

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

Renato Ribeiro Aleixo

Estimação de Fasores Harmônicos para PMUs baseada na Interpolação  
B-Spline

Juiz de Fora

2022

**Renato Ribeiro Aleixo**

**Estimação de Fasores Harmônicos para PMUs baseada na Interpolação  
B-Spline**

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

Orientador: D.Sc. Carlos Augusto Duque

Coorientador: Dr. Eng. Leandro Rodrigues Manso da Silva

Juiz de Fora

2022

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

Ribeiro Aleixo, Renato.

Estimação de Fasores Harmônicos para PMUs baseada na Interpolação  
B-Spline / Renato Ribeiro Aleixo. – 2022.

98 f. : il.

Orientador: Carlos Augusto Duque

Coorientador: Leandro Rodrigues Manso da Silva

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de  
Engenharia. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2022.

1. Fasores harmônicos. 2. Reamostragem. 3. PMUs. I. Duque, Carlos  
A., orient. II. da Silva, Leandro Rodrigues Manso, coorient. III. Título.

**Renato Ribeiro Aleixo**

**Estimação de Fasores Harmônicos para PMUs baseada na Interpolação  
B-Spline**

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

Aprovada em 7 de dezembro de 2022

**BANCA EXAMINADORA**

---

D.Sc. Carlos Augusto Duque - Orientador  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

Dr. Eng. Leandro Rodrigues Manso da Silva -  
Coorientador  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

D.Sc. Ildemar Cassana Decker  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

D.Sc. Mário Oleskovicz  
Universidade de São Paulo

---

D.Sc. Augusto Santiago Cerqueira  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

D.Sc. Igor Delgado de Melo  
Universidade Federal de Juiz de Fora

**Renato Ribeiro Aleixo**

**Estimação de fatores harmônicos**

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

Aprovada em 07 de dezembro de 2022.

**BANCA EXAMINADORA**

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

Universidade Federal de Juiz de Fora

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

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Ildemar Cassana Decker**

Universidade Federal de Santa Catarina

**Prof. Dr. Mário Oleskovicz**

Universidade de São Paulo

**Prof. Dr. Augusto Santiago Cerqueira**

Universidade Federal de Juiz de Fora

**Prof. Dr. Igor Delgado de Melo**  
Universidade Federal de Juiz de Fora

Juiz de Fora, 16/11/2022.



Documento assinado eletronicamente por **Carlos Augusto Duque, Coordenador(a)**, em 07/12/2022, às 13:59, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ildemar Cassana Decker, Usuário Externo**, em 07/12/2022, às 14:09, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Igor Delgado de Melo, Professor(a)**, em 07/12/2022, às 14:10, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Leandro Rodrigues Manso Silva, Professor(a)**, em 08/12/2022, às 10:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Mário Oleskovicz, Usuário Externo**, em 08/12/2022, às 15:07, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Augusto Santiago Cerqueira, Professor(a)**, em 19/12/2022, às 10:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no Portal do SEI-Ufjf ([www2.ufjf.br/SEI](http://www2.ufjf.br/SEI)) através do ícone Conferência de Documentos, informando o código verificador **1040894** e o código CRC **B5649ED3**.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus e em especial a minha amada companheira Mariana, pela paciência, compreensão, carinho, amor, dedicação e apoio incondicional.

Aos meus pais Terezinha e Aliomar por serem um verdadeiro porto seguro, a minha irmã Tânia e meu primo Marcelo pelo apoio e motivação em todos os momentos de minha caminhada e, especialmente, à minha saudosa e inspiradora Tia Beatriz. Aos demais familiares também agradeço pelos exemplos de união e amizade.

Aos Professores Carlos Duque e Leandro Manso pela orientação, ensinamentos, amizade, atenção e paciência durante todo o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus amigos de Universidade pela troca de conhecimentos e momentos de descontração, em especial ao Alcindo Gandhi, Guilherme Márcio, Marlon Lucas, Jhonatan Costa, Henrique Monteiro, Mateus Mostaro, Max Luiz, Prof. Marcelo.

Ao CNPq, CAPES, FAPEMIG, INERGE, à Universidade Federal de Juiz de Fora, à Faculdade de Engenharia e à Lupa Tecnologia pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

*"A persistência é o menor caminho do êxito."*

Charles Chaplin



## RESUMO

A estimação da componente fundamental já é bastante difundida, principalmente no nível de transmissão de energia elétrica. Para o avanço da tecnologia de monitoramento de sistemas de potência, a estimação fasorial das componentes de frequência em cenários de ruído e variações de frequência ainda é um desafio. Este trabalho tem como objetivo a proposta de uma metodologia para estimação de fasores harmônicos que seja aplicável a unidades de medição fasorial, discutindo as questões envolvidas em tal tarefa. O método proposto é compreendido pelas seguintes etapas: estimação da frequência fundamental, aplicação de reamostragem baseada em curvas B-Spline, extração da componente fundamental com um filtro Hanning, e por fim cálculo da Transformada de Fourier sobre uma janela do sinal. Para a construção da metodologia foram avaliados os interpoladores de Lagrange, B-Spline e MSVA, bem como estimadores de frequência baseados em cruzamentos por zero, na derivada da fase e em PLL. Dessa forma, foi concebida uma metodologia que apresenta o menor erro possível para estimação de fasores harmônicos em termos de Erro total do vetor (do inglês, *total vector error*) (TVE), frente o reduzido custo computacional empregado. Diferentes cenários de teste sugeridos pela norma IEC 60255-118-1 foram utilizados para validação do desempenho do método proposto.

Palavras-chave: Fasores harmônicos. Reamostragem. PMUs.

## ABSTRACT

The estimation of the fundamental component is well known, mainly at the level of electrical energy transmission. For the advancement of monitoring technology of power systems, the phasor estimation of the frequency components in noise scenarios and frequency variations is still a challenge. This work has as objective the proposal of a methodology for estimating harmonic phasors that is applicable to phasor measurement units, discussing the issues involved in such a task. The proposed method comprises the following steps: estimation of the fundamental frequency, application of a B-Spline based resampling technique, extraction of the fundamental component with a Hanning filter, and finally calculation of the Fourier Transform. For the elaboration of the methodology were analysed the Lagrange, B-Spline and MSVA resampling techniques, as also frequency estimators based in zero-crossing, phase angle derivative and PLL. Thus, an optimized methodology was proposed in order to obtain the smallest error for harmonic phasors in terms of the total vector error (TVE), considering the low computational burden required. Different test scenarios suggested by the standard IEC 60255-118-1 were used in order to validate the performance of the proposed method.

Keywords: Harmonic Phasors. Resampling. PMUs.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Sistema de medição fasorial. . . . .	18
Figura 2 – Medição fasorial nas barras de um SEP. . . . .	20
Figura 3 – Primeira PMU. . . . .	24
Figura 4 – Representação fasorial de uma senoide. . . . .	26
Figura 5 – DTFT e bins da DFT de 2 ciclos para sinais com e sem harmônicos e frequência fundamental de $60Hz$ . . . . .	33
Figura 6 – DTFT e bins da DFT de 2 ciclos para sinais com e sem harmônicos e frequência fundamental de $57Hz$ . . . . .	34
Figura 7 – Erros de magnitude e fase da FFT de 12 ciclos na estimação de fasores harmônicos para frequência fundamental entre $50,9Hz$ e $60,1Hz$ . . . . .	35
Figura 8 – TVE para FFT de 12 ciclos na estimação de fasores harmônicos para frequência fundamental entre $59,9Hz$ e $60,1Hz$ . . . . .	35
Figura 9 – TVE para FFT de 1 ciclo para frequência fundamental variando em rampa de $60Hz$ a $60,0166Hz$ ( $1Hz/s$ ). . . . .	36
Figura 10 – Sinal de 59 Hz com harmônicos e sua interpolação ideal para aproximação de uma frequência fundamental de 60 Hz . . . . .	42
Figura 11 – Falta de sincronismo entre a janela e a frequência fundamental do sinal. . . . .	42
Figura 12 – Ilustração de um processo de interpolação. . . . .	43
Figura 13 – Estrutura de <i>Farrow</i> . . . . .	44
Figura 14 – Funções B-Spline. . . . .	45
Figura 15 – Ilustração da interpolação realizada através de funções B-Spline. . . . .	46
Figura 16 – Ajuste do sinal de 58 Hz para um sinal síncrono de 60 Hz através do algoritmo ajuste do valor da amostra (do inglês, <i>Sample Value Adjustment</i> ) (SVA). . . . .	52
Figura 17 – Ajuste do sinal de 62 Hz com harmônicos para um sinal síncrono de 60 Hz através do algoritmo SVA. . . . .	53
Figura 18 – Aumento do erro do MSVA para taxas de amostragem superiores. . . . .	54
Figura 19 – Aumento do erro do MSVA para taxas de amostragem superiores. . . . .	55
Figura 20 – Fluxograma de ajuste de alpha. . . . .	56
Figura 21 – Estratégia básica para estimação de harmônicos. . . . .	61
Figura 22 – Estimação de frequência por cruzamento por zero. . . . .	63
Figura 23 – Resposta em frequência da magnitude para os coeficientes utilizados no FTFIR-FE. . . . .	64
Figura 24 – Diagrama da estimação de frequência (FTFIR-FE) utilizada no método FT FIR. . . . .	65
Figura 25 – Modelo no domínio do tempo contínuo para o método SOGI. ( <i>adaptado de (Kap19)</i> ). . . . .	66
Figura 26 – Diagrama da implementação no Simulink® do AQSG. . . . .	67

Figura 27 – Erro na estimação fasorial da componente fundamental com frequência estimada pelo FT-FIR FE e SNR de 45dB. . . . .	71
Figura 28 – TVE máximo e médio de fasores harmônicos para $55 < f < 65$ Hz e $A_h = 5\%$ em diferentes condições de ruído. . . . .	72
Figura 29 – TVE no tempo para a 49 <sup>a</sup> componentes harmônica quando utilizada a resamostragem B-spline seguida da FFT. . . . .	73
Figura 30 – Diagrama de blocos do método proposto. . . . .	75
Figura 31 – Teste Out-of-band com variação da frequência fundamental de 55Hz a 65Hz com 1Hz de passo e 60dB de ruído. . . . .	79
Figura 32 – $TVE_h$ máximo para o teste de desvio de frequência para $A_h = 10\%$ e SNR = 60dB . . . . .	80
Figura 33 – $TVE_h$ para frequência off-nominal entre [55, 65] Hz e SNR=60dB : (a) $A_h = 1\%$ , (b) $A_h = 2\%$ , (c) $A_h = 5\%$ e (d) $A_h = 10\%$ . . . . .	81
Figura 34 – $TVE_h$ máximo para o teste de modulação de amplitude para $A_h = 10\%$ e SNR = 60dB. . . . .	82
Figura 35 – $TVE_h$ máximo para o teste de modulação de fase para $A_h = 10\%$ e SNR = 60dB. . . . .	82
Figura 36 – $TVE_h$ máximo para o teste de rampa de frequência para $A_h = 10\%$ e SNR = 60dB. . . . .	83
Figura 37 – $TVE_h$ máximo para sinal arbitrário com diferentes amplitudes de harmônicos e SNR = 60dB. . . . .	84
Figura 38 – Teste de degrau na amplitude e fase em termos de $TVE_h$ . $A_h = 5\%$ e $SNR = 60dB$ . . . . .	85
Figura 39 – Equipamentos utilizados para o teste em tempo real. . . . .	86

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – TVE para diferentes erros na magnitude estimada. . . . .	38
Tabela 2 – TVE para diferentes erros no ângulo de fase estimado. . . . .	38
Tabela 3 – Requisitos estabelecidos pela C37.118.1-2014 . . . . .	39
Tabela 4 – Requisitos para o teste de degrau estabelecidos pela IEEE C37.118.1-2014 . . . . .	39
Tabela 5 – Sinais com harmônicos baseados na Equação (2.10) usados nos testes.	40
Tabela 6 – Erro na estimação de frequência para sinais sem ruído e harmônicos.	68
Tabela 7 – Erro na estimação de frequência para sinais com ruído sem harmônicos.	68
Tabela 8 – Erro na estimação de frequência para sinais com ruído e com harmônicos. . . . .	69
Tabela 9 – TVE para a componente fundamental (%) - $SNR = 45dB$ . . . . .	70
Tabela 10 – TVE para a componente fundamental (%) - $SNR = 45dB$ e frequência ideal. . . . .	70
Tabela 11 – $TVE_h$ para cenários com $SNR = 60dB$ . . . . .	72
Tabela 12 – Número de operações em hardware. . . . .	74
Tabela 13 – TVE do fasor da componente fundamental. . . . .	78
Tabela 14 – Valores máximo, médio e de desvio padrão do $TVE_h$ a partir da implementação no PQMC para $A_h = 5\%$ . . . . .	87
Tabela 15 – Valores máximo, médio e de desvio padrão do $TVE_h$ a partir da implementação no PQMC para $A_h = 10\%$ . . . . .	87
Tabela 16 – Número de operações em hardware da estimação fasorial para considerando $F_{sampling} = 7680Hz$ . . . . .	88

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- A/D** Analógico Digital
- ADC** Conversor analógico-digital (do inglês, *Analogic digital converter*)
- ARM** Máquina RISC Avançada (do inglês, *Advanced RISC Machine*)
- CHART** Análise contínua de harmônicos em tempo-real (do inglês, *Continuous Harmonic Analysis in Real-Time*)
- DFT** Transformada Discreta de Fourier (do inglês, *Discrete Fourier Transform*)
- DSP** Processador digital de sinais (do inglês, *digital signal processor*)
- EWT** *Empirical Wavelet Transform*
- FDRs** Registradores de distúrbios na frequência (do inglês, *frequency disturbance recorders*)
- FE** Erro de frequência (do inglês, *frequency error*)
- FFT** Transformada Rápida de Fourier (do inglês, *Fast Fourier Transform*)
- FIR** resposta ao impulso finita (do inglês, *finite impulse response*)
- FTW** Flat-top window
- FNET/GridEye** Rede de monitoramento de frequência (do inglês, *frequency monitoring network*)
- FPGA** Arranjo de Portas Programáveis em Campo (do inglês, *field-programmable gate array*)
- GPS** Sistema de posicionamento global (do inglês, *global positioning system*)
- GD** Geração Distribuída
- HIL** *hardware-in-the-loop*
- IIR** resposta ao impulso infinita (do inglês, *infinite impulse response*)
- IOT** Internet das coisas (do inglês, *internet of things*)
- IpDFT** Transformada Discreta de Fourier Interpolada (do inglês, *Interpolated Discrete Fourier Transform*)

**MEMO** Estimador Modificado de Ordem Exata (do inglês, *Modified Exact Order Estimation*)

**MSVA** ajuste do valor da amostra (do inglês, *Modified Sample Value Adjustment*)

**PDC** concentrador de dados fasoriais (do inglês, *phasor data concentrator*)

**PMU** Unidade de Medição Fasorial (do inglês, *Phasor Measurement Unit*)

**PPS** pulso por segundo (do inglês, *pulse per second*)

**RFE** Erro da taxa de variação da frequência (do inglês, *rate of change of frequency error*)

**RISC** Computador com um conjunto reduzido de instruções (do inglês, *Reduced Instruction Set Computer*)

**ROCOF** taxa de variação da frequência (do inglês, *rate of change of frequency*)

**RTDS** Simulador digital em tempo real, do inglês, *Real time digital simulator*

**SCADA** Supervisório de controle e aquisição de dados (do inglês, *Supervisory Control and Data Acquisition*)

**SEP** Sistema Elétrico de Potência

**S-G** Savitzky-Golay

**SNR** Relação sinal-ruído (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*)

**TVE** Erro total do vetor (do inglês, *total vector error*)

**TFT** Transformada de Taylor-Fourier (do inglês, *Taylor-Fourier Transform*)

**TWLS** Expansão de Taylor ponderada por mínimos quadrados (do inglês, *Taylor Expansion Weighted Least Square*)

**UART** Recebedor/Transmissor assíncrono universal (do inglês, *Universal asynchronous receiver/transmitter*)

**uDMA** Micro acesso direto à memória (do inglês, *micro Direct memory access*)

**UTC** Relógio de tempo universal (do inglês, *Universal time clock*)

**WAMS** Sistemas de monitoramento de grandes áreas (do inglês, *Wide-area measurement systems*)

**WT** *Transformada Wavelet*

**STFT** *Short Time Fourier Transform*

**SVA** ajuste do valor da amostra (do inglês, *Sample Value Adjustment*)

**SEPs** sistemas elétricos de potência

**SWDFT** DFT de janela deslizante (do inglês, *Sliding Window DFT*)

**ZC** cruzamento por zero (do inglês, *zero crossing*)

**ESPRIT** Técnica de estimação dos parâmetros do sinal via invariância rotacional (do inglês, *Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*)

**LSE** mínimos quadrados (do inglês, *Least Squares Error*)

**PLL** *Phase Locked Loop*

**FLL** *Frequency Locked Loop*

**AQSG-PLL** PLL Monofásico Baseado em um Gerador Adaptativo de Sinais em Quadratura (do inglês, *Single-Phase PLL Based on an Adaptive Quadrature Signals Generator*)

**DHSE** Estimador de Harmônicos Dinâmicos (do inglês, *Dynamic Harmonic Synchrophasor Estimation*)



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>17</b>
1.1	Motivação	18
1.2	Objetivos	20
1.3	Divisão do trabalho	21
1.4	PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA E TÉCNICA RESULTANTE DOS TRABALHOS DESENVOLVIDOS NESTA TESE	21
1.4.1	Publicações em Congressos	21
1.4.2	Publicações em Revistas	22
1.4.3	Patente	22
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>23</b>
2.1	Evolução histórica da medição fasorial	23
2.2	A Representação Fasorial e Modelos de Sinais	25
2.3	Estado da Arte da Estimação de Fasores Harmônicos	28
2.4	A Transformada de Fourier	32
2.5	Normas vigentes	37
2.6	Sinais de teste para a estimação de Fasores Harmônicos	40
2.7	Técnicas de Interpolação no Tempo	41
2.7.1	Interpolação de Lagrange	43
2.7.2	Interpolação B-spline com pré-filtro	45
2.7.3	Técnica de Ajuste dos Valores das Amostras (SVA)	50
2.8	Algoritmo de reamostragem Unificado	58
2.9	Conclusão do Capítulo	59
<b>3</b>	<b>Metodologia</b>	<b>61</b>
3.1	Estimação da Frequência Fundamental	61
3.1.1	Cruzamento por zero	62
3.1.2	Estimador de frequência Flat-Top FIR (FTFIR-FE)	63
3.1.3	AQSG-PLL	65
3.1.4	Desempenho dos estimadores de frequência	67
3.2	Desempenho dos métodos de reamostragem	69
3.2.1	Desempenho para estimação da componente Fundamental	69
3.2.2	Desempenho para estimação das Componentes Harmônicas	71
3.3	Esforço Computacional da reamostragem	74
3.4	Método Proposto	75
3.5	Conclusões do Capítulo	76
<b>4</b>	<b>Resultados</b>	<b>77</b>
4.1	Análise de desempenho da Estimação do Fasor da componente fundamental	78

4.2	Análise de desempenho da Estimação de Fasores Harmônicos . . . .	79
4.2.1	Implementação em tempo real . . . . .	85
4.2.2	Esforço computacional da Estimação de Fasores Harmônicos . . . .	87
4.3	Conclusões do Capítulo . . . . .	88
5	<b>Conclusões</b> . . . . .	<b>89</b>
5.1	Propostas para Trabalhos Futuros . . . . .	90
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>91</b>

## 1 Introdução

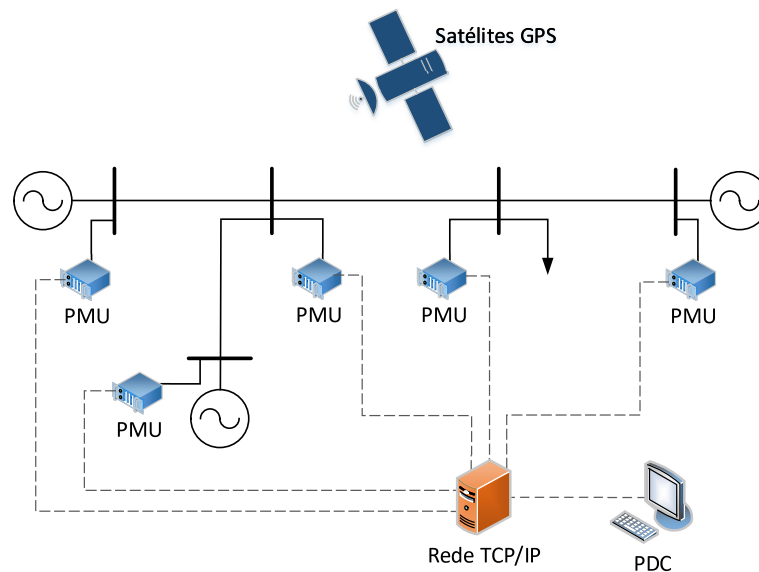
Com a constante modernização do sistema elétrico decorrente do aumento da demanda de energia, da crescente implantação de geração distribuída e da interligação do Sistema Elétrico de Potência (SEP), estudos para o desenvolvimento de um melhor gerenciamento, controle e monitoramento têm se tornado cada vez mais necessários. Para se atingir uma melhor confiabilidade do sistema é crucial que seu monitoramento seja preciso e o mais próximo do tempo real possível (PT08).

O sistema convencional de medições e supervisão do SEP utiliza tecnologias que apresentam um bom desempenho, quando se trata da proteção de equipamentos e do SEP. Entretanto, o sistema elétrico se torna cada vez mais dinâmico, exigindo métodos mais sofisticados de monitoramento e alerta. Sistemas para o monitoramento do sistema elétrico em grandes áreas, também chamados de Sistemas de monitoramento de grandes áreas (do inglês, *Wide-area measurement systems*) (WAMS), podem ser muito mais responsivos com o advento dos sincrofasores, uma vez que se tornam possíveis medições dos ângulos de fase com uma referência comum de tempo em pontos distantes no sistema. As WAMS surgiram no final da década de 60 com o uso dos conhecidos sistemas SCADA, com o principal objetivo de estimar o estado do SEP.

Os sistemas convencionais de monitoramento podem reunir informações como as tensões nos barramentos, fluxo de corrente nas linhas, potência entregue pelas gerações, carga das linhas e informações gerais de status das interconexões. Apesar deste sistema de medição funcionar bem, as informações que ele pode fornecer possuem limitações, como uma baixa taxa de envio, normalmente de 2 a 10 segundos. Eventos dinâmicos do SEP podem ser avaliados através de cálculos que usam aproximações das características do sistema, entretanto, de uma maneira geral tais cálculos são computacionalmente pesados e as aproximações dos modelos nem sempre são confiáveis (BSN15).

Um sistema de medição sincronizada de fasores é composto basicamente de três elementos: unidades de medição, uma fonte de sincronismo e o concentrador de dados. As unidades de medição compreendem os equipamentos conhecidos como Unidade de Medição Fasorial (do inglês, *Phasor Measurement Unit*) (PMU), o sincronismo entre os equipamentos é obtido pelo sinal de pulso por segundo (do inglês, *pulse per second*) (PPS) proveniente do GPS e o concentrador de dados pode ser definido como um servidor e banco de dados no qual as medições são armazenadas e processadas. A Figura 1 ilustra um sistema de medição sincronizada de fasores empregado no monitoramento de cinco barramentos de um sistema de potência.

Figura 1 – Sistema de medição fasorial.



Fonte: Próprio autor.

Pode-se observar na Figura 1 que todas as barras do sistema ilustrado possuem uma PMU conectada, o que caracteriza um sistema de monitoramento ideal. A comunicação com o concentrador de dados fasoriais (do inglês, *phasor data concentrator*) (PDC) se dá, normalmente, pela rede ethernet, utilizando protocolos TCP/IP ou UDP (IEEE11b).

Uma das características mais importantes das PMUs é que as medições recebem uma estampa de tempo de alta precisão no momento em que são realizadas, portanto a velocidade e latência da transmissão do dado não invalidam sua posterior utilização pelo concentrador. Todas as medições das PMUs que possuem a mesma estampa de tempo são utilizadas para inferir o estado do sistema elétrico naquele instante. Evidentemente, é possível que os dados das PMUs cheguem ao concentrador de dados em diferentes momentos a depender dos atrasos da comunicação inerentes ao processo de transmissão a partir de diferentes locais. Dessa forma, as estampas de tempo associadas às medições proporcionam uma maneira de indexação que possibilita a criação de uma fotografia coerente do estado do sistema elétrico.

### 1.1 Motivação

A utilização das PMU em redes de transmissão de energia elétrica está sendo consolidada no mundo. Cada vez mais as PMUs estão se tornando elementos básicos na

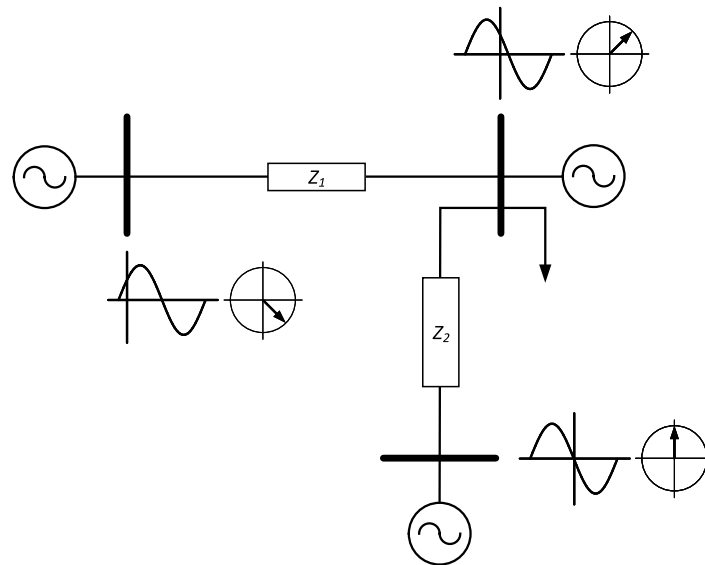
rede de transmissão, levando o monitoramento e controle dos sistemas de transmissão para um novo patamar. Em (VMSM<sup>+</sup>17) uma série de aplicações promissoras de PMUs foram abordadas, tais como: caracterização de equipamentos de Geração Distribuída (GD), detecção e classificação de eventos, detecção de topologia de rede baseada em series temporais e impedância da fonte, detecção de ilhamento, localização de faltas e modelagem de cargas em tempo real.

As duas principais evoluções esperadas para a tecnologia de PMU consiste em sua aplicação nas redes de distribuição e a incorporação da funcionalidade de medição do fasor harmônico sincronizado. Entretanto, estas duas evoluções esbarram em aspectos técnico-científicos. É preciso, em primeiro lugar, reduzir o custo das unidades de medição fasorial viabilizando a instalação massiva no sistema de distribuição. Isso requer algoritmos leves que possam ser embarcados em processadores de baixo custo. Outro aspecto que deve ser considerado, é a maior susceptibilidade das redes de distribuição à ruído e à distorção harmônica, quando comparadas aos sistemas de transmissão. Estes fatos impõem dois requisitos para a medição fasorial: algoritmos computacionalmente leves de estimação e que apresentem bom desempenho em cenários de medição desfavorável.

O outro grande desafio, na evolução das PMUs, é a incorporação de medições sincronizadas dos fasores harmônicos. É bom destacar que as medições da magnitude dos harmônicos já está consolidada em sistemas elétricos de potência, havendo inclusive normas internacionais tratando desta tarefa (C<sup>+</sup>15). Entretanto, a medição fasorial dos harmônicos continua sendo um tema a ser investigado, dado aos erros significativos de fase dos harmônicos de mais elevada ordem, principalmente em presença de ruído e desvio de frequência. A estimação de estado harmônico de sistemas de distribuição tem sido apontada como uma das aplicações mais promissoras de fasores harmônicos (dMPVO16) (dOPA<sup>+</sup>18) (BIKZ21).

Com o advento das PMUs a diferença de fase absoluta entre diferentes locais em um SEP passa a ser conhecida, como ilustrado na Figura 2. Dessa forma, a estimação de estado de um sistema tem sua precisão e velocidade de cálculo melhoradas significativamente, uma vez que aproximações antes necessárias, não são mais utilizadas (BSN15).

Figura 2 – Medição fasorial nas barras de um SEP.



Fonte: Próprio autor.

Claramente, a demanda por medição sincronizada do fasor harmônico ainda encontra-se reprimida, dada a não existência de equipamentos comerciais para realizá-la, porém pode-se citar algumas aplicações que se beneficiariam com esta medição, entre elas: filtros ativos, dispositivos de compensação harmônica, detecção de faltas de alta impedância, fluxo de potência harmônico e localização de fontes harmônicas (ZAZY19) (CW20) (SLX<sup>+</sup>21).

Portanto, espera-se que no futuro as PMUs contribuam ativamente na medição de fasores harmônicos. Até o momento, não há normatização para a medição de fasores harmônicos, tão pouco há definição de testes e métricas que possam ser seguidas para se avaliar um estimador de fasores harmônicos. Este contexto reforça a afirmação de que a estimação de fasorial de harmônicos é um campo de pesquisa ainda em aberto.

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho foi investigar e propor técnicas de processamento digital de sinais para a estimação de fasor harmônico em ambiente com ruído e variação da frequência do sistema, que possam ser implementadas em hardware e executadas em tempo real.

Como principais contribuições deste trabalho destacam-se:

- Proposta do interpolador B-Spline como estratégia para mitigar o espalhamento

espectral da Transformada de Fourier em PMUs;

- Abordagem unificada de três diferentes métodos de reamostragem através da estrutura de Farrow e comparação de seus desempenhos;
- Proposta de um estimador de fasores harmônicos com baixo custo computacional baseado na DFT.

### 1.3 Divisão do trabalho

Esse trabalho está dividido em seis capítulos: no Capítulo 2 é feita a revisão bibliográfica apresentando um breve histórico sobre equipamentos e métodos de estimação fasorial; no Capítulo 3 será descrita a metodologia proposta; o Capítulo 4 mostra os resultados obtidos e no Capítulo 5 estão as conclusões.

## 1.4 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA E TÉCNICA RESULTANTE DOS TRABALHOS DESENVOLVIDOS NESTA TESE

### 1.4.1 Publicações em Congressos

1. Renato R. Aleixo.; Leandro R. M. Silva; Carlos A. Duque; Ramon R.; Guilherme G. Sena; Paulo F. Ribeiro. Implementação e Testes de um Método de Estimação Fasorial para Aplicação em PMU. **XII CBQEE - Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica, 2017**
2. Renato R. Aleixo.; Leandro R. M. Silva; Max M. Luiz; Guilherme G. Sena; Carlos A. Duque; Paulo F. Ribeiro. Um método de estimação de frequência para PMUs utilizando filtro Savitzky-Golay. **XXII Congresso Brasileiro de Automática, 2018, João Pessoa, 2018.**
3. ALEIXO, R. R.; Leandro R. M. Silva; MAX MATEUS LUIZ; DUQUE, T. F.; MARCELO A. A. LIMA. Implementação em FPGA de um Algoritmo de Estimação Fasorial para PMU. **XIII CBQEE - Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica, 2019**
4. ROMÃO, João GL et al. Correção da fase de Sincrofasores Considerando Variações na Frequência de Amostragem. **Anais da Sociedade Brasileira de Automática, v. 2, n. 1, 2020.**
5. LOMAR, T. ; SILVA, L. R. M. ; DUQUE, C. A. ; ALEIXO, R. R. . Implementação em FPGA de estimador de fasor harmônico para Sistemas de Potência baseado em Interpoladores e DFT. In: **Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia**

**Elétrica**, 2021, Foz do Iguaçu. Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica 2021.

6. ROMAO, J. G. L. ; ALEIXO, R. R. ; SILVA, L. R. M. ; CARLOS AUGUSTO DUQUE . Estimaco de Frequência para PMUs com filtro de Janela Fracionária. In: Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica, 2021. **Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica 2021**.

#### 1.4.2 Publicaces em Revistas

1. ALEIXO, Renato R. et al. Micro-PMU based on Savitzky-Golay filter. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 14, n. 11, p. 2092-2099, 2020.
2. de Oliveira M.M., Aleixo R.R., Resende D.F., Silva L.R.M., Salles R.S., Duque C.A., Ribeiro P.F. Dynamic Impedance Estimation: Challenges and Considerations in **Applied Sciences**. 2021; 11(2):558. <https://doi.org/10.3390/app11020558>
3. Renato. R. Aleixo, T. S. Lomar, L. R. M. Silva, H. L. M. Monteiro and C. A. Duque. Real-time B-Spline Interpolation for Harmonic Phasor Estimation in Power Systems in **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 2022 doi: 10.1109/TIM.2022.3175054.

#### 1.4.3 Patente

1. ALEIXO, R. R.; Leandro R. M. Silva ; DUQUE, CARLOS AUGUSTO . Método para Estimaco da Frequência de Sincrofasores utilizando o Filtro de Savitzky-Golay. 2018, Brasil. Patente: Privilégio de Inovao. Número do registro: BR1020180132768, título: "Método para Estimaco da Frequência de Sincrofasores utilizando o Filtro de Savitzky-Golay", **Instituio de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial**. Depsito PCT: 28/06/2018 Instituies financiadoras: CAPES; CNPQ; INERGE; FAPEMIG.



## 2 Revisão Bibliográfica

Neste capítulo será feita uma revisão a respeito das unidades de medição fasorial, do conceito de fasores harmônicos e dos algoritmos de estimação de fasores harmônicos encontrados na literatura. As métricas e normas utilizadas para verificação da qualidade da estimação fasorial também serão apresentadas. Para um melhor entendimento da base teórica da metodologia proposta nesta qualificação, três algoritmos de reamostragem aplicáveis ao tema serão apresentados, sendo eles o método de Lagrange, o B-Spline e o ajuste do valor da amostra (do inglês, *Modified Sample Value Adjustment*) (MSVA).

### 2.1 Evolução histórica da medição fasorial

Na década de 70 deram-se início às pesquisas de sistemas de relés de proteção baseados em computadores. Em uma das aplicações de proteção de linhas de transmissão, os relés de distância, era necessário que as tensões e correntes fossem adquiridas de forma síncrona, o que não era uma tarefa complicada uma vez que os sinais encontravam-se todos no mesmo barramento. Medições sincronizadas para longas distâncias só se tornaram viáveis a partir da segunda metade da década de 80, quando surgiu o Sistema de posicionamento global (do inglês, *global positioning system*) (GPS). Com isso nascia através da junção da tecnologia de sincronização fornecida pelo GPS e da técnica de medição de relés de distância o conceito de unidade de medição fasorial e PMU (NP05).

PMUs são equipamentos desenvolvidos para medir, de forma precisa e sincronizada, magnitude e ângulo de fase de fasores de tensão e opcionalmente de corrente. Atualmente os sincrofasores são utilizados em grande parte na análise de sistemas de transmissão, contribuindo, por exemplo, na otimização de fluxo de potência nas redes de corrente alternada, uma vez que os ângulos de fase e magnitudes passam a ser medidos e não mais calculados.

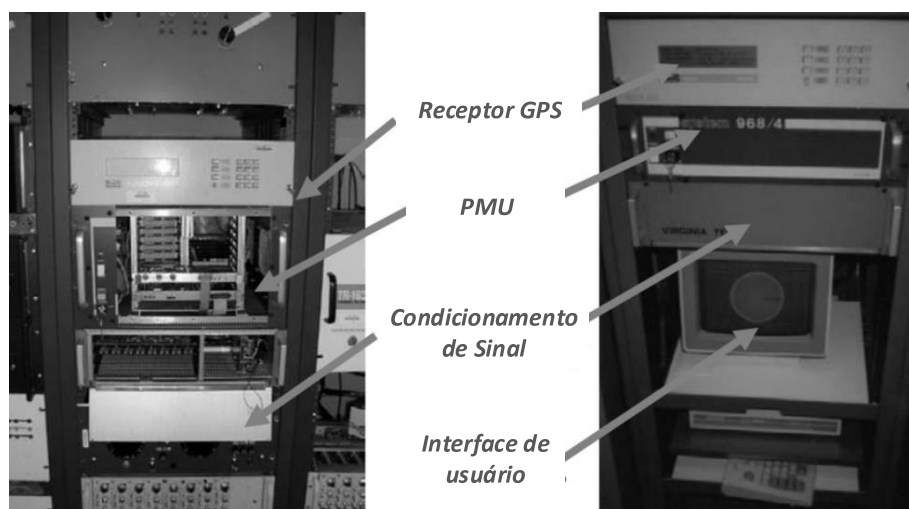
As primeiras medições diretas de ângulos de fase são datadas do início dos anos 80. Os sistemas de sincronismo eram baseados nos sinais dos satélites LORAN-C (satélite destinado a rádio navegação), GOES (Satélite de monitoramento ambiental) e transmissões de rádio HGB (sinal de rádio de baixa frequência, denominada como referência de tempo suíça). Com base em tais sinais eram obtidas as referências para medição fasorial sincronizada em diferentes localizações.

O sistema GPS teve seu funcionamento iniciado após o lançamento de um conjunto de satélites em 1978 pelo departamento de defesa norte americano. Em 1994 havia 24 satélites formando uma rede com seis planos orbitando a uma altitude de 20.000 km. A principal aplicação do sistema é a obtenção das coordenadas de latitude e longitude de um dado receptor. No que se refere à PMU, sua utilidade está no fornecimento de data, hora e do PPS, sendo este último o sinal que possibilita o

sincronismo das medições ( $M^{+11}$ ) (ASDL20).

Com o primeiro protótipo de PMU desenvolvido na Virginia Tech (EUA) no início dos anos 80, a integração de técnicas de sincronismo temporal e de medidas computacionais proporcionava, pela primeira vez, a possibilidade de se medir fasores e suas diferenças angulares no sistema elétrico de potência (CDLRP<sup>+</sup>93). A Figura 3 mostra a PMU desenvolvida pela Virginia Tech.

Figura 3 – Primeira PMU.



Fonte: (PT08).

Uma vez que os sistemas convencionais de monitoramento e de estimação do estado do sistema se baseavam em medições das magnitudes das grandezas elétricas e da potência elétrica, surgia a possibilidade de se adicionar aos cálculos o valor de fase dessas grandezas (BSN15) (dOPA<sup>+</sup>18) (DODJR21).

As primeiras normatizações para PMU foram publicadas pelo IEEE em 1991 e as principais referências para estudo e pesquisas relacionadas ao assunto são: (IEEE C37.118-2014; IEEE C37.244-2013; IEEE 1159-2001; IEEE 1344-1995; IEC 61850).

O primeiro sistema de monitoramento fasorial de grandes áreas desenvolvido para o nível de distribuição está em operação nos EUA, denominado Rede de monitoramento de frequência (do inglês, *frequency monitoring network*) (FNET/GridEye) (LZZ<sup>+</sup>16). O sistema iniciou sua operação em 2003 e faz uso de Registradores de distúrbios na frequência (do inglês, *frequency disturbance recorders*) (FDRs), equipamento similar a PMUs (LZZ<sup>+</sup>16). A partir de então, a necessidade da expansão das WAMS para o nível de distribuição tem sido destacada. Em (VMCMA14) o conceito de Micro-PMU é apresentado, sendo o equipamento voltado para monitoramento do sistema

de distribuição de energia elétrica em tempo real, a fim de se obter uma melhor observabilidade e controle.

No Brasil há implementado o sistema MedFasee, composto por 25 PMUs instaladas em universidades das cinco regiões do país e um PDC instalado na Universidade Federal de Santa Catarina (DDA<sup>+</sup>06) (DDA<sup>+</sup>08) (ZDA13).

A estimação sincronizada de fasores harmônicos começou nos anos noventa, com a Análise contínua de harmônicos em tempo-real (do inglês, *Continuous Harmonic Analysis in Real-Time*) (CHART) (MD92). Contudo, apenas com o avanço dos métodos de estimação da componente fundamental, através das PMUs, foi possível a retomada do desenvolvimento de técnicas voltadas para a estimação dos fasores harmônicos. A estimação de sincrofasores harmônicos envolve técnicas e algoritmos capazes de estimar e sincronizar as componentes do sinal monitorado (dOAR<sup>+</sup>21), e ainda é um campo de estudo em aberto. Os monitores comerciais mais avançados atualmente, como o PQube 3 fabricado pela Powerside, são capazes de realizar a medição de harmônicos de acordo com a IEC 61000-4-30 (C<sup>+</sup>15), ou seja, apenas o parametro de magnitude é obtido para harmônicos.

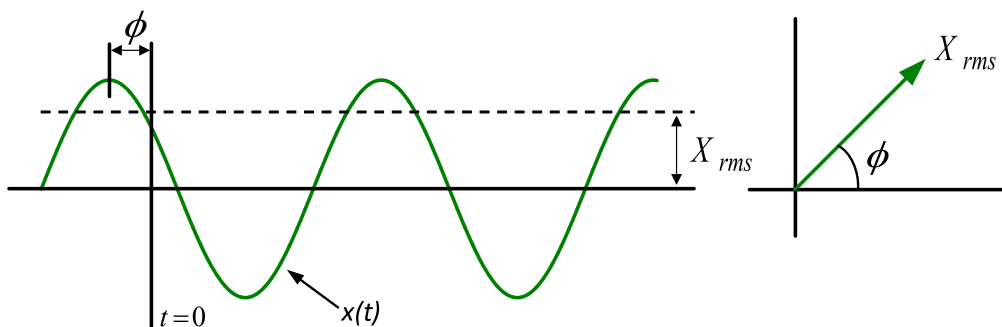
## 2.2 A Representação Fasorial e Modelos de Sinais

Os fasores são ferramentas matemáticas básicas para a análise de circuitos, utilizados para representar ondas senoidais com a frequência fundamental de um sistema elétrico em regime permanente. O processo de estimação de uma grandeza fasorial se dá, necessariamente, pela obtenção de sua magnitude, fase e frequência. Contudo, mesmo quando o sistema não está exatamente em estado permanente, os fasores são utilizados para descrever o comportamento do sistema de potência. Por exemplo, quando o sistema está passando por oscilações eletromagnéticas durante alterações de carga, as formas de onda de tensão e corrente não estão em estado permanente, tão pouco a frequência do sistema está em seu valor nominal. Como nestes casos as variações das grandezas elétricas são relativamente lentas, os fasores ainda podem descrever o estado do sistema quando se considera tais situações dinâmicas como sendo uma série de estados permanentes (Pha93). A Equação (2.1) define um sinal puramente senoidal.

$$x(t) = X_m \cos(\omega t + \phi) \quad (2.1)$$

em que,  $x(t)$  é o sinal no domínio do tempo,  $X_m$  é a amplitude da senoide do componente de frequência angular  $\omega$ , e  $\phi$  é a defasagem dessa senoide em relação a uma dada referência como ilustrado na Figura 4. Note que  $X_{rms}$  é o valor eficaz de  $x(t)$ .

Figura 4 – Representação fasorial de uma senoide.



Fonte: Próprio autor.

A expressão que representa o fasor do sinal em (2.1) é mostrada como em (2.2):

$$\dot{X} = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j\phi} = \frac{X_m}{\sqrt{2}} (\cos\phi + j\sin\phi) = X_r + jX_i \quad (2.2)$$

em que,  $X_r$  e  $X_i$  são as partes real e imaginária do fasor  $\dot{X}$ , respectivamente. O valor de  $\phi$  irá depender da referência temporal adotada. É importante ressaltar que este fasor representado em (2.2) está definido para uma frequência angular  $\omega$ , sendo assim, operações fasoriais devem ser realizadas apenas com fasores pertencentes à mesma referência temporal e frequência.

Dado que a frequência e magnitude do componente fundamental nos sistemas de potência não é fixa e oscila ligeiramente durante a operação, uma notação fasorial que contemple esta dependência temporal deve ser utilizada como em (2.3) (IEE11a).

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi \int f(t)dt + \phi\right) \quad (2.3)$$

A equação (2.3) modela o caso mais geral onde  $X_m(t)$  representa a função no tempo da amplitude e  $f(t)$  é a frequência instantânea do sinal. Pode-se definir uma função  $g(t) = f(t) - f_0$ , na qual  $f_0$  é a frequência nominal do sistema de potência e  $g(t)$  é a diferença entre as frequências instantânea e nominal. Deve-se notar que  $g(t)$  também é uma função do tempo, portanto (2.3) pode ser reescrita como em (2.4):

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi \int (f_0 + g(t))dt + \phi\right) \quad (2.4)$$

e extraíndo-se a constante  $f_0$  da integral tem-se:

$$x(t) = X_m(t) \cos\left(2\pi f_0 t + 2\pi \int g(t)dt + \phi\right) \quad (2.5)$$

A representação do sincrofasor relativo ao sinal  $x(t)$  descrito em (2.5), segundo (IEE14), pode ser escrita como:

$$\dot{X}(t) = \frac{X_m(t)}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi \int g(t)dt + \phi)} \quad (2.6)$$

Esta equação é necessária quando se deseja modelar corretamente o sinal de tensão quando a frequência instantânea é diferente da frequência nominal do sistema. Para o caso particular em que a amplitude e frequência são constantes, mas esta última possui valor diferente de  $f_0$ , a equação (2.6) pode ser escrita como:

$$\dot{X}(t) = \frac{X_m}{\sqrt{2}} e^{j(2\pi \Delta f t + \phi)} \quad (2.7)$$

em que o desvio entre a frequência instantânea e a frequência nominal é dado por  $\Delta f$ .

Como colocado anteriormente, a representação fasorial é possível apenas para um sinal puramente senoidal. Entretanto, na prática é comum que o sinal esteja corrompido pela presença de componentes de diferentes frequências. A expressão (2.8) representa um sinal periódico com componentes de frequência múltiplas da fundamental (MBGLRH<sup>+</sup>19) :

$$x(t) = \sum_{h=1}^H A_h \cos\left(h \times \left(2\pi f_0 t + \int 2\pi \cdot g(t)dt\right) + \phi_h\right) \quad (2.8)$$

onde  $A_h$  é amplitude da  $h$ -ésima componente de um sinal com  $H$  componentes. A representação fasorial de tal sinal pode ser feita como em (2.9):

$$\dot{X}(t)_h = \sum_{h=1}^H \frac{A_h}{\sqrt{2}} \cdot e^{j(2\pi \cdot h \cdot \int g(t)dt + \phi_h)} \quad (2.9)$$

Para uma correta representação de um sinal de tensão ou corrente presente em um sistema de potência, deve-se considerar a presença de algum nível de ruído. Como é sabido, existem cenários de medição que tendem a ser consideravelmente mais poluídos. Não há um consenso quanto ao nível de ruído a que um equipamento pode estar exposto. Em alguns trabalhos de medição fasorial na baixa tensão são observados valores de Relação sinal-ruído (do inglês, *Signal-to-Noise Ratio*) (SNR) com 60dB ou mais, como em (LZZ<sup>+</sup>16), (CRS18) e (CZWH19).

O sinal no tempo discreto pode ser definido como a seguir:

$$\check{x}[k] = \sum_{h=1}^H A_h(k/f_s) \cos(\omega_0 h k / f_s + \phi_h(k/f_s)) + \nu[k] \quad (2.10)$$

onde  $h$  representa a ordem harmônica,  $A_h[k]$  e  $\phi_h[k]$  são a amplitude e fase da  $h$ -ésimo componente harmônico, respectivamente, e  $\omega_0$  é a frequência angular da componente

fundamental,  $f_s$  é a frequência de amostragem e  $\nu(t)$  é o ruído adicionado ao sinal. Na expressão (2.10) é utilizada a notação  $\tilde{x}[k]$  para representar as amostras do sinal adquirido, ou seja, aquelas obtidas a partir da amostragem do sinal contínuo. Estas notações utilizadas no sinal discreto tem o objetivo de facilitar o entendimento e definição dos sinais de teste que serão apresentados a diante no trabalho.

Para se validar a qualidade de estimação fasorial a principal métrica utilizada é o TVE, definido em (IEE14) e (60218), que pode ser calculado através de (2.11).

$$TVE = \sqrt{\frac{(\hat{X}_r - X_r)^2 + (\hat{X}_i - X_i)^2}{X_r^2 + X_i^2}} \quad (2.11)$$

em que,  $\hat{X}_r$  e  $\hat{X}_i$  são as sequencias de valores reais e imaginários, respectivamente, referentes ao fasor estimado e  $X_r$  e  $X_i$  são os valores teóricos. Na seção 2.5 do presente capítulo as demais definições e limiares colocados pelas normas serão apresentados.

### 2.3 Estado da Arte da Estimação de Fasores Harmônicos

As redes inteligentes ou *smart grids* possuem numerosas características inovadoras, como a geração distribuída, equipamentos inteligentes para otimização de custos de operação, identificação de fontes harmônicas, medição abrangente de parâmetros de qualidade de energia, entre outras. A Medição de sincrofasores harmônicos facilita consideravelmente a implementação de diversas funcionalidades de uma rede inteligente. Alguns trabalhos já fazem uso dos parâmetros de sincrofasores harmônicos para a estimação do estado harmônico (AK13) (RUWP13) (FW13) (dMPVO16) (ZAZY20), identificação de fontes harmônicas (AOJ<sup>+</sup>14) (SLX<sup>+</sup>20) (PMŠ<sup>+</sup>18), estimação de impedância (SS19) e análises de qualidade de energia em geral (CZW<sup>+</sup>18a) (FDP<sup>+</sup>19) (WMCS18) (FLTB18) (TMF17) (WCDL17).

De uma maneira mais geral os métodos de estimação fasorial podem ser classificados como sendo baseados no domínio do tempo, domínio da frequência ou domínio tempo-frequência. Entretanto, estratégias baseadas estritamente no domínio da frequência não são interessantes, já que se perde a informação temporal do sinal (CRS18).

Normalmente as técnicas baseadas no domínio do tempo usam uma abordagem de malha-fechada para estimação dos parâmetros do sinal ou são essencialmente do tipo paramétricas. As mais utilizadas são: ESPRIT, Transformada Taylor-Fourier, *Phase locked Loop* e Filtros Kalman.

Em (JJS16) é apresentado o MEMO-ESPRIT, em que os fasores harmônicos são definidos a partir de três parâmetros, sendo eles magnitude, fase e ordem harmônica. O método proposto é paramétrico e de alta resolução. Para se estimar a ordem harmônica após o estágio de aquisição do sinal é utilizado o Estimador Modificado de Ordem Exata (do inglês, *Modified Exact Order Estimation*) (MEMO). Uma vez conhecido o

número de senoides que compõem o sinal é aplicado o ESPRIT. Também é discutido um possível arranjo dos dados a serem reportados, uma vez que se tem padronização apenas para dados da componente fundamental.

Na metodologia denominada Estimador de Harmônicos Dinâmicos (do inglês, *Dynamic Harmonic Synchrophasor Estimation*) (DHSE) (CZW<sup>+</sup>18b) os fasores harmônicos são modelados como um somatório de funções *sinc*. A depender da ordem harmônica o método é parametrizado e um banco de filtros do tipo resposta ao impulso finita (do inglês, *finite impulse response*) (FIR) é projetado. O trabalho destaca que para cada componente de frequência do sinal haverá um filtro com largura de banda específica. Por fim, a estimação é realizada através do método dos mínimos quadrados (*least square*). Apesar de apresentar resultados interessantes este método paramétrico depende de numerosas iterações para se definir a ordem harmônica. Em (CZX<sup>+</sup>20) uma ideia semelhante é utilizada baseada no teorema da amostragem no domínio da frequência, onde o fasor harmônico é modelado como diversas funções exponenciais, assim como em (JMP18).

Outra abordagem utilizada recentemente faz uso da série de Taylor em conjunto com mínimos quadrados, conhecida como Taylor weighted least squares (TWLS), apresentada em (BFP15). Entretanto, a técnica é custosa computacionalmente, os erros obtidos são semelhantes aos das demais técnicas e o ruído é desconsiderado na análise. Esta técnica também é do tipo paramétrica, o que pesa negativamente para sua escolha em aplicações de sinais variantes no tempo e que necessitem de baixo custo computacional. Técnicas semelhantes são utilizadas em (NBFG18), (CZWH19), (SASF19), (AT18) e (ZK20), onde são colocados testes com SNR de 60dB e há melhorias em casos de desvio de frequência, entretanto o sistema não é aplicável em processadores de baixo custo, o que inviabilizaria o emprego de medidores em diversos pontos da rede de distribuição de energia elétrica.

Métodos de estimação fasorial no domínio da frequência são normalmente baseados na transformada discreta de Fourier. Atualmente boa parte dos equipamentos de estimação fasorial fazem uso da DFT em algum estágio de seu processamento. Um dos primeiros trabalhos publicados a abordar o tema foi (CLM09), onde usa-se a FFT para estimação e a janela de Hanning para redução dos efeitos de espalhamento espectral. Foram analisadas componentes até a nona ordem, o ruído não foi quantificado e não foram estabelecidos diferentes cenários de testes. Em (CKLH14) foram feitas melhorias neste método com o uso de filtros de Kalman, contudo falta uma análise para sinais variantes.

Atualmente, estudos sobre as técnicas de tempo-frequência buscam encontrar uma boa resolução nos domínios da frequência e também do tempo, a fim de se viabilizar a estimação de diferentes componentes de frequência variantes no tempo. As principais

técnicas encontradas na literatura são: *Short Time Fourier Transform* (STFT), DFT de janela deslizante (do inglês, *Sliding Window DFT*) (SWDFT), *Transformada Wavelet* (WT) ou *Empirical Wavelet Transform* (EWT).

Uma técnica com a transformada Wavelet presente na literatura recente com bons resultados é a EWT. Como apresentada em (CRS18), a técnica é proposta como opção de algoritmo para estimação de fasores harmônicos em redes distribuição de energia. Neste trabalho são avaliados cenários com ruído, flicker, afundamento e elevação de tensão, e componentes de terceira, quinta e sétima ordem. Também é feita uma comparação de desempenho para o fasor da frequência fundamental estimado pela EWT e pela IpDFT (RP14). O método EWT pode ser compreendido como a sequência de cinco etapas: 1) primeiramente é realizado o ajuste das amostras através de uma técnica que será abordada no próximo capítulo, conhecida como SVA (XC96) (GAR<sup>+</sup>16); 2) em seguida é realizada a FFT para localizar as frequências com mais energia; 3) são projetados e utilizados filtros Wavelet na saída da FFT; 4) aplica-se a Transformada Inversa de Fourier; 5) por fim faz-se uso da transformada de Hilbert para se obter os fasores. Contudo, ao final da segunda etapa já se possui a informação de magnitude e fase das componentes observáveis pela resolução da FFT, não sendo observada uma justificativa ou ganho significativo nas etapas 3, 4 e 5.

Em (DZBB19) os autores apresentam uma estratégia com Filtros FIR modulados, na qual expandem o conceito da estimação fasorial convencional baseada na modulação em quadratura, proposta pela norma (IEE11b), para as demais componentes de frequência. A janela utilizada possui lóbulo central perfeitamente plano e lóbulos laterais com decaimento acentuado. No artigo esta janela é denominada de Flat-top window (FTW) (DZB16) e apresenta bons resultados. Uma vez que esta técnica apresenta uma boa robustez a ruídos e modulações, esta técnica foi utilizada como base de comparação com a metodologia proposta no capítulo de resultados. Além disso, a estimação de frequência utilizada pelo FTW também demonstrou bons resultados, sendo inclusive validada e incorporada a metodologia proposta nesta tese.

Diversas técnicas baseadas na Transformada de Fourier de janela deslizante para estimação do fasor da componente fundamental de frequência têm sido propostas, como em (RPC<sup>+</sup>17), (ZLC<sup>+</sup>15), (LZZ<sup>+</sup>16), (MSPL17), (ASDL20), (SN17), (TML<sup>+</sup>18) dentre outras. Em (RS19) é utilizada a Transformada de Stockwell (SML96) e uma análise mais ampla é realizada considerando distúrbios de qualidade de energia e ruído, sendo consideradas a primeira, terceira, quinta e sétima componentes harmônicas. Já em (YZLL18) também é utilizada uma estratégia baseada na transformada S, contudo a abordagem utilizada não é voltada para aplicações em tempo real.

A partir deste panorama, fica claro que algoritmos baseados na Transformada Discreta de Fourier (do inglês, *Discrete Fourier Transform*) (DFT) para estimação de



fasores harmônicos em PMUs são técnicas promissoras e que têm sido bastante utilizadas, devido principalmente a sua implementação simples e baixo custo computacional quando comparadas com outros métodos. Contudo, tendo como ponto de vista a estimação de fasores em tempo real alguns pontos negativos da DFT devem ser destacados, como os erros provenientes de desvios na frequência fundamental, ou seja, o espalhamento espectral.

Métodos baseados na DFT são extremamente sensíveis a variações na frequência fundamental, dificultando principalmente a estimação das componentes de frequência de ordem mais elevadas. Uma pequena variação na frequência pode levar a desvios significativos nas componentes de alta frequência (MK06). Para minimizar os erros gerados pelo espalhamento da energia das componentes no espectro de frequência, uma amostragem síncrona (ou coerente) deve ser realizada (CRSC14). Uma amostragem síncrona ocorre quando a taxa de amostragem escolhida é:

$$F_S = \frac{N \cdot F_0}{M} \quad (2.12)$$

onde  $N$  é o número total de amostras usadas na janela de análise,  $F_0$  é a frequência fundamental (60 Hz ou 50 Hz) e  $M$  é o número de ciclos inteiros contidos na janela de análise (C<sup>+</sup>15). Por exemplo, para realizar uma FFT de 1024 pontos, utilizando-se 12 ciclos inteiros do componente fundamental, a frequência de amostragem deve ser de 5120 Hz, para um sistema operando com a frequência nominal de 60 Hz. Como a frequência dos sistemas de potência reais varia, devido ao desbalanço natural entre geração e carga, a taxa de amostragem deveria, idealmente, ser ajustada conforme a frequência fundamental instantânea. Em aplicações práticas, ao invés de se alterar a frequência de amostragem a nível de *hardware* as amostras podem ser reamostradas via *software*, através de algoritmos interpoladores.

A questão do espalhamento é abordada em (GM17) e também são discutidas algumas possíveis soluções, que são basicamente cinco alternativas. A primeira é o rastreamento da frequência real do sistema a fim de sincronizar o período de amostragem. Contudo esta alternativa não considera uma referência de tempo absoluta inviabilizando o alinhamento de medições realizadas em diferentes pontos de um sistema de potência. A segunda alternativa é o desenvolvimento de um algoritmo capaz de corrigir o resultado da DFT considerando-se a frequência estimada do sistema, contudo isso se aplica apenas ao fasor da fundamental. Como terceira metodologia tem-se o uso de uma janela de tamanho variável para a DFT também relativa à frequência estimada, mas essa solução só é viável para valores discretos da frequência fundamental. A quarta opção é a combinação entre diferentes funções de janelas para a DFT. Já a quinta e última possibilidade é o uso de técnicas de reamostragem, como o SVA (AT10) (MSPL17), Lagrange (MK06), dentre outras. Esta última alternativa tem como vantagens os valores

fixos para o período de amostragem e o tamanho da janela utilizada na transformada de Fourier, bem como a coerência entre a estampa de tempo e a janela do sinal.

Os algoritmos que executam o procedimento de reamostragem são chamados também de interpoladores. Eles têm sido amplamente usados para estimação da magnitude das componentes harmônicas (CRSC14). Porém, quando o objetivo é estimar fasores (magnitude e fase) em ambientes com presença de ruído e variação de frequência, erros são introduzidos refletindo significativamente no TVE.

## 2.4 A Transformada de Fourier

A DFT pode ser calculada para um sinal discreto  $x[n]$  através de (2.13):

$$X[m] = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi \frac{mn}{N}} \quad (2.13)$$

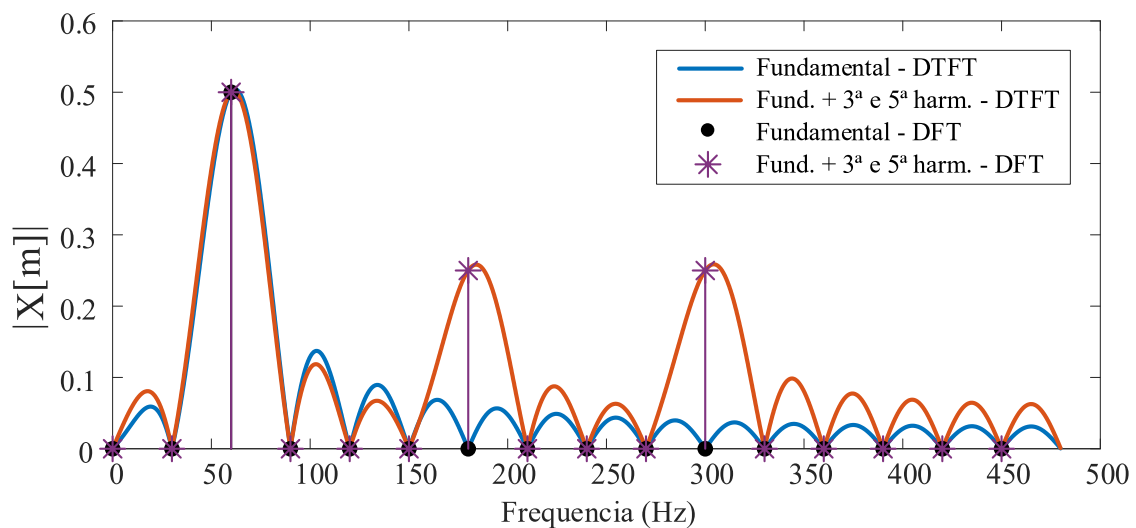
Em que,  $X[m]$  representa o espectro de frequência com  $N$  bins na faixa de 0 a  $f_S$  Hz. Em (2.13) pode-se observar que o cálculo de cada termo da DFT necessita de  $N$  multiplicações complexas e  $N - 1$  adições complexas. Ou seja, para o cálculo da sequência completa, do sinal discreto, são realizadas  $N^2$  multiplicações e  $(N - 1)N$  somas. Já a implementação de (2.13) utilizando a Transformada Rápida de Fourier (do inglês, *Fast Fourier Transform*) (FFT) requer apenas  $N \times \log_2(N)$  multiplicações complexas. Entretanto, em muitas aplicações práticas a sequência do sinal é composta por valores reais, o que possibilita reduzir ainda mais o esforço computacional para o cálculo dos termos da DFT. (MK06).

Para uma análise correta do resultado de uma FFT, deve-se atentar para a presença ou não de espalhamento espectral, caracterizado pelo espalhamento da energia de uma determinada componente do sinal em outros *bins*. Sua causa se dá pela presença de componentes com ciclos não inteiros na janela de processamento. A consequência deste comportamento é a representação equivocada das componentes presentes no sinal, com valores de magnitude e fase diferentes dos reais, podendo até sugerir a presença de componentes que se quer existam no sinal. Também, o espalhamento espectral introduz erros na estimação dos componentes harmônicos do sinal, uma vez que tanto a magnitude quanto a fase sofrem modificações.

Para reduzir o erro na estimação da magnitude (ou energia) das componentes harmônicas, a IEC (Internacional Electrotechnical Commission) 61000-4-7 introduz o conceito de grupos. Porém, nada é dito em relação ao "espalhamento" da fase. A representação das componentes de um sinal através de grupos harmônicos se dá apenas sobre o parâmetro de magnitude, e é de grande ajuda quando se deseja realizar uma análise do ponto de vista qualitativo, não havendo precisão quanto ao quantitativo de energia pertencente a cada componente de frequência individual do sinal.

A aplicação da Transformada de Fourier para estimação de fasores harmônicos carece de análises mais específicas, quando se deseja utilizar esta técnica em sinais com desvio de frequência. O espalhamento espectral causado por um desvio na frequência fundamental do sistema gera erros consideráveis nos fasores obtidos diretamente da transformada de Fourier. Para um sinal com frequência fundamental de  $60Hz$ , independentemente da presença ou não de harmônicos, pode-se estimar com precisão a magnitude das componentes do sinal. A Figura 5 mostra a DTFT e a DFT para a frequência ideal, ou seja, sem espalhamento espectral.

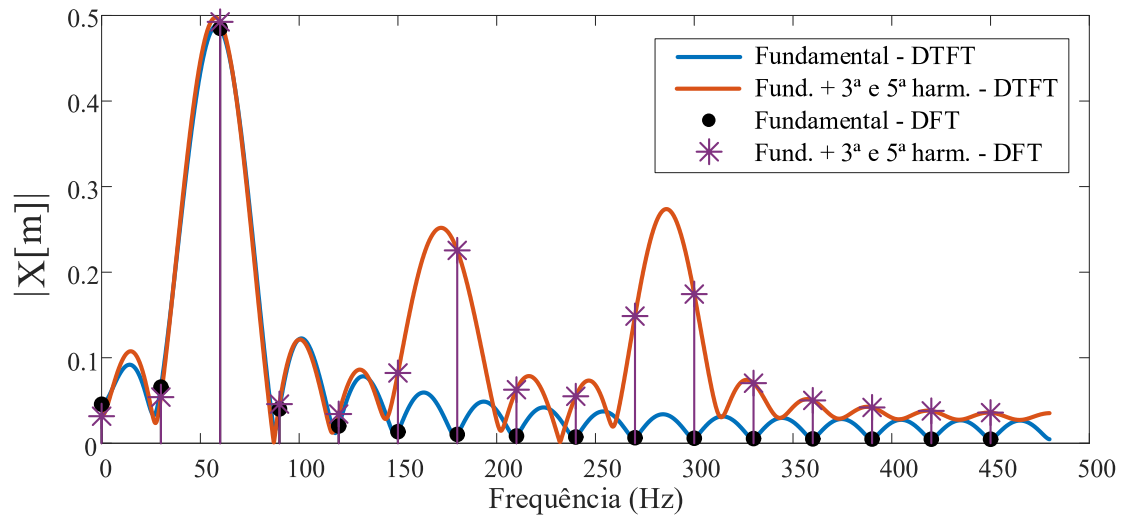
Figura 5 – DTFT e bins da DFT de 2 ciclos para sinais com e sem harmônicos e frequência fundamental de  $60Hz$



Fonte: Próprio autor.

Ao se realizar o mesmo processamento com um sinal de frequência fundamental de  $57Hz$ , o espalhamento espectral irá existir. Note que além do erro no valor da magnitude dos harmônicos estimada pela DFT, aparecem "falsas" componentes que não existem no sinal. A Figura 6 ilustra este comportamento.

Figura 6 – DTFT e bins da DFT de 2 ciclos para sinais com e sem harmônicos e frequência fundamental de  $57\text{Hz}$

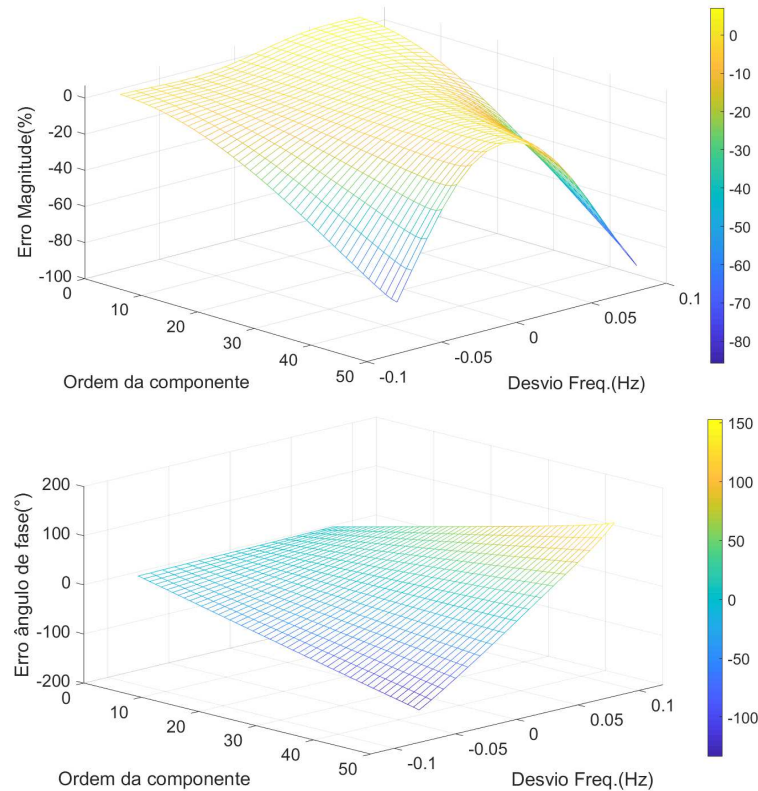


Fonte: Próprio autor.

Observando a Figura 6 nota-se que os bins próximos as frequências existentes no sinal não mais têm valor zero. Esse espalhamento poderia ser reduzido com a melhoria da resolução da frequência, o que implicaria no aumento da janela de observação do sinal. Isso impossibilitaria aplicações mais próximas do tempo real não só pelo volume de cálculos necessários, mas também pela perda de resolução no tempo das estimativas, elevando os erros para sinais com características dinâmicas. Um meio termo entre a resolução no tempo e na frequência deve ser estabelecido de forma a melhor atender os requisitos das aplicações de PMUs.

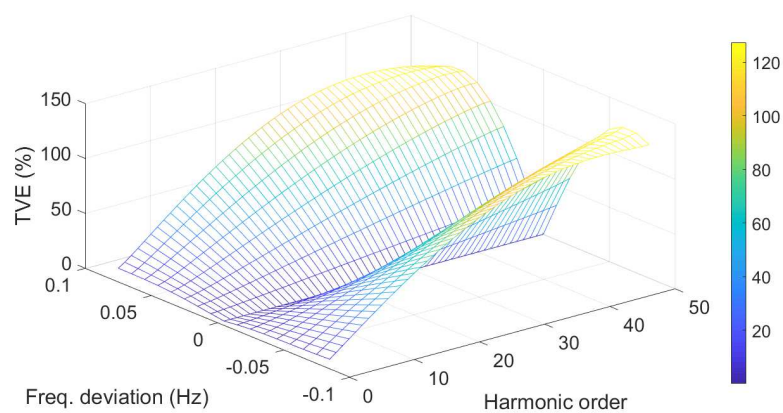
Do ponto de vista da estimação fasorial, deve-se também observar os efeitos na fase calculada pela Transformada de Fourier. Uma vez que a magnitude apresenta inconsistências frente a sinais com frequência *off-nominal*, é esperado que o ângulo de fase dos harmônicos também sofram desvios. Para se observar os efeitos da frequência da componente fundamental diferente da nominal, a Figura 7 mostra o erro na magnitude e no ângulo de fase obtidos através da FFT em condições de regime permanente para cada desvio de frequência. Já a Figura 8 mostra o TVE resultante caso os erros de magnitude e fase sejam os da Figura 7.

Figura 7 – Erros de magnitude e fase da FFT de 12 ciclos na estimação de fasores harmônicos para frequência fundamental entre  $50,9Hz$  e  $60,1Hz$



Fonte: Próprio autor.

Figura 8 – TVE para FFT de 12 ciclos na estimação de fasores harmônicos para frequência fundamental entre  $59,9Hz$  e  $60,1Hz$

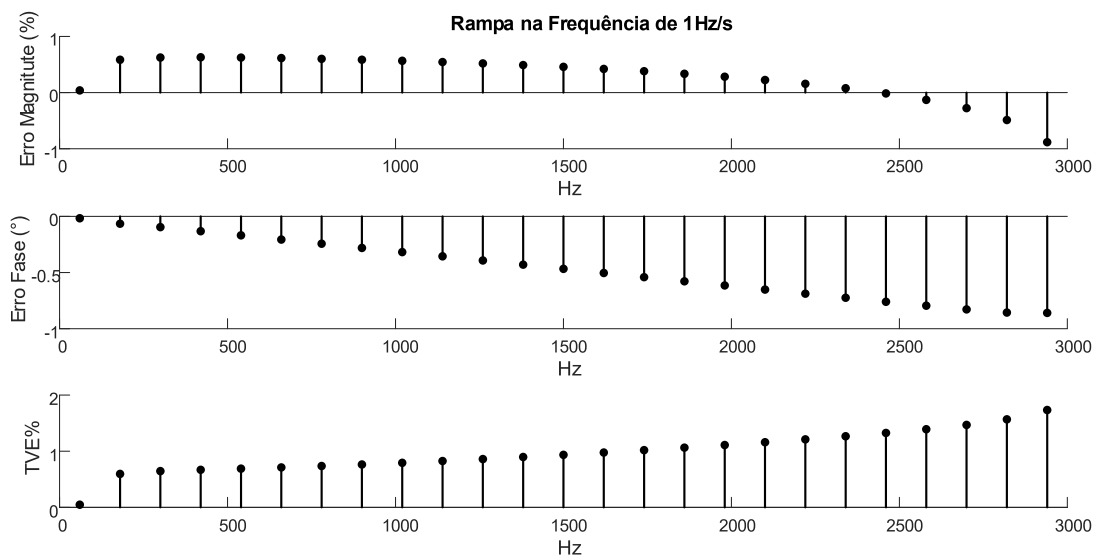


Fonte: Próprio autor.

Como pode ser observado, pequenos desvios de frequência impactam pouco na

estimação da componente fundamental. Contudo, para componentes de frequências mais elevadas os erros se tornam significativos mesmo para pequenos desvios de frequência. A DFT normalmente é aplicada sobre sinais estacionários, entretanto deve-se analisar casos não estacionários com características dinâmicas como: rampa de frequência, modulação na magnitude, modulação na fase, degrau na magnitude e degrau na fase. Estes casos inclusive são utilizados como sinais de teste para PMUs de acordo com a IEEE c37.118. Como exemplo da influência de uma frequência variante em uma janela de 1 ciclo da FFT a Figura 9 ilustra o TVE de 50 componentes harmônicas para o caso da frequência com variação linear de  $1\text{Hz/s}$ .

Figura 9 – TVE para FFT de 1 ciclo para frequência fundamental variando em rampa de  $60\text{Hz}$  a  $60,0166\text{Hz}$  ( $1\text{Hz/s}$ ).



Fonte: Próprio autor.

No caso da Figura 9 o erro observado dos fasores de diferentes frequência é exclusivamente devido ao espalhamento espectral causado pelo desvio da frequência dentro da janela. Este caso destaca que a solução para o problema de espalhamento espectral, idealmente, deve ser capaz de rastrear a frequência amostra a amostra e não ciclo a ciclo.

Há ainda outro aspecto a ser destacado. Pela definição da DFT (2.13), quanto maior a quantidade de pontos do sinal no tempo, maior será o número de *bins* representativos do sinal no domínio da frequência. Ou seja, quanto mais ciclos do sinal observado são utilizados para o cálculo da FFT, mais alta será a resolução no domínio da

frequência, permitindo inclusive a detecção e estimação de interharmônicos. Contudo, caso o sinal de entrada possua uma variação abrupta no tempo, uma janela com mais ciclos da frequência fundamental tende a prejudicar a resolução temporal da estimação fasorial.

Diversas técnicas já foram propostas a fim de contornar os efeitos de uma amostragem assíncrona da Transformada de Fourier, como apresentado em seções anteriores. Alguns trabalhos utilizam a IpDFT, a fim de minimizar o espalhamento espectral através do uso de funções específicas para a janela do sinal no domínio do tempo. O que melhora a resolução na frequência através de algoritmos para interpolação no domínio da frequência (DM13) (DRP17). Contudo, valores significativos de frequência *off-nominal* ainda geram erros elevados. Até o presente momento, os melhores resultados são encontrados nos estudos que fazem uso de técnicas de interpolação do sinal no domínio do tempo, ajustando-se os valores de amplitude de cada amostra individual. Em outras palavras, a partir de uma janela assíncrona estima-se uma janela síncrona, do ponto de vista da FFT, correspondente. Este tema será melhor discutido em seções seguintes deste trabalho.

## 2.5 Normas vigentes

A primeira normativa elaborada a respeito de sincrofasores foi a IEEE 1344 (IEE95), que mais tarde foi substituída pela IEEE C37.118 (IEE05), na qual eram estabelecidas todas as exigências do processo de medição fasorial e do envio dos dados em tempo real. Em 2011 a norma foi dividida em duas partes: IEEE C37.118.1 (IEE11a), responsável pelos requisitos de conformidade das medições fasoriais, incluindo testes em condições dinâmicas, e a IEEE C37.118.2-2011 (IEE11b), que estabelece o formato das mensagens entre PMUs e PDCs. A primeira parte recebeu em 2014 uma emenda (IEE14) revisando alguns valores máximos de erros permitidos nas medições de sincrofasores. Por último a IEC (60218) foi publicada, entretanto os limiares de erro previamente colocados pela (IEE11a) não foram alterados.

A norma IEEE C37.118.1 define sincrofasores e sugere testes, métricas e erros máximos para se validar a conformidade da medição fasorial. Em sua revisão de 2014 houve reformulações na definição de sincrofasor, no conceito de TVE e nos valores de referência para a verificação da adequação à norma. Também foram adicionados testes de variação de temperatura e de estimações realizadas durante condições dinâmicas do SEP. As principais métricas para a avaliação da qualidade das medições são o TVE, Erro de frequência (do inglês, *frequency error*) (FE) e o Erro da taxa de variação da frequência (do inglês, *rate of change of frequency error*) (RFE), definidos por (2.11), apresentada anteriormente, (2.14) e (2.15):

Tabela 1 – TVE para diferentes erros na magnitude estimada.

Erro na magnitude(%)	0,125	0,25	0,375	0,5	0,625	0,75	0,875	1
TVE(%)	0,125	0,25	0,375	0,5	0,625	0,75	0,875	1

Fonte: Próprio autor.

Tabela 2 – TVE para diferentes erros no ângulo de fase estimado.

Erro na fase(°)	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
TVE(%)	0,1745	0,3491	0,5236	0,6981	0,8727	1,0472	1,2217	1,3963

Fonte: Próprio autor.

$$FE = f - f_{est} \quad (2.14)$$

$$RFE = |(df/dt) - (df_{est}/dt)| \quad (2.15)$$

em que,  $f$  é a frequência real e  $f_{est}$  é a frequência estimada. Para avaliar a sensibilidade do TVE pode-se considerar alguns possíveis valores de desvio de magnitude e fase de um fasor estimado. Considerando-se um fasor de magnitude unitária e ângulo de fase zero, para valores estimados de 0,99 de magnitude e 0,01° de fase o TVE obtido é de 1,0103. As Tabelas 1 e 2 mostram outros exemplos de TVEs obtidos para alguns erros específicos, de onde pode-se notar como as grandezas estimadas devem ser precisas.

Os valores limites sugeridos pela IEEE C37.118.1-2014 estão resumidos na Tabela Tabela 3, onde está apresenta a modelagem matemática de cada um dos sinais que devem ser utilizados como sinais de teste, bem como os valores máximos de erros permitidos para cada sinal em particular.



Tabela 3 – Requisitos estabelecidos pela C37.118.1-2014

Teste		C37.118.1		
Sinal de tensão		TVE(%)	FE(mHz)	RFE(Hz/s)
Frequência off-nominal	$\cos(2\pi ft)$ $55 \leq f \leq 65$	1	5	0.1
Harmônicos	$\cos(2\pi f_o t) + 0.1\cos(2\pi i f_o t)$ $2 \leq i \leq 50$	1	25	-
Rampa de frequência	$\cos(2\pi(55 + 1t)t)$ $0 \leq t \leq 10$	1	10	0.2
Modulação de amplitude	$(1 + 0.1\cos(2\pi f_m t)) \times \cos(2\pi f_o t)$ $f_m = 1,2,3,4,5$	3	300	14
Modulação de fase	$\cos(2\pi f_o t + 0.1\cos(2\pi f_a t - \pi))$ $f_a = 1,2,3,4,5$	3	300	14

Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 4 estão presentes os limites para o tempo de resposta, tempo de atraso e *overshoot*, dos testes de degrau na fase e amplitude.

Tabela 4 – Requisitos para o teste de degrau estabelecidos pela IEEE C37.118.1-2014

Teste de Degrau		C37.118.1				
		Tempo de Resposta (s)			Tempo de atraso (s)	Overshoot máximo (%)
		TVE	FE	RFE		
Amplitude	10% de $A_1$	0,1167	0,2333	0,2333	0,004167	10
Fase	$\theta_1 + \pi/18$					

Fonte: Próprio autor.

A IEC/IEEE ainda sugere testes de componentes chamados de fora da banda (*out-of-band*). Neste caso soma-se a fundamental um interharmônico com 10% de amplitude com frequência de 0Hz a 30Hz ou 90Hz a 120Hz. Estas faixas podem variar de acordo com a frequência de reporte utilizada, neste trabalho é considerada uma frequência de reporte ( $F_S$ ) de 60Hz.

Já a segunda parte da norma, IEEE C37.118.2-2011, é responsável por padronizar e facilitar a troca de dados entre dispositivos de medição e armazenamento de medidas fasoriais sincronizadas, provendo um método de fácil acesso à todos os fabricantes de PMU, de forma a difundir e incentivar o uso e pesquisa de sincrofasores. Ou seja, especifica os tipos de mensagens e o formato dos dados em comunicações de tempo real entre PMUs e PDCs. A norma descreve em detalhes, como devem ser estruturados todos os tipos de mensagens enviadas e recebidas por estes elementos do sistema de medição de sincrofasores, explicitando a importância de cada um dos campos contidos em cada um dos frames. Só deve ser aplicada a sistemas de tempo real, ou seja, onde

as medições estão sendo feitas em concorrência com o envio. Caso os dados a serem transmitidos estejam previamente armazenados, não se faz necessária a aplicação de nenhuma das diretivas descritas na C37.118.2.

Deve-se ressaltar que a IEEE C37.118 se refere apenas ao fasor da componente fundamental, sendo que os requisitos mínimos para a estimação de fasores harmônicos ainda não foram estabelecidos (CKLH14). Tida como referência na medição de harmônicos para qualidade de energia, a IEC 61000-4-7 não estabelece critérios ou parâmetros para uma melhor estimação de magnitude e fase dos harmônicos, uma vez que as componentes são observadas como grupo harmônicos. A ausência de uma normativa para estimação fasorial de harmônicos mostra que ainda não há critérios estabelecidos para tais medições, uma vez que novas metodologias têm sido constantemente propostas.

## 2.6 Sinais de teste para a estimação de Fasores Harmônicos

No presente trabalho serão utilizados os sinais de teste definidos pela tabela 5 e pela Equação (2.10). Os sinais de degrau na amplitude e na fase descritos na tabela 4 também serão aplicados nas componentes harmônicas.

Tabela 5 – Sinais com harmônicos baseados na Equação (2.10) usados nos testes.

<b>Sinais de teste</b>	
<b>Frequência off-nominal</b>	$A_1 = 1, A_h = 0.1, \phi_h = 2\pi\Delta fht + \theta_h,$ $-5 \leq \Delta f \leq 5, f_0 = 60, 0 \leq \theta_h \leq \pi$
<b>Rampa de frequência</b>	$A_1 = 1, A_h = 0.1, \phi_h = \pi ht^2 - 10\pi ht + \theta_h,$ $f_0 = 60, 0 \leq \theta_h \leq \pi$
<b>Modulação de Amplitude (AM)</b>	$A_1 = (1 + 0.1\cos(2\pi f_m t)), \phi_h = \theta_h,$ $A_h = 0.1A_1, f_0 = 60, 0 \leq \theta_h \leq \pi$
<b>Modulação de fase (PM)</b>	$A_1 = 1, A_h = 0.1, f_0 = 60,$ $\phi_h = 0.1h \cos(2\pi f_a t - \pi) + \theta_h,$ $0 \leq \theta_h \leq \pi$

Fonte: Próprio autor.

O modelo de sinal utilizado para gerar os casos de teste é expresso pela Equação (2.10). Para estado permanente quatro sinais são utilizados considerando os parâmetros presentes na tabela 5 para uma frequência nominal de 60 Hz. Os sinais possuem tamanho de no máximo 10s,  $h$  é a ordem harmônica,  $A_1$  é a amplitude da componente fundamental,  $A_h$  é a  $h^{th}$  amplitude harmônica,  $\phi_h$  é o ângulo de fase e  $\theta_h$  é a fase inicial.

Para o teste de modulação de fase  $f_m$  é a frequência de modulação da amplitude e  $f_a$  é a frequência de modulação da fase.

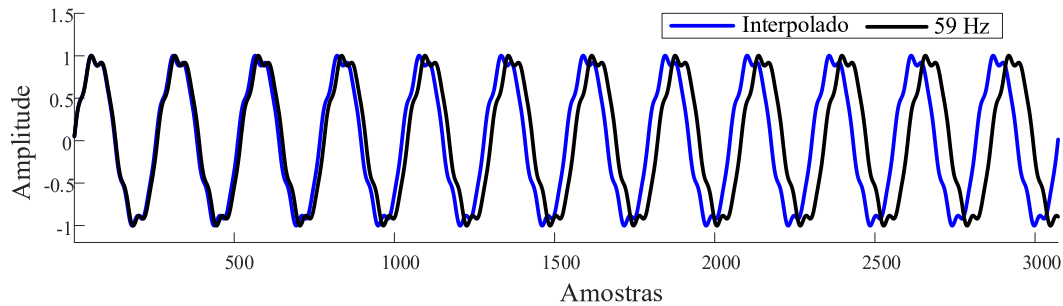
## 2.7 Técnicas de Interpolação no Tempo

Como já exposto anteriormente a Transformada de Fourier não possui bons resultados em situações de desvio de frequência. As técnicas de interpolação no domínio do tempo podem ser aplicadas a janela do sinal a ser processado, a fim de se eliminar o espalhamento espectral. Em (XC96) é apresentada a técnica SVA, que faz uso da série de Taylor de primeira ordem, apresentando baixa precisão. Já em (AT10) a mesma estratégia é utilizada, mas agora com a série de Taylor de segunda ordem, o que trouxe ganhos do ponto de vista da frequência fundamental, entretanto o método ainda não era aplicável para estimação de harmônicos. Por fim, em (MPM<sup>+</sup>16) e (RS19) foi utilizada a série de Taylor de terceira ordem, possibilitando a estimação de fasores em outras frequências.

Dois outros possíveis métodos de interpolação são: a interpolação polinomial de Lagrange e a interpolação por segmentos B-spline cúbica, discutidos em (M<sup>+</sup>14) com foco na magnitude das componentes. A interpolação no tempo dos sinais também pode ser realizada de duas formas distintas, *online* (amostra a amostra) ou *offline* (batelada).

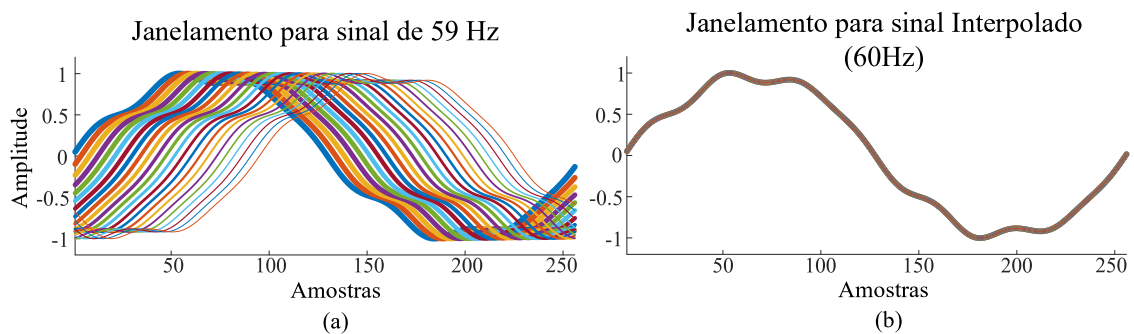
A Figura 10 ilustra um resultado da interpolação para um sinal com frequência de 59 Hz, onde as amostras são ajustadas para representarem 12 ciclos inteiros em 200ms. Também nesta mesma figura mostram-se 12x256 amostras do sinal sem interpolar. Note que neste último caso, a janela de 200ms não contém ciclos inteiros do sinal de 59 Hz. Já a Figura 11 mostra janelas consecutivas de 256 pontos plotadas uma sobre a outra. No caso do sinal sem reamostragem, Figura 11-a, observa-se o deslizamento das janelas consecutivas. Na Figura 11-b o sinal é reamostrado e 12 janelas consecutivas de 256 amostras cada uma são plotadas, uma sobre a outra. Note, neste caso, que o deslizamento é bem menor, evidenciando que o sinal foi adequadamente reamostrado.

Figura 10 – Sinal de 59 Hz com harmônicos e sua interpolação ideal para aproximação de uma frequência fundamental de 60 Hz



Fonte: Próprio autor.

Figura 11 – Falta de sincronismo entre a janela e a frequência fundamental do sinal.



Fonte: Próprio autor.

Este processo pode ser replicado facilmente através da função *interp1()* do MATLAB®, sendo possível se utilizar a técnica baseada em Lagrange, B-spline, polinomial, entre outras. Mas o processamento é realizado por batelada (*offline*) com a janela completa do sinal de entrada, tornando custosa computacionalmente além de que não há precisão na estimação de ângulos de fase. Melhores resultados para os fasores harmônicos são obtidos com a função *splinetx()*, mostrada no Apêndice ??, contudo não é uma técnica implementável em microprocessadores e com execução em tempo real, sendo adequada apenas para processamento de um grande número de ciclos do sinal de uma só vez.

### 2.7.1 Interpolação de Lagrange

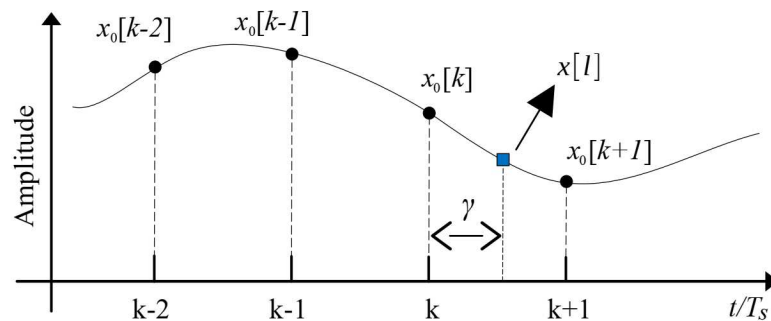
Uma das formas mais compactas para representar polinômios é a forma de Lagrange (Mol04), representada por:

$$x[l] = \sum_i \left( \prod_{j \neq i} \frac{l - k_j}{k_i - k_j} \right) x_0[k_i], \quad i, j = 1, 2, \dots, p, \quad (2.16)$$

onde,  $l$  é o índice da amostra do sinal interpolado,  $x[l]$  é o sinal interpolado e  $i$  e  $j$  são as amostras do sinal amostrado  $x_0[l]$ . O método de Lagrange pode representar polinômios de qualquer grau, dependendo do número de pontos considerados em  $x_0[k]$  para estimar uma única amostra de  $x[l]$ . Assim, ao se considerar  $p$  pontos, será obtido um polinômio de grau  $p - 1$ .

A Figura 12 mostra um processo de interpolação genérico com um *buffer* de entrada de quatro posições. A amostra com índice  $k$  representa a amostra atual e  $\gamma$  é variável que representa a distância entre a amostra atual e o ponto a ser interpolado.

Figura 12 – Ilustração de um processo de interpolação.



Fonte: Próprio autor.

Para fornecer um melhor entendimento deste processo, a equação (2.16) é considerada com intervalos de  $(k - 2)$  a  $(k + 1)$ , onde  $\gamma$  é definido por  $k < \gamma \leq k + 1$ . Portanto, a equação (2.16) leva à seguinte forma:

$$\begin{aligned} x[\gamma] = & \frac{\gamma - (k - 1)}{(k - 2) - (k - 1)} \cdot \frac{(\gamma - k)}{(k - 2) - k} \cdot \frac{[\gamma - (k + 1)]}{(k - 2) - (k + 1)} \cdot x_0[k - 2] \\ & + \frac{\gamma - (k - 2)}{(k - 1) - (k - 2)} \cdot \frac{(\gamma - k)}{(k - 1) - k} \cdot \frac{\gamma - (k + 1)}{(k - 1) - (k + 1)} \cdot x_0[k - 1] \\ & + \frac{\gamma - (k - 2)}{k - (k - 2)} \cdot \frac{\gamma - (k - 1)}{k - (k - 1)} \cdot \frac{\gamma - (k + 1)}{(k - 1) - (k + 1)} \cdot x_0[k] \\ & + \frac{\gamma - (k - 2)}{(k + 1) - (k - 2)} \cdot \frac{\gamma - (k - 1)}{(k + 1) - (k - 1)} \cdot \frac{\gamma - k}{(k + 1) - k} \cdot x_0[k + 1]. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Agora, considerando-se  $k$  igual a zero e  $\gamma$  como um valor entre 0 e 1, teremos:

$$\begin{aligned}
 x[\gamma] &= \gamma^3 \cdot \left( -\frac{1}{6} \cdot x_0[-2] + \frac{1}{2} \cdot x_0[-1] - \frac{1}{2} \cdot x_0[0] + \frac{1}{6} \cdot x_0[1] \right) \\
 &+ \gamma^2 \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot x_0[-1] - x_0[0] + \frac{1}{2} \cdot x_0[1] \right) \\
 &+ \gamma \cdot \left( -\frac{1}{6} \cdot x_0[-2] - x_0[-1] + \frac{1}{2} \cdot x_0[0] + \frac{1}{3} \cdot x_0[1] \right) \\
 &+ x_0[0].
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Observe que em (2.17) e (2.18)  $\gamma$  é utilizado no lugar de  $l$ , pois  $\gamma$  é um fator de deslocamento de tempo que indica onde a amostra estaria no eixo do tempo para um caso ideal de amostragem síncrona. Aplicando a transformada  $Z$  em (2.18), para um  $k$  arbitrário,  $X[z]$  pode ser representado por:

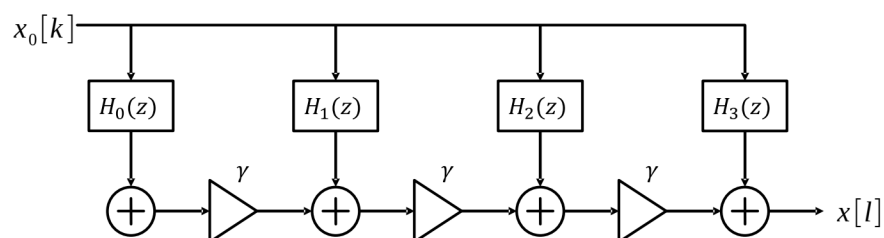
$$\begin{aligned}
 X(z) &= \\
 &\left( H_0(z)\gamma^3 + H_1(z)\gamma^2 + H_2(z)\gamma + H_3(z) \right) X_0(z)
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

onde  $H_0(z)$ ,  $H_1(z)$ ,  $H_2(z)$  e  $H_3(z)$  são definidos por:

$$\begin{aligned}
 H_0(z) &= -\frac{1}{6} \cdot z^{-2} + \frac{1}{2} \cdot z^{-1} - \frac{1}{2} + \frac{1}{6} \cdot z \\
 H_1(z) &= \frac{1}{2} \cdot z^{-1} - 1 + \frac{1}{2} \cdot z \\
 H_2(z) &= -\frac{1}{6} \cdot z^{-2} - z^{-1} + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cdot z \\
 H_3(z) &= 1
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

A Equação (2.19) pode ser representada por uma estrutura de filtros conhecida como *Estrutura de Farrow* (MK06), ilustrada na Figura 13.

Figura 13 – Estrutura de *Farrow*.



Fonte: Próprio autor.

As etapas de implementação para se executar a interpolação de Lagrange em tempo real estão resumidas no Algoritmo 1 presente na seção 2.8, onde é considerado  $T'_s = (N_{ppc} \cdot f)^{-1}$ .

### 2.7.2 Interpolação B-spline com pré-filtro

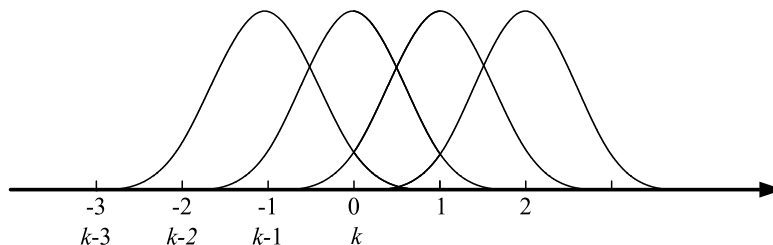
A interpolação no tempo também pode ser realizada por meio de funções B-spline. O uso da técnica de reamostragem B-spline foi apresentado como uma possível solução para estimação de harmônicos em (CRSC14), mas faltam informações sobre o desempenho desta técnica em termos de TVE e esforço computacional. Assim, este trabalho apresenta o B-spline como uma técnica de reamostragem para estimação de fasores harmônicos, aplicável em  $\mu$ PMUs. Nesta seção, serão discutidos os fundamentos da técnica baseada nas funções B-Spline.

Inicialmente introduzido por (Sch46), a função de interpolação B-spline pode ser representada no tempo por:

$$\beta^3(t) = \begin{cases} \frac{2}{3} - |t|^2 + \frac{|t|^3}{2}, & 0 < |t| < 1 \\ \frac{(2-|t|^3)}{6}, & 1 \leq |t| < 2 \\ 0, & 2 \leq |t|. \end{cases} \quad (2.21)$$

A Figura 14 ilustra funções B-spline descritas em (2.21), em quatro instantes de tempo distintos:

Figura 14 – Funções B-Spline.



Fonte: Próprio autor.

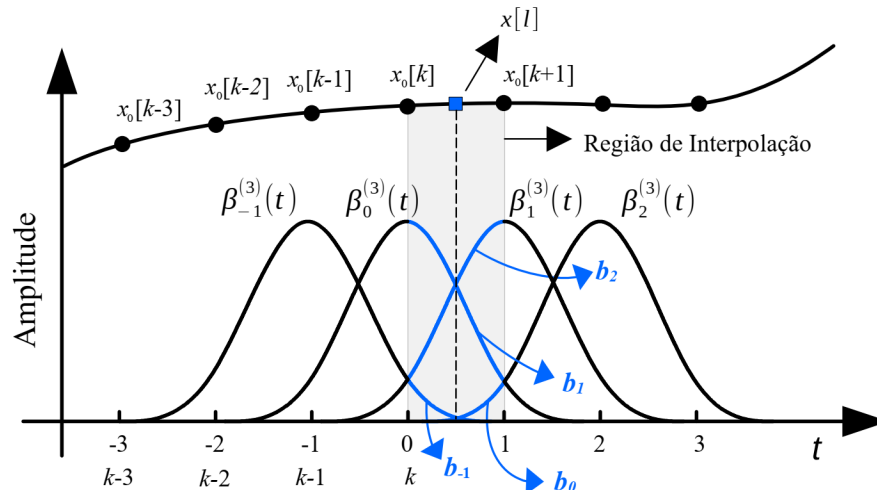
Assim, com a função B-spline definida, os valores dos pontos interpolados  $x[l]$  podem ser encontrados aplicando-se  $\beta_i^{(3)}$  no sinal de entrada.

$$x[l] = \sum_{i=-1}^2 \beta_i^{(3)}[\gamma] x_0[k+i] \quad (2.22)$$

Onde  $x[l]$  é o ponto a ser interpolado. O parâmetro  $i$  varia de  $-1$  até  $2$  e indica qual função B-spline será considerada em (2.22), em que  $\beta_{-1}^{(3)}$ ,  $\beta_0^{(3)}$ ,  $\beta_1^{(3)}$  e  $\beta_2^{(3)}$  representam as curvas centradas em  $x_0[k-1]$ ,  $x_0[k]$ ,  $x_0[k+1]$  e  $x_0[k+2]$ , respectivamente, como mostrado na Figura 14. Diferente da interpolação de Lagrange que possui um

atraso de duas amostras, neste caso haverá um atraso devido a operação igual a três amostras.

Figura 15 – Ilustração da interpolação realizada através de funções B-Spline.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 15,  $b_i(\gamma)$  representa as funções B-Spline de terceiro grau dentro da região de interpolação. Nota-se que a região de interpolação é deslocada no eixo do tempo, resultando em um atraso de três amostras sendo a interpolação é realizada entre as amostras  $k$  e  $k+1$ . A relação entre o ponto ajustado e as funções B-Spline é descrita na Equação (2.23).

$$\begin{aligned}
 x[l] = & x_0[k-1] \underbrace{\left[ -\frac{\gamma^3}{6} + \frac{\gamma^2}{2} - \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{6} \right]}_{b_{-1}(\gamma)} \\
 & + x_0[k] \underbrace{\left[ -\frac{\gamma^3}{2} - \gamma^2 + \frac{2}{3} \right]}_{b_0(\gamma)} \\
 & + x_0[k+1] \underbrace{\left[ -\frac{\gamma^3}{2} + \frac{\gamma^2}{2} + \frac{\gamma}{2} + \frac{1}{6} \right]}_{b_1(\gamma)} \\
 & + x_0[k+2] \underbrace{\left[ -\frac{\gamma^3}{6} \right]}_{b_2(\gamma)}.
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Observe que o parâmetro  $\gamma$  é a distância entre a amostra  $x_0[k+1]$  e o ponto a ser interpolado em tempo contínuo  $x(t)$ , conforme mostrado na Figura 15. Depois de



realizar algumas operações, a Equação (2.23) leva à Equação (2.24):

$$\begin{aligned}
 x[l] = & \\
 \gamma^3 & \left[ -\frac{1}{6}x_0[k-1] + \frac{1}{2}x_0[k] - \frac{1}{2}x_0[k+1] + \frac{1}{6}x_0[k+2] \right] \\
 & + \gamma^2 \left[ \frac{1}{2}x_0[k-1] - x_0[k] + \frac{1}{2}x_0[k+1] \right] \\
 & + \gamma \left[ -\frac{1}{2}x_0[k-1] + \frac{1}{2}x_0[k+1] \right] \\
 & + \left[ \frac{1}{6}x_0[k-1] + \frac{2}{3}x_0[k] + \frac{1}{6}x_0[k+1] \right]
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

A cada atualização das amostras do *buffer* de interpolação,  $k$  é igual a zero e  $\gamma$  fica compreendido no intervalo  $0 < \gamma < 1$ , com isso tem-se a Equação (2.24). Aplicando-se a transformada Z na Equação (2.24), pode-se expressar de forma explícita os filtros digitais derivados da interpolação B-Spline cúbica:

$$\begin{aligned}
 H_0(z) &= -\frac{1}{6}z^{-1} + \frac{1}{2} - \frac{1}{2}z + \frac{1}{6}z^2 \\
 H_1(z) &= +\frac{1}{2}z^{-1} - 1 + \frac{1}{2}z \\
 H_2(z) &= -\frac{1}{2}z^{-1} + \frac{1}{2}z \\
 H_3(z) &= \frac{1}{6}z^{-1} + \frac{2}{3} + \frac{1}{6}z
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Assim, a estrutura resultante também pode ser representada estrutura de *Farrow* (MK06), como no método de Lagrange.

$$X(z) = \left( H_0(z)\gamma^3 + H_1(z)\gamma^2 + H_2(z)\gamma + H_3(z) \right) X_0(z) \tag{2.26}$$

Uma característica importante do método de interpolação B-spline é que o sinal interpolado não assume os valores dos nós utilizados no processo, implicando em um erro no sinal de saída da interpolação. Contudo, isso pode ser corrigido com o uso de pré-filtros como o Spline Cúbico Causal, descrito em (Pet08), ou através de aproximação *Least-Square*, apresentado em (BB09). Nas análises para estimação de fasores harmônicos do presente trabalho é considerado o Interpolador B-spline com pré-filtro Spline Cúbico Causal, devido a dois motivos principais: 1) a interpolação baseada em funções B-spline leva a melhores resultados na presença de harmônicos ( $M^{+14}$ ); 2) O filtro Spline Cúbico Causal apresenta melhores resultados não só na magnitude mas também nos ângulos de fase, quando comparado ao *Least-Squares*.

A ideia por trás da aplicação do pré-filtro no processo de estimação discutido é a aproximação dos valores interpolados dos nós utilizados na interpolação, ou seja,

das amostras que não deveriam ter seus valores ajustados. Para isso o pré-filtro deve ter uma resposta que se assemelhe a resposta do filtro B-spline invertido, corrigindo os desvios inseridos. Considerando o filtro B-spline de terceira ordem, como em (M<sup>+</sup>14), tem-se a seguinte forma para os valores do sinal interpolado:

$$x[\gamma] = \sum_{i=-1}^2 w[k+i]\beta_i^{(3)}[\gamma] \quad (2.27)$$

Onde  $\gamma$  é o ponto a ser interpolado,  $w[k+i]$  são os coeficientes da nova expansão, correspondente à saída do pré-filtro e  $\beta_i^{(3)}[\gamma]$  a representa a função B-spline de terceiro grau. Para se encontrar os coeficientes  $w[k]$  que melhor aproximam a resposta à inversa da função B-spline, realiza-se a análise no domínio  $Z$ .

$$X(z) = W(z)B(z) \quad (2.28)$$

$$W(z) = \frac{X(z)}{B(z)} \quad (2.29)$$

onde  $X(z)$  é o sinal de entrada e  $B(z)$  é a função inversa do resultado da equação (2.24).

Considerando o caso em que a amostra de referência da janela de interpolação, ou seja, o nó, não precisaria ser ajustada,  $\gamma$  assume valor igual a zero. Assim a equação (2.24) se torna:

$$\begin{aligned} x[k] &= \left[ \frac{1}{6}x_0[k-1] + \frac{2}{3}x_0[k] + \frac{1}{6}x_0[k+1] \right] = \\ &= \frac{1}{6} \left[ x_0[k-1] + 4x_0[k] + x_0[k+1] \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

Aplicando a transformada  $Z$  na Equação (2.30) e invertando seus termos, como definido em (Uns99), obtém-se:

$$B(z) = \frac{z + 4 + z^{-1}}{6} \quad (2.31)$$

Sendo assim  $B(z)$  igual a  $H_3(z)$  em (2.25). Ou seja, para  $\gamma$  igual a zero tem-se a amostra interpolada igual o valor do nó utilizado no sinal original:

$$\begin{aligned} \hat{X}(z) &= W(z)H_3(z) \\ \hat{X}(z) &= \frac{X(z)}{B(z)}H_3(z) \\ \hat{X}(z) &= X(z) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Ao se considerar a implementação do pré-filtro, este deve ser modificado de forma a se eliminar termos não causais. Para isso, pode-se considerar o pré-filtro  $H(z) = \frac{1}{B(z)}$  como sendo a cascata de dois filtros  $H_a(z)$  e  $H_b(z)$ .

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{B(z)} = \frac{6}{z + 4 + z^{-1}} = \\ &= 6 \left( \frac{1}{1 - s_1 z^{-1}} \right) \left( \frac{-s_1}{1 - s_1 z} \right) = H_a(z) H_b(z) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Onde  $s_1 = -2 + \sqrt{3}$ ,  $H_a(z)$  representa a parte causal do pré-filtro e  $H_b(z)$  a parte não causal. Esse processo é desenvolvido em (Pet08) e em (M<sup>+</sup>14) a função de transferência do pré-filtro é representada pela expressão:

$$\tilde{H}(z) = H(z) - (s_1 z)^3 H(z) \quad (2.34)$$

Em (Pet08) a resposta ao impulso  $p_f[k]$  do pré-filtro é apresentada como na Equação 2.35, a seguir:

$$p_f[k] = g \sum_{r=-\infty}^{\infty} a^{|r|} \delta[k - r], \quad (2.35)$$

onde  $g = \frac{1}{2\sqrt{3}}$ ,  $a = \sqrt{3} - 2$  e  $\delta[k]$  é o Kronecker delta.

Entretanto, (2.35) é não-causal com infinitos coeficientes. Baseado em (Pet08), este trabalho utiliza uma aproximação causal e truncada do pré-filtro, que pode ser implementada como em 2.36:

$$x_0[k] = a \cdot x_0[k - 1] - 6 \sum_{r=0}^W a^{|r+1|} \check{x}[k - r], \quad (2.36)$$

onde  $x_0[k]$  é a saída do pré-filtro,  $\check{x}[k]$  são as amostras vindas do ADC,  $W$  é o número de elementos da expressão truncada e o número de amostras usadas no processamento do pré-filtro. Será usado  $W$  igual a 8 e uma frequência de amostragem de 15360 Hz. Assim, o atraso do interpolador B-spline com o pré-filtro causal será de 10 amostras, sendo 2 amostras de atraso devido a interpolação. Como o filtro causal possui resposta em fase linear, uma simples compensação de fase baseada em  $W + 2$  amostras deve ser aplicada.

O pseudo-código que descreve a interpolação B-Spline é ilustrado pelo Algoritmo 1 presente na 2.8 deste capítulo. Neste algoritmo  $\Delta t_0$  é a frequência de amostragem original,  $N_s$  é o número de amostras por ciclo e  $\hat{f}[k]$  é a frequência fundamental estimada. Dessa forma,  $\Delta t_s[k]$  é o período de amostragem instantâneo para uma amostragem síncrona.

### 2.7.3 Técnica de Ajuste dos Valores das Amostras (SVA)

Nesta seção será apresentado e analisado o método de interpolação utilizado nos seguintes trabalhos: (MPM<sup>+</sup>16) e (RS19), onde o objetivo é a aplicação em PMUs para estimação fasorial. A ideia consiste em alterar a amplitude de cada amostra individualmente de forma que o conjunto de amostras recalculado seja o mais próximo possível de um sinal com frequência nominal.

Para uma melhor compreensão das análises seguintes deve-se antes definir um sinal discreto com frequência off-nominal, como abordado em (MPM<sup>+</sup>16). O sincronismo entre a frequência de amostragem ( $f_S$ ) e a frequência do sistema elétrico observado ( $f$ ) irá existir quando a seguinte relação for respeitada:

$$f_S = N_{ppc} \times f \quad (2.37)$$

onde  $N_{ppc}$  é o número inteiro de amostras por ciclo. Dessa forma, um sinal senoidal  $x(t)$  de frequência  $f$  (2.38) quando amostrado na taxa de  $f_S$  pode ser representado como em (2.39):

$$x(t) = A \cos(2\pi ft + \phi) \quad (2.38)$$

$$x[n] = A \cos\left[2\pi \frac{n}{N_{ppc}} + \phi\right] \quad (2.39)$$

No estudo de sincrofasores a frequência de amostragem do sinal deve ser sincronizada com a frequência nominal do sistema, como representado na equação (2.40)

$$f_{s0} = N_{ppc} \times f_0 \quad (2.40)$$

Ou seja, para uma frequência nominal ( $f_0$ ) de  $60Hz$  e exatos 128 pontos por ciclo a frequência de amostragem ( $f_{s0}$ ) é  $7680Hz$ . É possível então definir um sinal discreto com frequência diferente da nominal através da equação (2.41)

$$x[n]^* = A \cos\left[2\pi \frac{n}{N_{ppc}} \frac{f}{f_0} + \phi\right] \quad (2.41)$$

Sendo  $x[n]^*$  o conjunto de amostras assíncronas.

Para se obter um novo conjunto de amostras recalculadas e que sejam semelhantes as de um sinal com amostras síncronas, uma expressão de  $x[n]$  em função de  $x[n]^*$  deve ser obtida. Para isso algumas definições de variáveis são feitas, como a diferença entre o período de amostragem síncrono e o assíncrono:

$$\frac{1}{f_{s0}} - \frac{1}{f_S} = \Delta t_0 - \Delta t_S = \xi \quad (2.42)$$

Assim, têm-se:

$$x[n] = x(n\Delta t_S) = A \cos(2\pi f n \Delta t_S + \phi) \quad (2.43)$$

$$x[n]^* = x(n\Delta t_0)^* = A \cos(2\pi f n \Delta t_0 + \phi) \quad (2.44)$$

Substituindo-se (2.42) em (2.43), tem-se:

$$x(n\Delta t_S) = x(n\Delta t_0 - n\xi) \quad (2.45)$$

Aplicando-se a série de Taylor até a terceira derivativa centrada no ponto  $n\Delta t_0$ , a equação (2.43) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} x[n] = x(n\Delta t_0 - n\xi) &= x(n\Delta t_0) - (n\xi) \cdot x'(n\Delta t_0) \\ &\quad + \frac{1}{2}(n\xi)^2 \cdot x''(n\Delta t_0) \\ &\quad - \frac{1}{6}(n\xi)^3 \cdot x'''(n\Delta t_0) \end{aligned} \quad (2.46)$$

Substituindo-se  $(n\xi)$  por  $\alpha\Delta t_0$ , em que  $\alpha = n \left( \frac{f - f_0}{f} \right)$  na equação (2.46)

$$\begin{aligned} x[n] &= x[n]^* - (\alpha\Delta t_0) \cdot x'[n]^* \\ &\quad + \frac{1}{2}(\alpha\Delta t_0)^2 \cdot x''[n]^* \\ &\quad - \frac{1}{6}(\alpha\Delta t_0)^3 \cdot x'''[n]^* \end{aligned} \quad (2.47)$$

As derivadas em (2.47) podem ser aproximadas pelas diferenças finitas das amostras assíncronas  $x[n]^*$ . Isso é feito através do método de diferenças finitas descrito em (Joh10) e (Jaa09), que leva a seguinte aproximação para uma amostra síncrona:

$$x[n] = b_0 x[n]^* + b_1 x[n-1]^* + b_2 x[n-2]^* + b_3 x[n-3]^* \quad (2.48)$$

Em que:

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{11}{6} & 1 & -\frac{1}{6} \\ 0 & 3 & -2,5 & 0,5 \\ 0 & -1,5 & 2 & -0,5 \\ 0 & \frac{1}{3} & -0,5 & \frac{1}{6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha \\ \alpha^2 \\ \alpha^3 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

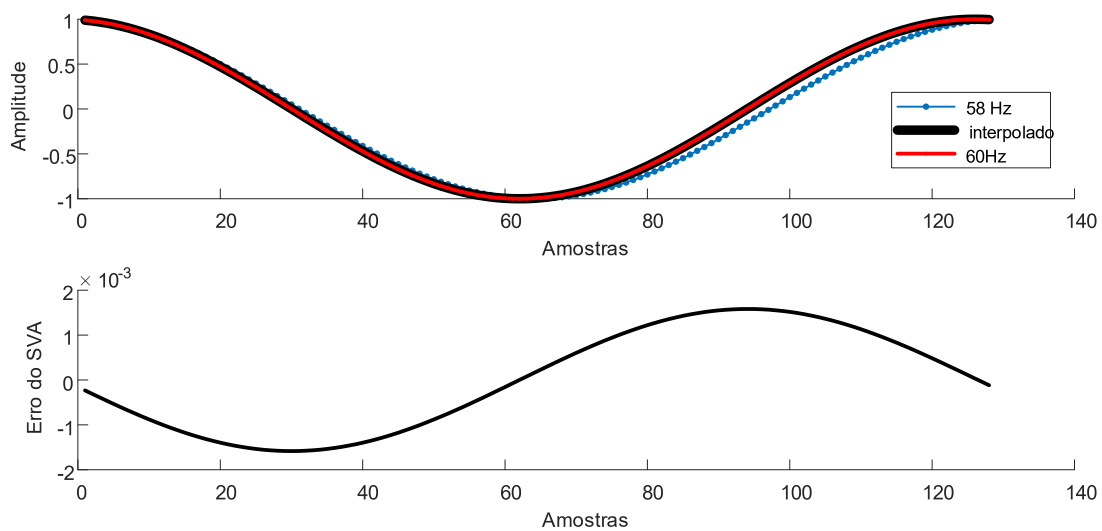
Deve ser destacado que para  $n = 0$  o valor de  $\alpha$  será zero, o que resulta em  $x[0] = x[0]^*$ . Ou seja, na amostra de referência da janela observada a amostra síncrona é de mesmo valor da amostra assíncrona, mantendo assim a informação de ângulo de

fase da amostra adquirida da rede. Neste caso a equação (2.13) precisa ter seus limites ajustados, como em (2.50):

$$X[m] = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_{n=-N+1}^0 x[n] e^{-j2\pi \frac{mn}{N}} \quad (2.50)$$

O método SVA descrito foi implementado a fim de se analisar seu desempenho frente sinais característicos de sistemas de distribuição e também mais poluídos que o esperado. Primeiramente na Figura 16 um sinal de 58Hz reamostrado para 60Hz.

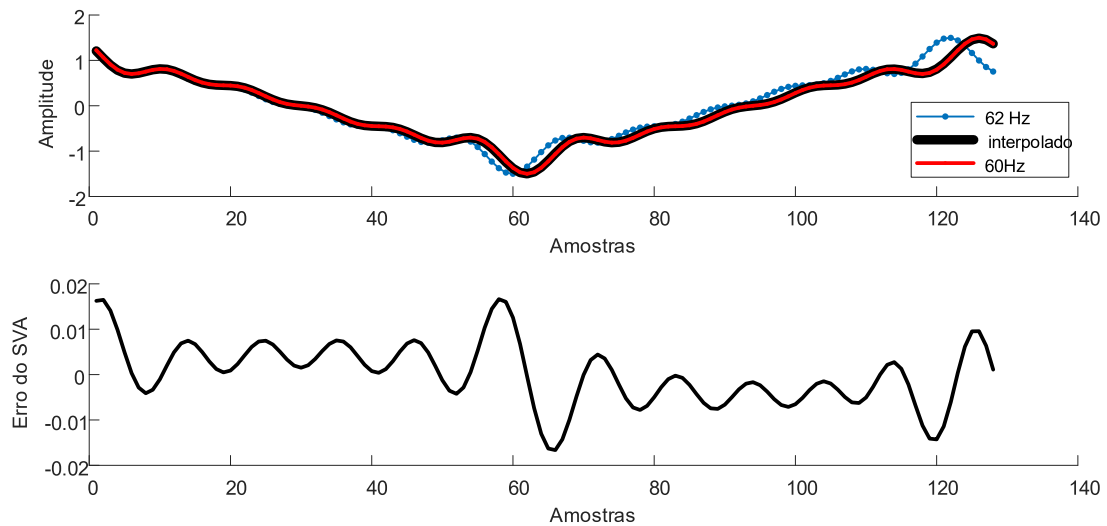
Figura 16 – Ajuste do sinal de 58 Hz para um sinal síncrono de 60 Hz através do algoritmo SVA.



Fonte: Próprio autor.

Adicionando-se 10% da 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 9<sup>a</sup> e 11<sup>a</sup> componentes harmônicas do sinal fundamental de 60Hz, nota-se um aumento do erro entre o sinal esperado e o sinal ajustado, como observado na Figura 17.

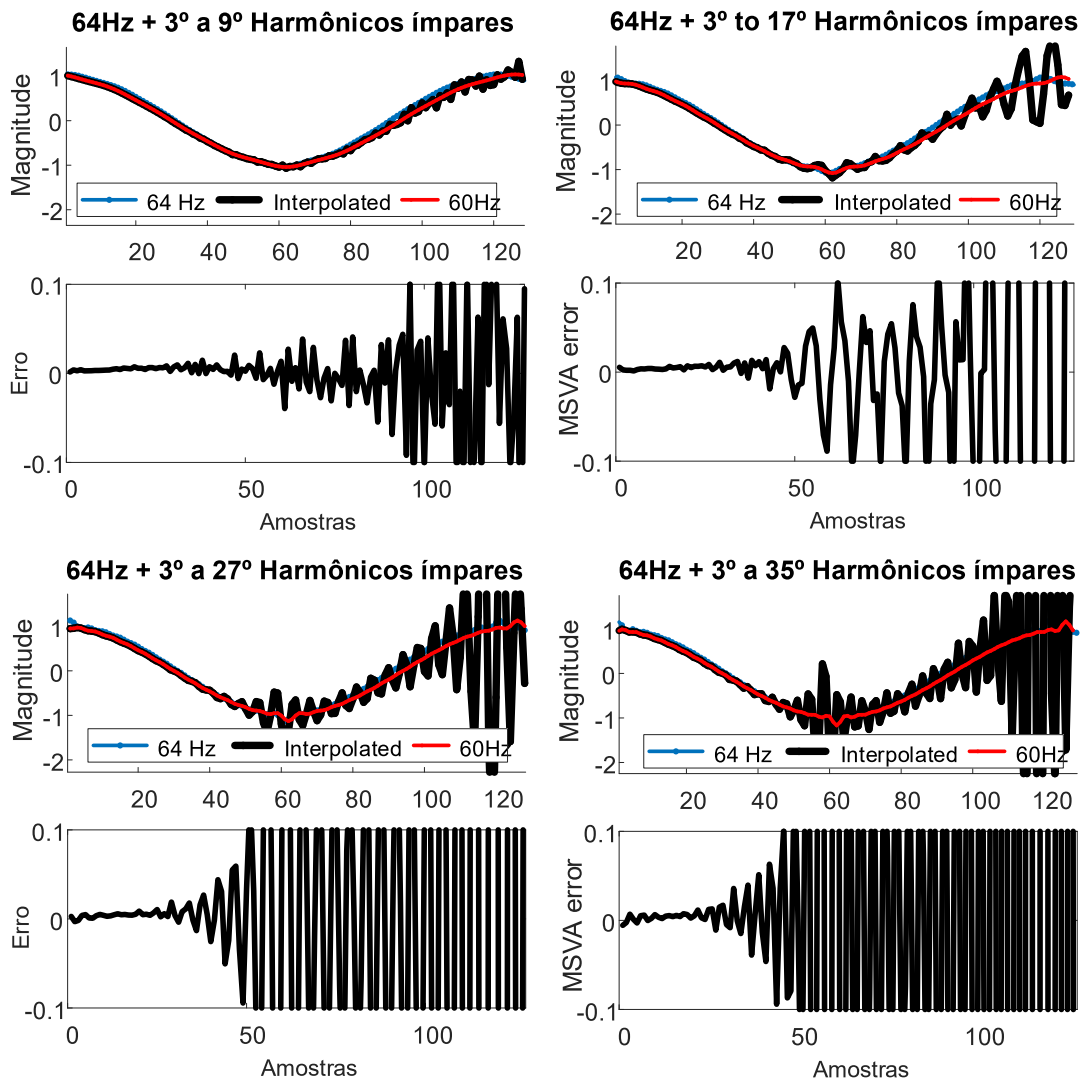
Figura 17 – Ajuste do sinal de 62 Hz com harmônicos para um sinal síncrono de 60 Hz através do algoritmo SVA.



Fonte: Próprio autor.

Graficamente os resultados do ajuste das amostras são interessantes. Mas deve ser destacado que seu desempenho depende diretamente de um estimador de frequência, no caso, a frequência da componente fundamental. Os erros mostrados nas Figuras 16 e 17, que são a diferença entre as amplitudes das amostras recalculadas e da amostra esperada do sinal, são unicamente devidos ao processo de ajuste das amostras. A melhora para casos de frequência *off-nominal* é evidente. Contudo, deve-se verificar casos com maiores distorções harmônicas. Na Figura 18 nota-se que o método não é tão robusto quando o sinal a ser interpolado possui um conteúdo harmônico maior e um desvio da frequência nominal considerável. Neste exemplo, é considerada uma frequência de amostragem de 7680Hz com diferentes componentes harmônicas, todas com 1% de amplitude.

Figura 18 – Aumento do erro do MSVA para taxas de amostragem superiores.

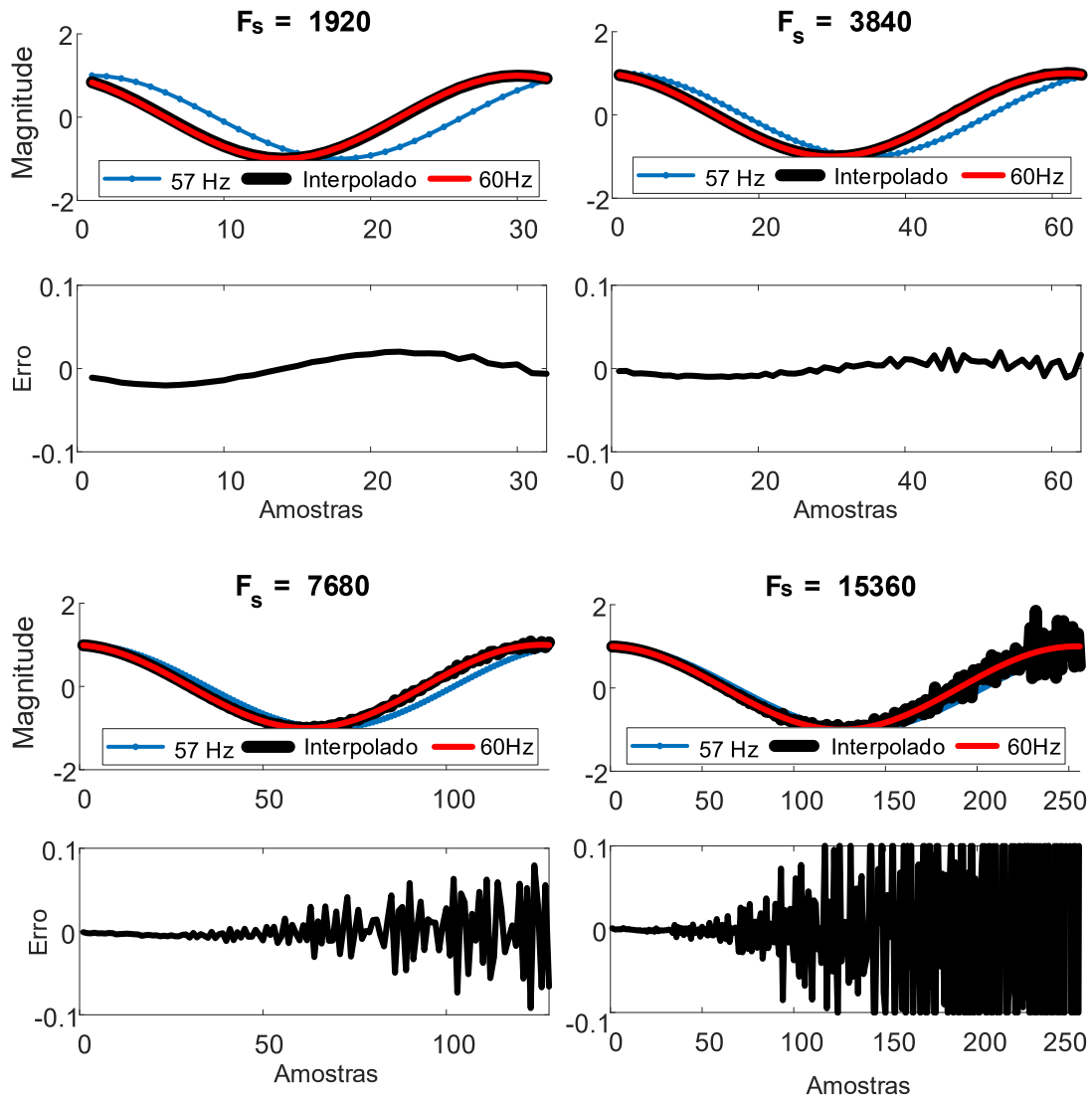


Fonte: Próprio autor.

Portanto, o SVA não se mostra aplicável para sinais com componentes harmônicos até a quinquagésima ordem. Outro problema é a dependência dos coeficientes da Equação (2.48) da frequência de amostragem, acarretando erros no ajuste das amostras para altas taxas de amostragem. Na Figura 19 são apresentados alguns resultados da interpolação de um sinal de  $57Hz$  caso sejam adotadas diferentes frequências de amostragem.



Figura 19 – Aumento do erro do MSVA para taxas de amostragem superiores.



Fonte: Próprio autor.

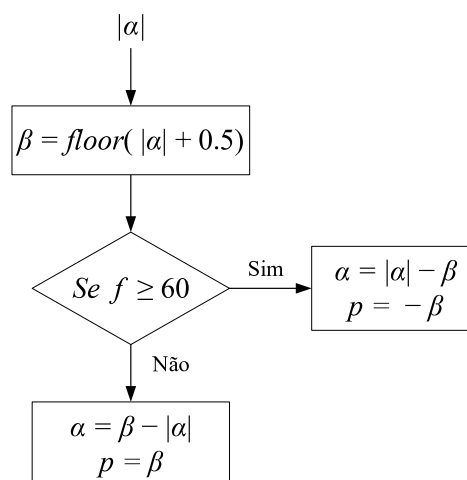
Novamente, fica nítida a ineficiência do SVA, desta vez para frequências de amostragem superiores, necessárias para uma melhor representação de componentes do sinal.

Como observado pelos autores em (MPM<sup>+</sup>16), esta técnica possui resultados satisfatórios apenas para frequências entre  $+2Hz$  ou  $-2Hz$  em torno da frequência nominal do sistema. Em casos em que muitas componentes harmônicas estão presentes o método também não possui bons resultados. Uma característica do SVA é a dependência

dos coeficientes da Equação (2.48) com a frequência de amostragem. Como  $\alpha = n \left( \frac{f - f_0}{f} \right)$ , um maior número de amostras por janela de interpolação acarreta em um aumento dos valores dos coeficientes, o que resulta em uma divergência na interpolação.

Em (MSPL17) é realizada uma mudança no algoritmo que proporciona melhora de desempenho para os cenários de frequência *off-nominal* de  $+5Hz$  a  $-5Hz$ . Isso se deve à adoção de uma nova amostra de referência com índice  $n + p$  para a janela de interpolação, caso  $|\alpha| > 0.5$ . O novo índice da amostra de referência e seu respectivo  $\alpha$  podem ser encontrados através do processo mostrado no fluxograma a seguir.

Figura 20 – Fluxograma de ajuste de alpha.



Fonte: Próprio autor.

Assim, os coeficientes da Equação (2.51) são calculados para o novo valor de  $\alpha$ .

$$x[n] = b_{0p}x[n+p]^* + b_{1p}x[n+p-1]^* + b_{2p}x[n+p-2]^* + b_{3p}x[n+p-3]^* \quad (2.51)$$

Na publicação mais recente (RS19) é apresentado o *Modified Sample Value Adjustment* (MSVA), em que são utilizadas as diferenças finitas centrais (Jaa09). Diferentemente da abordagem regressiva utilizada anteriormente, são obtidos novos coeficientes para a Equação (2.48), não sendo mais necessária a correção da fase resultante da DFT. Para se chegar a novos coeficientes, antes deve-se definir as diferenças finitas centrais utilizadas. As expressões a seguir são as diferenças finitas centrais de primeiro a quarto grau, necessárias para a dedução dos novos coeficientes.

$$x'[n]^* = \frac{x[n+\Delta t]^* - x[n-\Delta t]^*}{2\Delta t} - \frac{\Delta t^2}{6}x'''[n]^* + \epsilon \quad (2.52)$$

$$x''[n]^* = \frac{x[n + \Delta t]^* - 2x[n]^* + x[n - \Delta t]^*}{\Delta t^2} + \frac{\Delta t^2}{14}x^{(4)}[n]^* + \epsilon \quad (2.53)$$

$$x'''[n]^* = \frac{x[n + 2\Delta t]^* - 2x[n + \Delta t]^* + 2x[n - \Delta t]^* - x[n - 2\Delta t]^*}{2\Delta t^3} + \epsilon \quad (2.54)$$

$$x^{(4)}[n]^* = \frac{x[n + 2\Delta t]^* - 4x[n + \Delta t]^* + 6x[n]^* - 4x[n - \Delta t]^* - x[n - 2\Delta t]^*}{\Delta t^4} + \epsilon \quad (2.55)$$

Onde  $\epsilon$  é o erro de truncamento, que será desconsiderado. Substituindo-se os termos das derivadas de terceira e quarta ordem por suas respectivas expressões, têm-se as seguintes aproximações para as diferenças finitas centrais de primeira e segunda ordens:

$$x'[n]^* = -\frac{1}{12\Delta t}x[n + 2\Delta t]^* + \frac{2}{3\Delta t}x[n + \Delta t]^* + \frac{2}{3\Delta t}x[n - \Delta t]^* - \frac{1}{12\Delta t}x[n - 2\Delta t]^* \quad (2.56)$$

$$x''[n]^* = \frac{1}{12\Delta t^2}x[n + 2\Delta t]^* + \frac{2}{3\Delta t^2}x[n + \Delta t]^* - \frac{2}{3\Delta t^2}x[n]^* + \frac{2}{3\Delta t^2}x[n - \Delta t]^* + \frac{1}{12\Delta t^2}x[n - 2\Delta t]^* \quad (2.57)$$

Assim, a expressão de diferenças finitas centrais para o MSVA pode ser obtida através da substituição equações (2.56) e (2.57) na (2.47). Resultando na expressão a seguir:

$$x[n] = D_0x[n]^* + D_{-1}x[n - 1]^* + D_{-2}x[n - 2]^* + D_{+1}x[n + 1]^* + D_{+2}x[n + 2]^* \quad (2.58)$$

Onde os coeficientes  $D$  são dados através de:

$$\begin{bmatrix} D_0 \\ D_{-1} \\ D_{-2} \\ D_{+1} \\ D_{+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -3/4 & 0 \\ 0 & 2/3 & 1/3 & -1/6 \\ 0 & -1/12 & 1/24 & 1/12 \\ 0 & -2/3 & 1/3 & 1/6 \\ 0 & 1/12 & 1/24 & -1/12 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha \\ \alpha^2 \\ \alpha^3 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Os coeficientes de (2.59) são baseados na expansão da série de Taylor, na frequência *off-nominal* e na frequência de amostragem. Uma vantagem do MSVA frente ao já conhecido SVA é o uso das diferenças finitas centrais, o que preserva a informação de ângulo de fase do sinal reduzindo o erro do sinal no tempo e evitando a necessidade de uma correção posterior ao processamento do ângulo de fase. O desempenho para estimação fasorial do MSVA será apresentado no capítulo de resultados.

Manipulando-se as Equações (2.59) é possível chegar a estrutura de *Farrow* para o MSVA ao se obter os filtros  $H_0(z)$ ,  $H_1(z)$ ,  $H_2(z)$  e  $H_3(z)$ , neste caso sendo definidos por:

$$\begin{aligned}
 H_0(z) &= \frac{1}{12} \cdot z^{-2} - \frac{1}{6} \cdot z^{-1} + \frac{1}{6} - \frac{1}{12} \cdot z \\
 H_1(z) &= \frac{1}{24} \cdot z^{-2} + \frac{1}{3} \cdot z^{-1} - \frac{3}{4} + \frac{1}{3} \cdot z + \frac{1}{24} \cdot z^2 \\
 H_2(z) &= -\frac{1}{12} \cdot z^{-2} + \frac{2}{3} \cdot z^{-1} - \frac{2}{3} \cdot z + \frac{1}{12} \cdot z^2 \\
 H_3(z) &= 1
 \end{aligned} \tag{2.60}$$

A equação a diferenças referente ao tempo discreto para a estrutura de filtros representada pelas Equações de (2.59) e utilizada para o ajuste individual de cada amostra, portanto, é representada pela Equação (2.61):

$$\begin{aligned}
 y[\alpha] &= \alpha^3 \cdot \left( \frac{1}{12} \cdot x_0[-2] - \frac{1}{6} \cdot x_0[-1] + \frac{1}{6} \cdot x_0[0] - \frac{1}{12} \cdot x_0[1] \right) \\
 &+ \alpha^2 \cdot \left( \frac{1}{24} \cdot x_0[-2] + \frac{1}{3} \cdot x_0[-1] - \frac{3}{4} \cdot x_0[0] + \frac{1}{3} \cdot x_0[1] + \frac{1}{24} \cdot x_0[2] \right) \\
 &+ \alpha \cdot \left( -\frac{1}{12} \cdot x_0[-2] + \frac{2}{3} \cdot x_0[-1] - \frac{2}{3} \cdot x_0[1] + \frac{1}{12} \cdot x_0[2] \right) \\
 &+ x_0[0].
 \end{aligned} \tag{2.61}$$

O pseudocódigo para a interpolação MSVA utilizando a estrutura de *Farrow* é mostrado pelo Algoritmo 1 na seção a seguir.

## 2.8 Algoritmo de reamostragem Unificado

Dada a similaridade os termos de estrutura dos interpoladores, o Algoritmo 1 sumariza em 4 principais etapas o processo para cada um dos métodos. Para o B-Spline e Lagrange  $\Delta t_0$  é a frequência de amostragem original,  $N_s$  é o número de amostras por ciclo e  $\hat{f}[k]$  é a frequência fundamental estimada. Dessa forma,  $\Delta t_s[k]$  é o período de amostragem instantâneo para uma amostragem síncrona. Já para o SVA  $y(\alpha)$  é calculado pela Equação 2.61 e o ajuste de  $\alpha$  é feito seguindo-se o fluxograma da Figura 20.

---

**Algorithm 1** - Etapas da interpolação
 

---

**1: Inicialização:****Spline/Lagrange**

$$\Delta t_s[0] = \Delta t_0;$$

$$\gamma = 0;$$

$$l = 0; k = 0$$

**SVA**

$$\alpha = 0;$$

$$m = 0;$$

$$n = 0;$$

**2: Atualização:****Spline/Lagrange**

$$\Delta t_s[k] = 1/(N_s \cdot \hat{f}[k])$$

$$\lambda = \Delta t_s[k]/\Delta t_0;$$

$$\gamma = \gamma + \lambda$$

**SVA**

$$\Delta f = \frac{f - f_0}{f}$$

$$x[n + 2]^* \rightarrow \text{Buffer}$$

**3: Condição****Spline/Lagrange**IF  $\gamma \leq 1$ :

Usa Eq. (2.24)

$$x[l] = x[\gamma];$$

$$l = l + 1;$$

**SVA**IF  $\Delta f \leq 0$ :if  $|\alpha| > 0.5$ :

$$\alpha = \alpha + 1;$$

*retorna para a etapa 2*elseif  $|\alpha| \leq 0.5$ :

$$y(m) = y(\alpha);$$

$$\alpha = \alpha + \Delta f;$$

**4: Condição****Spline/Lagrange**ELSE  $\gamma \geq 1$ :

$$x_0[k + 1] \rightarrow \text{Buffer};$$

$$\gamma = \gamma - 1;$$

$$k = k + 1;$$

*retorna para a etapa 2.***SVA**ELSE  $\Delta f > 0$ :

$$y(m) = y(\alpha);$$

if  $|\alpha| > 0.5$ 

$$\alpha = \alpha - 1;$$

*reinicia a etapa 3;*

else

*retorna p/ a etapa 2.***5: Fim**

Fonte: Próprio autor.

**2.9 Conclusão do Capítulo**

No presente capítulo foram apresentados um breve histórico e o estado atual da estimação fasorial. Também foram revistos os conceitos iniciais necessários para o desenvolvimento e entendimento da tese. As normas atuais seus limiares de erro foram discutidos.

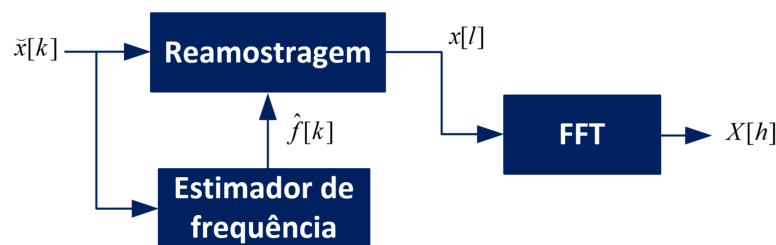
A maior parte do capítulo é formada pela descrição de três técnicas de interpola-

ção capazes de reduzir substancialmente os efeitos do espalhamento espectral causados pelo desvio de frequência. Outro ponto a ser destacado é a unificação das três técnicas de interpolação através da estrutura de *Farrow*. Com isso, nota-se que apesar de cada método possuir coeficientes diferentes oriundos de estratégias matemáticas distintas, é possível utilizar um modelo de implementação comum. Também destaca-se que o método B-Spline aplicado à estimação do fasor harmônico é inédito na literatura e mostra melhores resultados.

### 3 Metodologia

Um dos objetivos deste trabalho é mostrar que a transformada de Fourier associada a uma boa técnica de reamostragem pode estimar fasores harmônicos com qualidade e baixo esforço computacional. Ao invés de propor técnicas sofisticadas para a estimação do fasor harmônicos, que em geral possuem grande esforço computacional, pretende-se mostrar que a DFT precedida de um bom algoritmo de reamostragem é capaz de gerar baixos valores de TVE para os fasores harmônicos. A Figura 21 ilustra a estrutura básica a ser explorada.

Figura 21 – Estratégia básica para estimação de harmônicos.



Fonte: Próprio autor.

Na figura. 21, o sinal de entrada  $\check{x}[k]$  alimenta o estimador de frequência e o algoritmo de reamostragem. Em sequência DFT a pode ser aplicada sobre o sinal interpolado  $x[l]$ .

Para se produzir uma estimação com o menor erro possível, primeiramente faz-se necessária uma análise de desempenho de diferentes métodos de reamostragem, considerando a influência do ruído e de erros inerentes da estimação de frequência. Também é importante analisar o atraso de fase causado pelo processo de interpolação.

#### 3.1 Estimação da Frequência Fundamental

Um dos principais parâmetros monitorados de um sistema elétrico é a frequência elétrica. Para uma correta caracterização de um fasor sua frequência elétrica deve ser informada. É sabido que dada a dinâmica de operação dos sistemas de potência a frequência elétrica da componente fundamental possui variações naturais ao longo do tempo. Como já mencionado, há ainda a presença de ruído e outras componentes de frequência, o que eventualmente pode tornar a tarefa de estimação da frequência mais complexa.

A estimação da frequência pode ser realizada de diferentes formas, dentre as principais temos métodos baseados no cruzamento por zero (do inglês, *zero crossing*)

(ZC), na rotação do fasor, em mínimos quadrados (do inglês, *Least Squares Error*) (LSE) e algoritmos paramétricos como a Transformada de Taylor-Fourier (do inglês, *Taylor-Fourier Transform*) (TFT) e a Técnica de estimação dos parâmetros do sinal via invariância rotacional (do inglês, *Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*) (ESPRIT) (CRSC14).

A norma IEC/IEEE (IEE14) sugere uma estimação de frequência através da derivada discreta da sequência temporal de ângulos de fase estimados da componente fundamental. Nesta linha, o estimador de fasores harmônicos *Flat Top Filters* (DZBB19) terá sua estimação de frequência comparada a uma técnica de cruzamento por zeros e outra baseada em um PLL (*phase locked loop*).

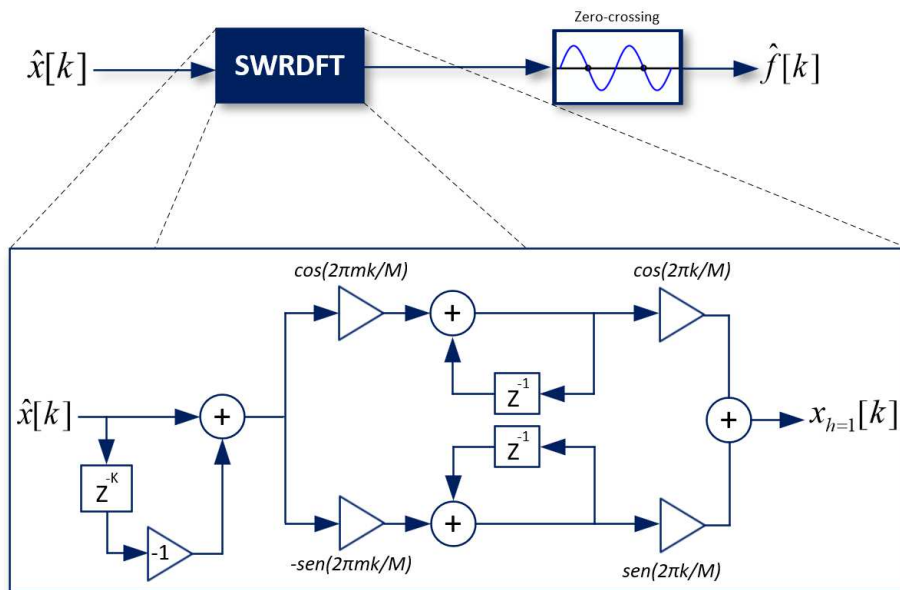
### 3.1.1 Cruzamento por zero

Tratando-se de sinais de sistemas elétricos de potência, a frequência elétrica muitas vezes é mensurada através do tempo entre dois cruzamentos por zero. Contudo, fica claro que esta estratégia é sensível a distorções presentes no sinal, devido a componentes de frequência diferente da nominal ou ruído. Apesar de tais desvantagens, considerando-se algum processo de pré-filtragem, este método ainda se mostra interessante principalmente devido a sua simplicidade, e rápida convergência.

A precisão dos estimadores por cruzamento por zero pode ser melhorada de diferentes formas. As principais, além de uma pré-filtragem da componente fundamental, seria o uso de vários cruzamentos por zero consecutivos e um espaço de tempo maior, como sugerido pela IEC 61000-4-30, ou por uma simples interpolação linear entre amostras. Como estratégia para extração da componente fundamental no tempo, foi implementada uma DFT recursiva de janela deslizante (SWRDFT) (CRSC14), devido ao seu baixo custo computacional e eficiência. A Figura 22 ilustra o processamento digital da estimação de frequência.



Figura 22 – Estimação de frequência por cruzamento por zero.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 22  $M$  é o número de bins na frequência,  $k$  representa o índice do tempo discreto e  $x_{h=1}$  é a componente de frequência fundamental reconstruída. Para se obter a forma de onda da fundamental primeiramente é feita decomposição do sinal através do seno e cosseno em quadratura. Em seguida o componente do sinal com frequência fundamental pode ser reconstruído com um gerador de seno e cosseno digital.

No algoritmo de cruzamento por zeros, é evidente que sua precisão é maior quanto se é utilizada uma frequência de amostragem mais alta. Técnicas de interpolação podem ser utilizadas para mitigar pequenas diferenças no período estimado. No caso do presente trabalho, período do sinal é estimado quando o algoritmo detecta duas inversões do sinal de positivo para negativo, consecutivas. Ou seja, o período completo de uma onda senoidal. A fim de suavizar a frequência estimada, evitando "degraus", um filtro média móvel com largura igual ao número de pontos por ciclo é utilizado.

### 3.1.2 Estimador de frequência Flat-Top FIR (FTFIR-FE)

Apresentada em (DZBB19), esta estratégia de estimação de frequência faz uso de um filtro FIR passa banda centrado na componente fundamental. Neste trabalho, por questão de simplicidade esta estimação de frequência será chamada de FTFIR-FE (do inglês, *Flat Top Filter Frequency Estimator*). A implementação deste filtro pode

ser realizada através da Equação (3.1), a seguir:

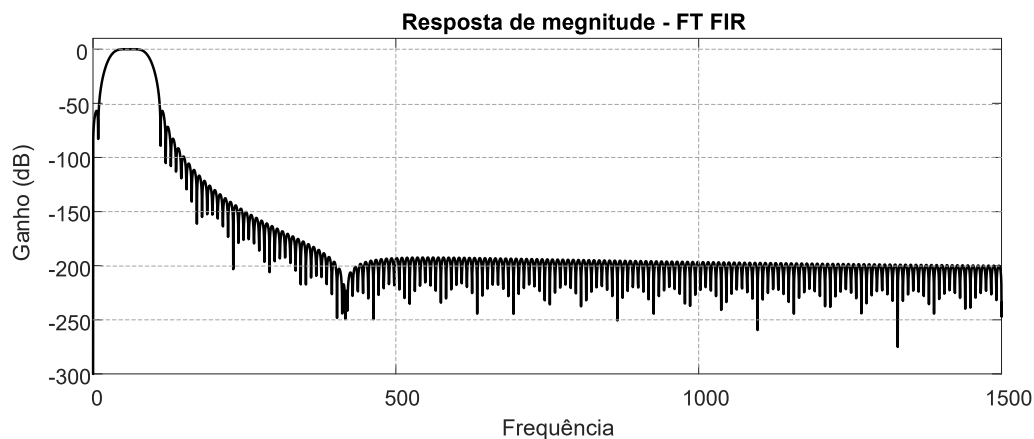
$$g_1[k] = \omega_M[k]e^{j\Omega_0 k} \quad (3.1)$$

Onde  $\omega_M$  são os coeficientes do filtro, segundo a Equação (3.2), N é o número de pontos da janela igual a sete vezes o número de pontos por ciclo, M a ordem do filtro que é igual a 5.

$$\omega_5[k] = \sum_{m=0}^5 c_5[m] \cos\left(\frac{mk\pi}{N}\right), n = -\frac{N-1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2} \quad (3.2)$$

Em que  $c_5$  é [1.0005967, 1.9991048, 1.9097925, 1.4448987, 0.66403725, 0.1304229]. A resposta em frequência da magnitude do filtro obtido para uma taxa de amostragem igual a  $7740Hz$  é representada pela Figura 23.

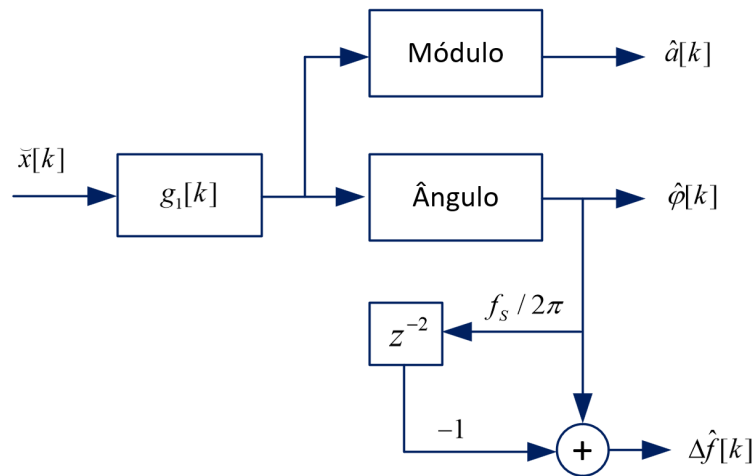
Figura 23 – Resposta em frequência da magnitude para os coeficientes utilizados no FTFIR-FE.



Fonte: Próprio autor.

As frequências de -3dB do filtro são de aproximadamente 33Hz e 86Hz. Para se obter a frequência da fundamental, é realizada a derivada discreta da sequência de ângulos de fase obtida. A estimação de frequência pode ser entendida a partir da Figura 24.

Figura 24 – Diagrama da estimação de frequência (FTFIR-FE) utilizada no método FT FIR.



Fonte: Próprio autor.

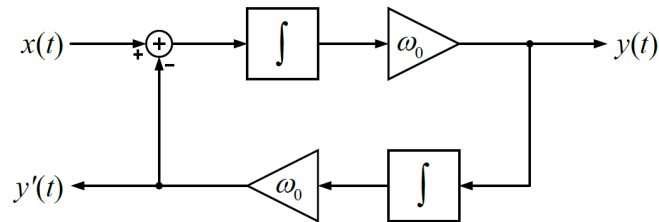
Como pode ser observado, o núcleo de estimação mostrado na Figura 24, é capaz de estimar a magnitude e fase de diferentes componentes de frequência, bastando recalculá-los os parâmetros obtidos na (3.1). Esta é a base do método de estimação de fasores harmônicos conhecido na literatura como Flat-Top Window (FTW) (DZBB19) que será usado como comparação ao método proposto neste trabalho e que nos resultados será referenciado como FT-FIR.

### 3.1.3 AQSG-PLL

A estimação do valor da frequência e não do valor de ângulo de fase pode ser feita através de estruturas avançadas baseadas em *Phase Locked Loop* (PLL) (BK21), também conhecidas como *Frequency Locked Loop* (FLL). Uma opção que se mostra eficiente para aplicação de sinais de sistemas de potência é conhecida como PLL Monofásico Baseado em um Gerador Adaptativo de Sinais em Quadratura (do inglês, *Single-Phase PLL Based on an Adaptive Quadrature Signals Generator*) (AQSG-PLL) (VI12).

Este método é uma extensão do algoritmo *Second-order generalized integrator* (SOGI). Seu comportamento e variações são amplamente discutidos em (Kap19). O SOGI é um sistema integrador de segunda ordem e é voltado para filtragens passa-faixa e ortogonalização de sinais periódicos no tempo. É bastante utilizado em sistemas de controle e sincronização, sendo aplicável à estimação de parâmetros harmônicos, nível de offset e ângulo de fase. O SOGI é ilustrado na Figura 25.

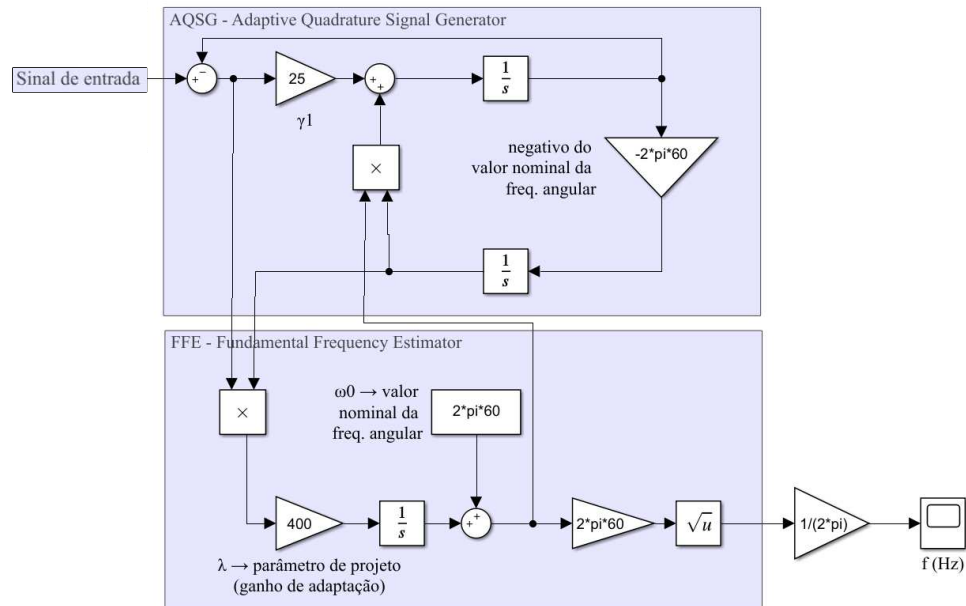
Figura 25 – Modelo no domínio do tempo contínuo para o método SOGI. (*adaptado de (Kap19)*).



Fonte: Próprio autor.

Onde na a Figura 25 o sinal de entrada é  $x(t)$ , de saída é  $y(t)$  e  $\omega_0$  é a frequência angular fundamental. A estrutura inicial do SOGI possui uma ressonância que provoca o crescimento contínuo do sinal de saída. A fim de contornar isto, uma malha de realimentação negativa pode ser incorporada, sendo a nova estrutura resultante conhecida como SOGI-OSG (*Second-order Generalized Integrator - Orthogonal Signal Generator*). Entretanto, esta estrutura não é capaz rastrear uma frequência variante no tempo, sendo o SOGI-OSG voltado aplicações de frequência constante. A implementação no Simulink® do AQSG-PLL, que é uma extensão do SOGI voltada para estimar frequências variantes, é mostrada na Figura 26.

Figura 26 – Diagrama da implementação no Simulink® do AQSG.



Fonte: Próprio autor.

Em (Kap19), é evidenciado o comportamento do AQSG-PLL para sinais com distúrbios. Nota-se que, ao se parametrizar o método buscando-se uma rápida convergência, a estimação sofre uma forte influência de harmônicos oscilatórios. Já em uma convergência mais lenta, tem-se uma menor influência dos harmônicos. Para o presente trabalho, a otimização dos parâmetros se deu de forma empírica, observando-se o menor erro de estimação em todos os sinais de teste propostos no capítulo 2.

### 3.1.4 Desempenho dos estimadores de frequência

Para uma validação da qualidade da medição de frequência, foram geradas as Tabelas 6, 7 e 8 a seguir, onde são colocados os erros para as estimações de frequência (FE) e de taxa de variação da frequência (RFE). Os sinais utilizados são os sugeridos pela IEC 60255-118-1, sendo estes variados em casos com e sem harmônicos e ruído. A partir dos resultados dos estimadores de frequência, nota-se baixa precisão do AQSG-PLL para modulação de fase. Já o ZC com média móvel e o estimador de frequência FTFIR-FE possuem resultados similares, sendo este último melhor em casos de modulação de amplitude ou fase. Cumpre notar que estes resultados são apresentados aqui, uma vez que eles são essenciais para a definição do método de estimação de frequência a ser

utilizado na metodologia do estimador do fasor harmônico.

Tabela 6 – Erro na estimação de frequência para sinais sem ruído e harmônicos.

Teste: Sem ruído e sem harmônicos	ZC Mov Avg		FTFIR-FE		AQSG PLL		IEC/IEEE	
	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)
Off-Nominal	$5 \times 10^{-6}$	$5,7 \times 10^{-4}$	$1,4 \times 10^{-5}$	$8,1 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-6}$	$9,1 \times 10^{-5}$	0,005	0,1
Rampa de Frequência	0,0008	0,0891	$4,6 \times 10^{-5}$	$7,8 \times 10^{-4}$	0,0141	0,9926	0,01	0,2
Modulação de Amplitude	0,0225	0,6619	$6 \times 10^{-6}$	$1,8 \times 10^{-5}$	0,0025	1,4931	0,3	14
Modulação de Fase	0,0264	0,827	0,0057	0,1750	0,4840	18,6770	0,3	14

Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 6 pode-se observar que o FTFIR-FE apresenta erros inferiores aos outros dois métodos em todos os casos. Para a modulação de fase, onde os erros são mais próximos o FTFIR-FE apresentou um erro de frequência absoluto (FE) em torno de 5 vezes menor. Já o AQSG-PLL apresenta resultados ruins, pois não atende aos valores máximos de erro, principalmente em termos de erro de ROCOF (RFE).

Tabela 7 – Erro na estimação de frequência para sinais com ruído sem harmônicos.

Teste: Fundamental e SNR=60dB	ZC Mov Avg		FTFIR-FE		AQSG PLL		IEC/IEEE	
	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)
Off-Nominal	0,0025	0,2323	0,0031	0,3120	$2,4 \times 10^{-5}$	0,0825	0,005	0,1
Rampa de Frequência	0,0031	0,2997	0,0032	0,3321	0,0140	1,0512	0,01	0,2
Modulação de Amplitude	0,0245	0,8951	0,0033	0,3279	0,0025	1,5273	0,3	14
Modulação de Fase	0,0273	0,9497	0,0081	0,4592	0,4844	18,7148	0,3	14

Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 7 são considerados sinais de teste com presença de ruído e sem harmônicos. Neste caso o para a rampa de frequência e desvios de frequência os valores de erro do FTFIR-FE e o ZC são similares. Já para os demais casos de teste o FTFIR-FE novamente se destaca. O AQSG-PLL apresenta resultados semelhantes com e sem presença de ruído, contudo se quer atende aos valores máximos de erro.

Por fim, na Tabela 8 são considerados sinais de teste com presença de ruído e harmônicos. Novamente o FTFIR-FE supera os demais quando analisado o conjunto de resultados. Para a rampa de frequência e desvios de frequência os valores de erro do FTFIR-FE e o ZC permanecem similares. Para os casos de modulação o FTFIR-FE supera o ZC no mínimo em 3 vezes o valor de FE e em ao menos 2 vezes o valor de RFE. O AQSG-PLL apresenta uma piora dos valores de RFE na presença de harmônicos. A

Tabela 8 – Erro na estimação de frequência para sinais com ruído e com harmônicos.

Teste: $A_h = 1\%$ , SNR=60dB, H=13	ZC Mov Avg		FTFIR-FE		AQSG PLL		IEC/IEEE	
	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)	FE (Hz)	RFE (Hz/s)
Off-Nominal	0,0025	0,2612	0,0034	0,3012	0,008	2,2540	0,005	0,1
Rampa de Frequência	0,0032	0,3207	0,0034	0,3399	0,0146	2,7701	0,01	0,2
Modulação de Amplitude	0,0245	0,8567	0,0031	0,3362	0,0031	2,0074	0,3	14
Modulação de Fase	0,0271	0,9465	0,0082	0,4880	0,4837	18,7740	0,3	14

Fonte: Próprio autor.

partir da análise das Tabelas 6, 7 e 8 fica nítida a superioridade do FTFIR-FE quanto a menores erros de estimação de frequência.

### 3.2 Desempenho dos métodos de reamostragem

#### 3.2.1 Desempenho para estimação da componente Fundamental

Como primeiro passo na análise da estimação fasorial, será avaliada a qualidade da estimação do fasor de frequência fundamental, segundo os testes da Tabela 3. O cálculo do Erro Total do Vetor foi realizado para cada valor individual de estimação fasorial no tempo. Todos os sinais de teste aplicados possuem 10 segundos de duração e como especificado em (IEE14) deve-se utilizar o valor máximo obtido de TVE. Como sabido, os sinais advindos de um sistema de distribuição de energia possui características menos favoráveis a medição de grandezas elétricas, se comparados aos sinais do sistema de transmissão de energia. Dessa forma se faz necessária a averiguação da resposta dos algoritmos em presença de ruído branco, no caso será adotada uma relação de sinal ruído de  $45dB$ .

A seguir na Tabela 9 pode-se observar os resultados de TVE para os três métodos apresentados nos capítulos anteriores quando utilizado o FTFIR-FE como estimador de frequência. A Tabela 10 mostra os resultados caso seja considerado o valor de frequência ideal como parâmetro para a interpolação, assim pode-se avaliar o impacto do erro do estimador de frequência sobre o TVE.

Com base nos resultados das Tabelas 9 e 10 são observados melhores resultados da estimação fasorial quando utilizados o MSVA ou o B-Spline com pré-filtro. Para uma melhor percepção do comportamento dos métodos, a Figura 27 mostra o TVE calculado no tempo para os casos de frequência *off-nominal*, variação de frequência em rampa, modulação de amplitude, modulação de fase, degrau na amplitude e degrau na fase com relação sinal ruído igual a  $45dB$ .

Nos resultados da Figura 27 o TVE no tempo para um SNR igual a  $45dB$  pode

Tabela 9 – TVE para a componente fundamental (%) - SNR = 45dB.

Tests 45dB SNR	MSVA	Lagrange	B-Spline	C37.118 TVE
Off-nominal	$1,93 \times 10^{-1}$	$1,61 \times 10^{-1}$	$1,37 \times 10^{-1}$	1
Rampa de Frequência	$1,88 \times 10^{-1}$	$1,47 \times 10^{-1}$	$1,51 \times 10^{-1}$	1
Harmonicos	$1,95 \times 10^{-1}$	$1,71 \times 10^{-1}$	$1,55 \times 10^{-1}$	1
AM	2,77	2,54	2,89	3
FM	3,7	3,51	$3,77 \times 10^{-1}$	3

Fonte: Próprio autor.

Tabela 10 – TVE para a componente fundamental (%) - SNR = 45dB e frequência ideal.

Tests 45dB SNR	MSVA	Lagrange	B-Spline	C37.118 TVE
Off-nominal	$1,25 \times 10^{-1}$	$5,08 \times 10^{-1}$	$1,46 \times 10^{-1}$	1
Rampa de Frequência	$1,54 \times 10^{-1}$	$4,62 \times 10^{-1}$	$1,27 \times 10^{-1}$	1
Harmonicos	$1,26 \times 10^{-1}$	$1,41 \times 10^{-1}$	$1,32 \times 10^{-1}$	1
AM	2,69	2,70	2,80	3
FM	1,43	$1,58 \times 10^{-1}$	$2,93 \times 10^{-1}$	3

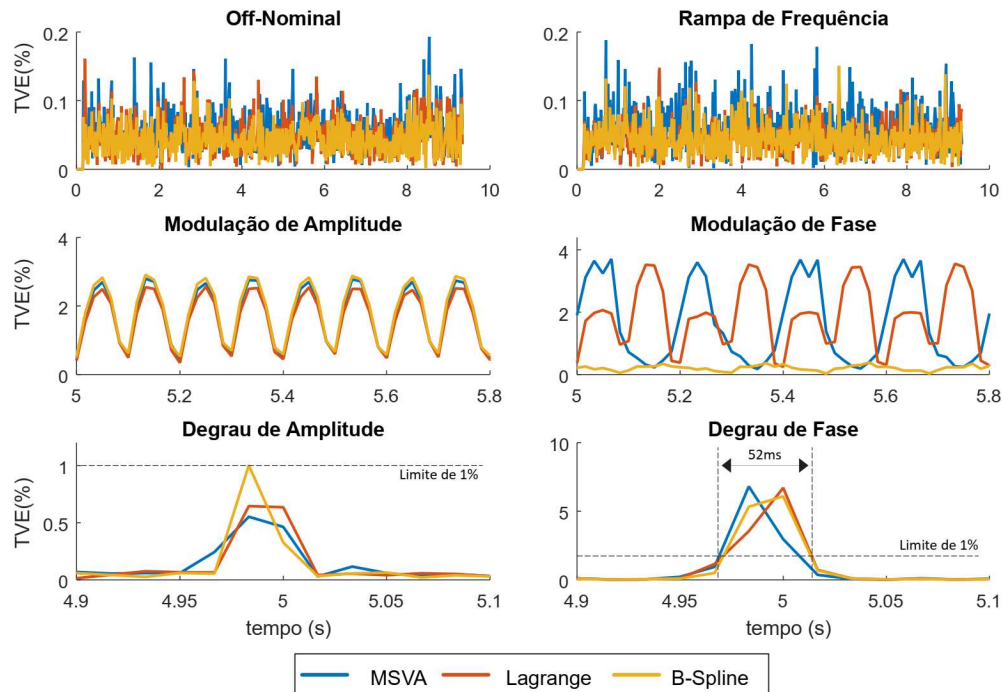
Fonte: Próprio autor.

ser observado. Também é mostrado os testes de dagrau na amplitude e fase, onde os valores de *overshoot* na amplitude foram inferior a 10% e o tempo de resposta foi de 52 ms como requerido pela norma. Com ilustrado, o tempo de resposta é o intervalo de tempo em que o TVE permanece superior ao limite de 1%. A partir destes resultados, fica claro que os três algoritmos de reamostragem utilizados neste trabalho são suficientes como um estágio de pré-processamento para a FFT, a fim de se obter uma boa estimacão da com componente fundamental.

São observados valores de TVE mais elevados quando o método de Lagrange e o MSVA são utilizados. Os resultados desta subseção mostram que a interpolação seguida da FFT de um ciclo atendem a norma c37.118.1-2014. Destaca-se que algoritmo B-Spline com pré-filtro obteve desempenho superior nos casos de modulação de fase. Contudo, o real desafio não se encontra na estimacão da componente fundamental, tema que tem sido amplamente estudado, mas sim na estimacão dos fasores harmônicos através um método que possa ser implementado em tempo real e com baixo custo computacional.



Figura 27 – Erro na estimação fasorial da componente fundamental com frequência estimada pelo FT-FIR FE e SNR de  $45dB$ .



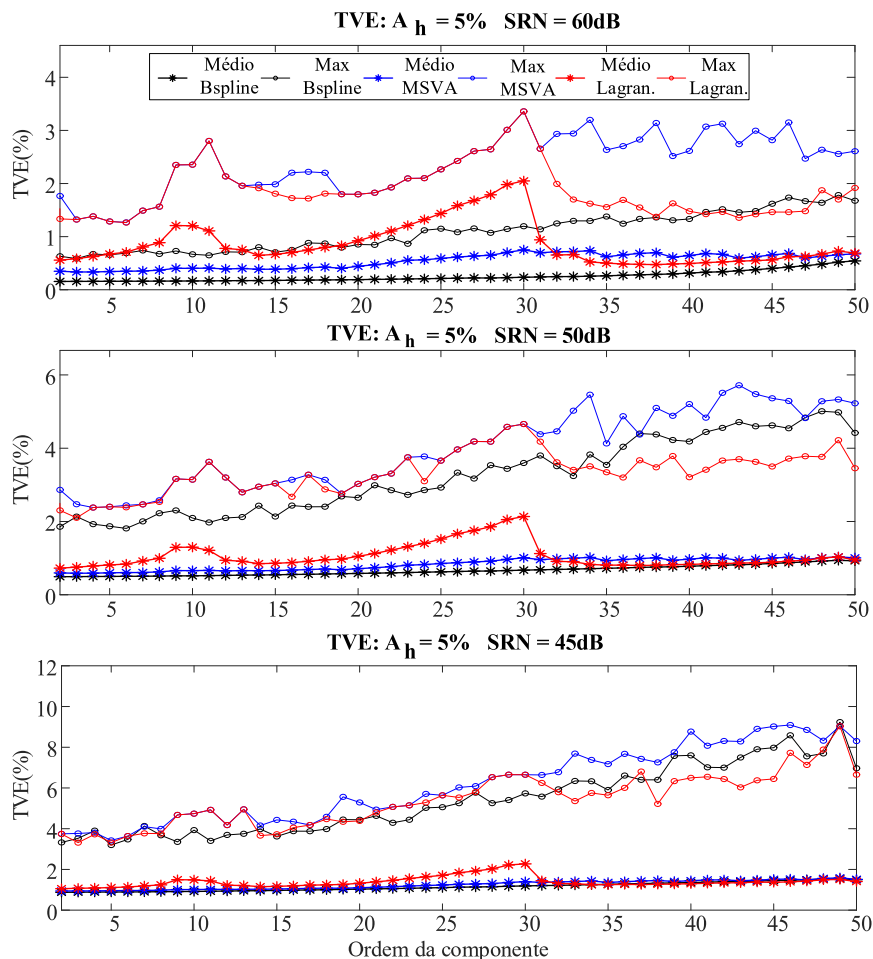
Fonte: Próprio autor.

### 3.2.2 Desempenho para estimação das Componentes Harmônicas

Com o efeito da janela assíncrona da FFT mitigado, o TVE para fasores harmônicos pode ser analisado e a presença de ruído não pode ser desconsiderada. Assim, para se eleger o melhor interpolador para a finalidade de estimação fasorial foi feita uma comparação de desempenho. O sinal utilizado para teste é composto pela frequência fundamental e harmônicos pares e ímpares até a quinquagésima ordem com 5% de amplitude. Um total de 66 mil sinais de teste foram gerados, com frequência fundamental entre 55 Hz e 65 Hz. O desempenho de cada um dos métodos estudados pode ser observado na Figura 28, na qual os valores máximos e médios do TVE são mostrados, para diferentes valores de SNR.

Em cenários com ruído moderado como 60 dB, o B-Spline apresenta melhores resultados, especialmente em termos de valores máximos de erro. Entretanto, com uma maior presença de ruído, os valores máximos e médios de TVE para os três métodos se aproximam. Na tabela 11 as estatísticas do TVE para as componentes de terceira, quinta, sétima e nona ordem são detalhadas, uma vez que são as mais comuns em sistemas de potência, a partir do teste de  $60dB$  de SNR da Figura 28.

Figura 28 – TVE máximo e médio de fasores harmônicos para  $55 < f < 65$  Hz e  $A_h = 5\%$  em diferentes condições de ruído.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 11 –  $TVE_h$  para cenários com  $SNR = 60dB$

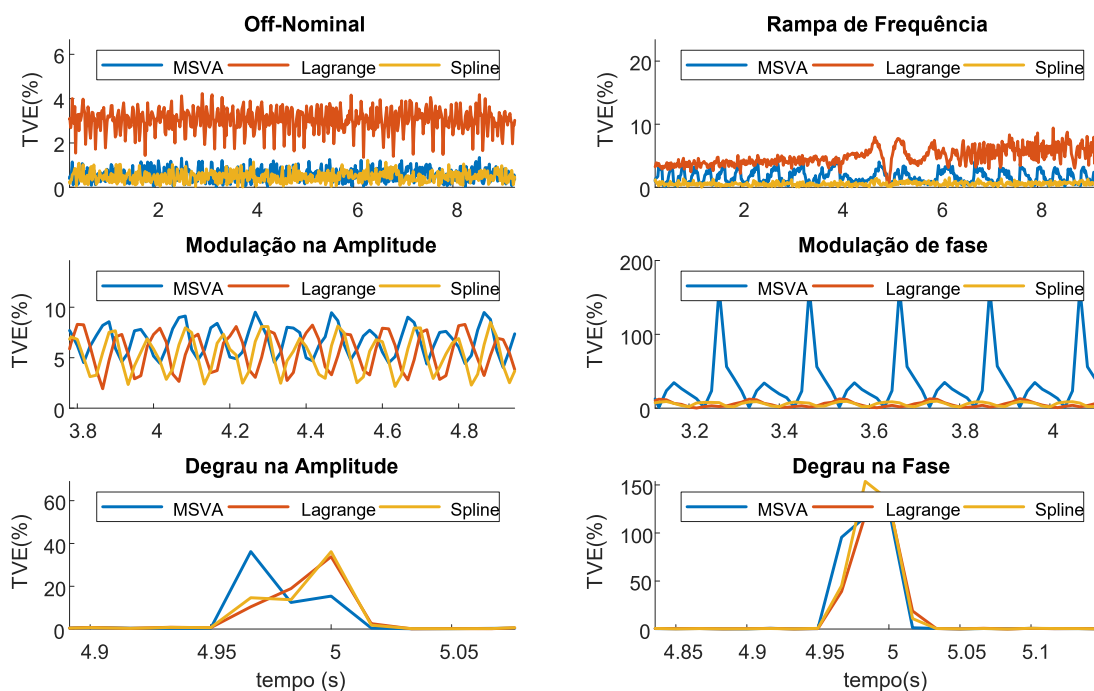
Método	Terceira ordem			Quinta ordem		
	Máx	Média	Desv.Pad.	Máx	Média	Desv.Pad.
MSVA	1.32	$3.35 \times 10^{-1}$	$2.11 \times 10^{-1}$	1.27	$3.44 \times 10^{-1}$	$2.17 \times 10^{-1}$
Lagrange	1.32	$5.86 \times 10^{-1}$	$2.48 \times 10^{-1}$	1.27	$6.73 \times 10^{-1}$	$2.12 \times 10^{-1}$
B-Spline	$5.86 \times 10^{-1}$	$1.57 \times 10^{-1}$	$8.29 \times 10^{-2}$	$6.58 \times 10^{-1}$	$1.59 \times 10^{-1}$	$8.42 \times 10^{-2}$
Sétima ordem						
Nona ordem						
MSVA	1.49	$3.54 \times 10^{-1}$	$2.37 \times 10^{-1}$	2.35	$4.04 \times 10^{-1}$	$3.49 \times 10^{-1}$
Lagrange	1.49	$8.05 \times 10^{-1}$	$1.76 \times 10^{-1}$	2.35	1.21	$4.53 \times 10^{-1}$
B-Spline	$7.40 \times 10^{-1}$	$1.61 \times 10^{-1}$	$8.50 \times 10^{-2}$	$7.31 \times 10^{-1}$	$1.64 \times 10^{-1}$	$8.64 \times 10^{-2}$

Fonte: Próprio autor.

A partir da 11 fica evidente que dentre os três interpoladores o B-Spline possui um melhor desempenho na estimação de fasores harmônicos apresentando erros no mínimo 3 vezes menores. Destaca-se também o desvio padrão menor se comparado ao MSVA e Lagrange, reforçando a superioridade do B-Spline para a aplicação proposta nesta tese.

Como introduzido no capítulo 2, os testes para validação da medição fasorial retratam diferentes cenários para os sinais de entrada, incluindo variações da frequência fundamental. Assim, além de casos de desvios estacionários da frequência fundamental foram observados também os erros de estimação para os demais casos teste. A Figura 29 mostra o desempenho da estimação dos fasor harmônicos de 49<sup>a</sup> ordem, a título de ilustração, quando utilizada apenas a FFT após o processo de reamostragem. O sinal utilizado possui cinquenta componentes harmônicos com amplitude de 2% e SNR de 60dB.

Figura 29 – TVE no tempo para a 49<sup>a</sup> componentes harmônica quando utilizada a resamostragem B-spline seguida da FFT.



Fonte: Próprio autor.

Primeiramente, nota-se a clara vantagem de desempenho quando utilizada a reamostragem B-Spline, sendo observados valores de TVE inferiores a 1% para os casos off-nominal e rampa de frequência. Entretanto, nos casos dinâmicos com modulação do

signal, a estimação do fasor harmônico apresenta erros elevados.

Investigando-se a origem de valores de TVE tão elevados para as componentes, principalmente para o caso de modulação de amplitude, foi observado que a presença da componente fundamental modulada na janela de sinal sobre a qual se efetua o cálculo do FFT deteriora a qualidade das estimações. Foi observado que as componentes mais próximas da fundamental possuem maiores erros quando há modulação na amplitude. Assim, uma possível estratégia para mitigar os efeitos da modulação da componente fundamental sobre a estimação fasorial de harmônicos seria a filtragem da frequência fundamental, presente no sinal que será utilizado na FFT.

### 3.3 Esforço Computacional da reamostragem

Conforme abordado neste trabalho, os métodos analisados podem ser embarcados em hardware de baixo custo, o que viabilizaria a implantação de um grande número de PMUs e  $\mu$ PMUs. Com isso, a base para implementação de um sistema de monitoramento do tipo *Wide Area Monitoring System*, como mostrado em (LZZ<sup>+</sup>16), estaria disponível. A tabela 12 compara o número de operações matemáticas necessárias para aproximar uma janela de sinal assíncrona, mitigando o espalhamento espectral da Transformada de Fourier. A tabela considera apenas o custo computacional do algoritmo de reamostragem, uma vez que a estimação de frequência e a transformada de Fourier são iguais independente do método de reamostragem. Como pode ser observado, o número de operações é semelhante, onde o método B-spline tem cerca de 6,7% mais custo computacional se comparado ao algoritmo MSVA. O custo a partir de uma janela de 256 pontos por ciclos é:

Tabela 12 – Número de operações em hardware.

Operações	MSVA	Lagrange	B-Spline
Produtos	9216	8192	12288
Somas	5888	7168	7680
Total	15104	15360	19968

Fonte: Próprio autor.

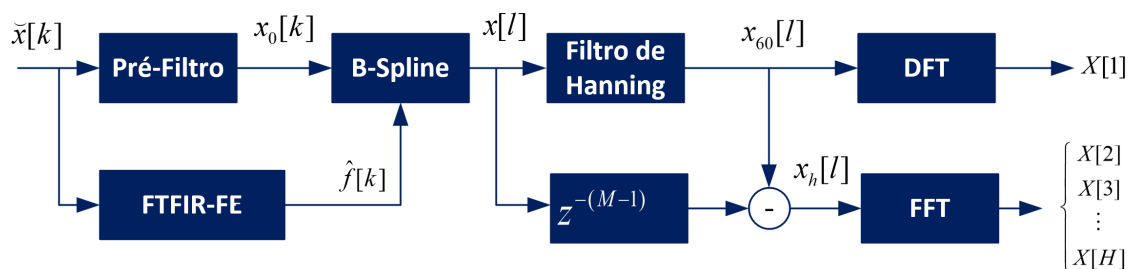
Quanto aos estimadores de frequência, o FTFIR-FE e ZC com média móvel apresentaram melhores resultados em relação ao AQSG-PLL. O FTFIR-FE foi o método que apresentou erros mais baixos, e faz uso de um filtro FIR com tamanho de 7 vezes o número de pontos por ciclo da fundamental. Quando considerada uma frequência de amostragem de 15360Hz, o filtro e a derivada digital do ângulo de fase implicam em 1796 multiplicações e 1792 somas. Já a estratégia de cruzamento por zeros com média móvel de um ciclo da fundamental, necessita de 1536 multiplicações e 1278 somas. Evidentemente o FTFIR-FE possui um custo superior se comparado ao ZC

utilizado, contudo mais a frente será mostrado em situações de modulação, erros menores de frequência (FE) e de taxa de variação de frequência (RFE), contribuem significativamente para uma redução do  $TVE_h$ , ou seja, o FTFIR-FE ajuda a produzir uma melhor estimação os fasores harmônicos quando comparado ao ZC com SWRDFT descrito no início do presente capítulo.

### 3.4 Método Proposto

Como observado na seção anterior o método B-spline apresenta melhores resultados, principalmente para casos de desvios de frequência e frequência em rampa. Ressalta-se que para os casos de modulação os valores de TVE das componentes próximas a fundamental são altos para as três estratégias analisadas de reamostragem. Uma vez que o processo de reamostragem não influencia a modulação presente do sinal de forma significativa, optou-se pela filtragem da componente fundamental antes da FFT utilizada para estimação das componentes harmônicas. O estimador de frequência escolhido será o FTFIR-FE devido ao seu desempenho superior. A estratégia para estimação de fasores harmônicos proposta neste trabalho é ilustrada pelo diagrama presente na Figura 30 a seguir.

Figura 30 – Diagrama de blocos do método proposto.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 30, o sinal de entrada  $\tilde{x}[k]$  alimenta o estimador de frequência e o algoritmo de reamostragem, composto pelo pré-filtro e o bloco B-Spline. A frequência estimada  $\hat{f}[k]$  é utilizada pelo interpolador para ajuste do sinal  $x_0[k]$ . O sinal interpolado  $x[l]$  é separado na componente fundamental  $x_{60}[l]$  e nos demais componentes harmônicos  $x_h[l]$ , através de um filtro hanning recursivo (RHWDFT) de tamanho  $2(M-1)$ . O bloco  $z^{-(M-1)}$  representa o atraso de  $(M-1)$  amostras. Nota-se que após o bloco B-Spline o index das sequências é alterado para  $l$ , indicando que a sequência interpolada foi ajustada para uma amostragem síncrona. Por fim, a DFT é aplicada para estimar o fasor

da frequência fundamental  $X[1]$  e a FFT é usada para estimar os demais componentes  $X[2], X[3], \dots, X[H]$ .

### 3.5 Conclusões do Capítulo

No presente capítulo foi proposta a estratégia de estimação fasorial baseada na interpolação do sinal no tempo seguida da DFT. Apesar do estimador de frequência FTFIR-FE possuir erros mais baixos em relação ao ZC precedido da SWRDFT e com média móvel, no capítulo de resultados serão mostrados alguns casos contemplando o uso de ambos estimadores de frequência, a fim de se comparar o impacto dos erros na estimação de frequência sobre o resultado final da estimação fasorial em termos de  $TVE_h$ .

O algoritmo de interpolação, ou reamostragem, escolhido foi o B-Spline, uma vez que apresentou melhores resultados quando comparado aos métodos SVA e Lagrange. Quando utilizada a interpolação por B-Spline o esforço computacional é 6,7% superior ao SVA, entretanto, são observados valores de erro até 5 vezes menores, principalmente em casos de desvio de frequência, variações em rampa e modulação de fase, o que justifica um pequeno aumento de operações necessárias.

## 4 Resultados

A qualidade das estimações fasoriais pode avaliada através da métrica *Total Vector Error* (TVE), introduzida no Capítulo 2. A norma IEEE c37.118.1 sugere uma série de testes para se validar o comportamento esperado de uma unidade de medição fasorial, contudo os fasores harmônicos não são incluídos. Na ausência de uma norma para balizar a qualidade da medição fasorial de harmônicos, este trabalho irá considerar os mesmos limites sugeridos para a componente fundamental. Deve-se destacar que atingir tais níveis de erros para as componentes harmônicas, que podem estar muitas vezes misturadas ao ruído, é um grande desafio.

Neste capítulo serão apresentados e discutidos os resultados para estimação fasorial das componentes de frequência fundamental e harmônicas. Ao final do Capítulo 3 é proposto o método de estimação, ilustrado na Figura 30. Nele aplica-se a reamostragem B-spline com pré-filtro, seguida da extração da componente fundamental com um filtro de Hanning e por fim a DFT para estimação de magnitude e fase.

Como já introduzido, os métodos de interpolação são dependentes de um estimador de frequência instantânea da componente fundamental do sinal de entrada. Para os resultados apresentados neste capítulo a frequência foi estimada via ZC e FTFIR-FE, descritos no Cap 2. Com isso, é mostrada a influência de diferentes estimadores de frequência, com seus respectivos erros, sobre a estimação das componentes. A escolha do estimador de frequência usado deve observar uma baixa latência do método, ponto crucial quando se propõe um processo de estimação próximo de tempo real. Um estimador de frequência lento, implicaria em todo um processo de estimação demasiadamente atrasado. Reduzindo assim a responsividade do sistema de medição. Estimadores de frequência com boa precisão aplicáveis a PMUs têm sido propostos, como em (ASDL20) e em (RS19), entretanto possuem um esforço computacional superior aos dois métodos citados acima.

O método proposto será validado para a estimação do fasor harmônico em casos de estado permanente e dinâmicos. Os resultados em termos de  $TVE_h$  do B-Spline serão comparados alguns métodos encontrados na literatura para o caso de estado permanente, sendo eles o HPE (CZX<sup>+</sup>20), TFT (PGdlOS10), SIFE (CZW<sup>+</sup>18b) and FT FIR (DZBB19). Devido a ausência de uma norma para os testes de estimadores de fasores harmônicos, há uma divergência na apresentação dos resultados de alguns algoritmos. Como por exemplo, apenas o FT FIR apresenta na literatura resultados para até a quinquagésima componente harmônica e com frequências off-nominais na ordem de  $\pm 5 Hz$ .

#### 4.1 Análise de desempenho da Estimação do Fator da componente fundamental

Como nas referências dos métodos HPE (CZX<sup>+</sup>20), TFT (PGdlOS10) e SIFE (CZW<sup>+</sup>18b) não são mostrados os resultados para a componente fundamental, o desempenho do método proposta será comparado com os limites sugeridos pelas norma IEEE/IEC e os resultados do estimador de fasores FT FIR (DZBB19). Por questão de equidade na comparação, não foram considerados métodos desenvolvidos para a estimação exclusivamente da componente fundamental. A Tabela 13 mostra os valores de TVE para os testes com sinais de estado permanente para SNR de 60dB.

Tabela 13 – TVE do fator da componente fundamental.

Test	B-Spline+DFT (%)	FT FIR (%)	IEC/IEEE std (%)
<b>Frequência off-nominal</b>	0.002	0.28	1
<b>Rampa de frequência</b>	0.059	0.39	1
<b>Modulação de Amplitude</b>	0.391	0.01	3
<b>Modulação de Fase</b>	0.058	0.003	3

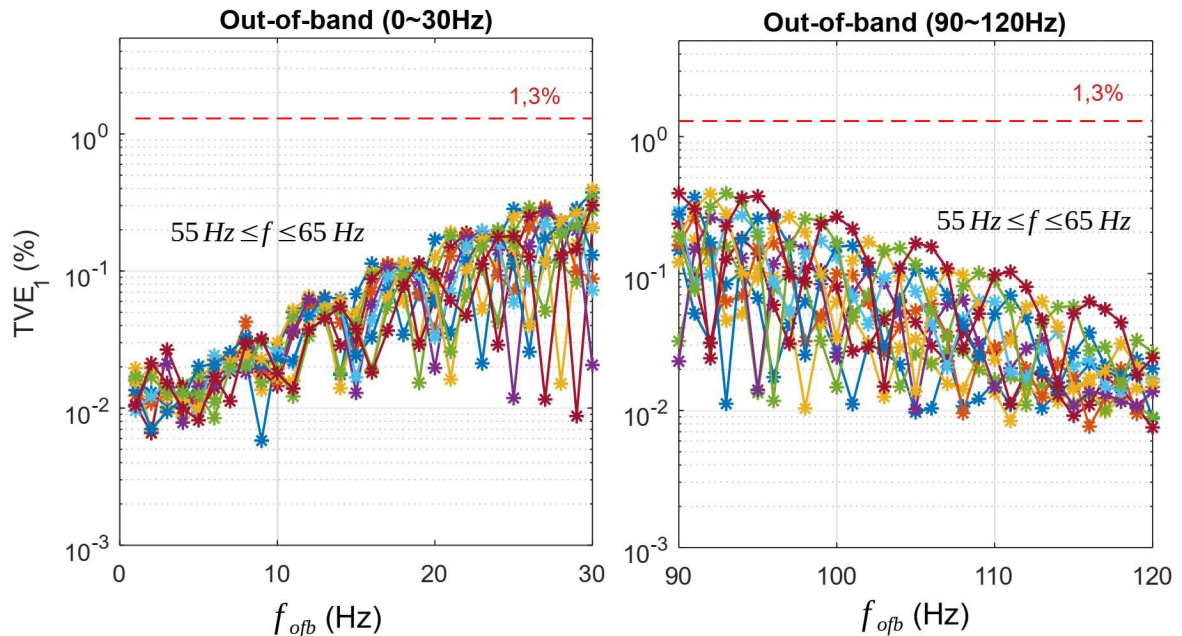
Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 13 o sinais de teste foram gerados de acordo com a Tabela 5. O teste de harmônicos sugerido pela norma só se aplica a casos em que apenas a fundamental é estimada. Além disso para geração dos resultados presentes na tabela 13 foi considerada a presença de harmônicos com  $A_n$  de 5%. Ou seja, o erro devido a presença de harmônicos já é considerado.

Os resultados para o teste *out-of-band* são mostrados na Figura 31 onde considerou-se uma variação da frequência fundamental de  $\pm 5Hz$ . Para este caso foi utilizada uma janela de 12 ciclos a fim de melhorar a resolução da DFT e relação sinal ruído de 60dB, demonstrando a robustez da estratégia adotada. Como base de comparação o método FT FIR possui  $TVE_1$  máximo de aproximadamente  $3 \times 10^{-3}\%$  para um desvio de frequência de apenas  $\pm 0,5Hz$  (DZBB19). O limite da norma IEC para este teste é de 1,3% do TVE.



Figura 31 – Teste Out-of-band com variação da frequência fundamental de 55Hz a 65Hz com 1Hz de passo e 60dB de ruído.



Fonte: Próprio autor.

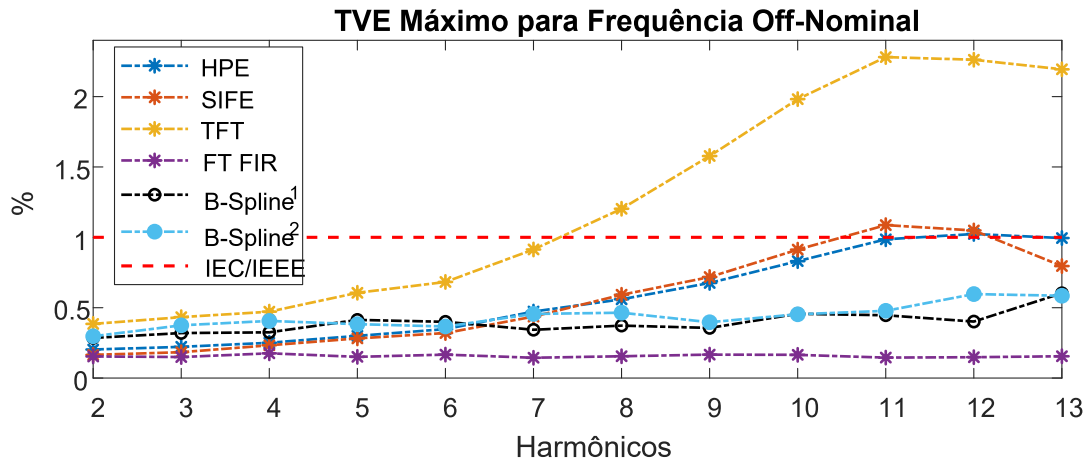
#### 4.2 Análise de desempenho da Estimação de Fasores Harmônicos

A análise de desempenho da estimação dos fasores harmônicos através do método proposto será feita para os casos de desvio de frequência em estado permanente, modulação de amplitude ou fase, rampa de frequência e degrau de amplitude ou fase.

Uma vez que a frequência estimada é uma das variáveis de entrada para o interpolador B-Spline, serão apresentados os resultados do método proposto quando utilizado o estimador de frequência FTFIR-FE e o ZC, identificados como *B – Spline*<sup>1</sup> e *B – Spline*<sup>2</sup>, respectivamente. Assim, é possível avaliar valor de  $TVE_h$  para diferentes estratégias de rastreamento da frequência fundamental do sinal de entrada.

Considerando os sinais de teste para estado permanente introduzidos no Capítulo 2 pela Equação 2.10 e a Tabela 5, a Figura 32 a seguir mostram um comparativo entre o método proposto e os principais métodos encontrados na literatura. Destaca-se que algoritmos TFT, SIFE e HPE presentes na literatura mostram resultados para componentes de até 13<sup>a</sup> ordem e desvio frequência de  $\pm 0,5Hz$ . As mesmas condições foram utilizadas para todos os métodos para uma comparação justa.

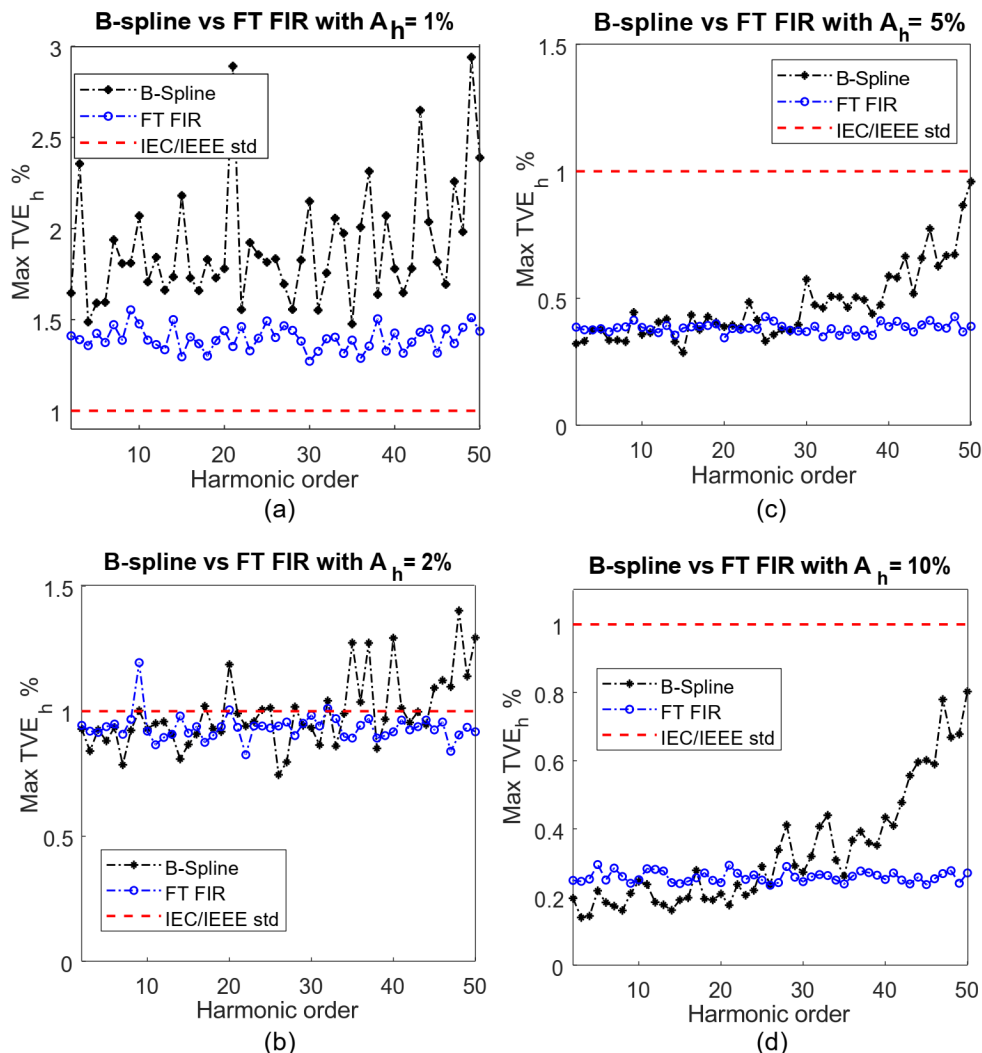
Figura 32 –  $TVE_h$  máximo para o teste de desvio de frequência para  $A_h = 10\%$  e  $SNR = 60\text{dB}$



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que o FT-FIR apresenta uma o melhor desempenho deste cenário. Contudo o método proposto tem bons valores de  $TVE_h$ , principalmente para frequências mais altas. Para sinais composto por componentes harmônicas até a 50<sup>a</sup> ordem o método proposto baseado no B-Spline e o FT-FIR foram comparados e os resultados são mostrados na Figura 33. Neste caso, utilizou-se uma variação de frequência de até  $\pm 5\text{Hz}$ .

Figura 33 –  $TVE_h$  para frequência off-nominal entre [55, 65] Hz e SNR=60dB : (a)  $A_h = 1\%$ , (b)  $A_h = 2\%$ , (c)  $A_h = 5\%$  e (d)  $A_h = 10\%$ .



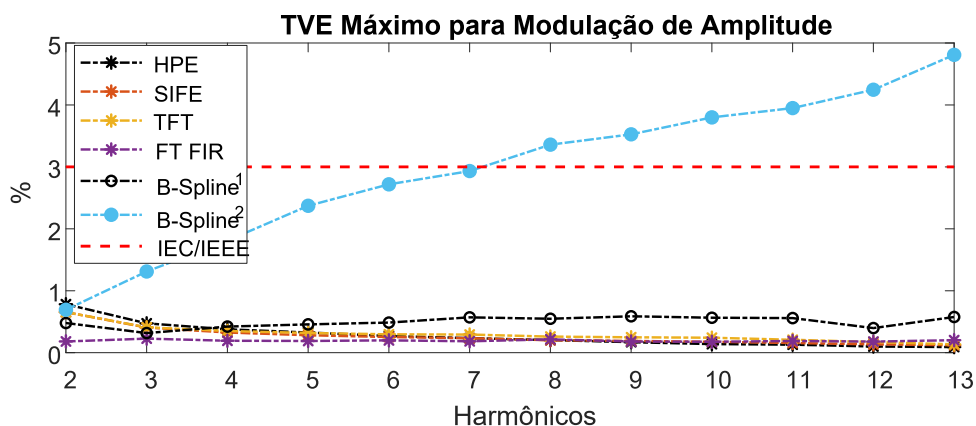
Fonte: Próprio autor.

Com base na Figura 33 foi observado que para harmônicos com 10% e 5% de amplitude ambos os métodos apresentam estimações com altíssima qualidade, com valores de  $TVE_h$  inferiores a 1%. Devido ao ruído, conforme se reduz a amplitude dos harmônicos, como esperado, os erros aumentam. Contudo, ressalta-se que o limiar de um 1% é extremamente rigoroso, sendo por norma o aplicável apenas a componente fundamental. Para se ter ideia na qualidade das medições mostradas, um erro de apenas 0,5% na magnitude e de 0,5 graus na fase, resulta em um TVE de 1,0039%. Já um valor de TVE de 3% pode ser observado a partir de um erro de 2,5% na magnitude e 0,96 graus na fase.

Para a modulação de amplitude considerou-se novamente até a 13<sup>a</sup> ordem para

uma comparação justa com os demais métodos. Os valores máximos de  $TVE_h$  para um sinal de modulação na amplitude são mostrados na Figura 34.

Figura 34 –  $TVE_h$  máximo para o teste de modulação de amplitude para  $A_h = 10\%$  e  $SNR = 60\text{dB}$ .

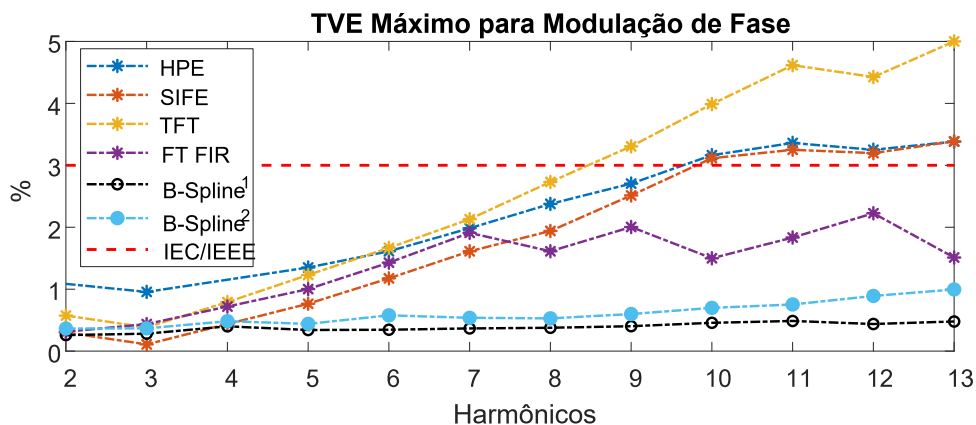


Fonte: Próprio autor.

Neste caso, fica evidente como a sensibilidade do ZC à modulação na amplitude afeta o algoritmo de interpolação. Já quando utilizado o estimador de frequência fundamental baseado no método FT-FIR, são obtidos valores abaixo do limiar de 3%.

A Figura 35 mostra o  $TVE_h$  para o teste de modulação de fase.

Figura 35 –  $TVE_h$  máximo para o teste de modulação de fase para  $A_h = 10\%$  e  $SNR = 60\text{dB}$ .

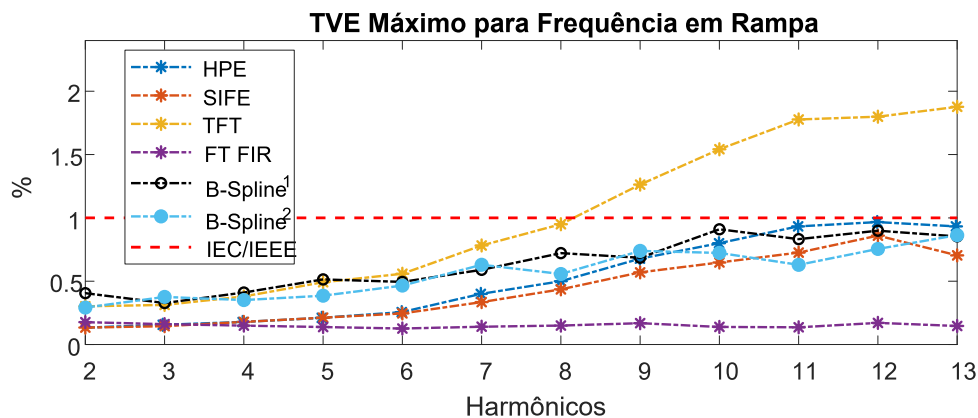


Fonte: Próprio autor.

Nota-se que o método proposto supera todos os outros métodos para casos de modulação de fase, independente de qual dos dois estimadores de frequência é utilizado, tendo desempenho superior mais evidente para frequências mais altas.

Para casos de frequência em rampa a Figura 36 mostra o desempenho dos métodos em termos de  $TVE_h$ .

Figura 36 –  $TVE_h$  máximo para o teste de rampa de frequência para  $A_h = 10\%$  e  $SNR = 60\text{dB}$ .

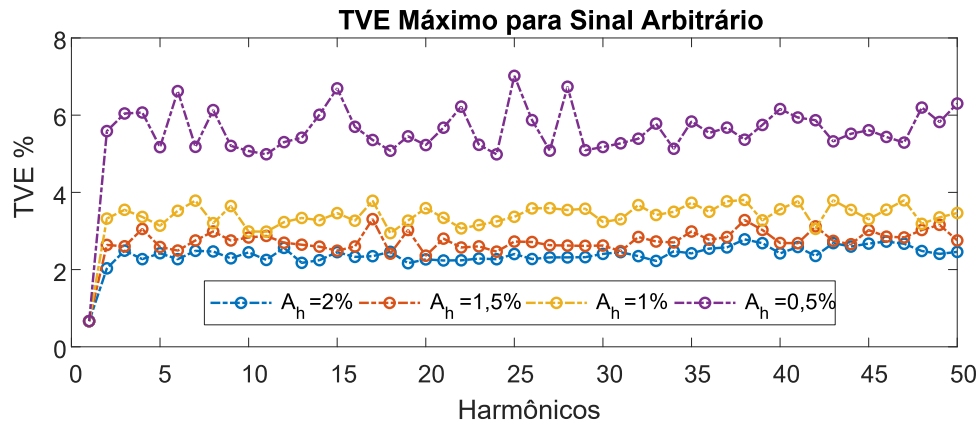


Fonte: Próprio autor.

No caso de frequência variando em rampa de  $1\text{Hz}$  apenas o método TFT não obteve valores abaixo de  $1\%$ . Novamente, o estimador de frequência não mostrou diferenças significativas no desempenho do método B-Spline proposto.

Para avaliar o comportamento da estimação baseada no interpolador B-Spline em casos mais exigentes, foi proposto um sinal arbitrário com frequência fundamental de  $57,5\text{Hz}$ , presença de todas os harmônicos até a quinquagésima ordem com diferentes energias, modulação de amplitude de todas as componentes e ruído. A Figura 37 mostra os valores de TVE

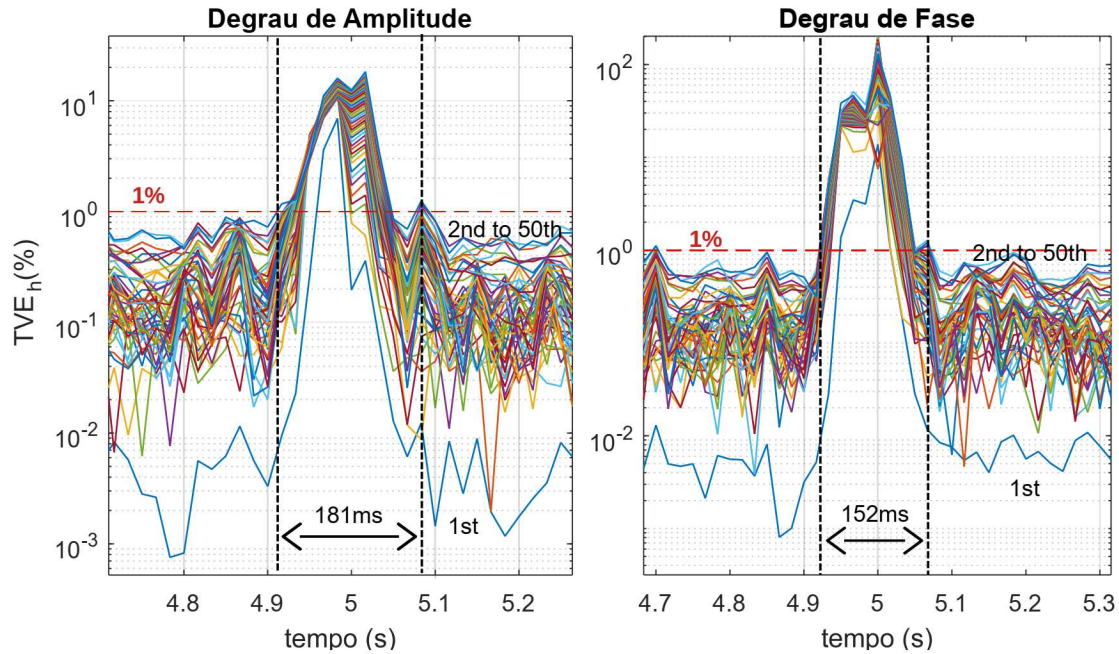
Figura 37 –  $TVE_h$  máximo para sinal arbitrário com diferentes amplitudes de harmônicos e  $SNR = 60dB$ .



Fonte: Próprio autor.

Para casos de degrau na amplitude e fase, a norma IEC/IEEE sugere um limite de  $7/F_S$  segundos para retorno do valor de TVE abaixo do limite de 1%. Portanto, para uma frequência de reporte  $F_S = 60Hz$  tem-se  $116,67ms$ , para  $F_S = 30Hz$  tem-se  $233,33ms$ . A seguir são mostrados os valores de  $TVE_h$  para todas as 50 componentes estimadas pelo método proposto e frequência de amostragem de  $15360Hz$ .

Figura 38 – Teste de degrau na amplitude e fase em termos de  $TVE_h$ .  
 $A_h = 5\%$  e  $SNR = 60dB$ .



Fonte: Próprio autor.

Na figura 38 são mostrados os tempos dos piores casos para degrau na amplitude e fase, 181ms e 152ms, respectivamente. Nota-se que, caso adotada uma taxa de reporte de medições  $F_S$  igual a metade frequência nominal (30Hz), a metodologia é capaz de atender aos limiares de tempo de convergência sugerido para a fundamental em todas as componentes harmônicas.

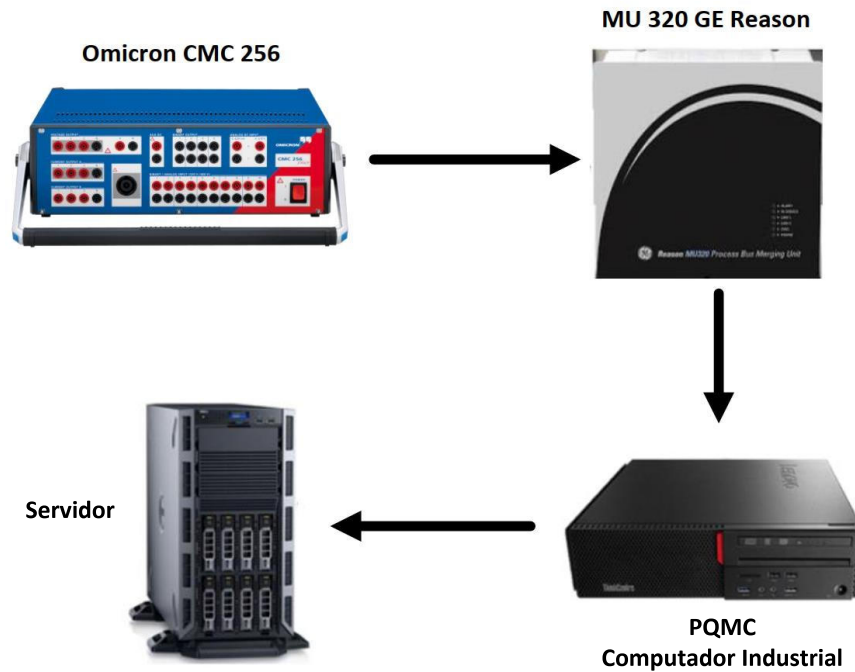
#### 4.2.1 Implementação em tempo real

Para validar a o método proposto em tempo real, o algoritmo foi implementado na estrutura PQMC (*Power Quality Monitoring Central*), como proposto em (ASS<sup>+</sup>22). O PQMC é baseado em uma arquitetura computacional que executa aplicações de software que são capazes de processar amostras dos sinais e produzir resultados em tempo real. O setup dos equipamentos utilizados para a validação em tempo real está apresentada na Figura 39.

De acordo com a Figura 39, a fonte de sinais Omicron CMC 256 gera os casos de teste descritos na Tabela 3. Estes sinais são aquisitados por uma *Merging Unity* (MU) que publica as amostras de acordo com a IEC 61850-9-2 LE (SV). As amostras dos sinais são enviadas via rede para o PQMC, que executa os algoritmos descritos no



Figura 39 – Equipamentos utilizados para o teste em tempo real.



Fonte: Próprio autor.

Capítulo 3 e gera os resultados de estimação dos fasores harmônicos em tempo real. Os resultados são então armazenados em um servidor para análises posteriores.

Diversos testes foram realizados no PQMC e os resultados são mostrados a seguir na Tabela 14 para harmônicos com 5 % de magnitude e na Tabela 15 para harmônicos com 10 % de magnitude. Estes resultados foram gerados a partir dos erros de todas as 50 componentes harmônicas do sinal. Ou seja, o  $TVE_{avg}$  é a média do  $TVE_h$  de todas as componentes para o caso de teste. Já o  $TVE_{max}$  é o  $TVE_h$  máximo obtido dentre todas as 50 componentes presentes no sinal.

Os resultados de  $TVE_h$  mostrados nas Tabelas 14 e 15 foram gerados a partir de fasores estimados no tempo para cada ciclo do sinal. São mostrados os valores médio ( $TVE_{avg}$ ), máximo ( $TVE_{max}$ ) e desvio padrão ( $\delta$ ) de TVE, considerando-se cinquenta componentes de frequência em cada teste. Em ambos os cenários de amplitude de harmônicos, a estimação de fasores harmônicos apresenta erros menores que o limite colocado pela norma IEC/IEEE para a componente fundamental, mostrando a acurácia para as componentes de mais elevada ordem utilizando o método proposto em tempo real.



Tabela 14 – Valores máximo, médio e de desvio padrão do  $TVE_h$  a partir da implementação no PQMC para  $A_h = 5\%$ .

Sinais de teste	$TVE_{avg}(\%)$	$TVE_{max}(\%)$	$\delta(\%)$
<b>Frequência off-nominal</b>	0.226	0.819	0.132
<b>Rampa de Frequência</b>	0.235	0.797	0.127
<b>Modulação de Amplitude (AM)</b>	1.122	2.216	0.528
<b>Modulação de fase (PM)</b>	0.778	1.547	0.347

Fonte: Próprio autor.

Tabela 15 – Valores máximo, médio e de desvio padrão do  $TVE_h$  a partir da implementação no PQMC para  $A_h = 10\%$ .

Sinais de teste	$TVE_{avg}(\%)$	$TVE_{max}(\%)$	$\delta(\%)$
<b>Frequência off-nominal</b>	0.120	0.434	0.061
<b>Rampa de frequência</b>	0.116	0.382	0.060
<b>Modulação de Amplitude (AM)</b>	1.415	2.198	0.656
<b>Modulação de fase (PM)</b>	0.759	1.388	0.361

Fonte: Próprio autor.

#### 4.2.2 Esforço computacional da Estimação de Fasores Harmônicos

Como já introduzido nos capítulos anteriores, o método proposto possui baixo custo computacional, possibilitando a implementação em hardwares de baixo custo. Com isso, espera-se que as plataformas já existentes de PMUs e  $\mu$ PMUs possam ser atualizadas a fim de também estimar fasores harmônicos. As estratégias de monitoramento avançado de SEPs, como as WAMS (LZZ+16), poderiam ter grandes benefícios com essa funcionalidade.

Para um frequência de amostragem igual a  $7680Hz$ , os métodos TFT, SIFE ou HPE, para cada estimacão a ser reportada, realizam pelo menos 55152 multiplicações e 27504 somas. Já o método FT FIR (Flat Top) utiliza filtros FIR com janelas de 7 ciclos da fundamental. Ou seja, para 128 pontos por ciclo têm-se 57600 produtos e 50850 somas para estimar 50 componentes do sinal simultaneamente.

O Estimador B-Spline de Fasores Harmônicos executa apenas 5952 multiplicações e 5241 somas para extrair 50 componentes fasoriais harmônicos, para cada janela de um ciclo da componente fundamental. O método proposto possui um custo computacional

substancialmente inferior, como esperado, sendo baseado na interpolação B-spline em tempo real que usa uma janela de processamento de 4 amostras e na DFT (FFT) clássica. A análise de esforço considerou as operações trigonométricas tabelas e cálculo dos coeficientes de filtro *offline*, ou seja, é considerado o número de operações que um sistema de hardware precisa executar para a operação do sistema de estimação.

Tabela 16 – Número de operações em hardware da estimação fasorial para considerando  $F_{sampling} = 7680Hz$ .

Operações	Método Proposto	FT-FIR ( <i>Flat-Top FIR</i> ) (DZBB19)	Redução do custo computacional
Produtos	5952	57600	89,67(%)
Somas	5241	50850	89,96(%)
Total	11193	108450	89,68(%)

Fonte: Próprio autor.

### 4.3 Conclusões do Capítulo

No presente capítulo foram apresentados resultados da estimação de fasores harmônicos através no método B-spline seguido da DFT. Os resultados mostram que o efeito de espalhamento espectral inerente de Transformada de Fourier é substancialmente reduzido, sendo obtidos valores de  $TVE_h$  inferiores aos colocados pela norma IEC/IEEE para a frequência fundamental.

## 5 Conclusões

Para um melhor monitoramento dos parâmetros e grandezas presentes nas redes elétricas, equipamentos cada vez mais modernos e com novas funcionalidades vem sendo desenvolvidos. No caso das unidades de medição fasorial (PMUs), a IEEE C37.118.1 descreve e quantifica o desempenho esperado de uma PMU para monitoração da rede elétrica. Estas unidades de medição tem como principal função extraírem os parâmetros de magnitude, ângulo de fase, frequência e taxa de variação da frequência (do inglês, *rate of change of frequency*) (ROCOF) di componente fundamental, próximo do tempo real. Comumente os sinais presentes no sistema elétrico são afetados pela presença de conteúdo harmônico, ruído, mudanças do estado do SEP ou ações de proteção e controle. Como exemplo, têm-se harmônicos introduzidos por cargas não lineares e fontes de geração renováveis com interface de eletrônica de potência, degraus na fase causados pelo chaveamento de elementos reativos e ruídos randômicos introduzidos, por exemplo, por fornos à arco. Todas essas características tornam os sinais variantes no tempo e para analisá-los se fazem necessárias técnicas de processamento de sinais mais elaboradas.

Este trabalho discute a aplicação de algoritmos de reamostragem como uma etapa de pré-processamento necessária para métodos de estimação de fasores harmônicos baseados na DFT. O objetivo foi desenvolver e apresentar uma estratégia de processamento capaz de produzir estimações dos fasores da frequência fundamental e suas múltiplas, em situações variantes no tempo e na presença de ruídos, e adicionalmente que sejam computacionalmente leves para serem implementados em hardware de baixo custo.

O desempenho do método foi comparado com quatro outros algoritmos recentemente utilizados na literatura, sendo eles o TFT, SIFE, HPE e o FT FIR. A metodologia proposta resulta em medições de qualidade com baixo custo computacional.

Neste sentido a principal contribuição desta tese foi mostrar que métodos baseados na DFT, com uma etapa de reamostragem e de estimação adequada da frequência fundamental são capazes de atingir estes objetivos, ou seja, boa acurácia e baixo esforço computacional. Este resultado é contrário a tendência das pesquisas atuais, que tendem a utilizar metodologias complexas e com elevado esforço computacional. Também como contribuição, é apresentada uma abordagem unificada para os diferentes interpoladores com a estrutura de Farrow. Por fim, a execução em tempo real do método proposto foi validada através de sua implementação em um computador industrial utilizando o protocolo IEC 61850-9-2 LE (SV).

Apesar do método ter sido testado em cenários com ruído, a estimação dos fasores degrada a medida que a relação sinal ruído diminui, como esperado. A taxa

de reporte está limitada a 30 medições por segundo a fim de se respeitar os limites de latência para Classe M de PMUs impostos pela IEC 60255-118-1. Entretanto, entende-se que uma taxa de reporte de 30Hz para medições de fasores harmônicos é suficiente para a grande maioria das aplicações atuais e que ainda estão por vir.

### 5.1 Propostas para Trabalhos Futuros

Como propostas de sequência da pesquisa desenvolvida, pretende-se:

- Encontrar métodos de estimação de frequência computacionalmente leves, com boa capacidade de rastreamento e menos sensíveis a modulações no sinal de entrada.
- Estudar estratégias para redução da latência presente na estimação.
- Propor um conjunto de métrica padrão e conjunto de testes para analisar o desempenho de estimadores harmônicos em regime dinâmico;
- Propor técnicas para melhorar a estimação de fasores em ambientes de alto nível de ruído.
- Adequação e avaliação de requisitos para estimação de Interharmônicos

## REFERÊNCIAS

- 60218 IEC/IEEE 60255-118-1-Standard, *Synchrophasors for power systems - measurements*.
- AK13 Carlos Frederico M Almeida and Nelson Kagan, *Harmonic state estimation through optimal monitoring systems*, IEEE Transactions on Smart Grid **4** (2013), no. 1, 467–478.
- AOJ<sup>+</sup>14 Reza Arghandeh, Ahmet Onen, Jaesung Jung, Danling Cheng, Robert P Broadwater, and Virgilio Centeno, *Phasor-based assessment for harmonic sources in distribution networks*, Electric power systems research **116** (2014), 94–105.
- ASDL20 Renato R Aleixo, Leandro RM Silva, Carlos A Duque, and Marcelo AA Lima, *Micro-pmu based on savitzky-golay filter*, IET Generation, Transmission & Distribution **14** (2020), no. 11, 2092–2099.
- ASS<sup>+</sup>22 Matheus Alberto, Guilherme M Soares, Leandro RM Silva, Carlos A Duque, Ildemar C Decker, Paulo F Ribeiro, Eden LC Junio, Alexandre D Fvaro, and Luis Fernando Passos, *Newly implemented real-time pq monitoring for transmission 4.0 substations*, Electric Power Systems Research **204** (2022), 107709.
- AT10 Magnus Akke and James S Thorp, *Sample value adjustment improves phasor estimation at off-nominal frequencies*, IEEE Transactions on Power Delivery **25** (2010), no. 4, 2255–2263.
- AT18 Shaik Affijulla and Praveen Tripathy, *Development of dictionary-based phasor estimator suitable for p-class phasor measurement unit*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **67** (2018), no. 11, 2603–2615.
- BB09 Dariusz Borkowski and Andrzej Bien, *Improvement of accuracy of power system spectral analysis by coherent resampling*, IEEE Transactions on Power Delivery **24** (2009), no. 3, 1004–1013.
- BFP15 Daniel Belega, Daniele Fontanelli, and Dario Petri, *Dynamic phasor and frequency measurements by an improved taylor weighted least squares algorithm*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **64** (2015), no. 8, 2165–2178.
- BIKZ21 Jaepil Ban, Jaebeom Im, Young-Jin Kim, and Junbo Zhao, *Decentralization of phasor-aided state estimation using local state vector extension*, IEEE Transactions on Power Systems **36** (2021), no. 5, 4645–4659.
- BK21 Abdullahi Bamigbade and Vinod Khadkikar, *Benchmarking of different orthogonal signal generator configurations for sozi pll applications*, 2021 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), IEEE, 2021, pp. 1–6.

- BSN15 Andrew M Berg, Hossein Salehfar, and Arash Nejadpak, *Synchrophasor technology: Applications and benefits over conventional measurement*, Electro/Information Technology (EIT), 2015 IEEE International Conference on, IEEE, 2015, pp. 158–164.
- C<sup>+</sup>15 IEC-International Electrotechnical Commission et al., *Iec 61000-4-30*.
- CDLRP<sup>+</sup>93 Virgilio Centeno, Jaime De La Ree, AG Phadke, Gary Michel, RJ Murphy, and RO Burnett, *Adaptive out-of-step relaying using phasor measurement techniques*, IEEE Computer Applications in Power **6** (1993), no. 4, 12–17.
- CKLH14 M Chakir, I Kamwa, and H Le Huy, *Extended c37. 118.1 pmu algorithms for joint tracking of fundamental and harmonic phasors in stressed power systems and microgrids*, IEEE transactions on power delivery **29** (2014), no. 3, 1465–1480.
- CLM09 Andrea Carta, Nicola Locci, and Carlo Muscas, *A pmu for the measurement of synchronized harmonic phasors in three-phase distribution networks*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement **58** (2009), no. 10, 3723–3730.
- CRS18 Kapil Chauhan, Motakatla Venkateswara Reddy, and Ranjana Sodhi, *A novel distribution-level phasor estimation algorithm using empirical wavelet transform*, IEEE Transactions on Industrial Electronics **65** (2018), no. 10, 7984–7995.
- CRSC14 C.A., P.F Ribeiro, P.M Silveira, C. A. Duque, and A.S. Cerqueira, *Power systems signal processing for smart grids*, vol. 1, Wiley, 2014.
- CW20 Qiushi Cui and Yang Weng, *Enhance high impedance fault detection and location accuracy via  $\mu$  -pmus*, IEEE Transactions on Smart Grid **11** (2020), no. 1, 797–809.
- CZW<sup>+</sup>18a Lei Chen, Wei Zhao, Fuping Wang, Qing Wang, and Songling Huang, *An interharmonic phasor and frequency estimator for subsynchronous oscillation identification and monitoring*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **68** (2018), no. 6, 1714–1723.
- CZW<sup>+</sup>18b Lei Chen, Wei Zhao, Qing Wang, Fuping Wang, and Songling Huang, *Dynamic harmonic synchrophasor estimator based on sinc interpolation functions*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **68** (2018), no. 9, 3054–3065.
- CZWH19 Lei Chen, Wei Zhao, Fuping Wang, and Songling Huang, *Harmonic phasor estimator for p-class phasor measurement units*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **69** (2019), no. 4, 1556–1565.
- CZX<sup>+</sup>20 Lei Chen, Wei Zhao, Xiaorong Xie, Dongfang Zhao, and Songling Huang, *Harmonic phasor estimation based on frequency-domain sampling theorem*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **70** (2020), 1–10.

- DDA<sup>+</sup>06 IC Decker, D Dotta, MN Agostini, SL Zimath, and AS De Silva, *Performance of a synchronized phasor measurements system in the brazilian power system*, 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting, IEEE, 2006, pp. 8–pp.
- DDA<sup>+</sup>08 IC Decker, D Dotta, MN Agostini, AS Silva, BT Meyer, and SL Zimath, *Installation and monitoring experiences of the first synchronized measurement system in the brazilian national grid*, 2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, IEEE, 2008, pp. 1–7.
- DM13 Ruipeng Diao and Qingfeng Meng, *An interpolation algorithm for discrete fourier transforms of weighted damped sinusoidal signals*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **63** (2013), no. 6, 1505–1513.
- dMPVO16 Igor Delgado de Melo, José Luiz Rezende Pereira, Abílio Manuel Variz, and Bráulio César Oliveira, *Harmonic state estimation for distribution systems based on synchrophasors*, 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), IEEE, 2016, pp. 1–6.
- dOAR<sup>+</sup>21 Mateus M de Oliveira, Renato R Aleixo, Denise F Resende, Leandro RM Silva, Rafael S Salles, Carlos A Duque, and Paulo F Ribeiro, *Dynamic impedance estimation: Challenges and considerations*, Applied Sciences **11** (2021), no. 2, 558.
- DODJRRCR21 Paulo M. De Oliveira-De Jesus, Nestor A. Rodriguez, David F. Celeita, and Gustavo A. Ramos, *Pmu-based system state estimation for multigrounded distribution systems*, IEEE Transactions on Power Systems **36** (2021), no. 2, 1071–1081.
- dOPA<sup>+</sup>18 Bráulio César de Oliveira, José LR Pereira, Guilherme de O Alves, Igor D Melo, Matheus A de Souza, and Paulo AN Garcia, *Decentralized three-phase distribution system static state estimation based on phasor measurement units*, Electric Power Systems Research **160** (2018), 327–336.
- DRP17 Asja Derviškadić, Paolo Romano, and Mario Paolone, *Iterative-interpolated dft for synchrophasor estimation: A single algorithm for p-and m-class compliant pmus*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **67** (2017), no. 3, 547–558.
- DZB16 Krzysztof Duda, Tomasz P Zieliński, and Szymon H Barcentewicz, *Perfectly flat-top and equiripple flat-top cosine windows*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **65** (2016), no. 7, 1558–1567.
- DZBB19 Krzysztof Duda, Tomasz P Zieliński, Andrzej Bień, and Szymon H Barcentewicz, *Harmonic phasor estimation with flat-top fir filter*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **69** (2019), no. 5, 2039–2047.

- FDP<sup>+</sup>19 Guglielmo Frigo, A Derviškadić, Paolo Attilio Pegoraro, Carlo Muscas, and Mario Paolone, *Harmonic phasor measurements in real-world pmu-based acquisitions*, 2019 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), IEEE, 2019, pp. 1–6.
- FLTB18 Jingyang Fang, Hongchang Li, Yi Tang, and Frede Blaabjerg, *On the inertia of future more-electronics power systems*, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics **7** (2018), no. 4, 2130–2146.
- FW13 A Farzanehrafat and Neville R Watson, *Power quality state estimator for smart distribution grids*, IEEE Transactions on Power Systems **28** (2013), no. 3, 2183–2191.
- GAR<sup>+</sup>16 Christophe Ghafari, Hamada Almasalma, Bertrand Raison, Nouredine Hadjsaid, Raphaël Caire, and Eric Martin, *Phasors estimation at offnominal frequencies through an enhanced-sva method with a fixed sampling clock*, IEEE Transactions on Power Delivery **32** (2016), no. 4, 1766–1775.
- GM17 Almasalma H. Raison B. Hadjsaid N. Caire R. Ghafari, C. and E. Martin, *Phasors estimation at offnominal frequencies through an enhanced-sva method with a fixed sampling clock*, IEEE Transactions on Power Delivery **32** (2017), no. 4, 1766–1775.
- IEE95 IEEE, *Ieee 1344-1995 - ieee standard for synchrophasors for power systems*, 1995.
- IEE05 \_\_\_\_\_, *Eee c37.118-2005 - ieee standard for synchrophasors for power systems*, 2005.
- IEE11a \_\_\_\_\_, *C37.118.1a - ieee standard for synchrophasors measurement for power systems*, 2011.
- IEE11b \_\_\_\_\_, *C37.118.2b - ieee standard for synchrophasors data transfer for power systems*, 2011.
- IEE14 \_\_\_\_\_, *37.118.1a - ieee standard for synchrophasor measurements for power systems - amendment 1: Modification of selected performance requirements*, 2014.
- Jaa09 Kiusalaas Jaan, *Numerical methods in engineering with matlab*, 2009.
- JJS16 Sachin K Jain, Preeti Jain, and Sri Niwas Singh, *A fast harmonic phasor measurement method for smart grid applications*, IEEE Transactions on Smart Grid **8** (2016), no. 1, 493–502.
- JMP18 Babak Jafarpisheh, Seyed M Madani, and Farzad Parvaresh, *Phasor estimation algorithm based on complex frequency filters for digital relaying*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **67** (2018), no. 3, 582–592.



- Joh10 N Johnston, *Numerical methods in engineering with matlab*, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers **224** (2010), no. B7, 1158.
- Kap19 Eder Barboza Kapisch, *Estimacao de frequencia e deteccao de novidades aplicadas a compressao de sinais eletricos de potencia*, Ph.D. thesis, Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), 2019.
- LZZ<sup>+</sup>16 Yong Liu, Lingwei Zhan, Ye Zhang, Penn N Markham, Dao Zhou, Jiahui Guo, Yin Lei, Gefei Kou, Wenxuan Yao, Jidong Chai, et al., *Wide-area-measurement system development at the distribution level: an fnet/grideye example*, IEEE Transactions on Power Delivery **31** (2016), no. 2, 721–731.
- M<sup>+</sup>11 Carlos Henrique Nascimento Martins et al., *Plataforma de processamento de sinais para aplicações em sistemas de potência*.
- M<sup>+</sup>14 HLM Monteiro et al., *Cálculo de harmônicos e inter-harmônicos baseado na norma iec 61000-4-7*, Dissertação (Mestrado) (2014).
- MBGLRH<sup>+</sup>19 Arturo Mejia-Barron, David Granados-Lieberman, Jose R Razo-Hernandez, Juan P Amezcuita-Sanchez, and Martin Valtierra-Rodriguez, *Harmonic pmu algorithm based on complex filters and instantaneous single-sideband modulation*, Electronics **8** (2019), no. 2, 135.
- MD92 Allan JV Miller and Michael B Dewe, *Multichannel continuous harmonic analysis in real-time*, IEEE transactions on power delivery **7** (1992), no. 4, 1813–1819.
- MK06 Sanjit Kumar Mitra and Yonghong Kuo, *Digital signal processing: a computer-based approach*, vol. 2, McGraw-Hill Higher Education New York, 2006.
- Mol04 Cleve B Moler, *Numerical computing with matlab*, SIAM, 2004.
- MPM<sup>+</sup>16 Salish Maharjan, Jimmy C-H Peng, Jorge Elizondo Martinez, Weidong Xiao, Po-Hsu Huang, and James L Kirtley, *Improved sample value adjustment for synchrophasor estimation at off-nominal power system conditions*, IEEE Transactions on Power Delivery **32** (2016), no. 1, 33–44.
- MSPL17 Martinez J. E. Xiao W. Huang P. H. Maharjan S. Peng, J. C. H. and Kirtley J. L., *Improved sample value adjustment for synchrophasor estimation at off-nominal power system conditions*, IEEE Transactions on on Power Delivery **32** (2017), no. 1, 33–44.
- NBFG18 Claudio Narduzzi, Matteo Bertocco, Guglielmo Frigo, and Giada Giorgi, *Fast tfm multifrequency phasor measurement for distribution networks*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **67** (2018), no. 8, 1825–1835.

- NP05 Reynaldo F Nuqui and Arun G Phadke, *Phasor measurement unit placement techniques for complete and incomplete observability*, IEEE Transactions on Power Delivery **20** (2005), no. 4, 2381–2388.
- Pet08 Davor Petrinovic, *Causal cubic splines: Formulations, interpolation properties and implementations*, IEEE Transactions on Signal Processing **56** (2008), no. 11, 5442–5453.
- PGdlOS10 Miguel Angel Platas-Garza and José Antonio de la O Serna, *Dynamic harmonic analysis through taylor–fourier transform*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **60** (2010), no. 3, 804–813.
- Pha93 Arun G Phadke, *Synchronized phasor measurements in power systems*, IEEE Computer Applications in power **6** (1993), no. 2, 10–15.
- PMŠ<sup>+</sup>18 Igor Papič, Dejan Matvoz, Aljaž Špelko, Wilsun Xu, Yang Wang, Dave Mueller, Carl Miller, Paulo F Ribeiro, Roberto Langella, and Alfredo Testa, *A benchmark test system to evaluate methods of harmonic contribution determination*, IEEE Transactions on Power Delivery **34** (2018), no. 1, 23–31.
- PT08 Arun G Phadke and John Samuel Thorp, *Synchronized phasor measurements and their applications*, vol. 1, Springer, 2008.
- RP14 Paolo Romano and Mario Paolone, *Enhanced interpolated-dft for synchrophasor estimation in fpgas: Theory, implementation, and validation of a pmu prototype*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **63** (2014), no. 12, 2824–2836.
- RPC<sup>+</sup>17 Paolo Romano, Mario Paolone, Thomas Chau, Ben Jeppesen, and Elias Ahmed, *A high-performance, low-cost pmu prototype for distribution networks based on fpga*, PowerTech, 2017 IEEE Manchester, IEEE, 2017, pp. 1–6.
- RS19 Motakatla Venkateswara Reddy and Ranjana Sodhi, *An open-loop fundamental and harmonic phasor estimator for single-phase voltage signals*, IEEE Transactions on Industrial Informatics **16** (2019), no. 7, 4535–4546.
- RUWP13 Chawasak Rakpenthai, Sermsak Uatrongjit, Neville R Watson, and Suttichai Premrudeepreechacharn, *On harmonic state estimation of power system with uncertain network parameters*, IEEE Transactions on Power Systems **28** (2013), no. 4, 4829–4838.
- SASF19 Jiadong Sun, Elias Aboutanios, David B Smith, and John E Fletcher, *Robust frequency, phase, and amplitude estimation in power systems considering harmonics*, IEEE Transactions on Power Delivery **35** (2019), no. 3, 1158–1168.
- Sch46 Isaac Jacob Schoenberg, *Contributions to the problem of approximation of equidistant data by analytic functions. part b. on the problem of osculatory interpolation. a second class of analytic approximation formulae*, Quarterly of Applied Mathematics **4** (1946), no. 2, 112–141.

- SLX<sup>+</sup>20 Yuanyuan Sun, Shurong Li, Qingshen Xu, Xiangmin Xie, Zongshuai Jin, Fang Shi, and Hengxu Zhang, *Harmonic contribution evaluation based on the distribution-level pmus*, IEEE Transactions on Power Delivery (2020).
- SLX<sup>+</sup>21 ———, *Harmonic contribution evaluation based on the distribution-level pmus*, IEEE Transactions on Power Delivery **36** (2021), no. 2, 909–919.
- SML96 R. G. Stockwell, L. Mansinha, and R. P. Lowe, *Localization of the complex spectrum: the  $s$  transform*, IEEE Transactions on Signal Processing **44** (1996), no. 4, 998–1001.
- SN17 Kleber Melo Silva and Francisco AO Nascimento, *Modified dft-based phasor estimation algorithms for numerical relaying applications*, IEEE Transactions on Power Delivery **33** (2017), no. 3, 1165–1173.
- SS19 Nikhil Kumar Sharma and Subhransu Ranjan Samantaray, *Pmu assisted integrated impedance angle-based microgrid protection scheme*, IEEE Transactions on Power Delivery **35** (2019), no. 1, 183–193.
- TMF17 Chathura Thilakarathne, Lasantha Meegahapola, and Nuwantha Fernando, *Improved synchrophasor models for power system dynamic stability evaluation based on iee c37. 118.1 reference architecture*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **66** (2017), no. 11, 2937–2947.
- TML<sup>+</sup>18 Pietro Tosato, David Macii, Mario Luiso, Davide Brunelli, Daniele Gallo, and Carmine Landi, *A tuned lightweight estimation algorithm for low-cost phasor measurement units*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **67** (2018), no. 5, 1047–1057.
- Uns99 Michael Unser, *Splines: A perfect fit for signal and image processing*, IEEE Signal processing magazine **16** (1999), no. 6, 22–38.
- VI12 Francesco Vasca and Luigi Iannelli, *Dynamics and control of switched electronic systems: advanced perspectives for modeling, simulation and control of power converters*, Springer, 2012.
- VMCMA14 Alexandra Von Meier, David Culler, Alex McEachern, and Reza Arghandeh, *Micro-synchrophasors for distribution systems*, Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2014 IEEE PES, IEEE, 2014, pp. 1–5.
- VMSM<sup>+</sup>17 Alexandra Von Meier, Emma Stewart, Alex McEachern, Michael Andersen, and Laura Mehrmanesh, *Precision micro-synchrophasors for distribution systems: A summary of applications*, IEEE Transactions on Smart Grid **8** (2017), no. 6, 2926–2936.
- WC DL17 Paul S Wright, Andreas Elmholdt Christensen, Peter N Davis, and Torsten Lippert, *Multiple-site amplitude and phase measurements of harmonics for analysis of harmonic propagation on bornholm island*,

- IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **66** (2017), no. 6, 1176–1183.
- WMCS18 Chenchen Wu, Mario E Magaña, and Eduardo Cotilla-Sánchez, *Dynamic frequency and amplitude estimation for three-phase unbalanced power systems using the unscented kalman filter*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **68** (2018), no. 9, 3387–3395.
- XC96 Jiangtao Xi and Joe F Chicharo, *A new algorithm for improving the accuracy of periodic signal analysis*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **45** (1996), no. 4, 827–831.
- YZLL18 Jiliang Yi, Man Zhou, Zhongqi Li, and Junjun Li, *A novel technique for fundamental and harmonic parameter estimation using nonergodic  $s$ -transform*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **68** (2018), no. 10, 3503–3513.
- ZAZY19 Wei Zhou, Omid Ardakanian, Hai-Tao Zhang, and Ye Yuan, *Bayesian learning-based harmonic state estimation in distribution systems with smart meter and dpmu data*, IEEE Transactions on Smart Grid **11** (2019), no. 1, 832–845.
- ZAZY20 ———, *Bayesian learning-based harmonic state estimation in distribution systems with smart meter and dpmu data*, IEEE Transactions on Smart Grid **11** (2020), no. 1, 832–845.
- ZDA13 V Zimmer, IC Decker, and MN Agostini, *Disturbance location in the brazilian electric power system using synchrophasors*, 2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America), IEEE, 2013, pp. 1–8.
- ZK20 Žarko Zečević and Božo Krstajić, *Dynamic harmonic phasor estimation by adaptive taylor-based bandpass filter*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **70** (2020), 1–9.
- ZLC<sup>+</sup>15 Lingwei Zhan, Yong Liu, Jerel Culliss, Jianyang Zhao, and Yilu Liu, *Dynamic single-phase synchronized phase and frequency estimation at the distribution level*, IEEE Transactions on Smart Grid **6** (2015), no. 4, 2013–2022.