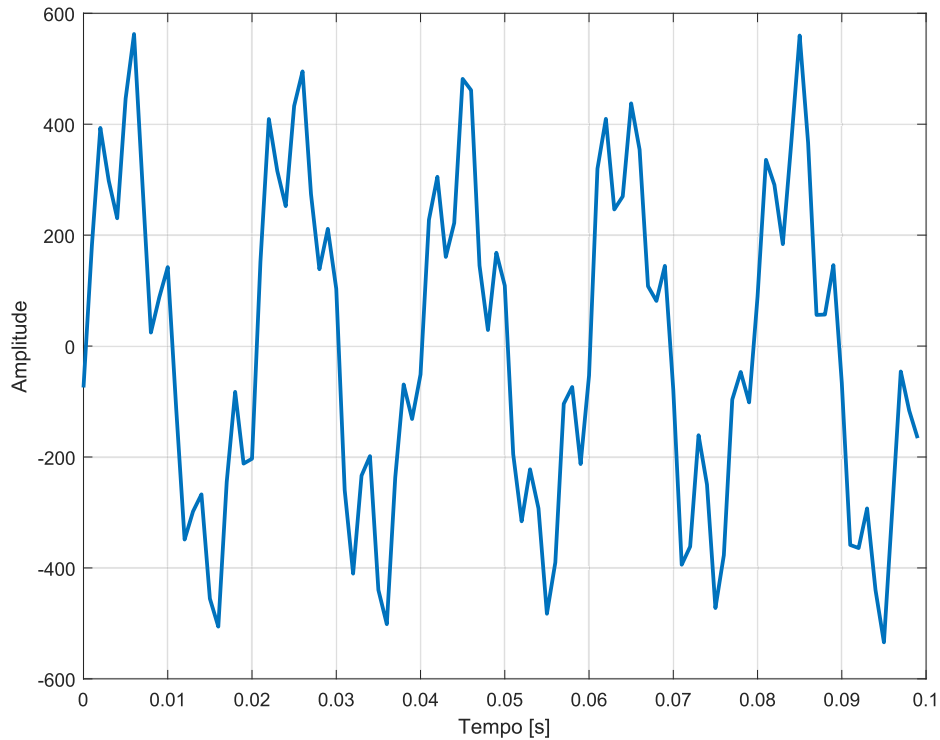


Figura 20 – Sinal simulado no caso: Análise qualitativa do sinal encontrado em [1]

Tabela 7 – Caso: Análise qualitativa do sinal encontrado em [1] - Medidas de Distorção

	RRMSE	RSD
1 ^o	$9,8 \times 10^{-3}$	$3,3 \times 10^{-3}$
5 ^o	$2,4 \times 10^{-3}$	$5,8 \times 10^{-3}$
<i>resto</i>	$63,2 \times 10^{-3}$	$221,3 \times 10^{-3}$

4.2.3 Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1]

Para verificar o desempenho do método proposto, neste caso simulado foram considerados a frequência fundamental $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s, frequência de amostragem $F_s = 1$ kHz, tamanho de janela do sinal do SEP $L = 1000$ amostras e, $M = 20$. O parâmetro M foi definido pela relação da frequência de amostragem e a frequência fundamental do SEP de acordo com [2]. O SNR foi fixado em 50 dB.

O sinal $x[n]$ é composto por uma mistura de componentes de frequência fundamental, harmônicos e inter-harmônicos de acordo com a Equação (4.5). O sinal simulado nesse

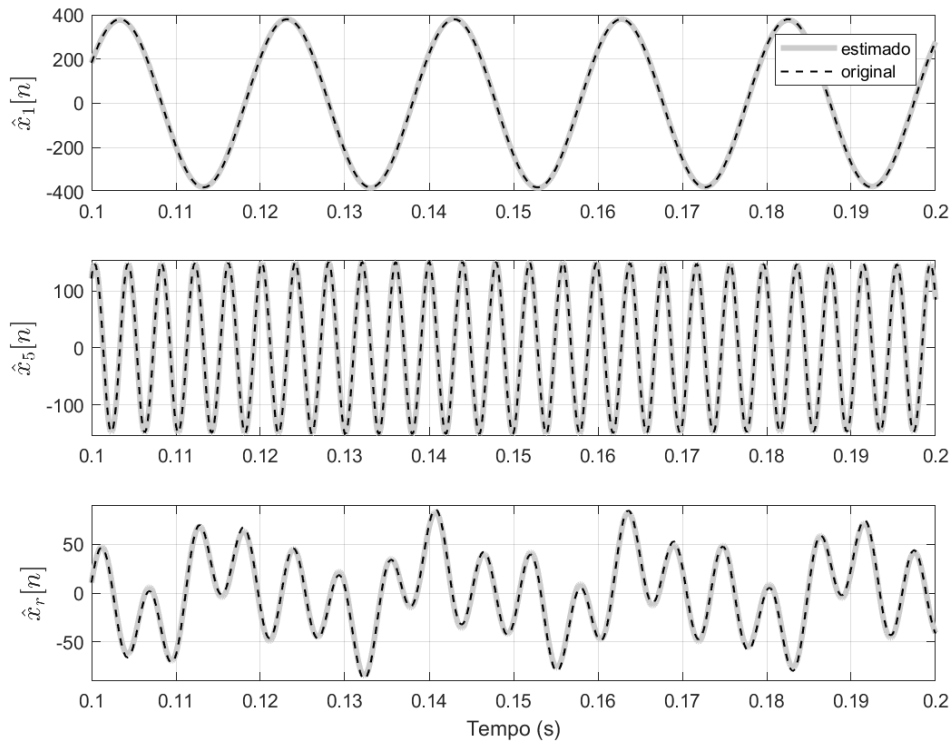


Figura 21 – Componentes reconstruídos e separados obtidos pelos filtros adaptativos SCICA; (a) 50 Hz componente fundamental, (b) 250 Hz harmônico e (c) mistura do subharmônico 40 Hz e inter-harmônicos 80 Hz e 175 Hz.

caso é o mesmo considerado em [1].

$$\begin{aligned}
 x[n] = & 30 \sin\left(2\pi 0,8 f_0 n + \frac{\pi}{6}\right) + 380 \sin(2\pi f_0 n) + \\
 & + 20 \sin(2\pi 1,6 f_0 n + \frac{\pi}{3}) + 45 \sin(2\pi 3,5 f_0 n + \frac{\pi}{2}) + \\
 & + 152 \sin(2\pi 5 f_0 n + \frac{3\pi}{2})
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

A Figura 22 mostra os harmônicos extraídos pelos filtros adaptativos obtidos. Observe que tanto o componente fundamental e o quinto harmônico foram corretamente extraídos. Os inter-harmônicos foram agrupados depois do agrupamento dos harmônicos e eliminação dos componentes de ruído de acordo com a Figura 8. Os inter-harmônicos extraídos são apresentados na Figura 23.

O componente fundamental e o quinto harmônico extraídos pelo método proposto ficaram muito próximos dos sinais originais, todavia, os componentes obtidos pela PCA parecem ter sido corrompidos pelo conteúdo inter-harmônico.

A Tabela 8 mostra os índices de erro dos harmônicos e inter-harmônicos extraídos no caso 2 quando comparados aos componentes originais.

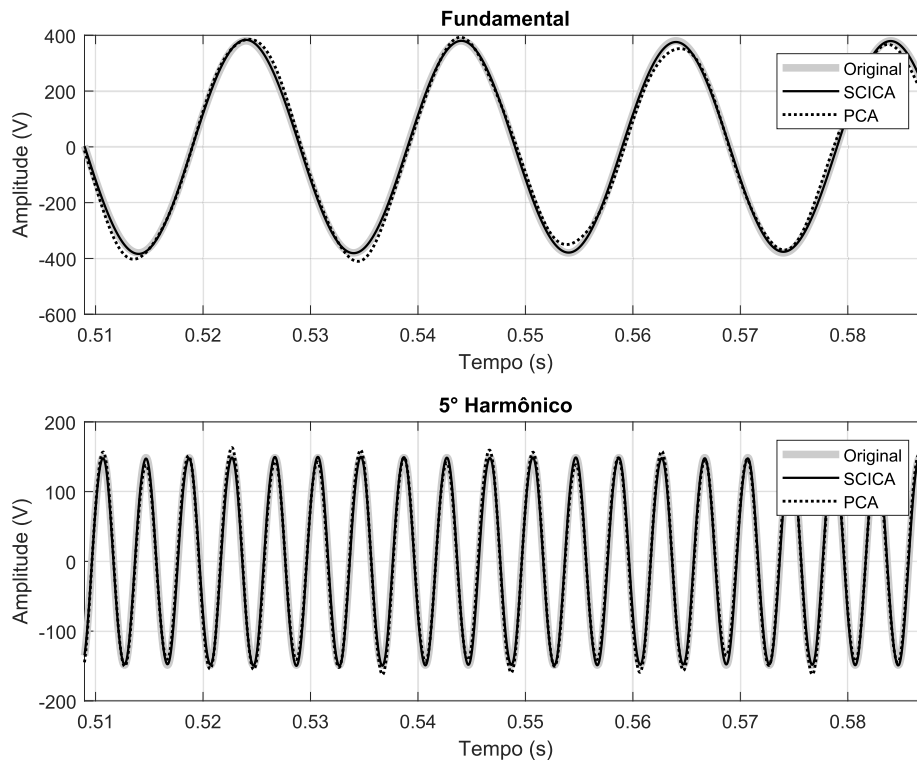


Figura 22 – Componentes separados e reconstruídos obtidos pelos filtros adaptativos da SCICA; (a) 50 Hz componente fundamental, (b) 250 Hz harmônico.

Tabela 8 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1] - Índices de erro para o método proposto

	RRMSE	RSD
40 Hz	$(113 \pm 4) \times 10^{-3}$	$(19 \pm 2) \times 10^{-3}$
50 Hz	$(93 \pm 2) \times 10^{-4}$	$(13 \pm 2) \times 10^{-6}$
80 Hz	$(56 \pm 7) \times 10^{-3}$	$(3 \pm 1) \times 10^{-3}$
175 Hz	$(7 \pm 2) \times 10^{-3}$	$(8 \pm 6) \times 10^{-5}$
250 Hz	$(26 \pm 7) \times 10^{-4}$	$(1 \pm 1) \times 10^{-5}$

Os resultados mostram que os harmônicos foram extraídos com exatidão mesmo na presença de inter-harmônicos no sinal. Em [2] o algoritmo não realiza a extração de inter-harmônicos, dessa forma, não é justo comparar os resultados da extração de inter-harmônicos. Entretanto, é possível observar os harmônicos extraídos em um cenário com inter-harmônicos. Na Tabela 10, o RRMSE para o componente fundamental é 8 vezes o erro obtido pelo método proposto mostrado na Tabela 8. Para o quinto harmônico o erro é 33 vezes maior.

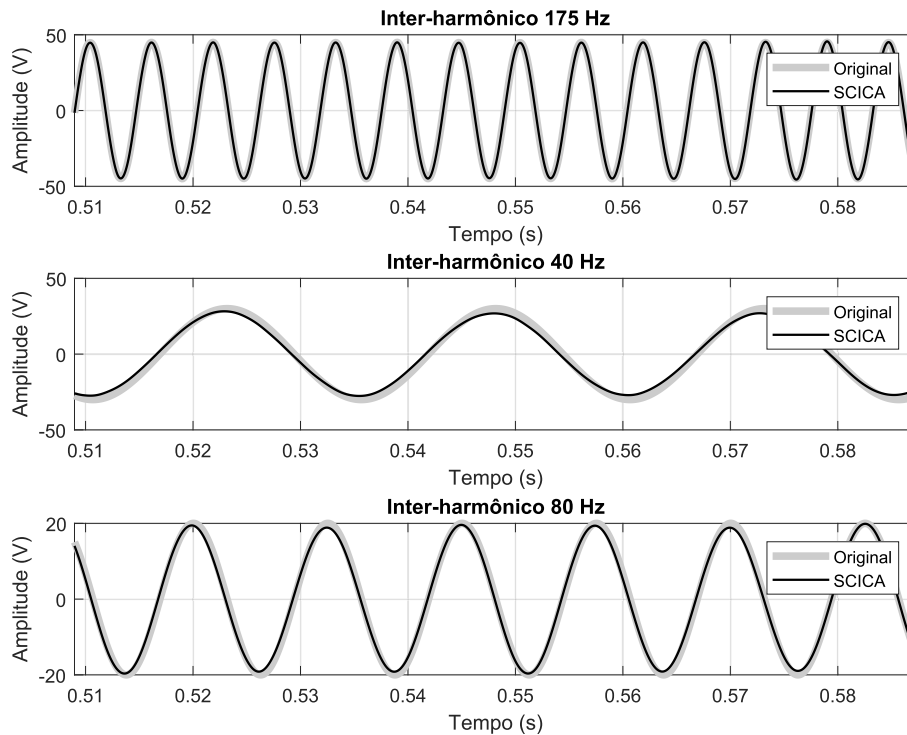


Figura 23 – Componentes separados e reconstruídos obtidos pelos filtros adaptativos da SCICA; (a) 175 Hz inter-harmônico, (b) 40 Hz inter-harmônico e (c) 80 Hz inter-harmônico.

Tabela 9 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1] - Índices de erro para PCA [2]

	RRMSE	RSD
1 ^o	$(793 \pm 2) \times 10^{-4}$	$(116 \pm 2) \times 10^{-5}$
5 ^o	$(770 \pm 3) \times 10^{-4}$	$(100 \pm 1) \times 10^{-4}$

Tabela 10 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico e inter-harmônico utilizado em [1] - Estimação da Frequência e Amplitude

	Frequência [Hz]	Amplitude
50 Hz	$50,00016 \pm 6 \times 10^{-5}$	$379,68 \pm 0,04$
80 Hz	$80,000 \pm 0,001$	$19,41 \pm 0,04$
175 Hz	$175,0000 \pm 5 \times 10^{-4}$	$44,92 \pm 0,04$
250 Hz	$250,0000 \pm 2 \times 10^{-4}$	$151,98 \pm 0,04$

4.2.4 Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2]

Neste caso, foi considerada uma frequência fundamental com desvio $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 50,1$ rad/s, frequência de amostragem $F_s = 1,6$ kHz, tamanho da janela do sinal do SEP $L = 1600$ amostras e $M = 32$. O parâmetro M foi definido por uma relação entre a frequência de amostragem e a frequência fundamental do SEP de acordo com [2]. A relação

sinal ruído (SNR) foi fixada em 40 dB.

O sinal $x[n]$ é composto por uma mistura de componentes de frequência fundamental e harmônicos ímpares, de acordo com a Equação (4.6), mesmo sinal utilizado em [2].

$$\begin{aligned}
 x[n] = & 100 \sin(\omega_0 n) + 30 \sin\left(3\omega_0 n + \frac{\pi}{6}\right) + \\
 & + 15 \sin\left(5\omega_0 n + \frac{\pi}{3}\right) + 1 \sin\left(7\omega_0 n + \frac{\pi}{2}\right) + \\
 & + 0.2 \sin\left(9\omega_0 n + \frac{3\pi}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

A Figura 24 mostra os sinais de saída dos filtros adaptativos construídos pelo método proposto comparados com os componentes originais e com o método baseado em PCA apresentado em [2].

Pode ser visto que os componentes de frequência fundamental, o terceiro e o quinto harmônicos foram extraídos com acurácia, e o sétimo e nono harmônicos possuem um pequeno desvio do sinal original. As imprecisões podem ser explicadas pela baixa amplitude dos componentes quando comparadas a potência do ruído considerado.

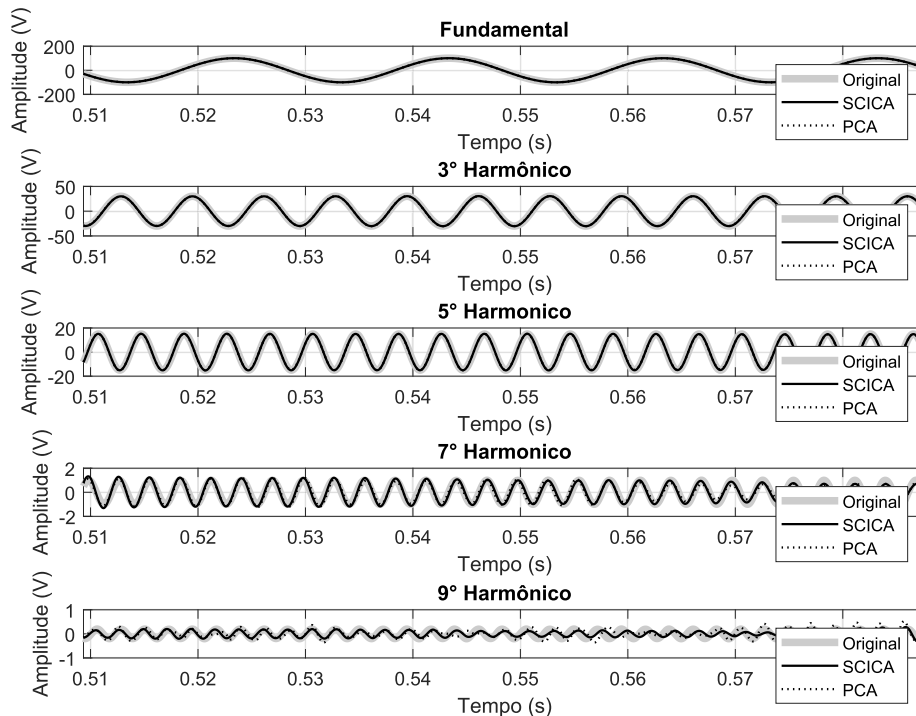


Figura 24 – Componentes separados e reconstruídos obtidos pelos filtros adaptativos da SCICA; (a) 50,1 Hz componente fundamental, (b) 150,3 Hz harmônico, (c) 250,5 Hz harmônico, (d) 350,7 Hz harmônico e (e) 450,9 Hz harmônico.

A Tabela 11 mostra os índices quantitativos dos harmônicos extraídos pelo método proposto em comparação com os componentes originais. Observe que o RMSE e a RSD foram abaixo de 1% para a fundamental, terceiro e quinto harmônicos. O sétimo e nono harmônicos apresentaram piores valores devido a sua baixa energia comparada a baixa SNR de 40 db.

Para cada caso considerado foram executadas 1000 simulações.

Tabela 11 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Índices de erro para o método proposto

	RRMSE	RSD
1 ^o	$(25 \pm 7) \times 10^{-4}$	$(6 \pm 5) \times 10^{-6}$
3 ^o	$(7 \pm 2) \times 10^{-3}$	$(6 \pm 4) \times 10^{-5}$
5 ^o	$(14 \pm 3) \times 10^{-3}$	$(3 \pm 2) \times 10^{-4}$
7 ^o	$(20 \pm 5) \times 10^{-2}$	$(10 \pm 7) \times 10^{-2}$
9 ^o	$(98 \pm 24) \times 10^{-2}$	$(155 \pm 111) \times 10^{-2}$

Similarmente à Tabela 11, a Tabela 12 mostra os índices quantitativos dos harmônicos extraídos executados pelo método baseado em PCA [2]. Os resultados do método proposto, são melhores que os obtidos pelo método baseado em PCA, nesse cenário de apenas harmônicos presentes no conteúdo do sinal.

Tabela 12 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Índices de erro para PCA [2]

	RRMSE	RSD
1 ^o	$(33 \pm 5) \times 10^{-4}$	$(12 \pm 5) \times 10^{-6}$
3 ^o	$(11 \pm 2) \times 10^{-3}$	$(18 \pm 6) \times 10^{-5}$
5 ^o	$(20 \pm 4) \times 10^{-3}$	$(7 \pm 4) \times 10^{-4}$
7 ^o	$(24 \pm 5) \times 10^{-2}$	$(14 \pm 8) \times 10^{-2}$
9 ^o	$(124 \pm 28) \times 10^{-2}$	$(276 \pm 184) \times 10^{-2}$

Tabela 13 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimação da Frequência e Amplitude (Método Proposto)

	Frequência [Hz]	Amplitude
1 ^o	$50, 1000 \pm 1 \times 10^{-4}$	$100, 00 \pm 0, 03$
3 ^o	$150, 3001 \pm 5 \times 10^{-4}$	$30, 01 \pm 0, 02$
5 ^o	$250, 5000 \pm 9 \times 10^{-4}$	$15, 00 \pm 0, 02$
7 ^o	$350, 70 \pm 1 \times 10^{-2}$	$1, 00 \pm 0, 03$
9 ^o	$450, 9 \pm 0, 4$	$0, 20 \pm 0, 04$

4.3 Análise do método em Sinais Artificiais

Com base na descrição do novo método proposto, é possível notar que a maior parte do mesmo funciona de forma automática, buscando se adaptar à janela de dados

Tabela 14 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimação da Frequência e Amplitude (Método baseado na PCA)

	Frequência [Hz]	Amplitude
1 ^o	50,0996	100,1023
3 ^o	150,3004	29,8546
5 ^o	250,5034	14,8611
7 ^o	350,7295	1,0260
9 ^o	450,8611	0,1751

Tabela 15 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimação da Frequência e Amplitude (DWT)

	Frequência [Hz]	Amplitude
1 ^o	50,0996	100,0182
3 ^o	150,2991	29,9883
5 ^o	250,5117	14,8291
7 ^o	350,7266	0,9874
9 ^o	449,4126	0,2283

Tabela 16 – Caso: Sinal com conteúdo harmônico analisado em [2] - Estimação da Frequência e Amplitude (EMD)

	Frequência [Hz]	Amplitude
1 ^o	50,0994	98,7385
3 ^o	150,3028	26,9286
5 ^o	250,5048	15,1175
7 ^o	–	–
9 ^o	–	–

para extrair os harmônicos e inter-harmônicos presentes no sinal. No entanto, existem dois parâmetros importantes no método, o número de misturas M e o tamanho da janela de dados N .

4.3.1 Sinal com harmônicos e inter-harmônicos

Para avaliar a generalização do método e medir seu desempenho comparado a outros métodos utilizados para estimação e extração de harmônicos e inter-harmônicos, é realizada a análise do RRMSE e seu desvio padrão para sinais contendo o componente fundamental, dois harmônicos e dois inter-harmônicos.

O conteúdo dos sinais simulados são definidos pela Equação (4.7).

$$\begin{aligned}
 x[n] = & \sin(2\pi f_0 n + \theta_0) + 0,5 \sin(2\pi f_3 n + \theta_3) + \\
 & + 0,2 \sin(2\pi f_5 n + \theta_5) + 0,1 \sin(2\pi f_{34} n + \theta_{34}) + \\
 & + 0,05 \sin(2\pi f_{45} n + \theta_{45})
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Onde:

f_0 é a frequência do componente fundamental;

f_3 é a frequência do terceiro harmônico ($f_3 = 3f_0$);

f_5 é a frequência do quinto harmônico ($f_5 = 3f_0$);

f_{34} é a frequência do inter-harmônico localizado entre o terceiro e quarto harmônico;

f_{45} é a frequência do inter-harmônico localizado entre o quarto e quinto harmônico;

$\theta_0, \theta_3, \theta_5, \theta_{34}$ e θ_{45} são as fases do componente fundamental, terceiro harmônico, quinto harmônico e de dois inter-harmônicos, respectivamente.

A cada simulação, a frequência f_0 é sorteada no intervalo entre 49,5 Hz e 50,5 Hz, alterando os valores de f_3 e f_5 . As fases de cada componente são sorteadas no intervalo entre $-\frac{\pi}{2}$ e $\frac{\pi}{2}$. A frequência do inter-harmônico f_{34} é sorteada no intervalo entre 170 Hz e 180 Hz e de f_{45} no intervalo entre 220 Hz e 230 Hz. Para cada combinação de M e N , são executadas 100 simulações diferentes, cada uma com um ruído branco gaussiano distinto com $SNR = 50$ db e $F_s = 1000$ Hz. A Figura 25 apresenta o RRMSE obtido com a aplicação do método proposto nos sinais gerados com base na Equação 4.7 para $N = 100$. As Figuras 26, 27 e 28 apresentam o RRMSE para o método [2], método [1] e [3], respectivamente.

Considerando-se o RRMSE e o desvio padrão observados nas Figuras 25, 26, 27 e 28, para $N = 100$, o menor valor obtido pelo método proposto foi inferior a $3,5 \cdot 10^{-3}$ em $M = 20$, menor que $2 \cdot 10^{-2}$ em $M = 24$ para o método [2], inferior a $5 \cdot 10^{-3}$ em $M = 23$ para o método [1] e menor que $0,5 \cdot 10^{-26}$ em $M = 25$ para o método [3]. A DFT do caso simulado para $N = 100$ é apresentada na Figura 29. A resolução da DFT é $\frac{F_s}{N} = \frac{1000}{100} = 10$ Hz, e o espalhamento espectral pode ser observado na Figura 29.

As Figuras 31, 32, 33 e 34 apresentam o RRMSE, com $N = 200$, para o método proposto, o método [2], método [1] e [3], respectivamente. O menor valor obtido pelo método proposto foi inferior a $4 \cdot 10^{-4}$ em $M = 31$, menor que $1 \cdot 10^{-2}$ em $M = 40$ para o método [2], inferior a $5 \cdot 10^{-4}$ em $M = 30$ para o método [1] e menor que $5 \cdot 10^{-26}$ em $M = 29$ para o método [3]. A resolução da DFT é $\frac{F_s}{N} = \frac{1000}{200} = 5$ Hz, e o espalhamento espectral foi reduzido em relação a $N = 100$, entretanto, ainda se faz presente na Figura 30.

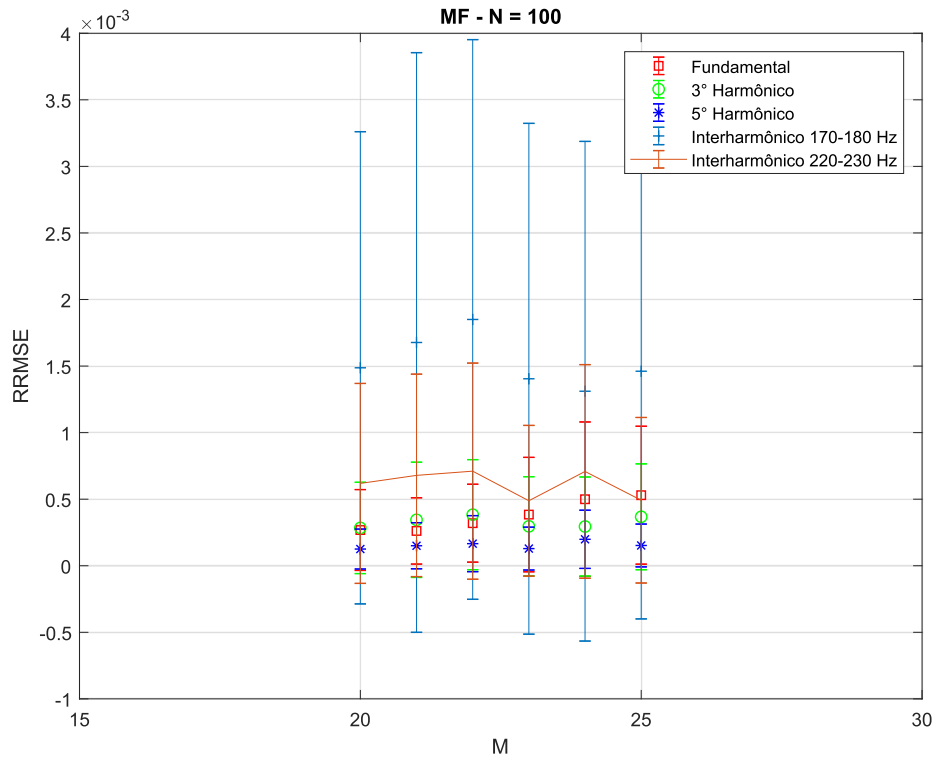


Figura 25 – Erro quadrático médio relativo do método proposto para $N = 100$ amostras.

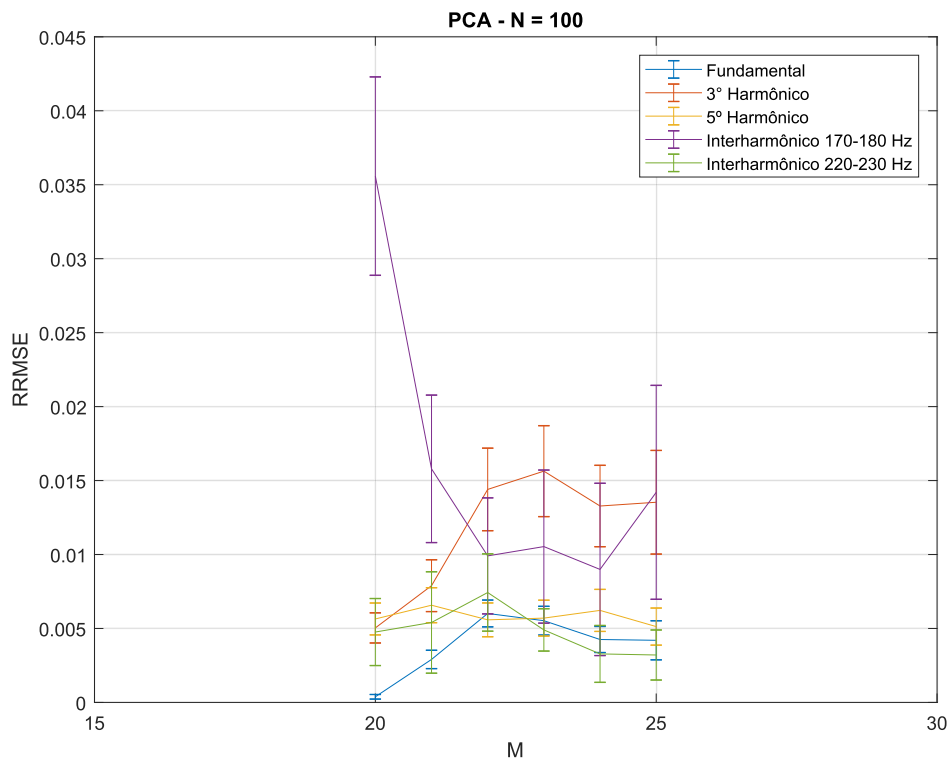


Figura 26 – Erro quadrático médio relativo do método [2] para $N = 100$ amostras.

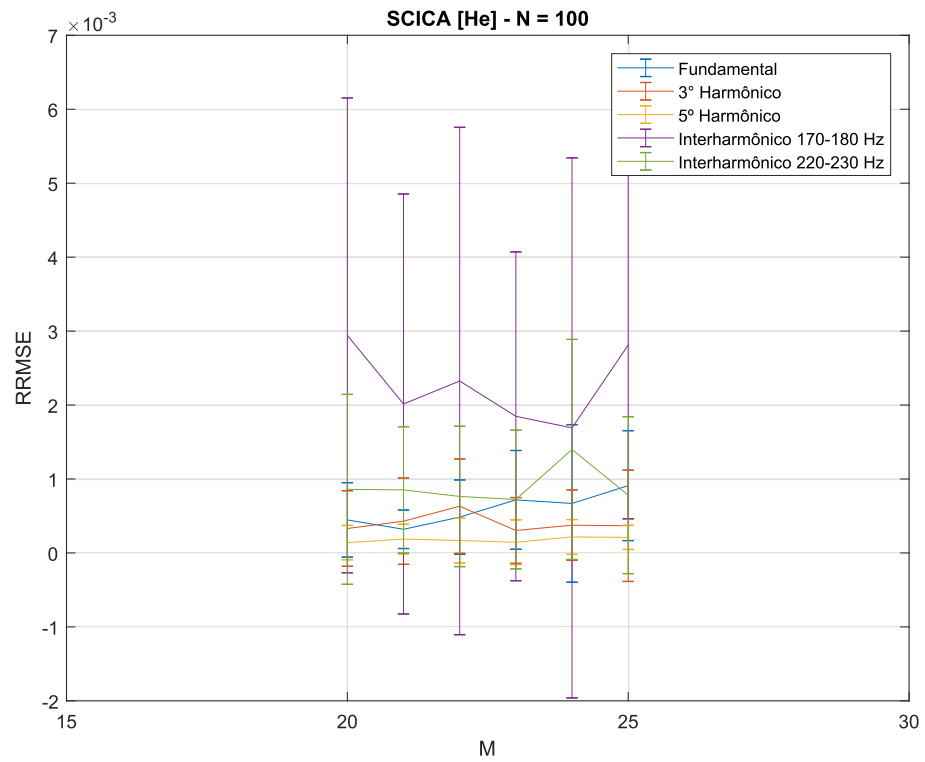


Figura 27 – Erro quadrático médio relativo do método [1] para $N = 100$ amostras.

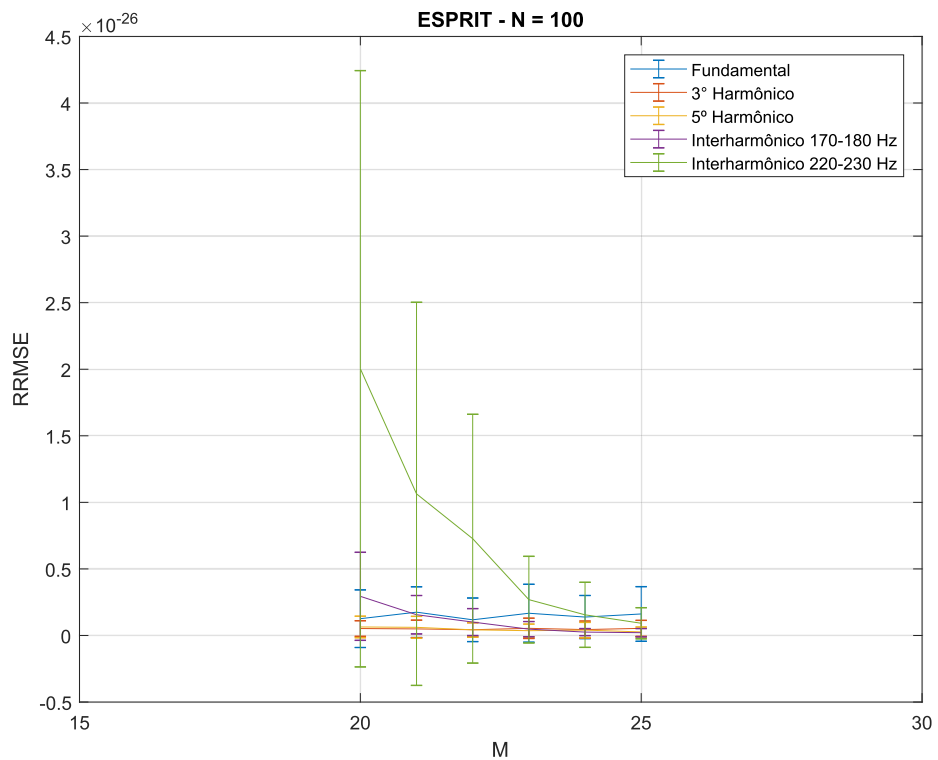
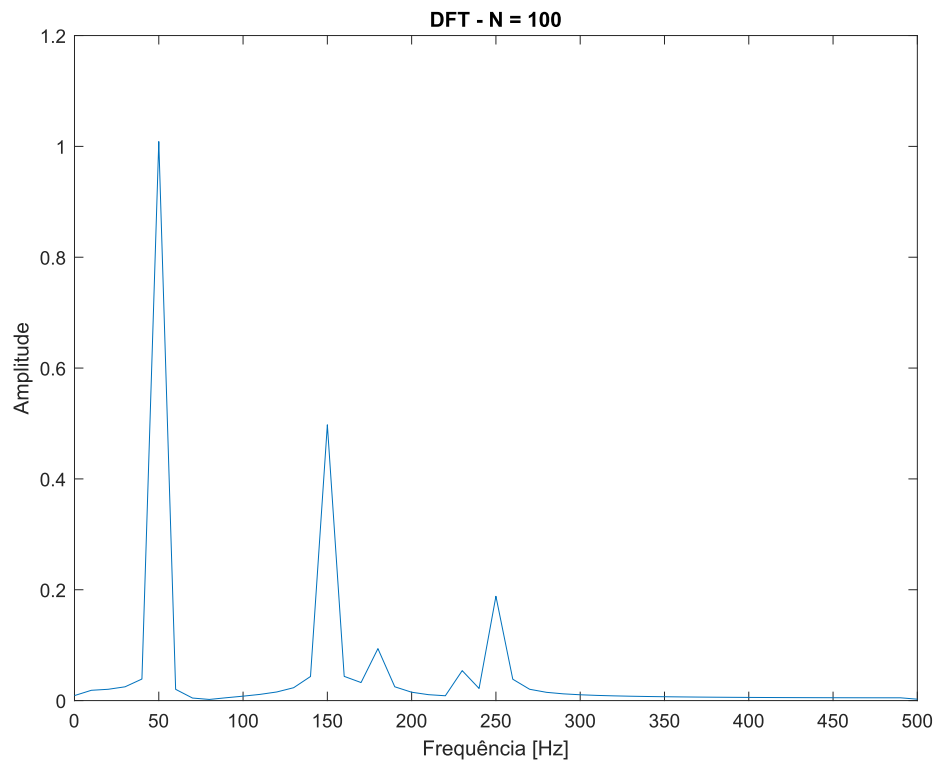
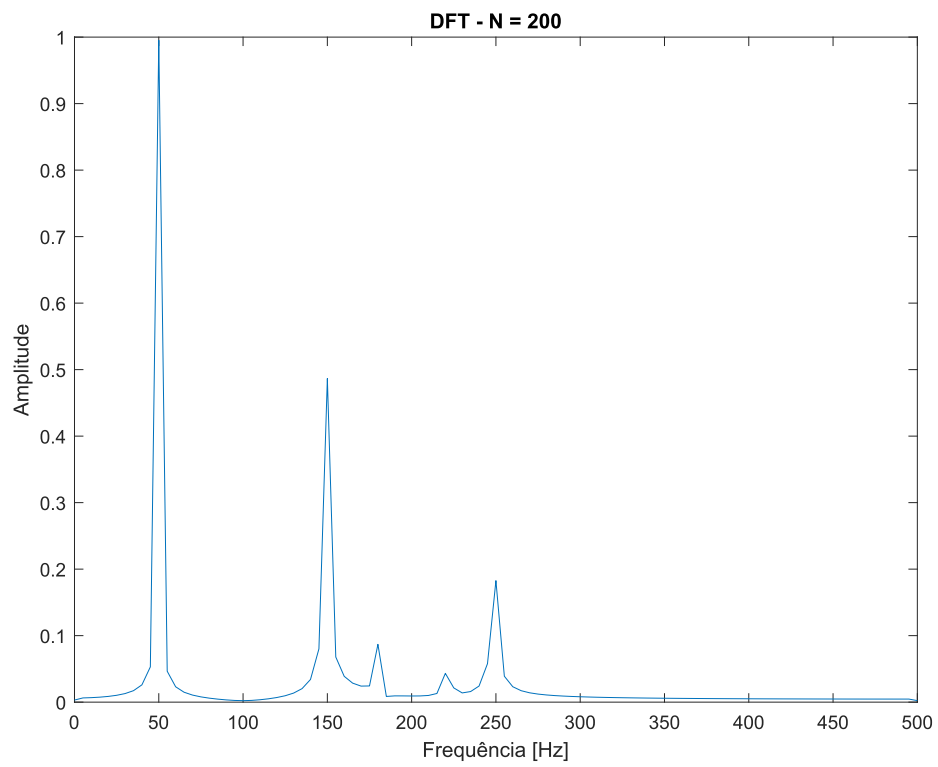


Figura 28 – Erro quadrático médio relativo para $N = 100$ amostras.

Figura 29 – DFT para $N = 100$ amostras.Figura 30 – DFT para $N = 200$ amostras.

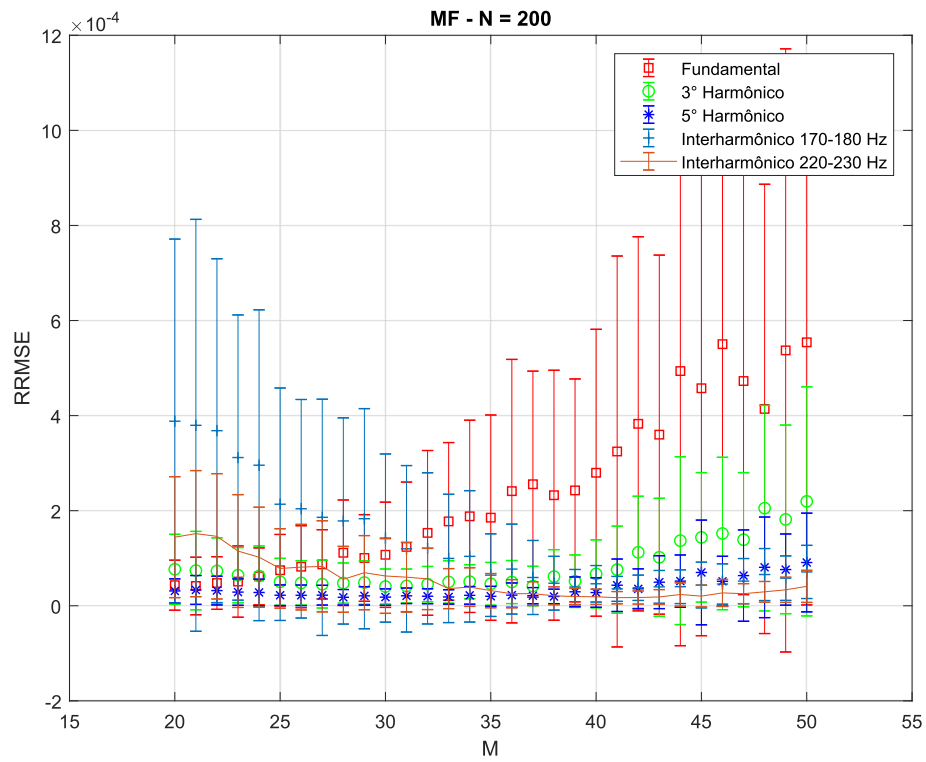


Figura 31 – Erro quadrático médio relativo do método proposto para $N = 200$ amostras.

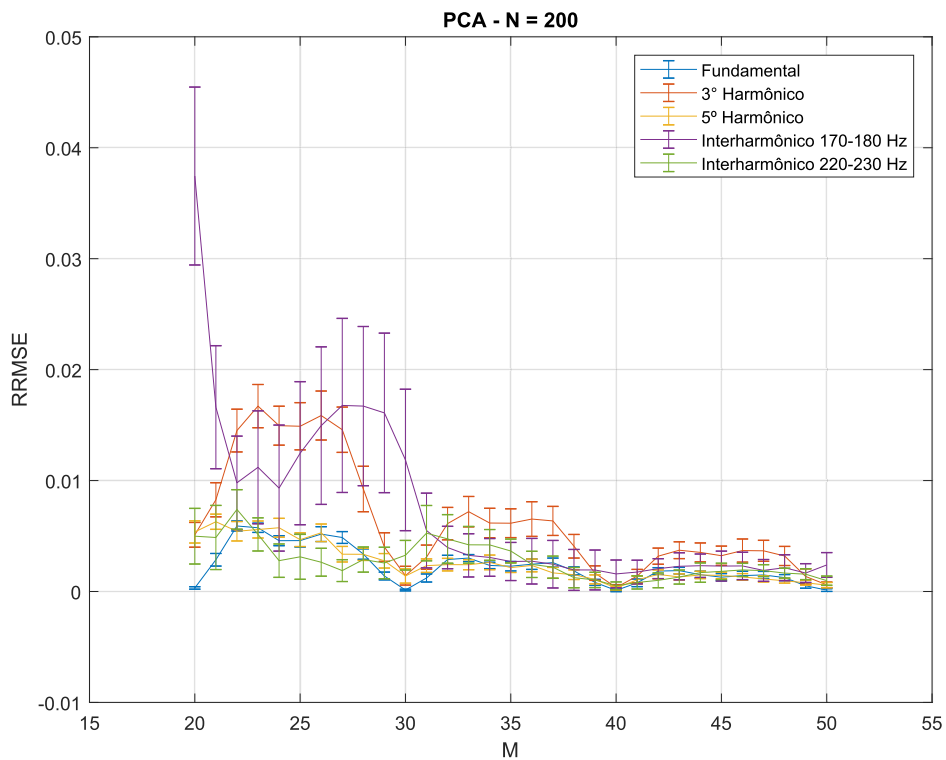


Figura 32 – Erro quadrático médio relativo do método [2] para $N = 200$ amostras.

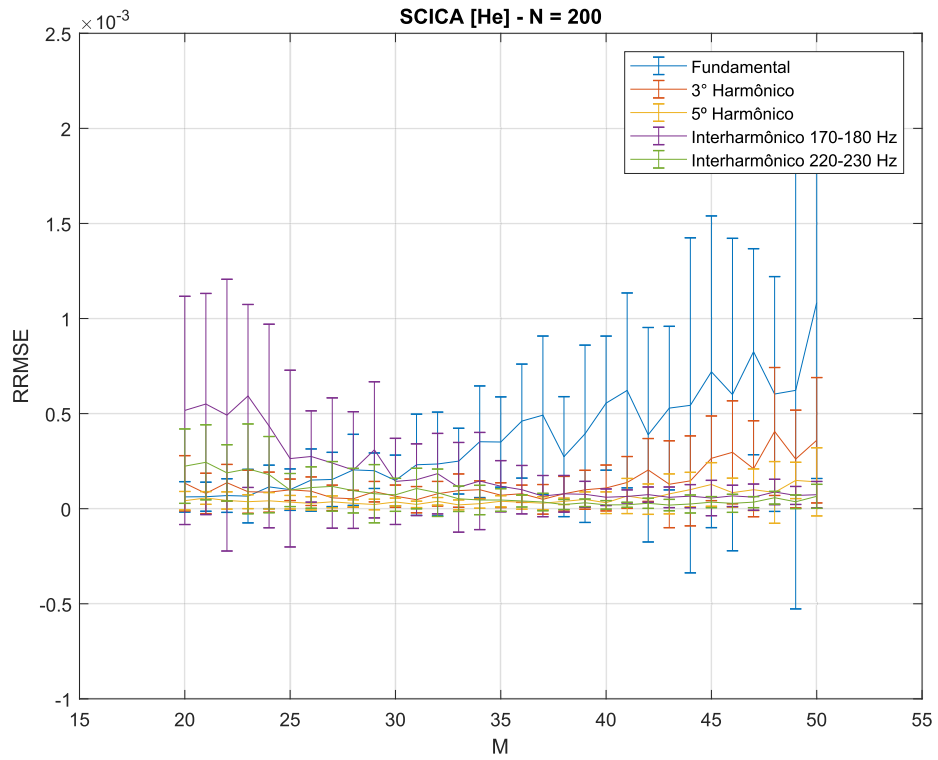


Figura 33 – Erro quadrático médio relativo do método [1] para $N = 200$ amostras.

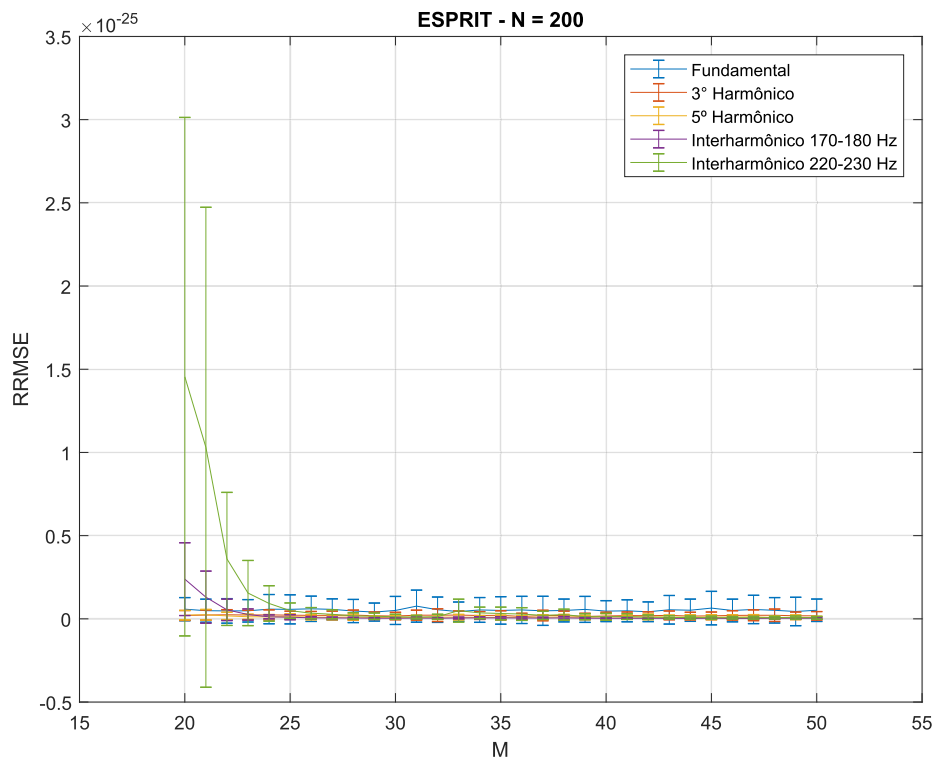


Figura 34 – Erro quadrático médio relativo para $N = 200$ amostras.

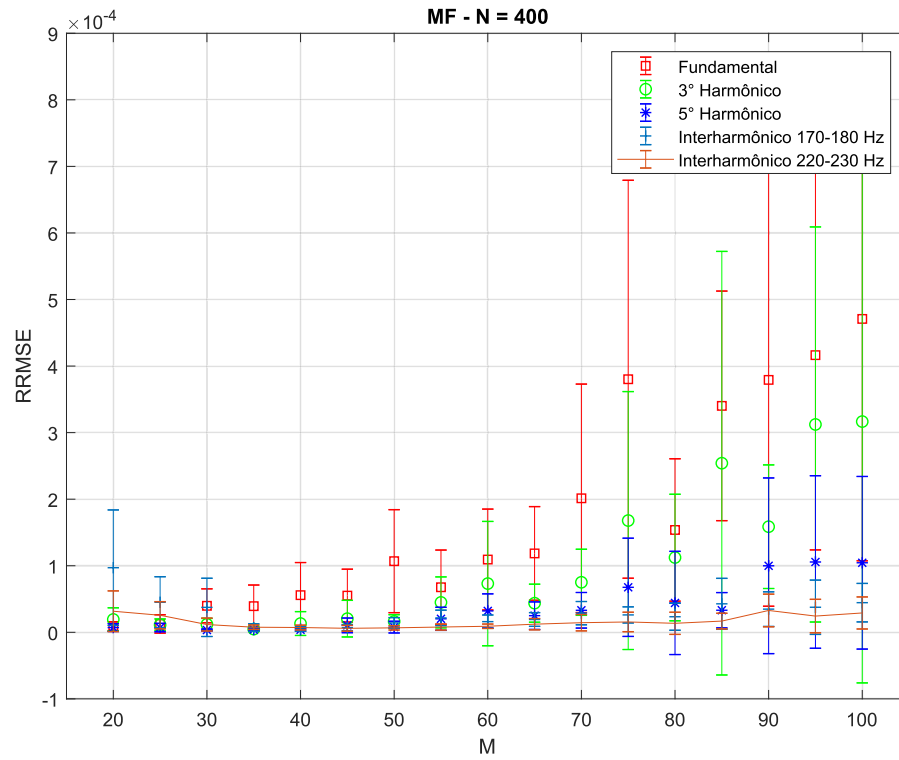


Figura 35 – Erro quadrático médio relativo do método proposto para $N = 400$ amostras.

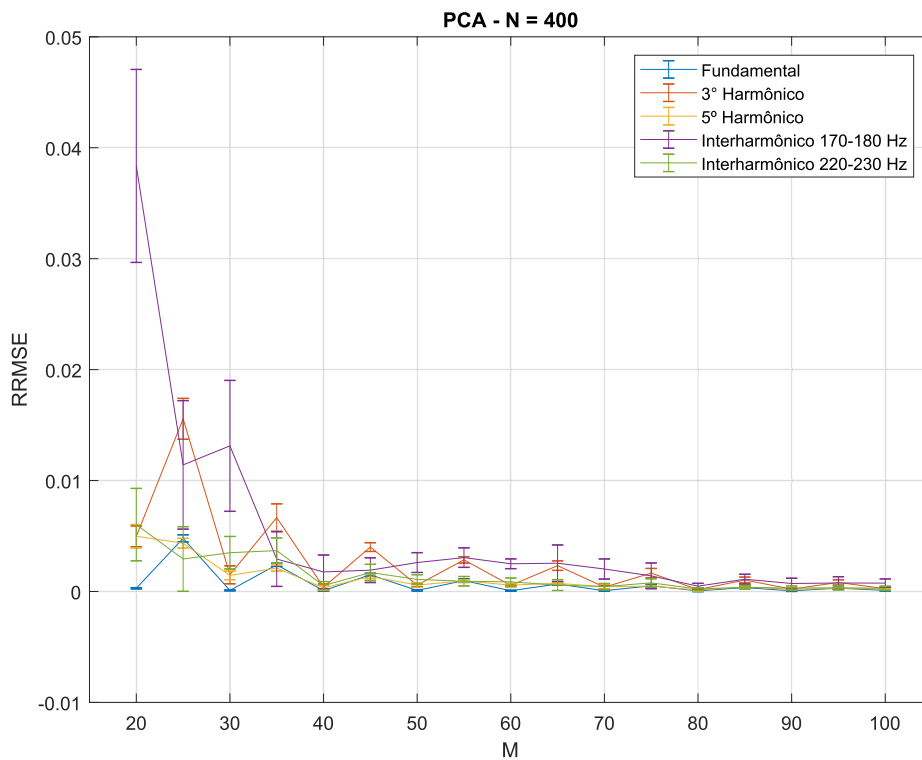


Figura 36 – Erro quadrático médio relativo do método [2] para $N = 400$ amostras.

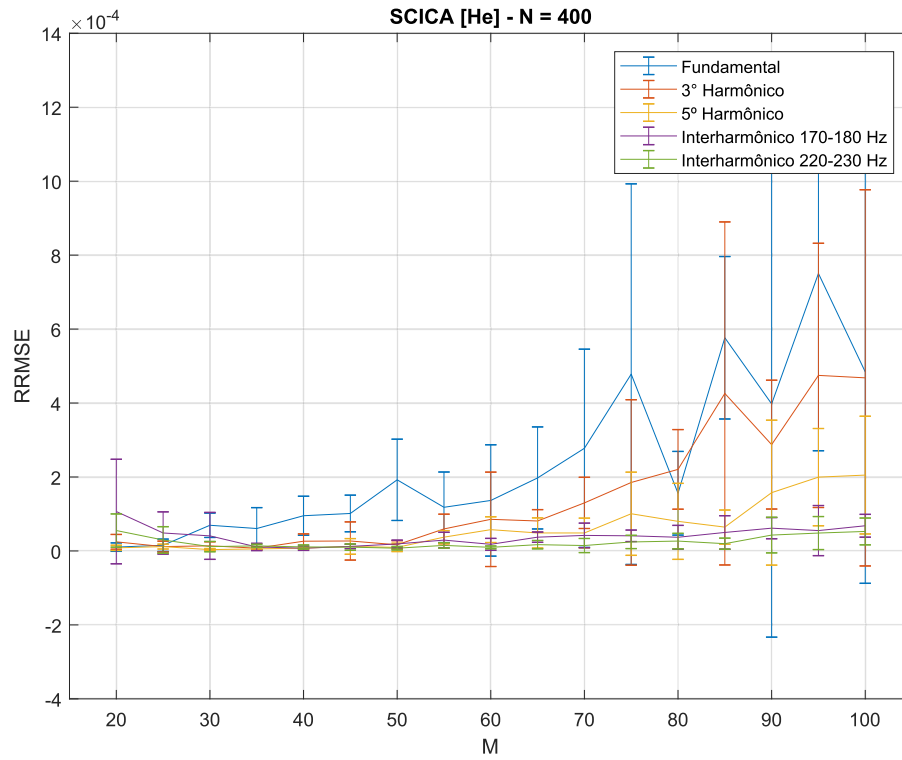


Figura 37 – Erro quadrático médio relativo do método [1] para $N = 400$ amostras.

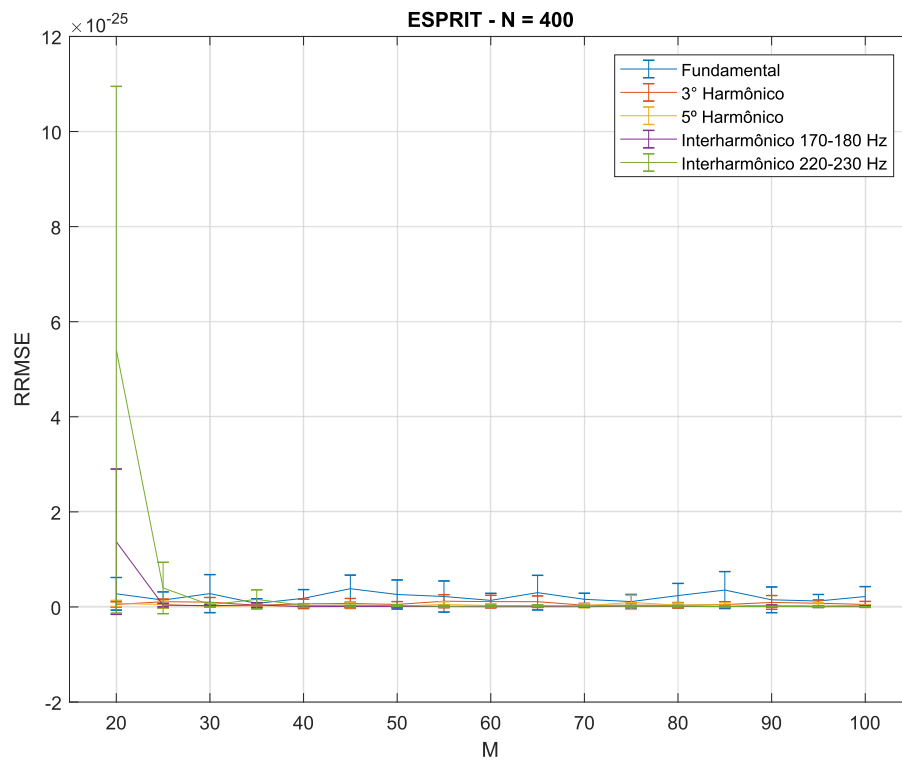


Figura 38 – Erro quadrático médio relativo para $N = 400$ amostras.

Nas Figuras 35, 36, 37 e 38, para $N = 400$, o menor valor obtido pelo método proposto foi inferior a 1.10^{-4} em $M = 30$, menor que 1.10^{-3} em $M = 100$ para o método [2], inferior a 2.10^{-4} em $M = 30$ para o método [1] e menor que 1.10^{-25} em $M = 95$ para o método [3]. Em todas as simulações realizadas para o caso da Equação 4.7 o método ESPRIT [3] apresentou o menor RRMSE. A resolução da DFT é $\frac{F_s}{N} = \frac{1000}{400} = 2,5$ Hz, e o espalhamento espectral foi reduzido em relação a $N = 100$, entretanto, ainda se faz presente na Figura 39.

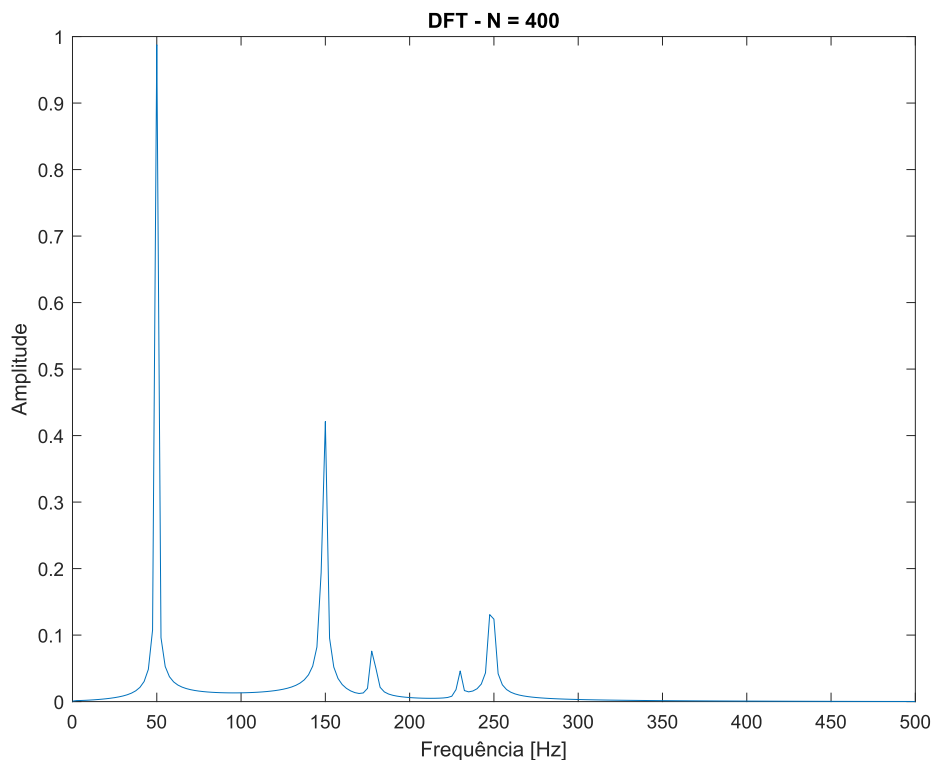


Figura 39 – DFT para $N = 400$ amostras.

O impacto da variação de SNR em RRMSE no método proposto, PCA [2], SCICA [1] e ESPRIT [3] são apresentados nas Figuras 40, 41, 42 e 43, respectivamente. Excetuando-se o método ESPRIT, que manteve o mesmo RRMSE para toda a faixa de SNR considerado, os outros métodos apresentaram aumento do erro para valores de SNR inferior a 30 db.

4.3.2 Sinal com harmônicos e afundamento de 20%

Afundamentos de tensão estão entre os principais distúrbios que deterioram a QEE no SEP [94]. O chaveamento de grandes blocos de carga ou a atuação do sistema de proteção durante uma falta estão entre as causas do afundamento de tensão. Para verificar a resposta do método proposto a estes sinais variantes no tempo, um afundamento de 20% da tensão é aplicado durante 4 ciclos de uma sinal com harmônicos. O conteúdo dos sinais

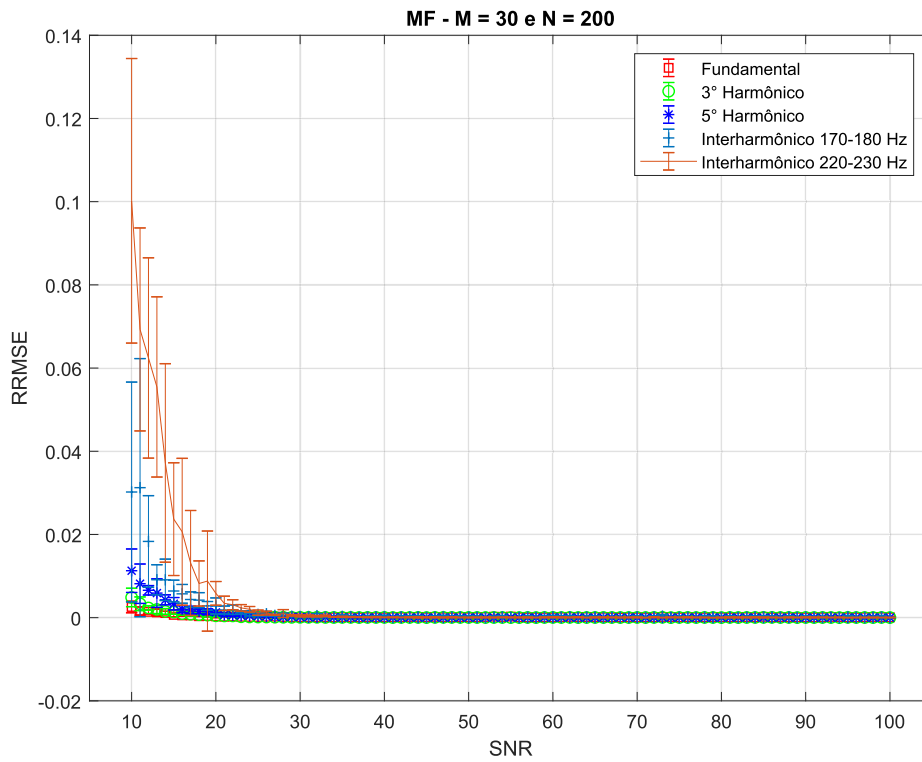


Figura 40 – RRMSE com variação de SNR para o método proposto.

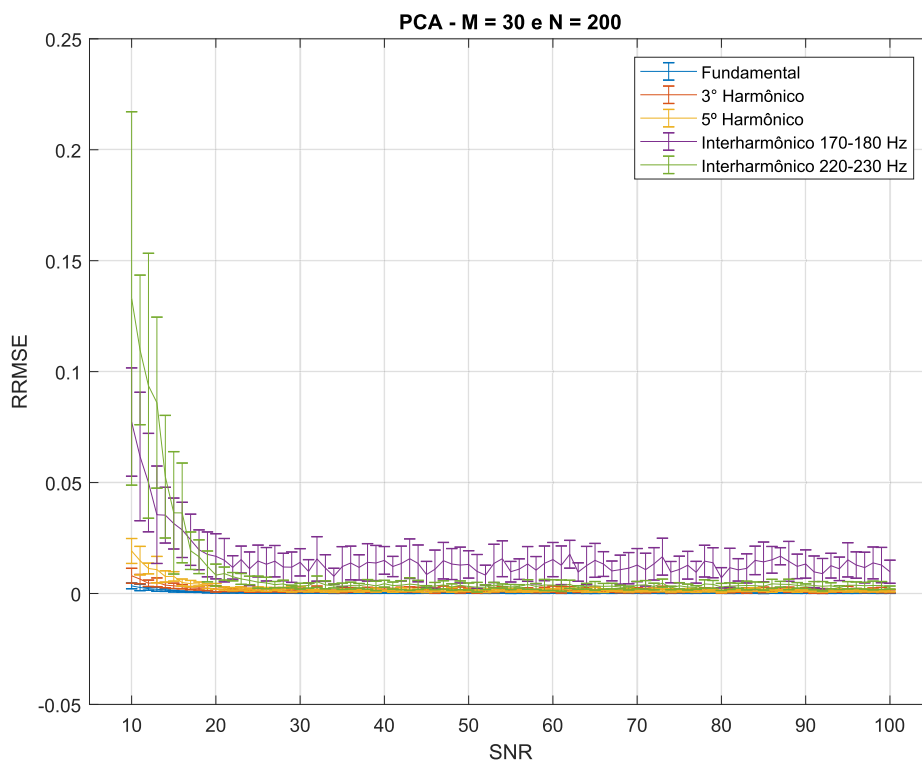


Figura 41 – RRMSE com variação de SNR para o método [2].

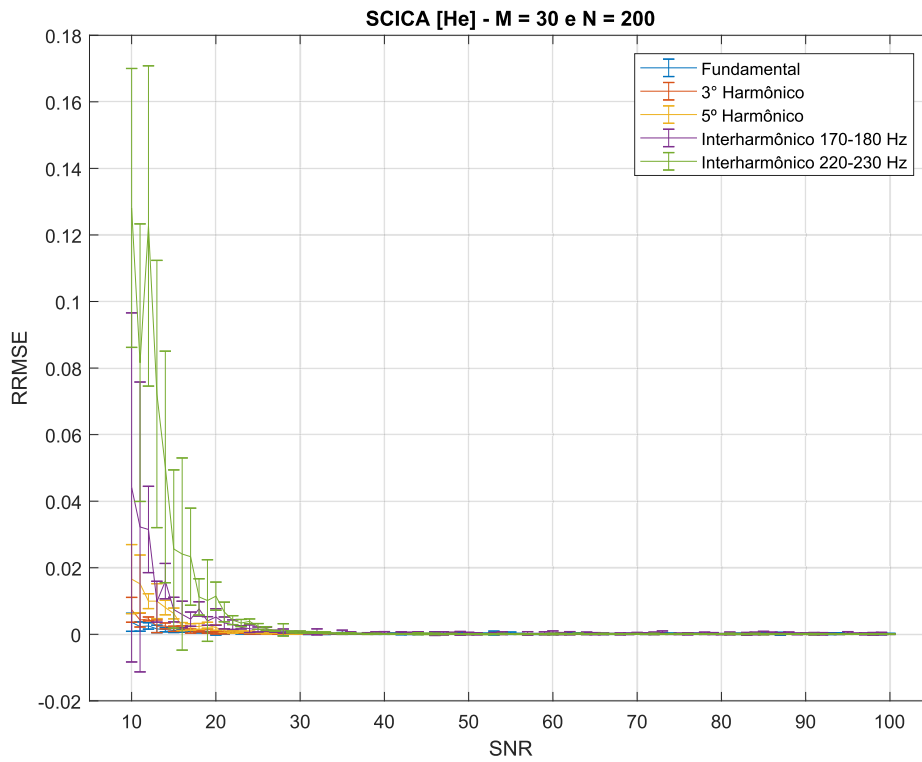


Figura 42 – RRMSE com variação de SNR para o método [1].

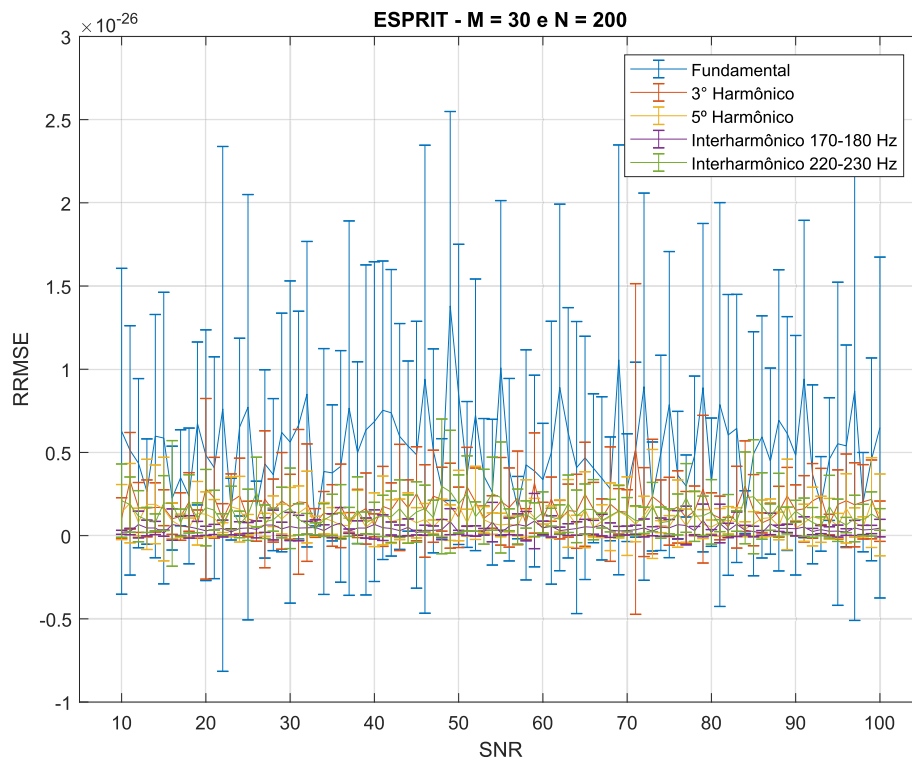


Figura 43 – RRMSE com variação de SNR para o método [3].

simulados são definidos na Equação (4.8).

$$x[n] = \sin(2\pi f_0 n + \theta_0) + 0,5 \sin(2\pi f_3 n + \theta_3) + 0,2 \sin(2\pi f_5 n + \theta_5) \quad (4.8)$$

Onde:

f_0 é a frequência do componente fundamental;

f_3 é a frequência do terceiro harmônico ($f_3 = 3f_0$);

f_5 é a frequência do quinto harmônico ($f_5 = 5f_0$);

Os parâmetros θ_0 , θ_3 , θ_5 , são as fases do componente fundamental, terceiro harmônico e quinto harmônico, respectivamente. A cada simulação, a frequência f_0 é sorteada no intervalo entre 49,5 Hz e 50,5 Hz, alterando os valores de f_3 e f_5 . As fases de cada componente são sorteadas no intervalo entre $-\frac{\pi}{2}$ e $\frac{\pi}{2}$. Para cada M são executadas 100 simulações diferentes, cada uma com um ruído branco gaussiano distinto com $SNR = 50$ db, $F_s = 1000$ Hz e $N = 400$. A Figura 44 apresenta o sinal analisado. A DFT do sinal é mostrada na Figura 45. Além do espalhamento provado pela amostragem assíncrona, uma vez que o componente fundamental pode variar entre 49,5 Hz e 50,5 Hz e a resolução da DFT é $\frac{F_s}{N} = \frac{1000}{400} = 2,5$ Hz, o espalhamento é agravado pela variação de amplitude dentro da janela.

As Figuras 46, 47, 48 e 49 mostram o RRMSE para os sinais simulados com afundamento de 20% aplicando-se o método proposto, a PCA [2], o método SCICA [1] e o método ESPRIT [3], respectivamente. O método proposto apresentou RRMSE inferior a $5 \cdot 10^{-4}$ em $M = 20$, menor que $2 \cdot 10^{-3}$ em $M = 40$ para o método PCA [2], inferior a $2 \cdot 10^{-3}$ em $M = 20$ no método SCICA [1] e menor que $4 \cdot 10^{-3}$ para o método ESPRIT [3]. A Figura 45 mostra a DFT com espalhamento espectral para o afundamento de 20%.

4.3.3 Sinal com harmônicos e afundamento de 40%

O conteúdo harmônico simulado nessa seção é o mesmo da seção 4.3.2, diferindo apenas na severidade do afundamento. Nesse caso, foi considerado um afundamento de 40% da tensão, também com duração de 4 ciclos. A Figura 51 mostra a DFT com espalhamento espectral para o afundamento de 40%.

As Figuras 52, 53, 54 e 55 mostram o RRMSE para os sinais simulados com afundamento de 40% aplicando-se o método proposto, a PCA [2], o método SCICA [1] e o método ESPRIT [3], respectivamente. O método proposto apresentou RRMSE inferior a $2 \cdot 10^{-3}$ em $M = 20$, o método PCA [2] obteve valor menor que $5 \cdot 10^{-3}$ em $M = 20$, o método SCICA [1] apresentou erro inferior a $1 \cdot 10^{-2}$ em $M = 20$ e menor que $1,5 \cdot 10^{-2}$ para o método ESPRIT [3].

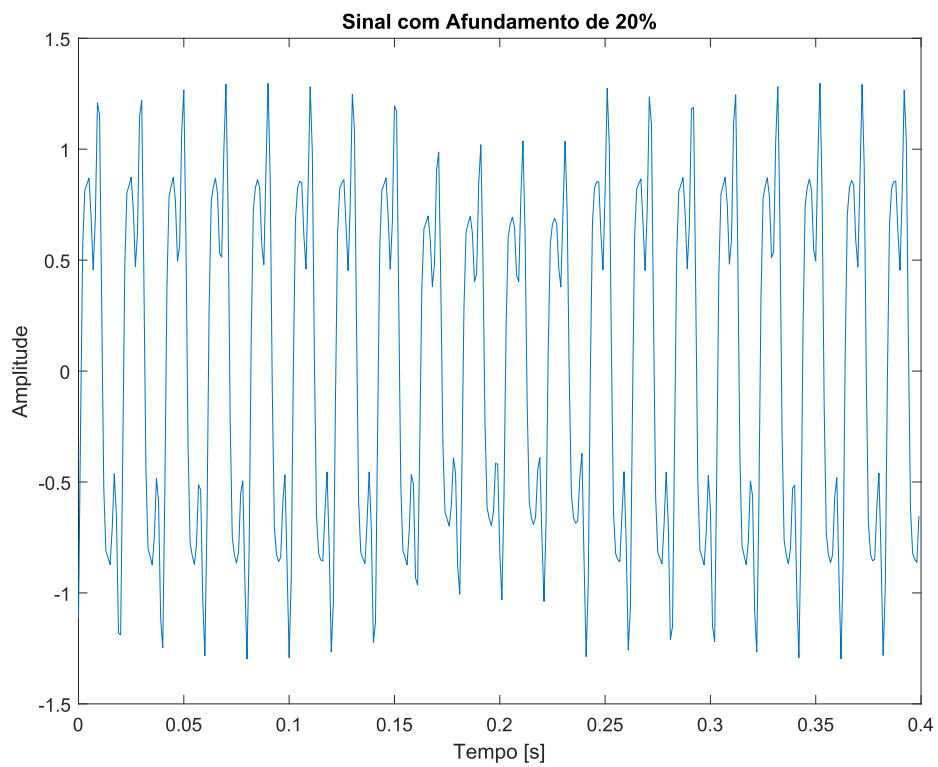


Figura 44 – Sinal com harmônicos e afundamento de 20% com duração de 4 ciclos.

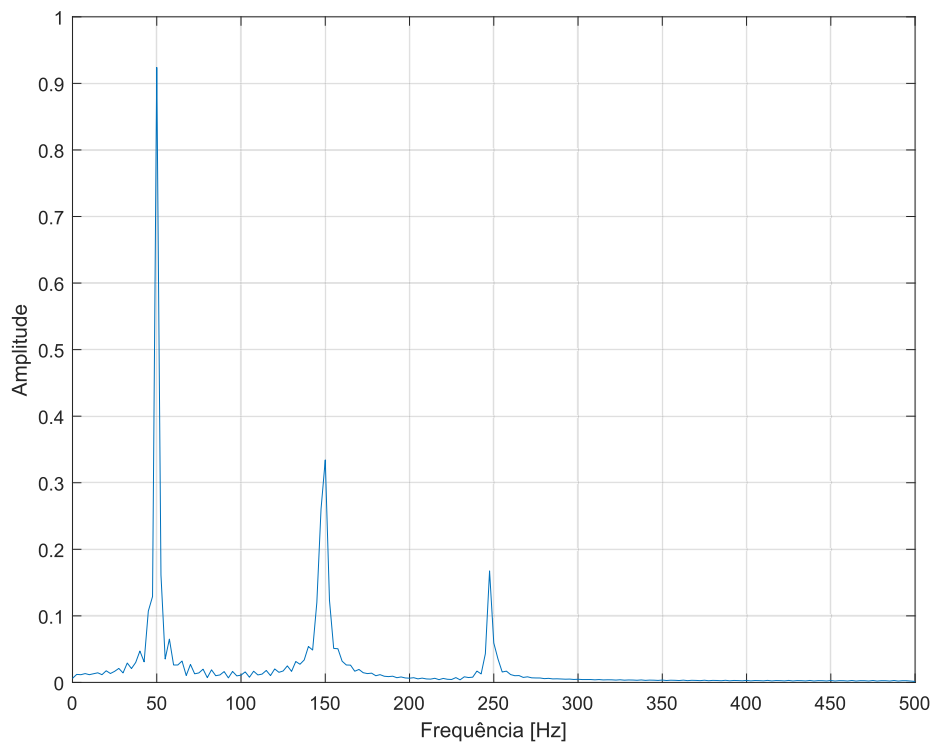


Figura 45 – DFT do sinal com afundamento de 20%.

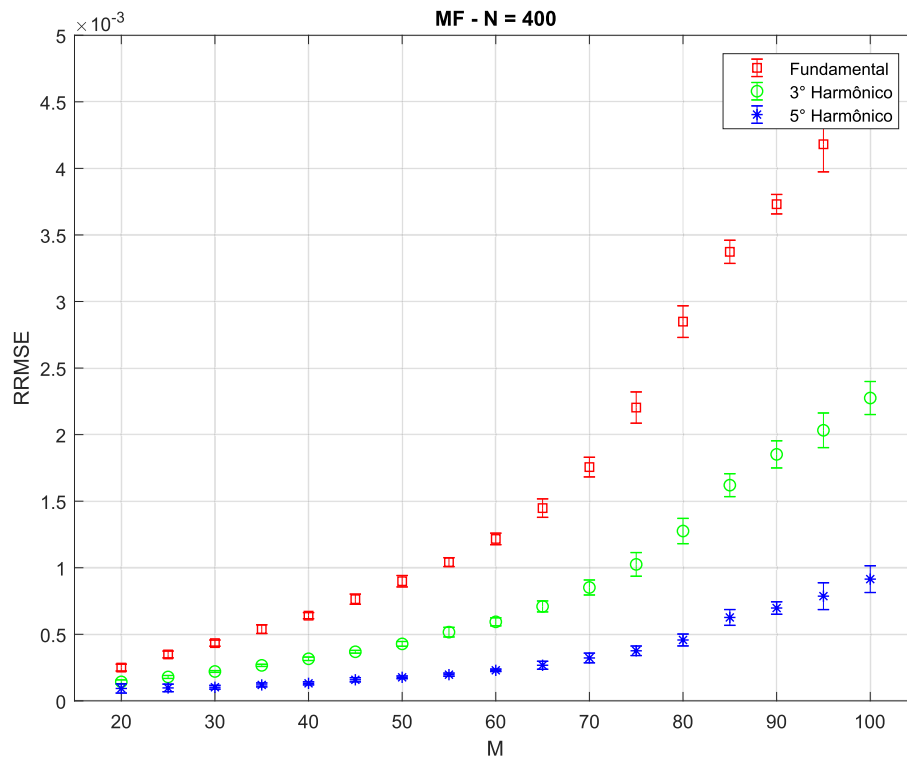


Figura 46 – RRMSE para afundamento de 20% - MF.

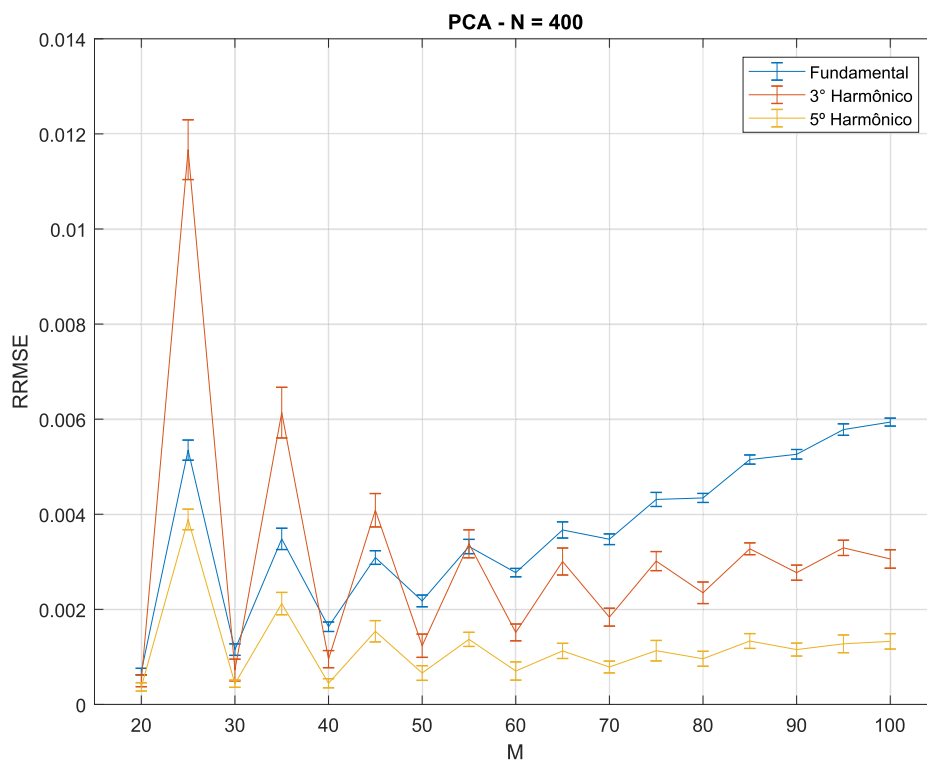


Figura 47 – RRMSE para afundamento de 20% - PCA [2].

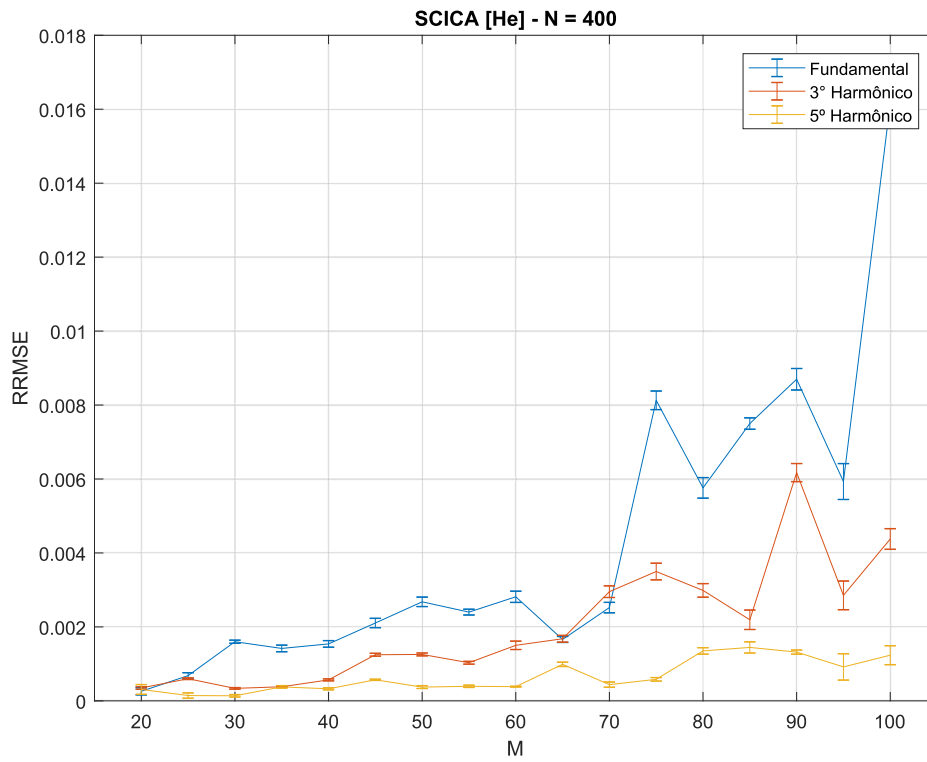


Figura 48 – RRMSE para afundamento de 20% - SCICA [1].

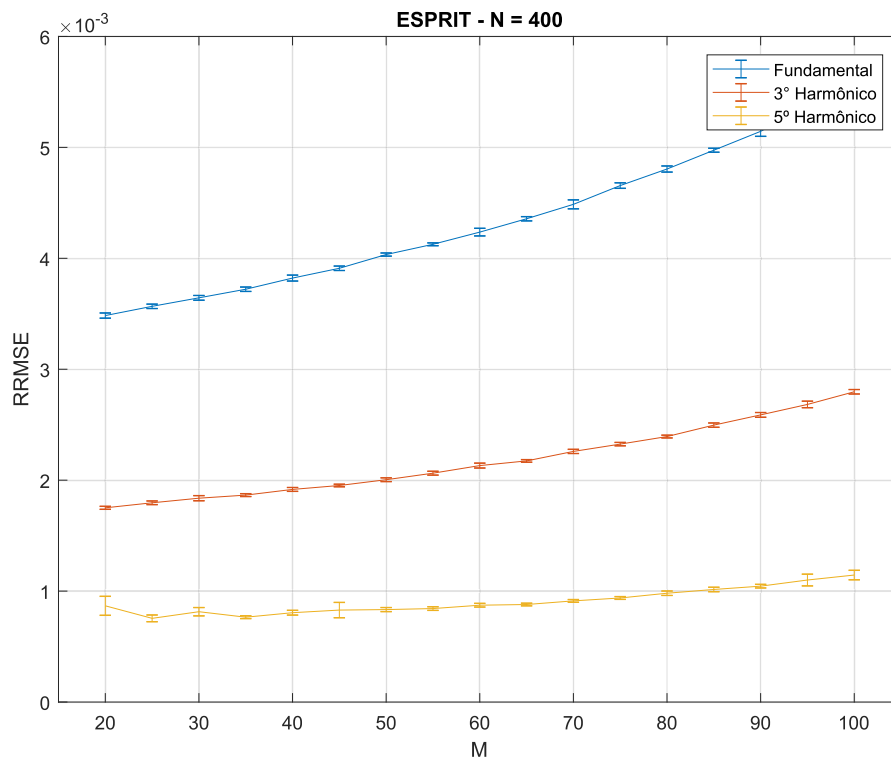


Figura 49 – RRMSE para afundamento de 20% - ESPRIT [3].

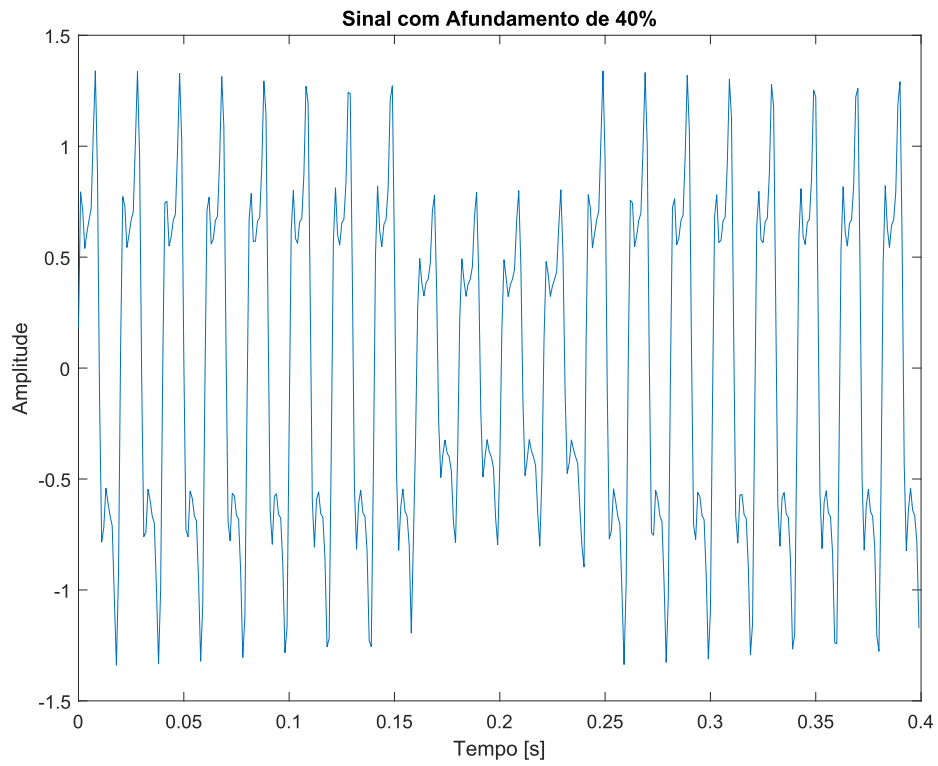


Figura 50 – Sinal com harmônicos e afundamento de 40% com duração de 4 ciclos.

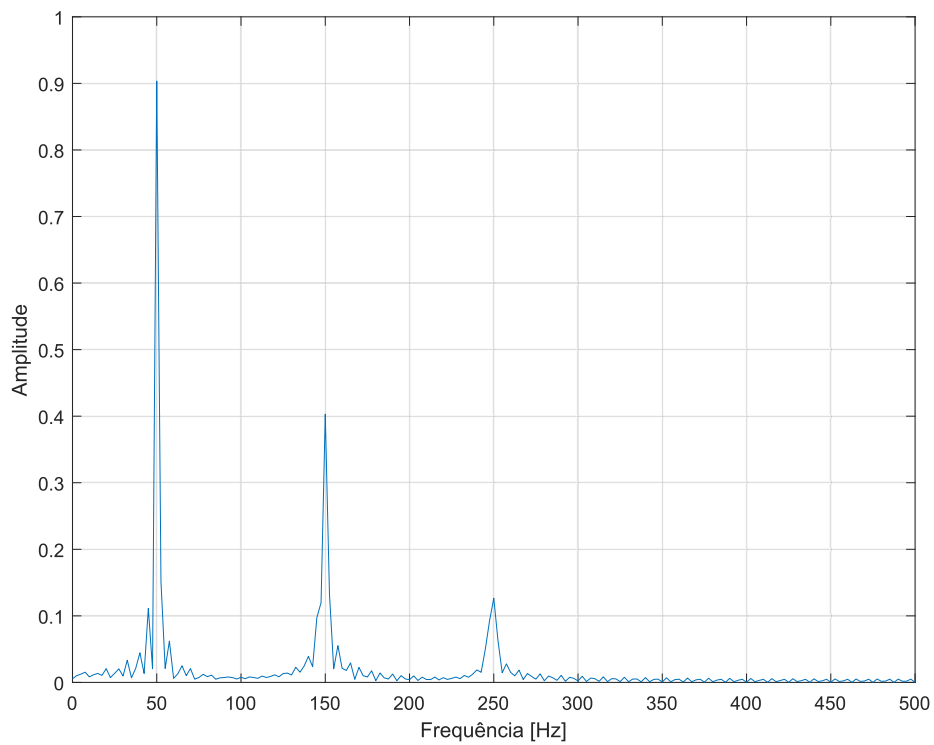


Figura 51 – DFT do sinal com afundamento de 40%.

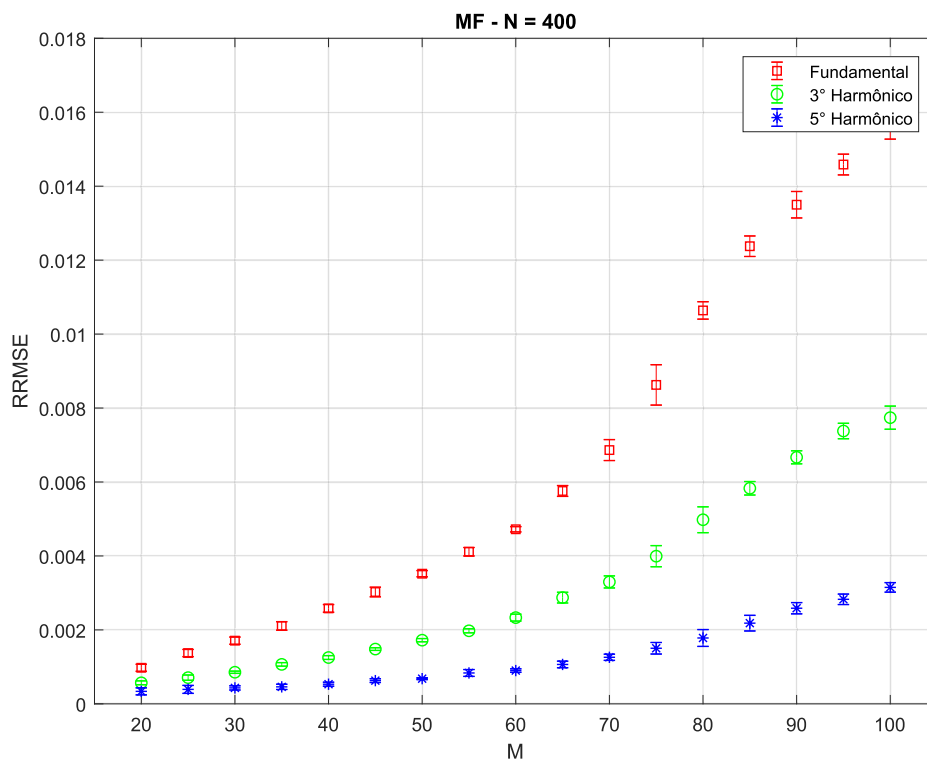


Figura 52 – RRMSE para afundamento de 40% - MF.

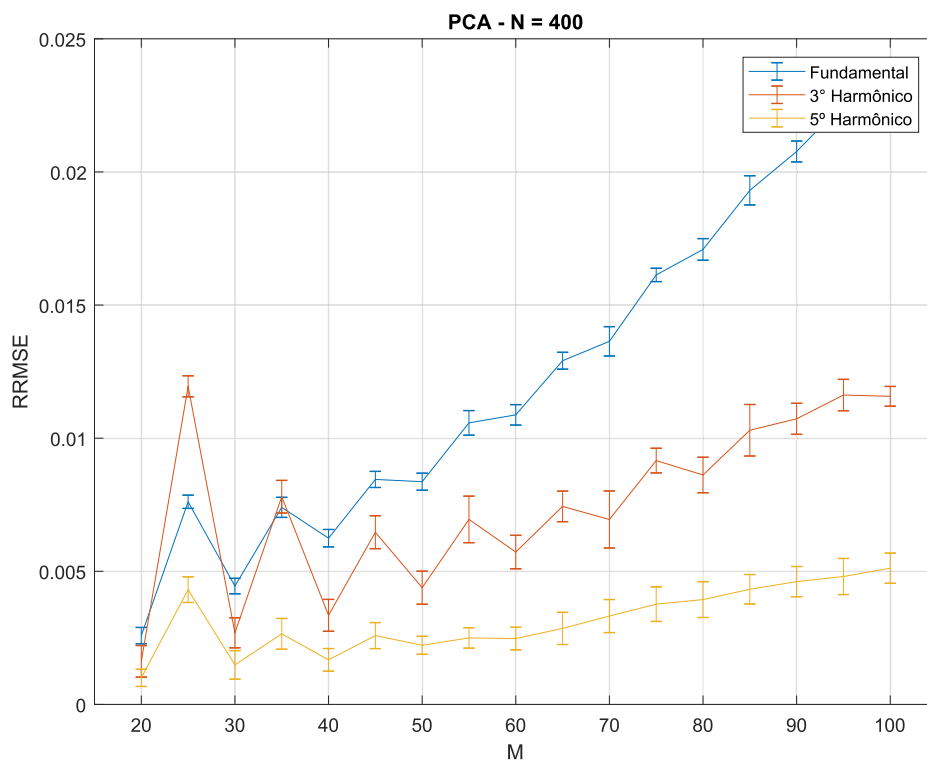


Figura 53 – RRMSE para afundamento de 40% - PCA [2].

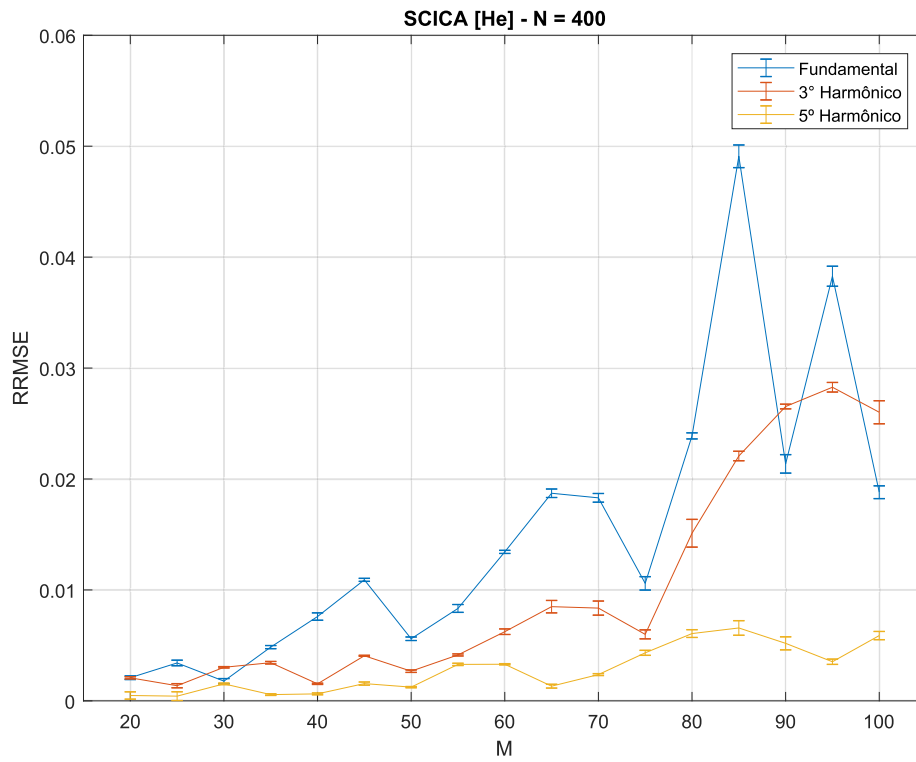


Figura 54 – RRMSE para afundamento de 40% - SCICA [1].

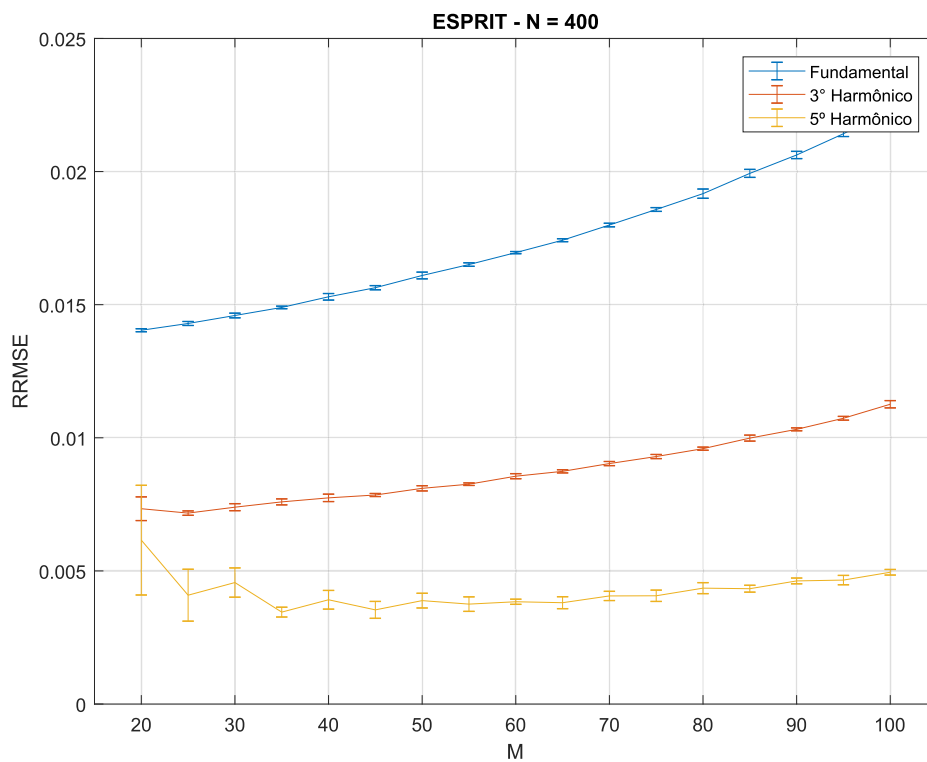


Figura 55 – RRMSE para afundamento de 40% - ESPRIT [3].

4.3.4 Sinal com harmônicos e afundamento de 60%

O conteúdo harmônico simulado nessa seção é o mesmo da seção 4.3.2, diferindo apenas na severidade do afundamento. Nesse caso, foi considerado um afundamento de 60% da tensão, também com duração de 4 ciclos. A Figura 57 mostra a DFT com espalhamento espectral para o afundamento de 60%.

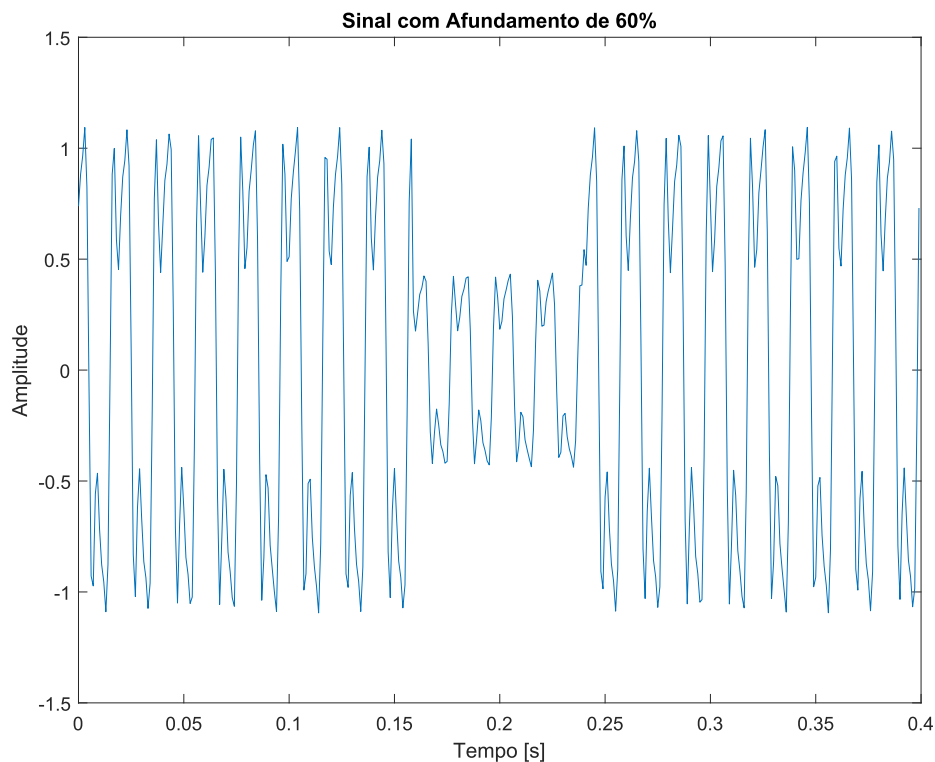


Figura 56 – Sinal com harmônicos e afundamento de 60% com duração de 4 ciclos.

As Figuras 58, 59, 60 e 61 mostram o RRMSE para os sinais simulados com afundamento de 60% aplicando-se o método proposto, a PCA [2], o método SCICA [1] e o método ESPRIT [3], respectivamente. O método proposto apresentou RRMSE inferior a $5 \cdot 10^{-3}$ em $M = 20$, o método PCA [2] obteve valor menor que $1 \cdot 10^{-2}$ em $M = 20$, o método SCICA [1] apresentou erro inferior a $1 \cdot 10^{-2}$ em $M = 20$ e menor que $5 \cdot 10^{-2}$ para o método ESPRIT [3].

4.3.5 Considerações finais da subseção

Nos sinais simulados com harmônicos e inter-harmônicos invariantes no tempo, o método de alta resolução ESPRIT apresentou o menor RRMSE. Verificou-se também a resiliência deste método ao ruído, no entanto, para os sinais com afundamento, com variação de amplitude dentro da janela analisada, o método ESPRIT perdeu desempenho em relação ao erro observado. Quanto maior a variação da amplitude, proporcional à

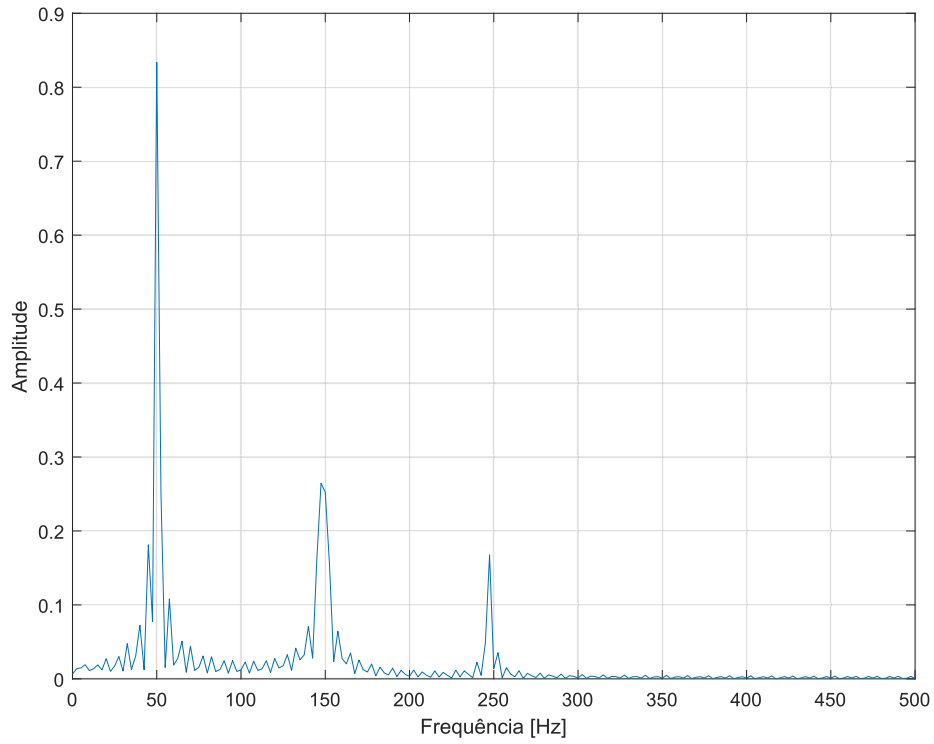


Figura 57 – DFT do sinal com afundamento de 60%.

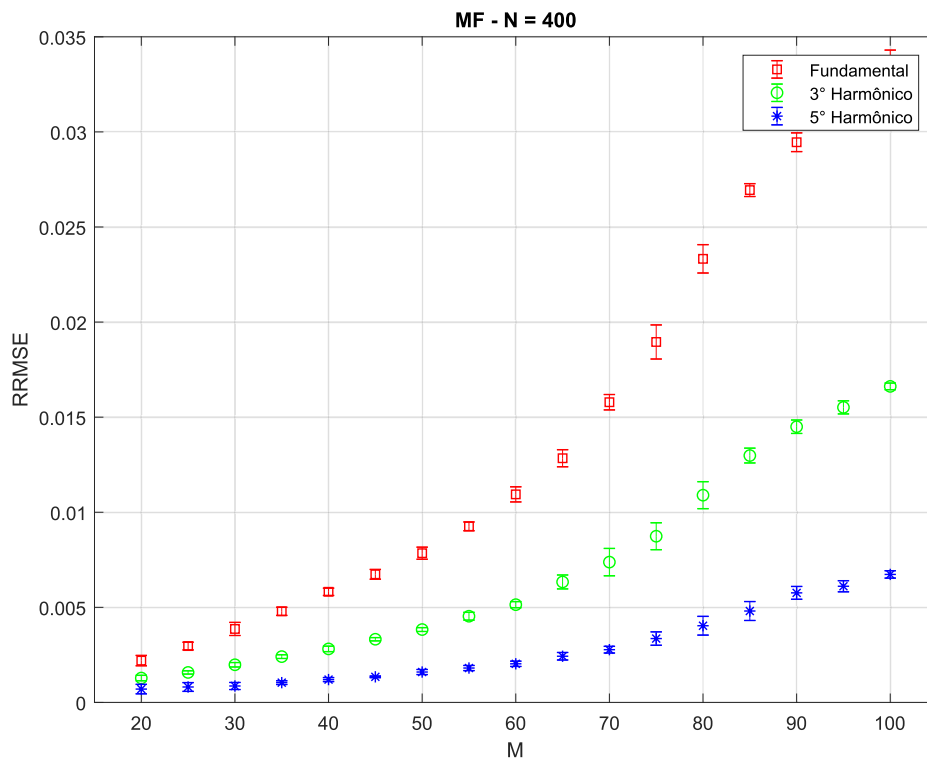


Figura 58 – RRMSE para afundamento de 60% - MF.

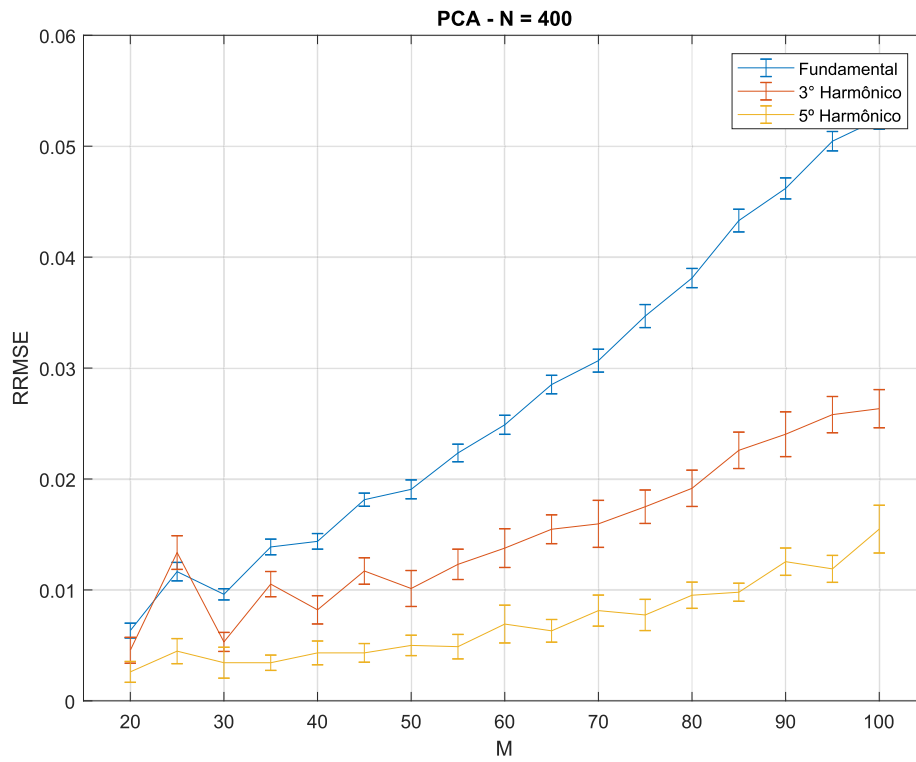


Figura 59 – RRMSE para afundamento de 60% - PCA [2].

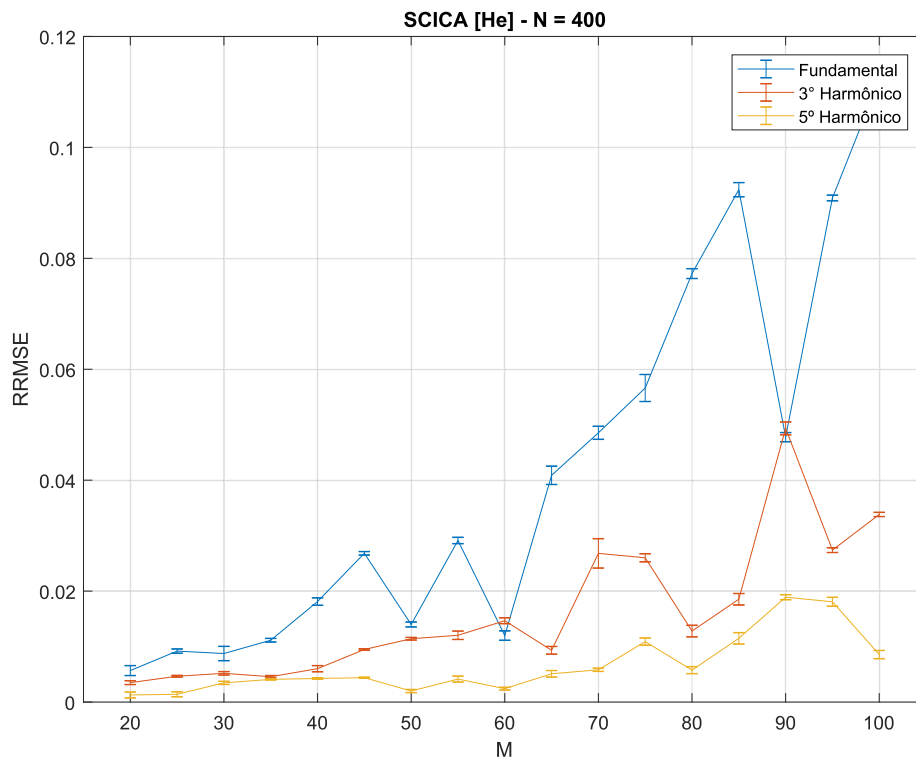


Figura 60 – RRMSE para afundamento de 60% - SCICA [1].

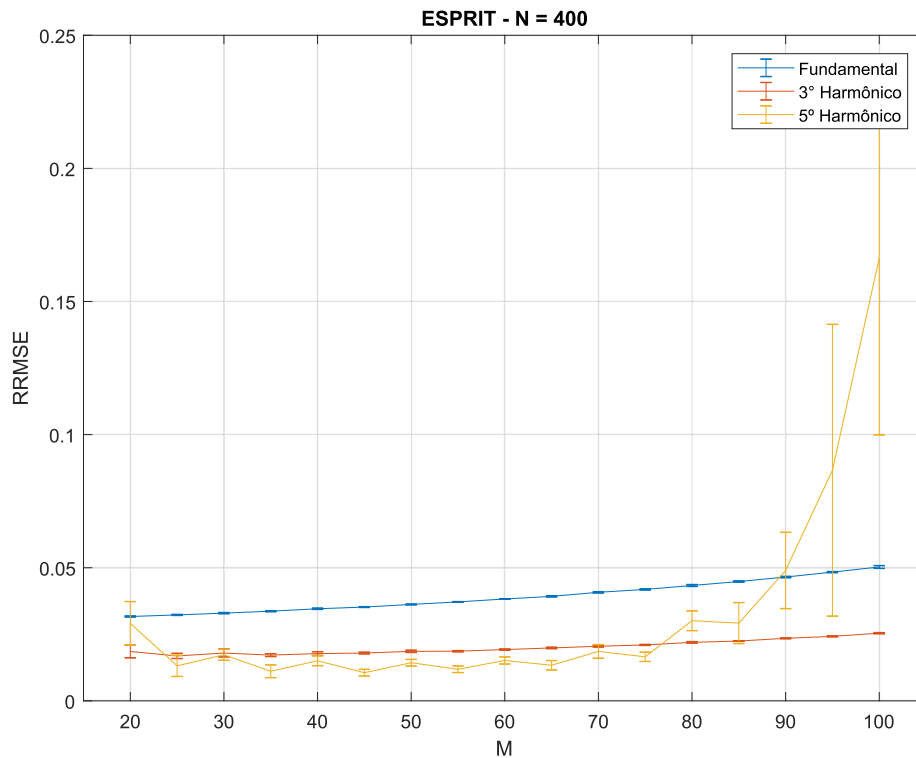


Figura 61 – RRMSE para afundamento de 60% - ESPRIT [3].

severidade do afundamento, maior foi o erro observado pelo método. O método proposto obteve o segundo melhor desempenho relativo ao RRMSE para sinais invariantes no tempo. Nos sinais com afundamento de tensão, o método proposto obteve o menor erro, demonstrando a capacidade de se adaptar ao conteúdo da janela e a extração dos harmônicos e inter-harmônicos mesmo sob a ocorrência de outros distúrbios.

Utilizar uma resolução maior, com $N = 400$ não resultou em uma diminuição significativa do RRMSE comparado aos valores de erro obtidos para $N = 200$ com o método proposto. No entanto, com $N = 100$ o RRMSE aumentou uma ordem de grandeza.

O valor de M mais adequado para a parametrização do método proposto, baseado nos resultados obtidos, comprovou-se estar próximo de $\frac{F_s}{f_0}$. O valor limite de M utilizado nas simulações foi de $\frac{N}{4}$, pois, quanto maior M , maior o transitório inicial, maior a quantidade de sinais atrasados na matriz de observações e menor o comprimento do sinal para atingir a independência estatística dos componentes independentes extraídos.

4.4 Aplicação do método em sinais reais

A fim de validar o método proposto em sinais reais, o método é aplicado a um sinal de corrente de carga de um carro elétrico. Adicionalmente, incluiu-se a análise do conteúdo harmônico no ponto de acoplamento comum da rede de distribuição da engenharia da

UFJF, com uma micro usina fotovoltaica.

4.4.1 Corrente de carga de um carro elétrico

A corrente de carga de um carro elétrico é analisado nesta subseção. A tensão nominal de alimentação é de 230 V, a potência de 3600 W e a frequência nominal de 50 Hz. A corrente máxima de carregamento é de 16 A, referente ao modelo Citroen C-ZERO. Os dados foram amostrados com $F_s = 25$ kHz e utilizado $M = 250$. Uma vez que sinais reais possuem grande quantidade de componentes, mesmo que em baixas amplitudes, justifica-se o valor de M elevado.

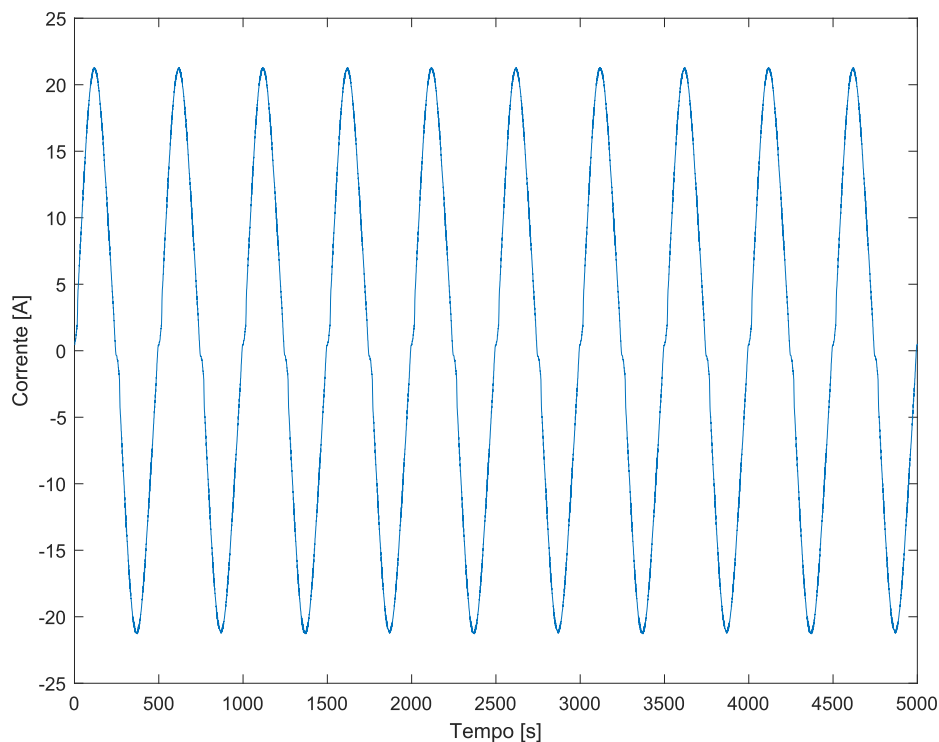


Figura 62 – Corrente de carga do Citroen C-ZERO.

A DFT da janela analisada é apresentada na Figura 63. No espectro, é possível observar a presença do terceiro, quinto, sétimo, nono, décimo primeiro e décimo terceiro harmônicos. Na Figura 63 observa-se a ausência de espalhamento espectral. Nas Figuras 64, 65, 66, 67 e 68 são apresentados o componentes fundamental, terceiro, quinto, sétimo e nono harmônicos, respectivamente. Os componentes foram extraídos com os métodos PCA [2], ESPRIT [3] e o método proposto.

As formas de onda extraídas do componente fundamental estão praticamente sobrepostas em todos os métodos analisados, no entanto, para os componentes harmônicos, os sinais extraídos com o método ESPRIT apresentam amplitudes maiores que os obtidos pelo método proposto e a PCA [2].

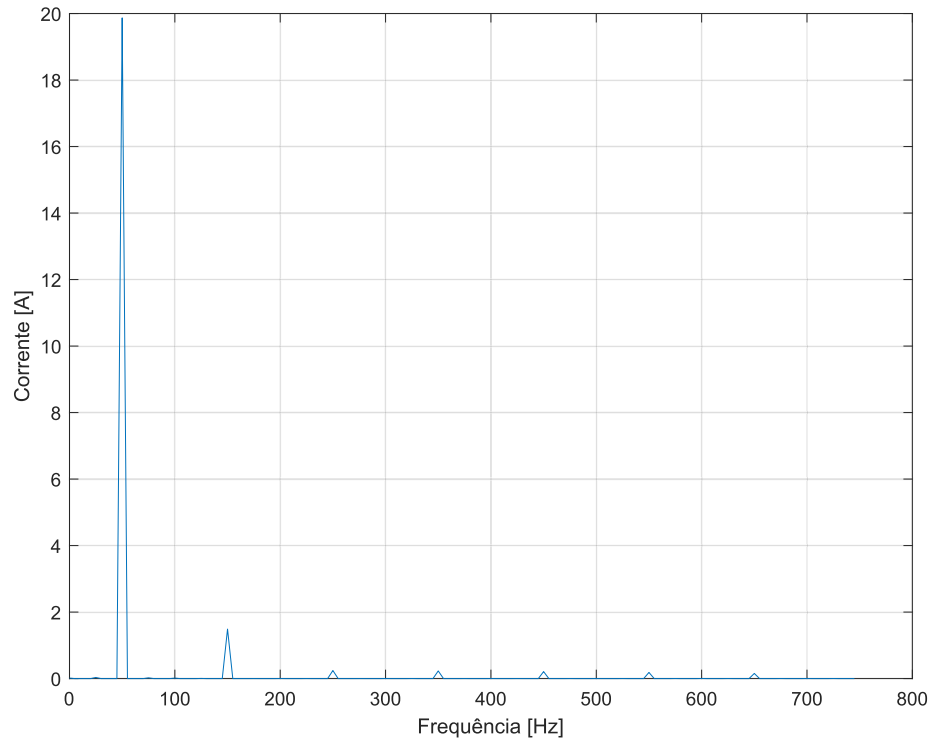


Figura 63 – Espectro da DFT da corrente de carga.

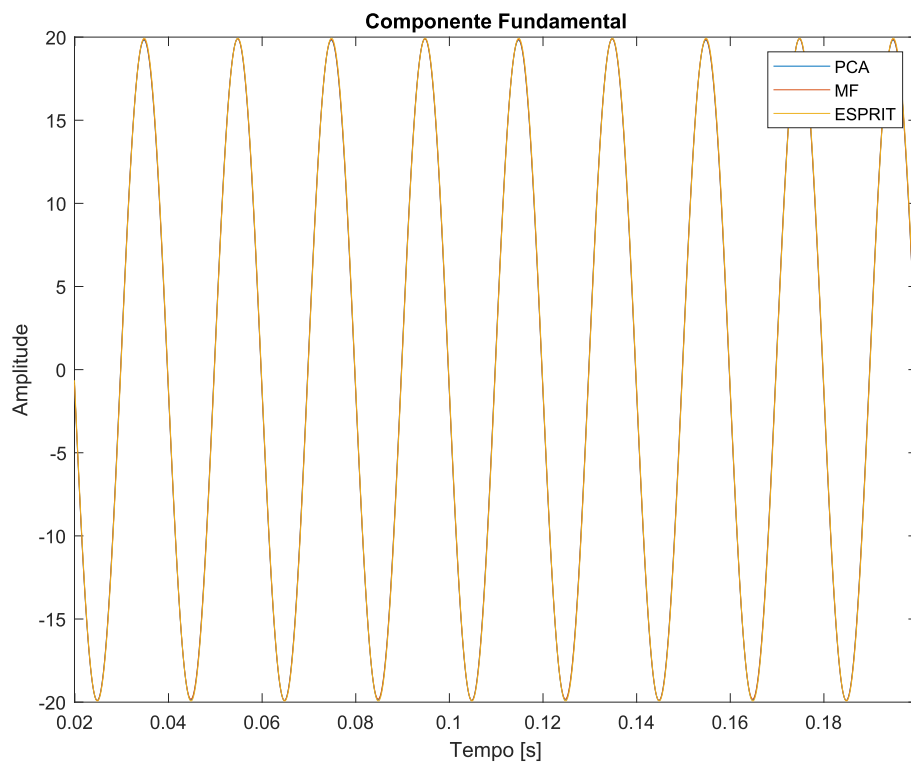


Figura 64 – Componente fundamental da corrente de carga.

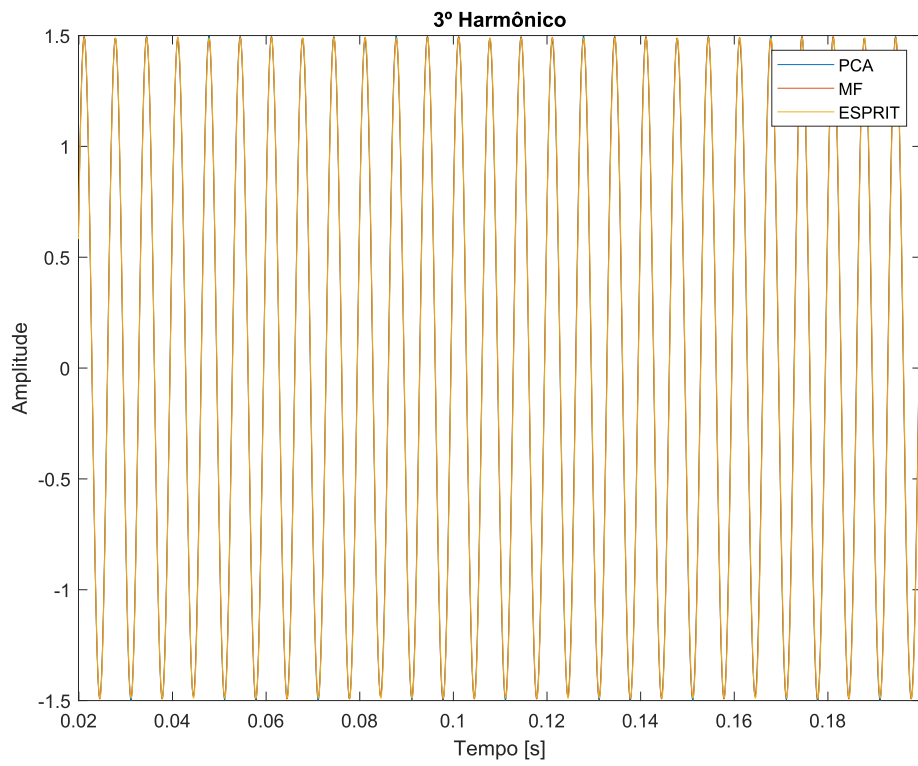


Figura 65 – 3º harmônico presente na corrente de carga.

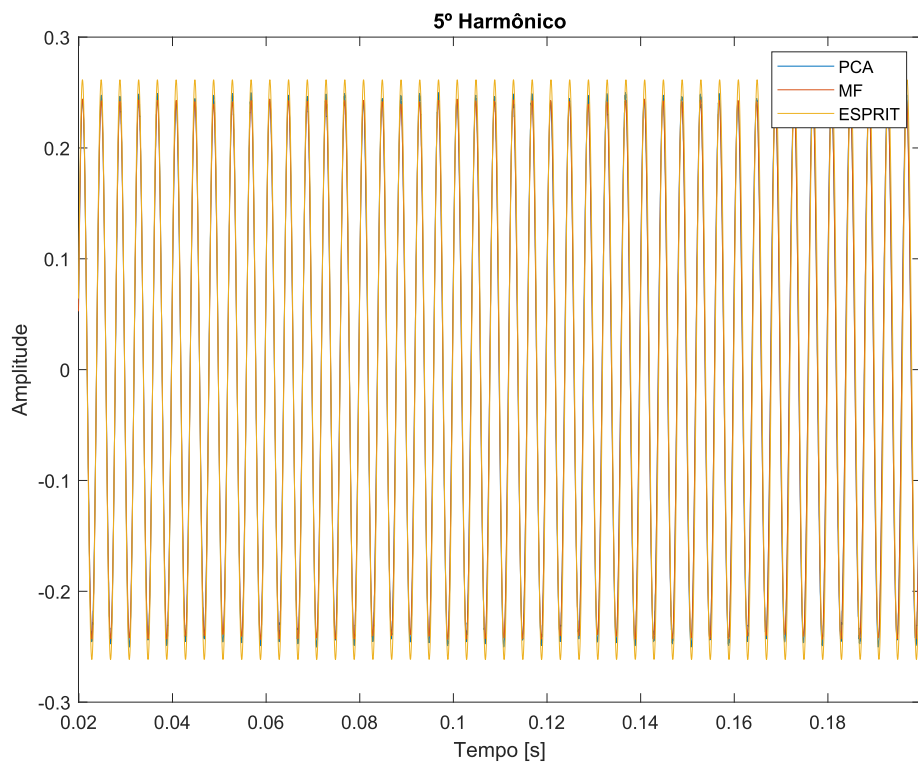


Figura 66 – 5º harmônico presente na corrente de carga.

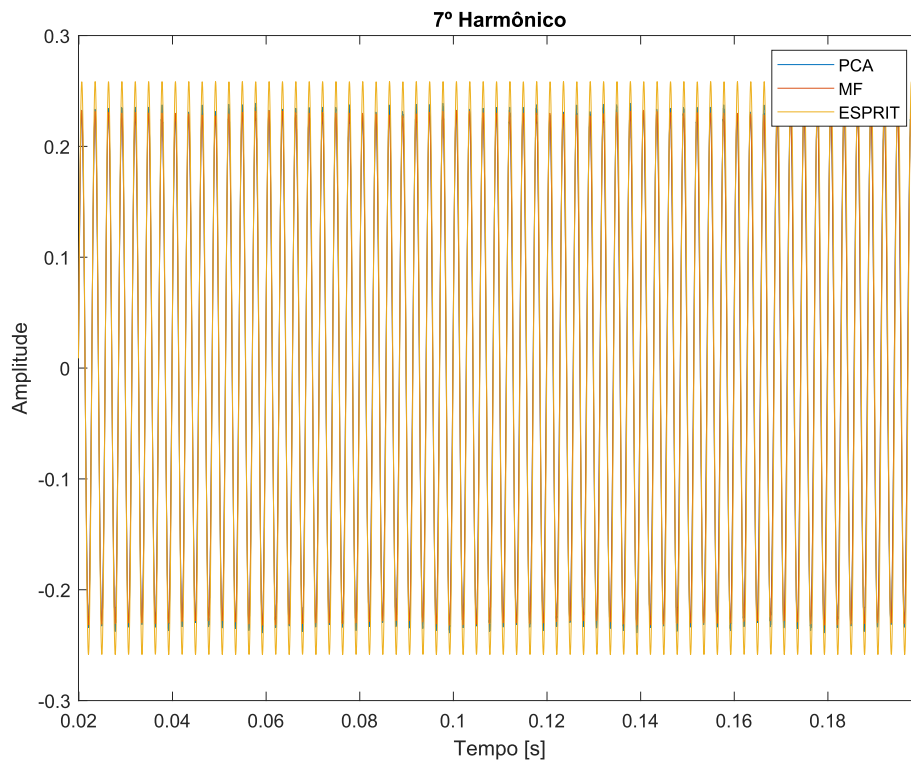


Figura 67 – 7º harmônico presente na corrente de carga.

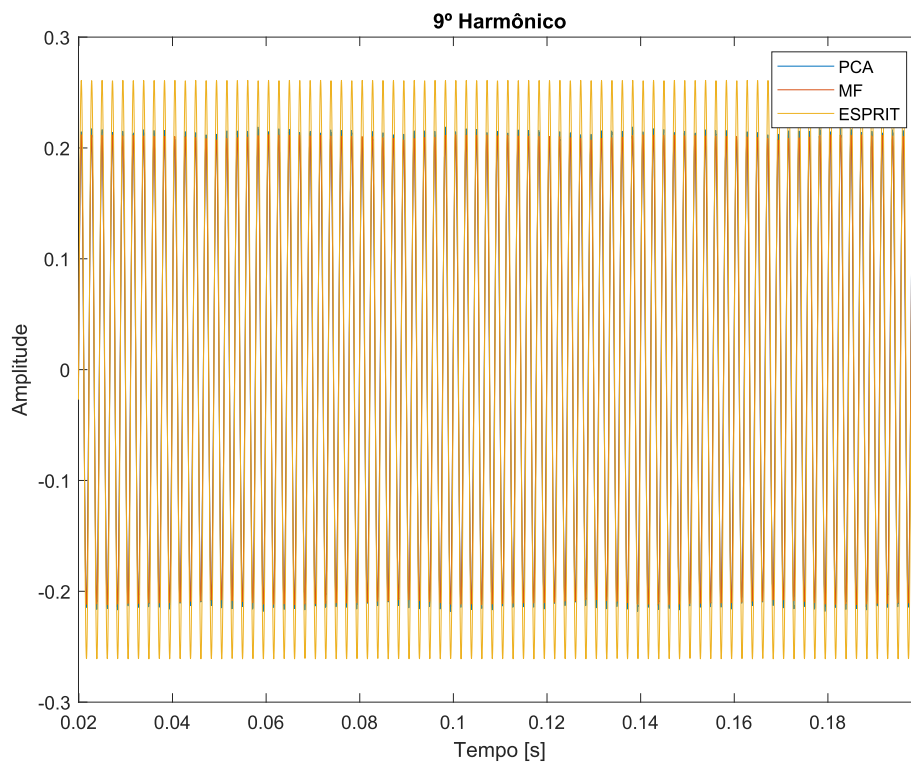


Figura 68 – 9º harmônico presente na corrente de carga.

4.4.2 Sinal de tensão e corrente de uma micro usina solar fotovoltaica

Nesta subseção, será apresentada a análise da medição no ponto de acoplamento comum (PAC) de uma planta de micro-geração de energia solar fotovoltaica com a rede de energia elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora.

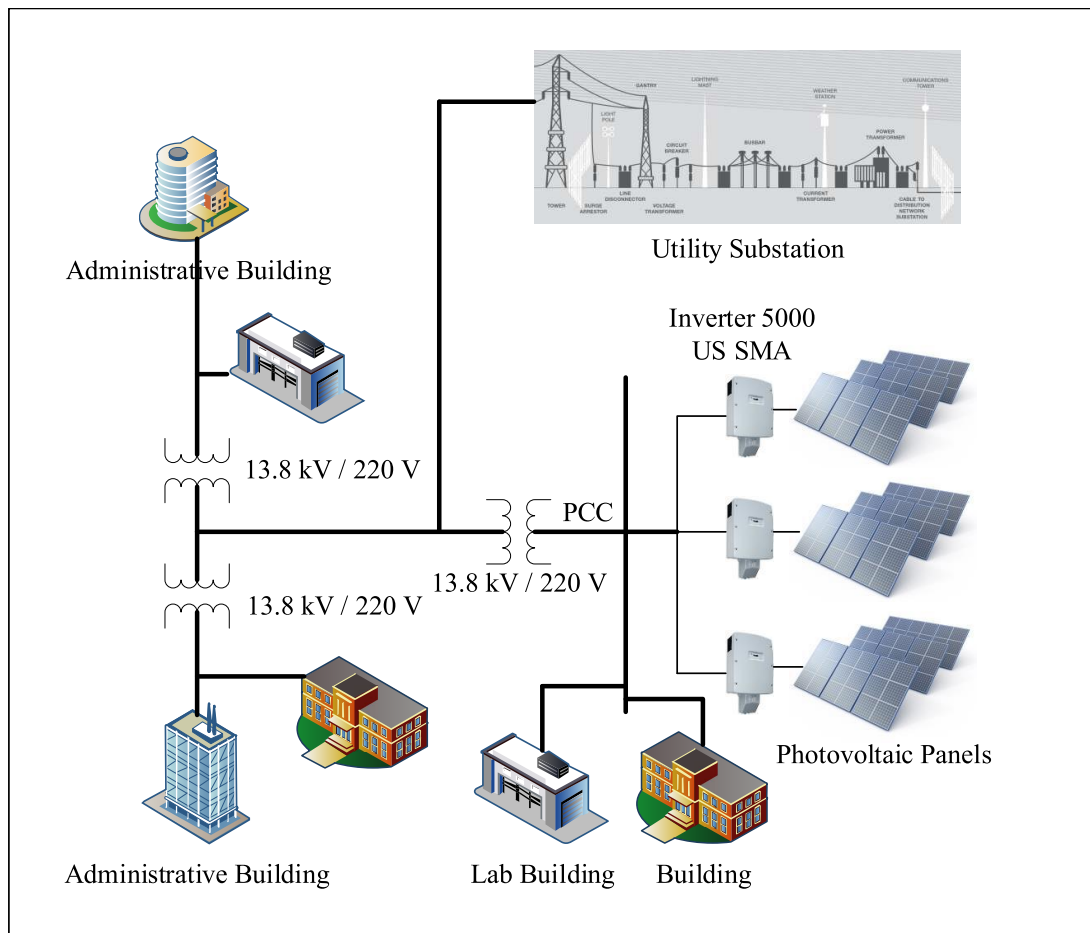


Figura 69 – Localização da planta fotovoltaica de micro-geração

A planta é composta por 6 blocos de 24 painéis, cada painel com 120W de potência máxima. Cada par de blocos é ligado a um inversor 5000 US SMA em delta com a rede de energia da Universidade em baixa tensão, apresentada na Figura 69.

É importante enfatizar que além da distorção injetada pela micro geração distribuída, o PAC está conectado a uma série de edifícios com condicionamento de ar, e laboratórios de pesquisa com computadores e dispositivos eletrônicos.

4.4.2.1 Equipamento de medição

O osciloscópio digital Tektronix DPO 3014, o qual tem a capacidade de suportar até 300 V_{RMS} , foi usado para aquisição dos dados. O osciloscópio é certificado na categoria CAT II, para ferramenta de medição e teste em eletricidade. Para condicionamento do sinal de corrente, foram utilizados tanto o *probe* de corrente AC/DC Tektronix TCPA300

quanto o *probe* amplificador de corrente Tektronix TCP303. As medições de tensão foram realizadas com o *probe* Tektronix P5200A.

4.4.2.2 Sinal de corrente e tensão no PAC

Nesta subseção, serão apresentados os sinais de tensão e corrente amostrados para a realização da análise de harmônicos. A aquisição foi realizada com frequência de amostragem $f_s = 25$ kHz e tamanho da janela de 1 s. A energia gerada pelo sistema de micro geração fotovoltaico é conectada diretamente à rede de baixa tensão da universidade (220 V).

Para melhor visualização, a Figura 70 mostra apenas 0,05 s do sinal de corrente de um inversor. Da mesma forma, a tensão do inversor é apresentada na Figura 71. A fim de verificar o comportamento dinâmico das curvas de tensão e corrente, a Figura 72 mostra as curvas *true* RMS (*Root Mean Square*) da janela de dados. A correlação entre a tensão e corrente foi de apenas 33,59 %.

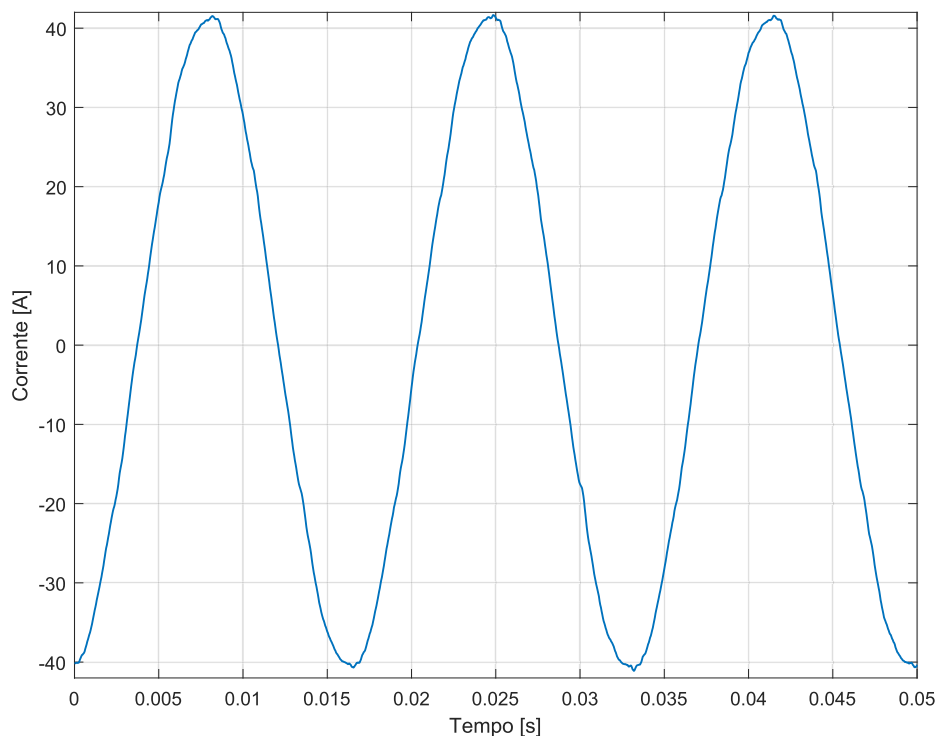


Figura 70 – Sinal de corrente medido no PAC entre a planta de micro-geração e a rede de baixa tensão da UFJF

4.4.2.3 Componentes extraídos

Serão apresentados os harmônicos extraídos pelo método proposto. A Figura 73 mostra o componente fundamental da corrente extraído. Os componentes harmônicos

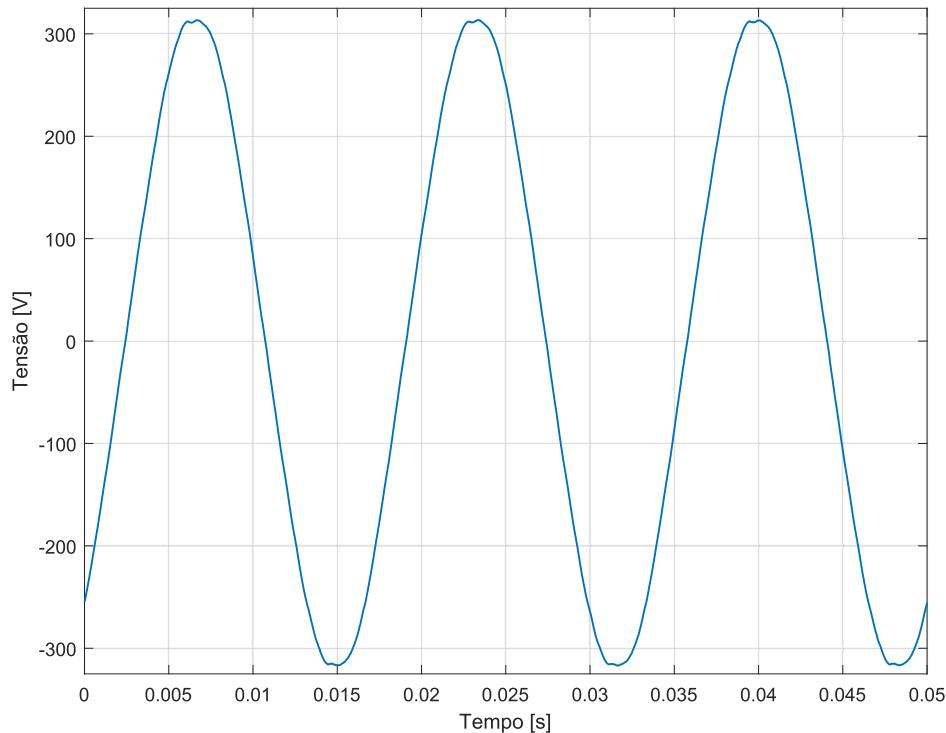


Figura 71 – Sinal de tensão medido no PAC entre a planta de micro-geração e a rede de baixa tensão da UFJF

são filtrados por filtros adaptativos projetados pela ICA. O transitório inicial do filtro é intencionalmente destacado no componente fundamental extraído.

Uma característica importante do método é a possibilidade de escolha da ordem harmônica que será considerada para a extração. Embora tenha sido selecionada até a 50 ordem harmônica, como definido no módulo 8 do PRODIST [10], o método encontrou por volta de 40 componentes harmônicos presentes no sinal.

Nas Figuras 74 e 75, são apresentados os 10 harmônicos de maior energia extraídos do sinal de corrente analisado. Observando cuidadosamente, percebe-se que as formas de onda aparecem em ordem decrescente de energia.

Na Figura 74, o 7º e 3º harmônicos não apresentam forte oscilação de amplitude, entretanto, o 11º, 13º e 5º harmônicos têm claramente significativa variação. Os componentes independentes estimados no domínio do sinal analisado são obtidas a partir da convolução do sinal com os filtros FIR projetados pela ICA.

Adicionalmente, a Figura 76 mostra a STFT do sinal de corrente para fornecer mais informações, para comparação com os resultados do método SCICA. A Figura 10 mostra o sinal de corrente RMS do sinal extraído.

A Figura 78 mostra os cinco primeiros componentes harmônicos extraídos do sinal

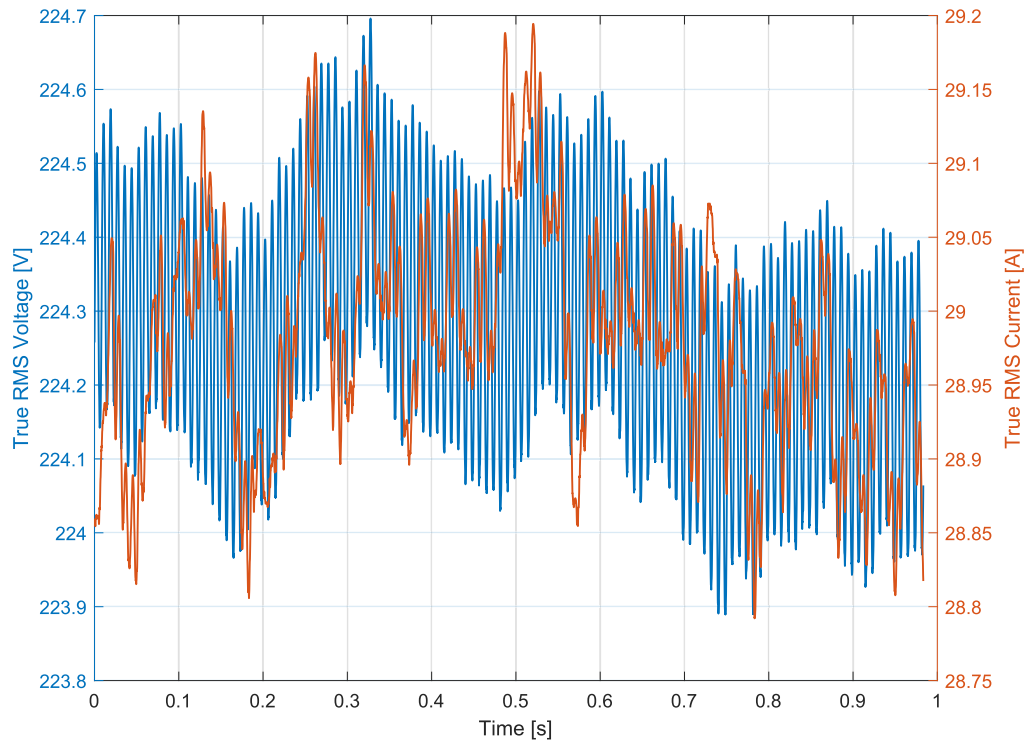


Figura 72 – Curvas RMS da tensão e corrente.

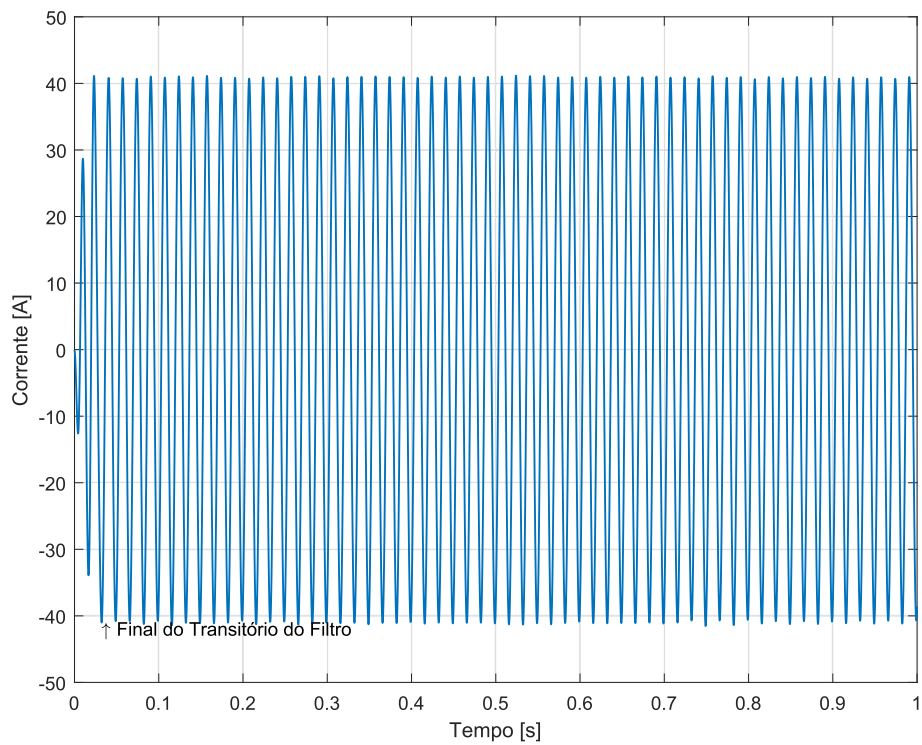


Figura 73 – Componente Fundamental extraído.

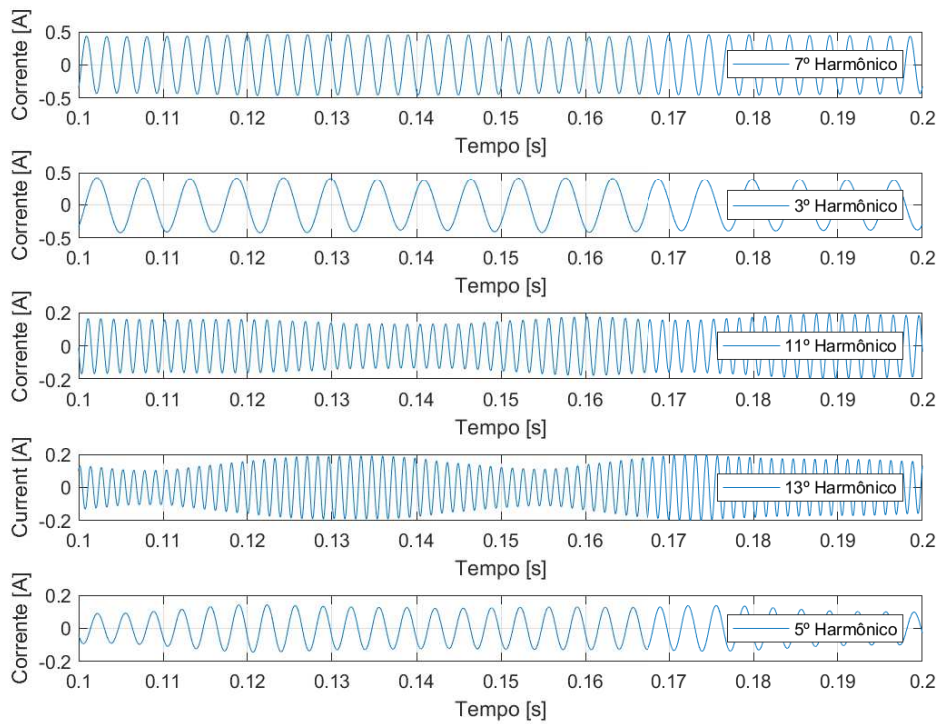


Figura 74 – Primeiro grupo de harmônicos de maior energia na corrente extraídos

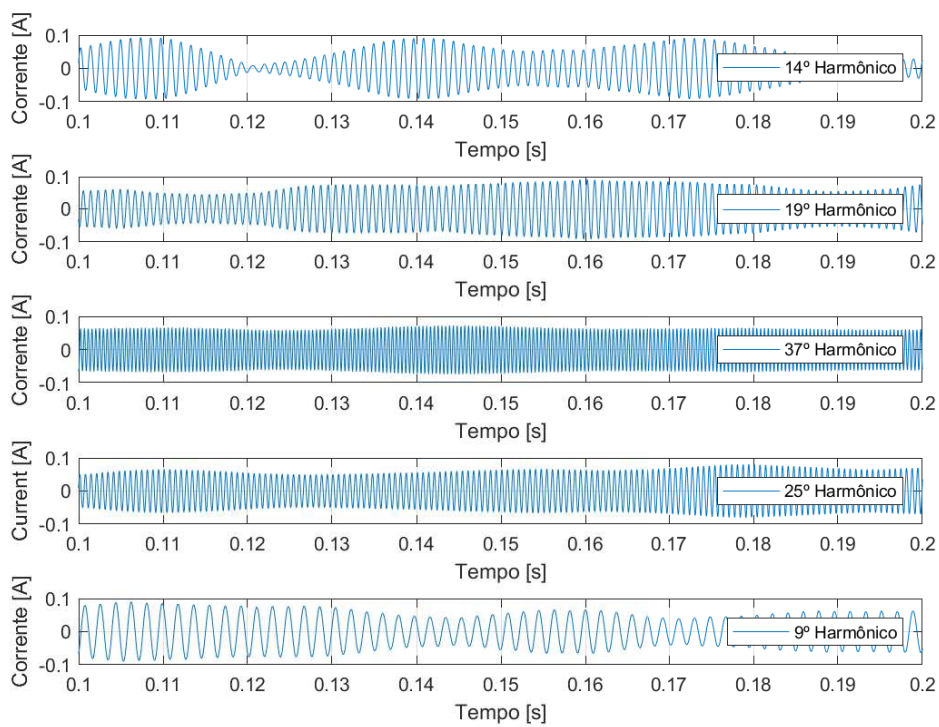


Figura 75 – Segundo grupo de harmônicos de maior energia na corrente extraídos

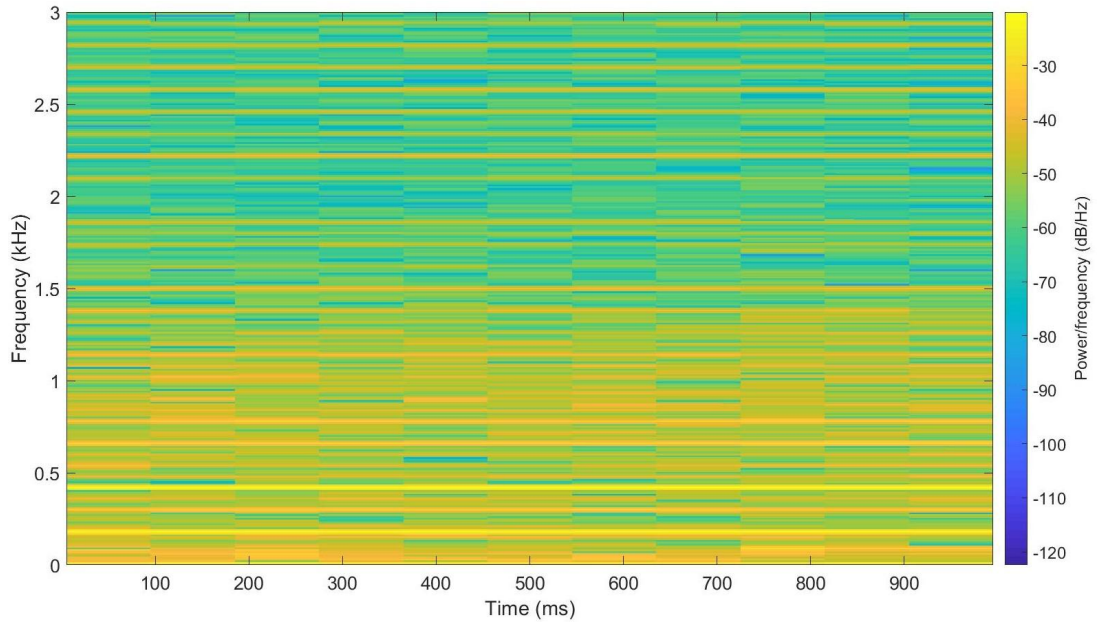


Figura 76 – STFT do sinal de corrente sem a presença do componente fundamental.

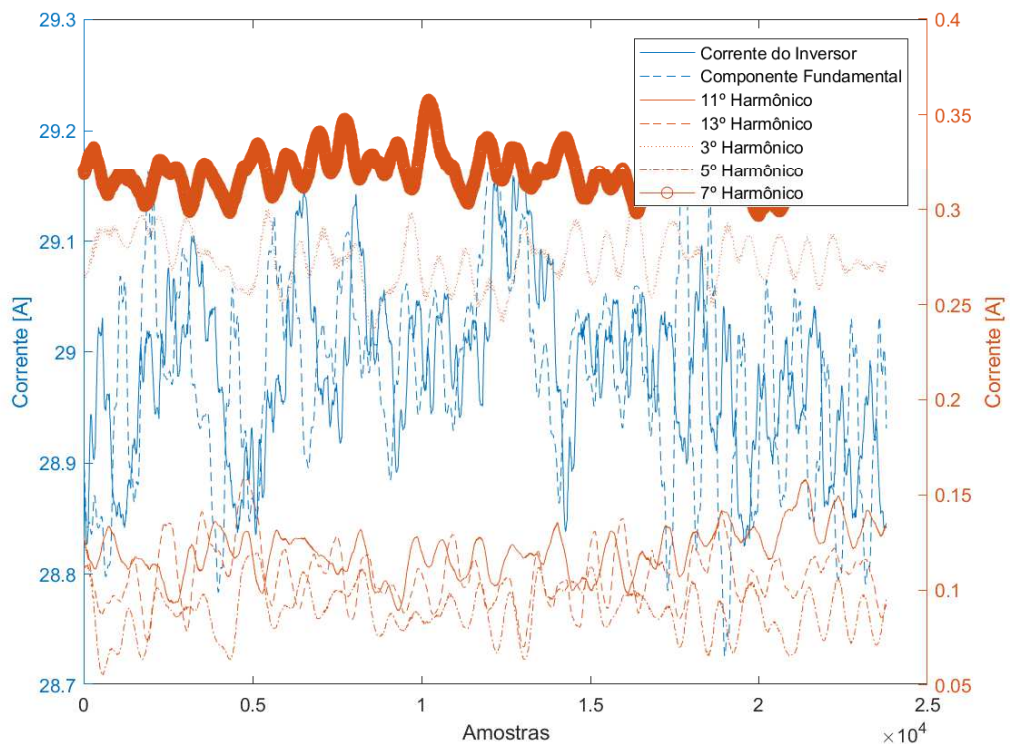


Figura 77 – Corrente RMS dos componentes extraídos.

de tensão em ordem decendente de energia. Da mesma forma, a Figura 79 mostra do sexto ao décimo componente harmônico da tensão.

Cabe a seguinte discussão: a separação realizada pelo método proposto é exata e a variação de amplitude justifica-se pelo comportamento dinâmico da potência de geração

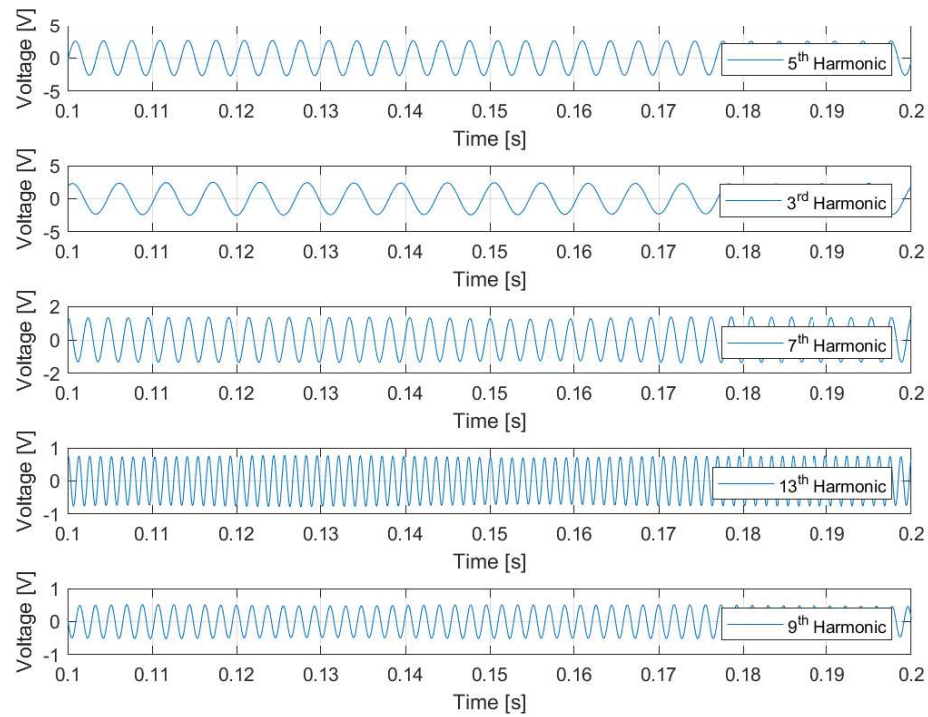


Figura 78 – Primeiro grupo de harmônicos de maior energia na tensão extraídos.

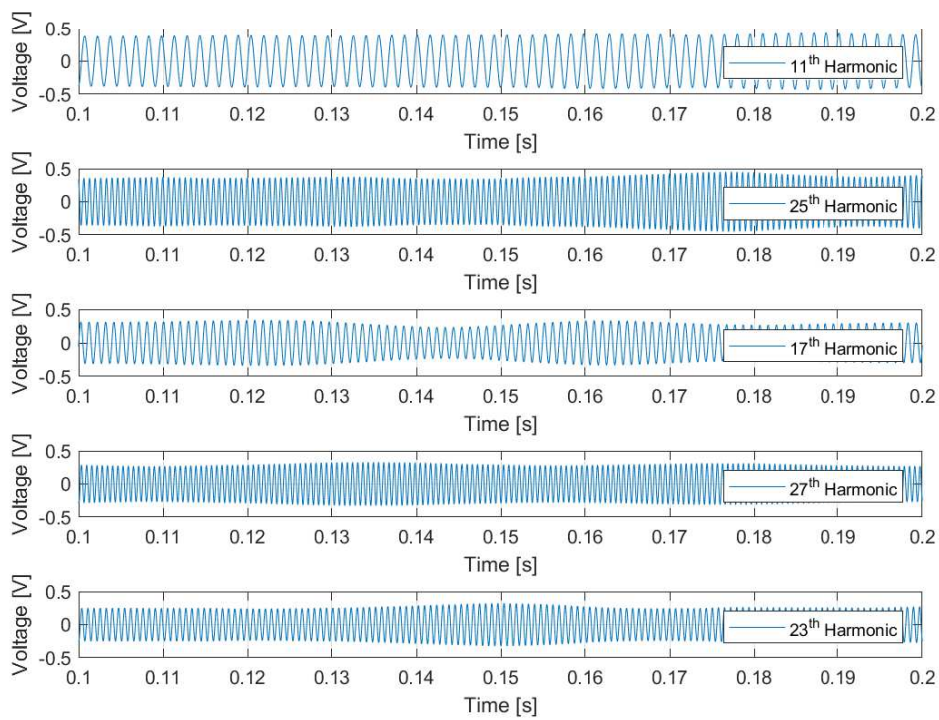


Figura 79 – Segundo grupo de harmônicos de maior energia na tensão extraídos.

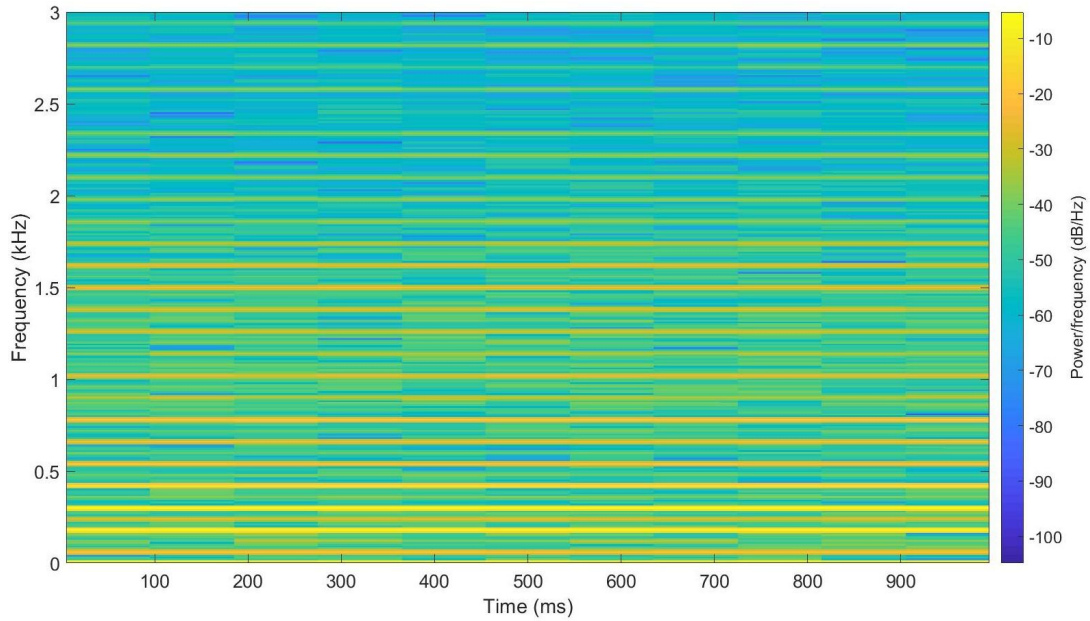


Figura 80 – STFT do sinal de tensão sem a presença do componente fundamental.

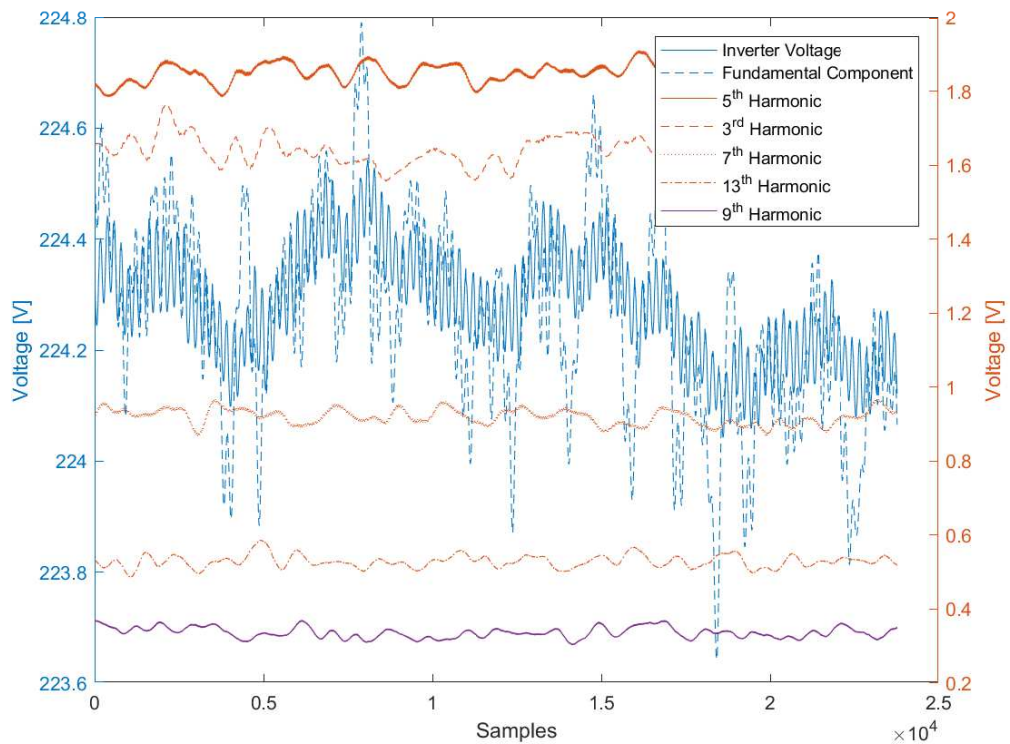


Figura 81 – Tensão RMS dos componentes extraídos.

das placas fotovoltaicas de acordo com a irradiação solar recebida ao longo do tempo, da variação de carga conectada no PAC da rede analisada e ainda do controle do inversor para converter o sinal cc gerado pelas placas no sinal alternado de 60 Hz utilizado no SEP. Como todo filtro real não tem uma banda de passagem ideal, a variação pode-se justificar

por uma baixa relação de energia do componente extraído e a potência do ruído existente. Isso acarretaria em um componente extraído contaminado por ruído ou ainda com outros componentes harmônicos e inter-harmônicos erroneamente agrupados.

Ainda na análise da variação de amplitude dos componentes harmônicos extraídos, na Figura 75, o primeiro harmônico de ordem par observado, o 14^o, apresenta variação mais acentuada que todos os demais. Sabe-se que os harmônicos pares causam assimetria na forma de onda resultante, de maneira que o semiciclo negativo difere em módulo do semiciclo positivo. O resultado ilustrado é compatível com o fato de que o sinal amostrado possui assimetria entre seus semiciclos e essa assimetria se modifica de acordo com o tempo.

4.5 Considerações finais da subseção

O método proposto se mostrou capaz de realizar a extração de harmônicos e inter-harmônicos em sinais reais, exigindo baixo nível de parametrização. Foi possível notar que vários dos sinais extraídos possuem baixa magnitude e alguns com comportamento variante no tempo.

Ressalta-se que os resultados obtidos aplicando-se o método proposto em sinais reais, como no caso da Usina Solar Fotovoltaica e carregamento do carro elétrico, mostraram grande adaptabilidade às variações de amplitude evidenciadas ao longo da janela de dados, fornecendo informações importantes sobre o comportamento dos harmônicos.

5 CONCLUSÃO

A análise do conteúdo harmônico no sinal do SEP é um tema importante de pesquisa na área de Processamento de Sinais (PDS) e QEE, apresentando desafios principalmente em cenários com harmônicos, inter-harmônicos, e supra-harmônicos variantes no tempo. Dentro deste contexto, decidiu-se estudar e desenvolver um novo método para separação e estimação do conteúdo harmônico no sinal do SEP, baseado na Análise de Componentes Independentes. Tal foco se deve a que tais métodos têm sido recentemente propostos na literatura, apresentando ainda algumas limitações.

No método proposto, inicialmente uma matriz de observações, constituída de M versões deslocadas do sinal original, é obtida seguindo a metodologia da SCICA. Para esta abordagem, as fontes independentes não devem apresentar sobreposição espectral, como é o caso dos harmônicos e inter-harmônicos. Após a montagem da matriz, aplica-se o algoritmo SOBI para extração dos componentes independentes, escolhido aqui por ordenar por energia os componentes independentes estimados.

Um algoritmo PLL foi utilizado para estimar a frequência do componente fundamental, para então, sintonizar um banco de filtros casados, utilizando-se uma das estimativas do componente de frequência fundamental. Observa-se que o PLL é um estimador *on-line*, rastreando a frequência do sinal analisado na janela de amostras. No entanto, o método proposto é executado *off-line*. Como o objetivo é extrair componentes senoidais, harmônicos e inter-harmônicos, estimadores mais simples como o *zero-crossing* [95] poderiam ser empregados, substituindo-se o uso do PLL. Com base na estimação da frequência fundamental, um banco de filtros casados em quadratura é sintonizado para detectar as frequências harmônicas nos componentes independentes estimados pelo algoritmo SOBI. Nesta etapa, filtros FIR adaptativos são projetados, com base na informação da matriz de misturas \mathbf{A} e da matriz de separação W . Os componentes harmônicos são extraídos pela filtragem dos filtros FIR projetados com o sinal original do SEP. Verificando que o valor de M é superior à quantidade de componentes harmônicos e inter-harmônicos presentes no sinal, foi definida uma estratégia para delimitar uma fronteira com componentes de ruído e outros sinais que não eram de interesse. Dentre as duas estratégias propostas, a baseada na diferença dinâmica relativa se mostrou mais resiliente ao ruído. Após a delimitação da fronteira, os componentes restantes foram agrupados em pares pela menor diferença espectral apresentada, calculados pela DFT de cada um. Em seguida, filtros FIR foram projetados para a filtragem dos componentes inter-harmônicos. Um método simplificado, sem a necessidade das etapas para a extração de inter-harmônicos foi apresentando, para o caso de haver interesse apenas na extração de harmônicos, diminuindo a complexidade do método.

Para avaliar a capacidade do método na extração dos componentes harmônicos

e inter-harmônicos, análises foram realizadas em sinais sintéticos e reais de corrente e tensão do SEP. Inicialmente, analisou-se a influência dos dois principais parâmetros de ajuste do método proposto, o número de sinais atrasados (M) da matriz de misturas e o tamanho da janela utilizada (N). Com relação a variação do M , respeitando-se o valor mínimo, percebeu-se pouca alteração de desempenho. Em relação ao tamanho da janela N , o método mostrou tendência a melhorar o desempenho com janelas de dados maiores. Para uma janela de 10 ciclos, o RSD apresentado foi menor que 1%, caindo para menos de 0,1% para uma janela de 25 ciclos e inferior a 0,01% para uma janela de dados de 50 ciclos.

Os resultados das simulações de sinais sintéticos também mostraram que o método é capaz de realizar a extração de harmônicos, inter-harmônicos, mesmo quando submetidos a afundamentos de tensão. As medidas de RRMSE e RSD ficaram em torno de 1%. Vale ressaltar que os sinais sintéticos aplicados possuíam desvio de frequência, frequências sub-harmônicas próximas do componente fundamental, níveis de ruído elevados frente a fontes de baixa energia.

Os resultados do método proposto foram comparados com o método descrito em [2], que por sua vez, apresentou medidas de erro inferiores a WPT *Daubechies wavelet 35* (db35) e o método *Empirical Mode Decomposition* (EMD), para o mesmo caso simulado. Embora o método baseado na PCA tenha tempo de execução menor até mesmo que a FFT, os resultados apresentados, em relação às diferenças entre as estimativas e o sinais originais, são inferiores que as do novo método proposto neste trabalho, em especial, na presença de inter-harmônicos e a níveis mais elevados de ruído.

A resposta do método a sinais reais, mostrou a capacidade de extração, de componentes harmônicos e inter-harmônicos, em condições variantes no tempo. Destacando-se a variedade de componentes harmônicos extraídos do sinal de tensão e corrente de uma usina solar fotovoltaica. Devido a utilização dos filtros casados na detecção de frequências harmônicas, foi possível a extração de componentes independentes de amplitudes extremamente baixas, abaixo de 0,5 V para tensão e inferior a 0,1 A para a corrente. Outro aspecto significativo da análise, é a possibilidade de acompanhar, em uma mesma janela de dados, o comportamento dinâmico dos componentes harmônicos, mesmo para componentes de baixa amplitude.

De uma maneira geral, o método proposto requer uma quantidade menor de parâmetros que outros métodos propostos na literatura, e estes, mesmo que não sejam selecionados da forma mais adequada, ainda assim, resultam na capacidade de extração de componentes independentes relacionados a componentes harmônicos e inter-harmônicos. Outra vantagem é a característica adaptativa dos filtros FIR projetados de se adequarem ao conteúdo do sinal analisado, agregando funcionalidade à análise de sinais reais, principalmente nos quais, não existe conhecimento prévio do conteúdo analisado. Outra questão importante, é

que todo o processo de extração, é realizado de maneira cega, sem a utilização de fases de treinamento, característica que pode ser encontrada em outros métodos com a finalidade de extração e estimação de componentes harmônicos. Os resultados obtidos na aplicação do método nos sinais de tensão e corrente da usina solar fotovoltaica, demonstram que o método possui aplicabilidade em sinais reais onde existe a presença de geração distribuída. As características de adaptação do método, torna-o adequado a aplicação em *smart grids* (redes inteligentes), onde existe a flutuação do conteúdo harmônico, inter-harmônico, e outras fontes de distúrbios.

Embora o método proposto seja *off-line*, estudos podem ser conduzidos no sentido de tornar a aplicação *on-line* do método possível, explorando algoritmos alternativos de separação, como o método EASI (*Equivariant Adaptive Separation via Independence*) [96].

REFERÊNCIAS

- [1] HE, C.; SHU, Q. Separation and analyzing of harmonics and inter-harmonics based on single channel independent component analysis. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, v. 25, n. 1, p. 169–179, 2013.
- [2] HE, C.; SHU, Q.; LIU, T.; HAN, X. A time-domain statistical approach for harmonics separation and analysis. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, v. 27, n. 1, p. e2239–n/a, 2017. e2239 ETEP-15-1017.R2.
- [3] ROY, R.; KAILATH, T. Esprit-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing*, v. 37, n. 7, p. 984–995, 1989.
- [4] ONS., O. Operador nacional do sistema elétrico. 2018.
- [5] DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. Electrical power systems quality. *New York, NY: McGraw-Hill,| c2012*, 2012.
- [6] KUMAR, L. A.; ALEXANDER, S. A. *Computational paradigm techniques for enhancing electric power quality*. CRC Press, 2018.
- [7] International Electrotechnical Commission. IEC 61000-3-2: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions. Technical report, IEC, 2014.
- [8] COMMISSION, I. E. et al. Electromagnetic compatibility (emc) part 4-7: Testing and measurement techniques general guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto. *Standard IEC*, p. 61000–4, 2002.
- [9] ASSOCIATION, I. S. et al. 519-2014-ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. *New York, IEEE*, 2014.
- [10] ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – prodist: Módulo 8 – qualidade da energia elétrica. *Revisão*, v. 10, p. 88, 2018.
- [11] BOLLEN, M. H. Understanding power quality problems. In: *Voltage sags and Interruptions*. IEEE press, 2000.
- [12] RIBEIRO, P. F.; DUQUE, C. A.; SILVEIRA, P. M.; CERQUEIRA, A. S. *Power systems signal processing for smart grids*. John Wiley & Sons, 2013.
- [13] PIRES, I. A. Capítulo xii-medidas de mitigação de harmônicos. *Revista O Setor Elétrico, São Paulo*, v. 1, n. 59, p. 38–47, 2010.
- [14] Lima, M. A. A.; Cerqueira, A. S.; Duque, C. A.; de Oliveira, E. J. Estimation of harmonics and interharmonics based on single channel independent component analysis. In: . c2014. p. 298–302.
- [15] BERGLAND, G. A guided tour of the fast fourier transform. *IEEE spectrum*, v. 6, n. 7, p. 41–52, 1969.

- [16] SUN, X.; SUN, L. Harmonic frequency estimation based on modified-music algorithm in power system. *Open Electrical & Electronic Engineering Journal*, v. 9, p. 38–42, 2015.
- [17] SUN, X.; SUN, L.; ZHAO, S. Harmonic estimation algorithm based on esprit and linear neural network in power system. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, v. 14, n. 3A, p. 47–55, 2016.
- [18] ZYGARLICKI, J.; ZYGARLICKA, M.; MROCZKA, J.; LATAWIEC, K. J. A reduced prony's method in power-quality analysis—parameters selection. *IEEE Transactions on power delivery*, v. 25, n. 2, p. 979–986, 2010.
- [19] JIA, Q.; YANG, X.; SONG, Z. A windowed frequency shift algorithm for harmonics signal in power system. *Journal of Chinese Electrical Engineering Science*, v. 36, n. 10, p. 1631–1640, 2014.
- [20] LEÃO, R.; SAMPAIO, R.; ANTUNES, F. *Harmônicos em sistemas elétricos*. Elsevier Brasil, 2015.
- [21] ARRILLAGA, J.; SMITH, B. C.; WATSON, N. R.; WOOD, A. R. *Power system harmonic analysis*. John Wiley & Sons, 1997.
- [22] COLLOMBET, C.; LUPIN, J.; SCHONEK, J. Harmonic disturbances in networks, and their treatment. *Cahier Technique Merlin Gerin*, v. 1, n. 152, p. 1–31, 1999.
- [23] SINGH, G. Power system harmonics research: a survey. *European Transactions on Electrical Power*, v. 19, n. 2, p. 151–172, 2009.
- [24] DE BRITO, C. M. C.; LEÃO, R. P. S. Desempenho de um motor de indução trifásico submetido a distorções harmônicas na tensão de alimentação. *SBSE 2006*.
- [25] CUMMINGS, P. G. Estimating effect of system harmonics on losses and temperature rise of squirrel-cage motors. *IEEE Transactions on industry applications*, , n. 6, p. 1121–1126, 1986.
- [26] IEEE Power Energy Society. Ieee guide for application and specification of harmonic filters. Technical report, IEEE Standard 1531, 2003.
- [27] STD, I. 1159-2009: Ieee recommended practice for monitoring electric power quality. 2009.
- [28] International Electrotechnical Commission. IEC 61000-4-30: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods. Technical report, IEC, 2015.
- [29] DAHIDAH, M. S.; KONSTANTINOU, G.; AGELIDIS, V. G. A review of multilevel selective harmonic elimination pwm: formulations, solving algorithms, implementation and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 8, p. 4091–4106, 2014.
- [30] SHARIFZADEH, M.; VAHEDI, H.; PORTILLO, R.; FRANQUELO, L. G.; AL-HADDAD, K. Selective harmonic mitigation based self-elimination of triplen harmonics for single-phase five-level inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 1, p. 86–96, 2019.

- [31] International Electrotechnical Commission. IEC 61000-2-1: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 1: Description of the environment - Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems. Technical report, IEC, 1990.
- [32] BRAVO HIDALGO, D.; JIMÉNEZ BORGES, R.; VALDIVIA NODAL, Y. Applications of solar energy: History, sociology and last trends in investigation. *Producción+ Limpia*, v. 13, n. 2, p. 21–28, 2018.
- [33] ACKERMANN, T. et al. *Wind power in power systems*. Wiley Online Library, 2005. v. 140.
- [34] BRAND, M. A. Potential use of caatinga forest biomass under sustainable management for energy generation. *Ciência Florestal*, v. 27, n. 1, p. 117–127, 2017.
- [35] BAGHZOUZ, Y.; BURCH, R.; CAPASSO, A.; CAVALLINI, A.; EMANUEL, A.; HALPIN, M.; LANGELLA, R.; MONTANARI, G.; OLEJNICZAK, K.; RIBEIRO, P. et al. Time-varying harmonics. ii. harmonic summation and propagation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 1, p. 279–285, 2002.
- [36] BONNER, A.; GREBE, T.; GUNTHER, E.; HOPKINS, L.; MARZ, M.; MAHSE-REDJIAN, J.; MILLER, N.; ORTMAYER, T.; RAJAGOPALAN, V.; RANADE, S. et al. Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks. 1. concepts, models, and simulation techniques. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, n. 1, p. 452–465, 1996.
- [37] LIN, H.-C. Sources, effects, and modelling of interharmonics. *Mathematical Problems in Engineering*, v. 2014, 2014.
- [38] TESTA, A.; AKRAM, M.; BURCH, R.; CARPINELLI, G.; CHANG, G.; DINAVAHI, V.; HATZIADONIU, C.; GRADY, W.; GUNTHER, E.; HALPIN, M. et al. Interharmonics: Theory and modeling. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 4, p. 2335–2348, 2007.
- [39] BHONSLE, D. C.; KELKAR, R. B. Analyzing power quality issues in electric arc furnace by modeling. *Energy*, v. 115, p. 830–839, 2016.
- [40] VATANKULU, Y. E.; ŞENTÜRK, Z.; SALOR, O. Harmonics and interharmonics analysis of electrical arc furnaces based on spectral model optimization with high-resolution windowing. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 3, p. 2587–2595, 2017.
- [41] ANAYA, K. L.; POLLITT, M. G. Going smarter in the connection of distributed generation. *Energy Policy*, v. 105, p. 608–617, 2017.
- [42] ISMAEL, S. M.; ALEEM, S. H. A.; ABDELAZIZ, A. Y.; ZOBAA, A. F. State-of-the-art of hosting capacity in modern power systems with distributed generation. *Renewable energy*, v. 130, p. 1002–1020, 2019.
- [43] SILVA, R. M. D. Energia solar no brasil: dos incentivos ao desafios. 2015.

- [44] ELVIRA-ORTIZ, D. A.; MORINIGO-SOTELO, D.; DUQUE-PEREZ, O.; OSORNIO-RIOS, R. A.; ROMERO-TRONCOSO, R. J. Study of the harmonic and interharmonic content in electrical signals from photovoltaic generation and their relationship with environmental factors. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, v. 11, n. 4, p. 043502, 2019.
- [45] STEINMETZ, C. P. *Theory and calculation of alternating current phenomena*. McGraw-Hill Book Company, Incorporated, 1916. v. 4.
- [46] JAIN, S. K.; SINGH, S. Harmonics estimation in emerging power system: Key issues and challenges. *Electric Power Systems Research*, v. 81, n. 9, p. 1754–1766, 2011.
- [47] RIBEIRO, P. F. *Time-varying waveform distortions in power systems*. Wiley Online Library, 2009.
- [48] GIRGIS, A. A.; HAM, F. M. A quantitative study of pitfalls in the fft. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, , n. 4, p. 434–439, 1980.
- [49] ROBERTSON, D. G. E.; DOWLING, J. J. Design and responses of butterworth and critically damped digital filters. *Journal of Electromyography and Kinesiology*, v. 13, n. 6, p. 569–573, 2003.
- [50] GEORGE, T. A.; BONES, D. Harmonic power flow determination using the fast fourier transform. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 2, p. 530–535, 1991.
- [51] EREN, L.; UNAL, M.; DEVANEY, M. J. Harmonic analysis via wavelet packet decomposition using special elliptic half-band filters. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 56, n. 6, p. 2289–2293, 2007.
- [52] BARROS, J.; DIEGO, R. I. Analysis of harmonics in power systems using the wavelet-packet transform. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 57, n. 1, p. 63–69, 2007.
- [53] ZHANG, S.; WANG, Q.; LIU, R. Power system harmonic analysis based on improved hilbert-huang transform. In: . c2009. p. 4–343.
- [54] SHIRADO, W. H.; DE ABREU MOREIRA, M.; PALMA, J. G.; JÚNIOR, S. B. Estudo comparativo entre algoritmos das transformadas discretas de fourier e wavelet. *Revista Brasileira de Computação Aplicada*, v. 7, n. 3, p. 97–107, 2015.
- [55] LIMA, M. A.; DE CARVALHO, J. R.; COURY, D. V.; CERQUEIRA, A. S.; DUQUE, C. A. A method of dynamic resampling for dft-based harmonic analysis under time-varying frequency conditions. In: . c2010. p. 1–6.
- [56] WANG, X.; LI, N. Study on interharmonics detection method based on windowed interpolation fft algorithm. *Modern Power*, v. 29, n. 5, p. 28–31, 2012.
- [57] DE CARVALHO, J. R.; DUQUE, C. A.; LIMA, M. A.; COURY, D. V.; RIBEIRO, P. F. A novel dft-based method for spectral analysis under time-varying frequency conditions. *Electric Power Systems Research*, v. 108, p. 74–81, 2014.

- [58] MALLAT, S. G. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. *IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence*, v. 11, n. 7, p. 674–693, 1989.
- [59] SENROY, N.; SURYANARAYANAN, S.; RIBEIRO, P. F. An improved hilbert–huang method for analysis of time-varying waveforms in power quality. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 22, n. 4, p. 1843–1850, 2007.
- [60] RABINER, L.; SCHAFER, R.; RADER, C. The chirp z-transform algorithm. *IEEE transactions on audio and electroacoustics*, v. 17, n. 2, p. 86–92, 1969.
- [61] MARTIN, R. J. A metric for arma processes. *IEEE transactions on Signal Processing*, v. 48, n. 4, p. 1164–1170, 2000.
- [62] PAULRAJ, A.; ROY, R.; KAILATH, T. A subspace rotation approach to signal parameter estimation. *Proceedings of the IEEE*, v. 74, n. 7, p. 1044–1046, 1986.
- [63] JAIN, S. K.; SINGH, S. Exact model order esprit technique for harmonics and interharmonics estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 61, n. 7, p. 1915–1923, 2012.
- [64] HAYES, M. H. *Statistical digital signal processing and modeling*. John Wiley & Sons, 2009.
- [65] SCHMIDT, R. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE transactions on antennas and propagation*, v. 34, n. 3, p. 276–280, 1986.
- [66] HYVÄRINEN, A.; KARHUNEN, J.; OJA, E. *Independent component analysis*. John Wiley & Sons, 2004. v. 46.
- [67] AI, Y.; ZHANG, H. Harmonic separation based on independent component analysis method. *Journal of Computers*, v. 8, n. 2, p. 433–440, 2013.
- [68] FERREIRA, D. D.; NAGATA, E. A.; FERREIRA, S. C.; DE SEIXAS, J. M.; DUQUE, C. A.; MARQUES, C. A.; GUEDES, J. D.; CERQUEIRA, A. S. Method based on independent component analysis for harmonic extraction from power system signals. *Electric Power Systems Research*, v. 119, p. 19–24, 2015.
- [69] FERREIRA, D. D.; SEIXAS, J. M.; CERQUEIRA, A. S.; DUQUE, C. A.; BOLLEN, M. H.; RIBEIRO, P. F. Extracting the transient events from power system signals by independent component analysis. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, v. 26, n. 4, p. 884–900, 2016.
- [70] CARDOSO, J.-F. Blind signal separation: statistical principles. *Proceedings of the IEEE*, v. 86, n. 10, p. 2009–2025, 1998.
- [71] CICHOCKI, A.; AMARI, S.-I. *Adaptive blind signal and image processing: learning algorithms and applications*. John Wiley & Sons, 2002.
- [72] COMON, P.; JUTTEN, C. *Handbook of blind source separation: Independent component analysis and applications*. Academic press, 2010.
- [73] FABRIZIO, G.; FARINA, A. Blind source separation with the generalised estimation of multipath signals algorithm. *IET Radar, Sonar & Navigation*, v. 8, n. 9, p. 1255–1266, 2014.

- [74] VINCENT, E.; GRIBONVAL, R.; FÉVOTTE, C. Performance measurement in blind audio source separation. *IEEE transactions on audio, speech, and language processing*, v. 14, n. 4, p. 1462–1469, 2006.
- [75] ZINOVYEV, A.; KAIROV, U.; KARPENYUK, T.; RAMANCULOV, E. Blind source separation methods for deconvolution of complex signals in cancer biology. *Biochemical and biophysical research communications*, v. 430, n. 3, p. 1182–1187, 2013.
- [76] D'URSO, G.; PRIEUR, P.; VINCENT, C. Blind identification methods applied to electricite de france's civil works and power plants monitoring. In: . c1997. p. 82–86.
- [77] FERREIRA, D. D. *Análise de distúrbios elétricos em sistemas de potência*. 2010. Tese (Doutorado em Física) - PhD thesis, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2010.
- [78] LEITE, V. C. M. N. Separação cega de sinais: Análise comparativa entre algoritmos. 253p., *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)–Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, Minas Gerais*, 2004.
- [79] JAMES, C. J.; WANG, S. Blind source separation in single-channel eeg analysis: An application to bci. In: . c2006. p. 6544–6547.
- [80] LIMA, M. A. A.; OLIVEIRA, P. S. . C. A. S. . O. D. R. . F. D. D. Comparação de algoritmos para análise de componentes independentes aplicada à estimação de harmônicos e interharmônicos. In: . c2017.
- [81] DAVIES, M. E.; JAMES, C. J. Source separation using single channel ica. *Signal Processing*, v. 87, n. 8, p. 1819–1832, 2007.
- [82] LIMA, M. A. A. *Uma nova metodologia para análise da qualidade da energia elétrica sob condições de ocorrência de múltiplos distúrbios*. Tese (Doutorado em Física) - Universidade de São Paulo.
- [83] TONG, L.; LIU, R.-W.; SOON, V. C.; HUANG, Y.-F. Indeterminacy and identifiability of blind identification. *IEEE Transactions on circuits and systems*, v. 38, n. 5, p. 499–509, 1991.
- [84] CAI, K.; WANG, Z.; LI, G.; HE, D.; SONG, J. Harmonic separation from grid voltage using ensemble empirical-mode decomposition and independent component analysis. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, v. 27, n. 11, p. e2405, 2017.
- [85] HUANG, N. E.; SHEN, Z.; LONG, S. R.; WU, M. C.; SHIH, H. H.; ZHENG, Q.; YEN, N.-C.; TUNG, C. C.; LIU, H. H. The empirical mode decomposition and the hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. *Proceedings of the Royal Society of London. Series A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, v. 454, n. 1971, p. 903–995, 1998.
- [86] BELOUHRANI, A.; ABED-MERAIM, K.; CARDOSO, J.-F.; MOULINES, E. A blind source separation technique using second-order statistics. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 2, p. 434–444, 1997.

- [87] KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: Applications. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 617–622, 2002.
- [88] HYVÄRINEN, A.; OJA, E. A fast fixed-point algorithm for independent component analysis. *Neural computation*, v. 9, n. 7, p. 1483–1492, 1997.
- [89] BINGHAM, E.; HYVÄRINEN, A. A fast fixed-point algorithm for independent component analysis of complex valued signals. *International journal of neural systems*, v. 10, n. 01, p. 1–8, 2000.
- [90] OJA, E.; YUAN, Z. The fastica algorithm revisited: Convergence analysis. *IEEE Transactions on Neural Networks*, v. 17, n. 6, p. 1370–1381, 2006.
- [91] BELOUHRANI, A.; ABED-MERAIM, K.; CARDOSO, J.; MOULINES, E. Second-order blind separation of temporally correlated sources. In: . c1993. p. 346–351.
- [92] KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. A new phase-locked loop (pll) system. In: . c2001. v. 1. p. 421–424.
- [93] KAY, S. M. *Fundamentals of statistical signal processing, vol. ii: Detection theory*. 1998.
- [94] FALLOWS, D.; NUZZO, S.; COSTABEBER, A.; GALEA, M. Harmonic reduction methods for electrical generation: a review. *IET Generation, Transmission & Distribution*, v. 12, n. 13, p. 3107–3113, 2018.
- [95] FRIEDMAN, V. A zero crossing algorithm for the estimation of the frequency of a single sinusoid in white noise. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 42, n. 6, p. 1565–1569, 1994.
- [96] YE, J.; JIN, H.; LOU, S.; YOU, K. An optimized easi algorithm. *Signal processing*, v. 89, n. 3, p. 333–338, 2009.

A Lista de Publicações

A.1 Artigos publicados em congressos internacionais

1. DE OLIVEIRA, PATRICK S.; LIMA, MARCELO A. A.; CERQUEIRA, AUGUSTO S. ; DUQUE, CARLOS A. ; FERREIRA, DANTON D. . Harmonic extraction based on Independent Component Analysis and quadrature matched filters. In: 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2016, Belo Horizonte. 2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP). p. 344-485.
2. DE OLIVEIRA, PATRICK S.; LIMA, MARCELO A. A.; CERQUEIRA, AUGUSTO S.; DUQUE, CARLOS A.; FERREIRA, DANTON D. Harmonic analysis based on scica at PCC of a grid-connected micro solar PV power plant. In: 2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018, Ljubljana. 2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2018. p. 1.

A.2 Artigos publicados em congressos nacionais

3. LIMA, M. A. A. ; CERQUEIRA, A. S. ; OLIVEIRA, P. S. ; FERREIRA, D. D. ; DUQUE, C. A. . Estimacão de Harmônicos e Interharmnicos baseada na Análise de Componentes Independentes de Canal nico. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 2015, Juiz de Fora - MG. XXXIII SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES, 2015.
4. OLIVEIRA, D. R.; LIMA, MARCELO A. A.; OLIVEIRA, P. S. Análise Comparativa de Algoritmos de ICA para Decomposio de Mtiplos Distúrbios de Qualidade da Energia Elétrica. In: XII CBQEE - Conferência Brasileira Sobre Qualidade Da Energia Elétrica, 2017, Curitiba. Proceedings da XII Conferência Brasileira Sobre Qualidade Da Energia Elétrica, 2017.
5. LIMA, MARCELO A. A. ; OLIVEIRA, P. S. ; CERQUEIRA, A. S. ; OLIVEIRA, D. R. ; FERREIRA, D. D. . Comparaco de Algoritmos para Análise de Componentes Independentes Aplicada  Estimacão de Harmônicos e Interharmnicos. In: XII CBQEE - Conferência Brasileira Sobre Qualidade Da Energia Elétrica, 2017, Curitiba. Proceedings da XII Conferência Brasileira Sobre Qualidade Da Energia Elétrica, 2017.