

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

**Thiago Ribeiro Furtado de Mendonça**

**Filtro Hanning Modificado com Tamanho de Janela Variável para Estimação de  
Amplitude do Sinal da Rede Elétrica.**

**Juiz de Fora**  
**2015**

**Thiago Ribeiro Furtado de Mendonça**

**Filtro Hanning Modificado com Tamanho de Janela Variável para Estimação de  
Amplitude do Sinal da Rede Elétrica**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, na área de concentração em Sistemas Eletrônicos, como requisito parcial a obtenção do título de Mestre.

Orientador: Prof. Carlos Augusto Duque, Dr. Eng.

**Juiz de Fora**

**2015**

Ficha catalográfica elaborada através do programa de geração automática da Biblioteca Universitária da UFJF, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Mendonça, Thiago Ribeiro Furtado de.

Filtro Hanning Modificado com Tamanho de Janela Variável para Estimação de Amplitude do Sinal da Rede Elétrica / Thiago Ribeiro Furtado de Mendonça. -- 2015.

84 f. : il.

Orientador: Carlos Augusto Duque

Dissertação (mestrado acadêmico) - Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.

1. Filtro Hanning Modificado. 2. Janelamento Variável. 3. Estimação de Amplitude. 4. Remoção de Harmônicos. 5. Atenuação de Inter-harmônicos. I. Duque, Carlos Augusto, orient. II. Título.

**Thiago Ribeiro Furtado de Mendonça**

**Filtro Hanning Modificado com Tamanho de Janela Variável para Estimação de Amplitude do Sinal da Rede Elétrica.**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, na área de concentração em Sistemas Eletrônicos, como requisito parcial a obtenção do título de Mestre

Aprovada em 13 de Julho de 2015

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Carlos Augusto Duque, Dr. Eng.  
Universidade Federal de Juiz de Fora  
Orientador

---

Prof. Rafael Antunes Nóbrega, Dr. Eng.  
Universidade Federal de Juiz de Fora

---

Prof. Danton Diego Ferreira, Dr. Eng.  
Universidade Federal de Lavras

## **AGRADECIMENTOS**

Agradecer aos meus pais, que sempre me apoiaram nos estudos e me auxiliaram em todas as decisões da vida.

Aos meus irmãos, pela amizade e companhia que sei que terei para sempre.

Gostaria de agradecer ao professor Dr. Carlos Augusto Duque, pela orientação, ideias e discussões que certamente foram essenciais para a conclusão deste trabalho. Gostaria de agradecer também a colega Milena F. Pinto por todas as dicas e suporte durante o mestrado.

A todos os professores que me ajudaram a entender um pouco mais sobre o vasto campo da engenharia elétrica.

Gostaria de agradecer também aos amigos que fiz durante o curso, com os quais aprendi muito, estudei muito e me diverti muito.

*“O Verdadeiro Sábio é o Eterno Aprendiz”*

*Sócrates*

## Resumo

Em face ao aumento da demanda por energia elétrica e maior confiabilidade em seu fornecimento, diversas metodologias de controle e proteção da rede elétrica estão sendo desenvolvidas. Para isso é de fundamental importância a utilização de técnicas de processamento de sinais que permitam a extração de forma precisa e rápida dos parâmetros da rede elétrica. O advento de novas tecnologias permitiu a modernização dos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, melhorando a eficiência energética e confiabilidade. Por outro lado, observou-se a proliferação na indústria de novas cargas, em sua maioria de natureza não linear, responsáveis pela geração de componentes harmônicos e inter-harmônicos que distorcem o sinal do sistema elétrico (tensão e corrente), dificultando a estimação de parâmetros importantes. Com o intuito de continuar provendo energia de forma segura e confiável, alguns pré-requisitos devem ser atendidos, tais como a baixa distorção harmônica, amplitude estável, baixa oscilação da frequência fundamental, entre outros. Hoje em dia, devido ao maior nível de cargas e equipamentos não lineares conectados a rede, rastrear estes parâmetros de qualidade de energia não é uma tarefa fácil. Para isso, novas técnicas de processamento de sinais devem ser combinadas às teorias de sistemas de potência como forma de estimar e acompanhar as mudanças destes parâmetros. Nesse contexto, diversos algoritmos vêm sendo implementados, cada um com suas especificidades e desempenho. O presente trabalho propõe o desenvolvimento de um novo filtro baseado no filtro Hanning, que é capaz de eliminar harmônicos e atenuar inter-harmônicos com maior eficiência além de ser mais estável quando se considera a implementação em ponto fixo. Este filtro foi combinado com um algoritmo capaz de ajustar seus coeficientes de acordo com a estimação da frequência fundamental de forma a garantir amostragem síncrona, ou seja, a frequência de amostragem será sempre múltipla inteira da frequência atual. Dessa forma, a estimação de amplitude e reconstrução de componentes são feitas com maior precisão mesmo quando se considera a natureza variante da frequência fundamental do sinal bem como a maior quantidade de harmônicos e inter-harmônicos presentes, retratando com maior fidelidade o sinal real do sistema de potência. Os resultados mostram-se superiores às técnicas já existentes, considerando sinais com frequências fora da nominal bem como com grande quantidade de componentes harmônicos e inter-harmônicos, atingindo uma melhoria de 74% em relação ao MAF e de quase 90% em relação ao Hanning convencional.

Palavras-chave: Estimação de Amplitude. Remoção de Harmônicos. Atenuação de Inter-harmônicos. Filtro Hanning Modificado. Janelamento Variável.

## Abstract

Due to the growing demand for energy provided in a more reliable way, several control, protection and monitoring methodologies are being developed. For this reason it is of great importance the utilization of appropriate signal processing techniques that allow a precise and fast extraction of parameters from the electrical grid. The advent of new technologies has enabled the modernization of the electric energy generation, transmission and distribution systems, improving its efficiency and service reliability. On the other hand, it was noted a widespread in the application of non-linear loads, responsible for generating harmonics and inter-harmonics components that distorts the electrical signal (voltage and current), hindering the estimation process of useful parameters. With the aim to keep providing energy in a safe and reliable way, some prerequisites must be taken into account, such as the low harmonic distortion, stable amplitude, low oscillation of the fundamental frequency among others. Nowadays, due to the widespread use of nonlinear loads and equipment coupled to the grid, tracking these power quality parameters is not an easy task. That is why novel approaches and techniques of signal processing must be combined with knowledge of power systems theory as a form to estimate and keep track of these measurements. Within this context several algorithms are being developed, each one with its specificity and performance. The present work proposes the development of a new filter, based on the Hanning filter, capable of eliminating harmonics and attenuate with more efficiency the inter-harmonic components besides being more stable for fixed point implementation. This filter is combined with an algorithm that enable the adjustment of its coefficients according to the frequency estimation, assuring a synchronous sampling process, that is, the sampling rate will always be an integer multiple of the actual system frequency. In this way, the amplitude estimation and component reconstruction are performed with better accuracy even when considering the time-varying nature of the fundamental frequency of the signal and the high amount of distortion due to harmonics and inter-harmonics, depicting with greater fidelity the true signal of power system. Results have shown better performance than the already known techniques, considering signal with off-nominal frequency as well as high level of harmonic and inter-harmonic distortion, reaching 74% of improvement in relation with MAF and almost 90% in relation of conventional Hanning.

Key-words: Amplitude Estimation. Harmonic Removal. Inter-harmonic Attenuation. Modified Hanning Filter. Variable Windowing.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1. Processo de Ajuste dos moduladores e coeficientes do filtro. ....	17
Figura 2. Filtro IIR passa baixa de 11ª ordem para separar a componente fundamental do sinal original. ....	18
Figura 3. Processo de filtragem para separar a componente de 60 Hz do sinal. ....	19
Figura 4. Resultado da DFT sem erros quando a taxa de amostragem é ótima. ....	21
Figura 5. Efeito de espalhamento devido a seleção incorreta do número de elementos a ser utilizado no algoritmo da DFT. ....	22
Figura 6. Exemplo de criação dos vetores para armazenamento dos valores de entrada e saída para execução do filtro MAF. ....	24
Figura 7. Algoritmo para filtragem recursiva utilizando o filtro média móvel. ....	25
Figura 8. Processo de modulação de um sinal cosseno de 60 Hz com uma função modulante cossenoidal de 60 Hz. ....	26
Figura 9. Diagrama para filtragem com modulação. ....	26
Figura 10. Resposta em magnitude do filtro média móvel com comprimento de janela igual ao número de amostras por ciclo. ....	27
Figura 11. Representação dos pólos e zeros no círculo complexo. ....	27
Figura 12. Conceito do ajuste dos coeficientes do filtro para que a frequência de corte acompanhe a frequência fundamental do sistema. ....	28
Figura 13. Cálculo de frequência considerando passagens consecutivas por zero. ....	30
Figura 14. Ilustração de contagens indevidas devido a ruído no sinal. ....	31
Figura 15. Fluxograma do algoritmo para estimação da frequência com <i>zero-crossing</i> . ....	32
Figura 16. Estimação da equação de reta otimizada pelo método dos mínimos quadrados. ....	33
Figura 17. Retas otimizadas pelo método dos mínimos quadrados, interceptando o valor de amplitude nula de um sinal distorcido por ruído. ....	34
Figura 18. Fluxograma do algoritmo de <i>zero-crossing</i> modificado pelo método dos mínimos quadrados. ....	36
Figura 19. Resposta em magnitude do filtro utilizado na pré-filtragem do sinal para estimação de frequência. ....	37
Figura 20. Comparação dos estimadores aplicada no sinal de teste com variação em degrau da frequência fundamental. ....	38
Figura 21. Comparação dos estimadores aplicada em um sinal de teste com variação senoidal da frequência fundamental. ....	39
Figura 22. Comparação dos estimadores aplicada em um sinal de teste com variação da frequência fundamental em rampa. ....	39

Figura 23. Exemplo de aplicação da técnica de amostragem variável para garantir um número inteiro de amostras por ciclo.....	40
Figura 24. Diagrama para cálculo das componentes em fase e em quadratura para estimação de amplitude usando um filtro média móvel.....	42
Figura 25. Diagrama para estimação de amplitude do sinal e reconstrução da componente desejada..	43
Figura 26. Implementação do método de variação do tamanho da janela com um <i>buffer</i> fixo e sobredimensionado.....	44
Figura 27. Interpolação linear para quando o tamanho de janela é fracionário.....	46
Figura 28. Diagrama para implementação de um interpolador linear com janela variável aplicado na estrutura de um filtro média móvel. ....	47
Figura 29. Diagrama completo da técnica de modulação e coeficientes ajustáveis para estimação de amplitude e reconstrução da componente fundamental. ....	47
Figura 30. Estimação de amplitude para o caso de variação em degrau da frequência usando um média móvel de janela fixa. ....	49
Figura 31. Estimação da amplitude para o caso de variação em degrau da frequência usando o algoritmo de janela ajustável proposto.....	49
Figura 32. Erro obtido com o método convencional para o primeiro sinal de teste.....	49
Figura 33. Erro obtido com o método proposto para o primeiro sinal de teste. ....	50
Figura 34. Estimação de amplitude com o método convencional de um sinal com variação em degrau na frequência além de queda momentânea na amplitude. ....	50
Figura 35. Estimação de amplitude com o método proposto de um sinal com variação em degrau na frequência além de queda momentânea na amplitude.....	51
Figura 36. Erro obtido na estimação de amplitude do sinal com variação em degrau na frequência e queda momentânea na amplitude usando o método convencional.....	51
Figura 37. Erro obtido na estimação de amplitude do sinal com variação em degrau na frequência e queda momentânea na amplitude, usando o método proposto. ....	52
Figura 38. Resposta em magnitude dos filtros média móvel e Hanning convencional com 16 amostras por ciclo da componente fundamental. ....	56
Figura 39. Representação dos pólos e zeros do plano z do filtro de Hanning modificado.....	57
Figura 40. Comparação entre a resposta em magnitude do filtro de Hanning modificado com o filtro Média Móvel (MAF).....	58
Figura 41. Diagrama completo de filtragem com filtro Hanning modificado para estimação da amplitude e reconstrução da componente fundamental. ....	58
Figura 42. Algoritmo para implementação do filtro Hanning modificado.....	60
Figura 43. Estimação de amplitude do sinal de teste usando o filtro média móvel. ....	61
Figura 44. Erro obtido ao se utilizar o filtro média móvel no sinal de teste. ....	62
Figura 45. Estimação de amplitude do sinal de teste usando o filtro Hanning Convencional. ....	62

Figura 46. Erro obtido ao se utilizar o filtro de Hanning convencional no sinal de teste. ....	63
Figura 47. Estimacão da amplitude do sinal de teste usando o filtro proposto. ....	63
Figura 48. Erro obtido ao se utilizar o filtro Hanning modificado no sinal de teste. ....	63
Figura 49. Representaco em diagrama de blocos da implementaco do filtro Hanning modificado com janela variável e estrutura de interpolao. ....	66
Figura 50. Fluxograma de desenvolvimento do algoritmo para filtro recursivo de Hanning modificado, com janelamento variável de acordo com estimacão de frequência.....	67
Figura 51. Estimacão de amplitude com filtro média móvel com janela fixa e seu respectivo erro. ....	70
Figura 52. Estimacão de amplitude com filtro média móvel com janela variável e seu respectivo erro. ....	71
Figura 53. Estimacão de amplitude com filtro Hanning com janela fixa e seu respectivo erro. ....	72
Figura 54. Estimacão de amplitude com filtro Hanning com janela variável e seu respectivo erro. ...	72
Figura 55. Estimacão de amplitude com filtro Hanning modificado com janela fixa e seu respectivo erro. ....	73
Figura 56. Estimacão de amplitude com filtro Hanning modificado com janela variável e seu respectivo erro. ....	74
Figura 57. Histograma dos erros médios de cada uma das mil iteraoes utilizando o MAF . ....	76
Figura 58. Histograma dos erros médios de cada uma das mil iteraoes utilizando o filtro Hanning convencional. ....	77
Figura 59. Histograma dos erros médios de cada uma das mil iteraoes utilizando o filtro Hanning modificado.....	77

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1. CONTEÚDO ESPECTRAL DO SINAL DE TESTE.....	61
TABELA 2. ERRO MÉDIO OBTIDO PARA OS TRÊS ALGORITMOS CONSIDERANDO O MESMO SINAL.....	64
TABELA 3. COMPOSIÇÃO ESPECTRAL DO SINAL DE TESTE PARA RESULTADOS DO FILTRO HANNING MODIFICADO COM COEFICIENTES AJUSTÁVEIS.....	69
TABELA 4. ERROS MÉDIOS OBTIDOS PARA CADA ALGORITMO DISCUTIDO NA PRESENTE DISSERTAÇÃO. .....	75
TABELA 5. MÉDIA E VARIÂNCIA DAS 1000 ITERAÇÕES, REALIZADAS PARA CADA ALGORITMO DISCUTIDO NA PRESENTE DISSERTAÇÃO. ....	76

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWGN – Ruído Gaussiano Branco Aditivo (do inglês: *Additive White Gaussian Noise*)

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

DFT – Transformada discreta de Fourier (do inglês: *Discrete Fourier Transform*)

DTFT – Transformada de Fourier em tempo discreto (do inglês: *Discrete Time Fourier Transform*)

FIR – Resposta finita ao impulso (do inglês: *Finite Impulse Response*)

IIR – Resposta infinita ao impulso (do inglês: *Infinite Impulse Response*)

IEC – *International Electrotechnical Commission*

LS – Mínimos quadrados (do inglês: *Least Squares*)

MAF – Filtro Média Móvel (do inglês: *Moving Average Filter*)

PLL – Abreviação em inglês para *phase locked loop*

SEP – Sistema Elétrico de Potência

SNR – Relação Sinal Ruído (do inglês: *Signal to Noise Ratio*)

ZC – Termo em inglês para *Zero Crossing*

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO E FORMULAÇÃO DO PROBLEMA.....	14
1.1	AMOSTRAGEM ASSÍNCRONA DEVIDO A OSCILAÇÃO DA FREQUÊNCIA.....	16
1.2	DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTERHARMÔNICAS.....	17
2	AMOSTRAGEM ASSÍNCRONA.....	21
2.1	FILTRO MÉDIA MÓVEL (MAF).....	23
2.2	ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA COMPONENTE FUNDAMENTAL.....	29
2.2.1	ZERO CROSSING.....	30
2.2.2	ZERO CROSSING MELHORADO POR MÍNIMOS QUADRADOS.....	32
2.2.3	COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS.....	36
2.3	AMOSTRAGEM VARIÁVEL.....	40
2.4	TAMANHO DE JANELA VARIÁVEL.....	41
2.4.1	INTERPOLAÇÃO DE JANELAS FRACIONÁRIAS.....	45
2.5	RESULTADOS PARCIAIS.....	48
3	FILTRO HANNING.....	53
3.1	MODIFICAÇÃO PROPOSTA.....	56
3.2	RESULTADOS PARCIAIS.....	60
3.3	CONCLUSÕES PARCIAIS.....	64
4	FILTRO HANNING MODIFICADO COM TAMANHO DE JANELA VARIÁVEL.....	65
4.1	RESULTADOS FINAIS.....	68
4.1.1	RESULTADOS FILTRO MÉDIA MÓVEL.....	70
4.1.2	RESULTADOS FILTRO HANNING.....	71
4.1.3	RESULTADOS FILTRO HANNING MODIFICADO.....	73
5	CONCLUSÃO.....	78

## 1 INTRODUÇÃO E FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O sinal amostrado proveniente do Sistema Elétrico de Potência (SEP), considerando harmônicos, inter-harmônicos e ruído, pode ser descrito conforme a equação (1). O índice  $k$  do somatório leva em conta as diversas componentes que podem existir no sinal amostrado. O vetor  $r[n]$  representa o ruído modelado como gaussiano branco presente no sinal típico do SEP. Os parâmetros  $A$ ,  $\omega$  e  $\theta$  são parâmetros desconhecidos que representam amplitude, frequência angular e fase, respectivamente, e que precisam ser mensurados para cada componente de interesse.

$$s[n] = \sum_k \{A_k[n] \cos(\omega_k[n] + \varphi_k[n])\} + r[n] \quad (1)$$

Um sinal dessa forma é extremamente complexo de se trabalhar, necessitando de técnicas de processamento de sinais computacionalmente exigentes para extrair informações úteis. Porém, conhecendo-se o sistema elétrico de potência um pouco mais a fundo, algumas conclusões podem ser tiradas quanto ao comportamento dos parâmetros do sinal da equação (1), o que facilita a utilização de certos métodos de processamento de sinais (STOICA e MOSES, 2005).

- A frequência fundamental do sistema não varia de forma abrupta e está normalmente contida dentro de faixas conhecidas, sendo detectada anomalia no sistema quando excursões elevadas são mensuradas.
- A amplitude do sinal deve se manter próximo dos valores nominais regulamentados. Porém, alterações podem existir em casos de eventos eletromagnéticos ou grandes variações de carga no sistema.
- O ruído é modelado como gaussiano branco, com variância desconhecida, mas com relação sinal ruído (do inglês: *Signal to Noise Ratio* – SNR) acima de 30 dB.
- O conteúdo espectral de um sinal típico de SEP contém magnitudes bem inferiores à componente fundamental.

A grande dificuldade que vêm sendo enfrentada nos últimos anos é com relação à alteração da natureza do sinal mencionado acima, aumentando a energia de componentes harmônicos e inter-harmônicos, maiores oscilações na frequência em certas condições entre outras características. No passado, quando a complexidade do sistema de potência era reduzida a

algumas usinas de geração local, poucas cargas não lineares e poucos equipamentos que distorciam o sinal, a estimação dos parâmetros da equação (1) para fins de monitoramento e controle eram relativamente triviais e, portanto, baseados em algoritmos e *hardwares* simples.

No entanto, a crescente demanda por energia elétrica tem motivado a integração de fontes renováveis, causando um aumento no número de equipamentos com características não lineares acoplados na rede elétrica e impactando dessa forma nos parâmetros de qualidade de energia (TRICHAKIS *et al*, 2008). Considerando estes efeitos, o problema mais severo é o nível de distorção devido às componentes harmônicas e interharmônicas, que afetam diretamente no desempenho dos dispositivos de monitoramento e nos algoritmos de estimação de parâmetros. Somado a isto, desde (BOLLEN, 2000), ainda existe certa disputa comercial entre concessionárias de energia elétrica, de forma que ocorra uma busca por melhores práticas no fornecimento de energia. Por esses e outros motivos, hoje em dia, pesquisas para desenvolvimento de novos métodos de processamento de sinais com maior precisão e robustez para ampliar a estimação de parâmetros da rede elétrica têm se tornado de grande importância além de serem exigências no processo de modernização da rede elétrica em direção às redes inteligentes (MARQUES *et al*, 2011).

Os níveis de precisão para medição e detecção de eventos relevantes relacionados à qualidade de energia são discutidos em diversos padrões internacionais, entre eles, será utilizado no presente trabalho a IEC 6100-4-30 (IEC, 2008), que define os valores de conformidade e parâmetros necessários que devem ser estimados para garantir uma operação segura da rede elétrica. Com o intuito de monitorar estes parâmetros de forma eficiente, mantendo o grau de precisão adequado, algumas técnicas de processamento de sinais devem ser utilizadas, tais como a transformada discreta de Fourier (do inglês: *Discrete Fourier Transform* – DFT), métodos com mínimos quadrados (do inglês: *Least Squares* - LS), banco de filtros, entre outras (STOICA *et al*, 2000).

Estes algoritmos são fortemente afetados pela quantidade de harmônicos e interharmônicos presentes no sinal bem como eventos transitórios que possam ocorrer no sistema elétrico de potência, tais como listados abaixo.

- Afundamento de tensão: diminuição temporária da amplitude do sinal analisado.
- Elevação de tensão: aumento temporário da amplitude do sinal analisado.
- Interrupções: falha no provimento de energia por tempo determinado.

Maiores detalhes e descrição de outros eventos podem ser vistos no apêndice C de (BOLLEN, 2000). Outra condição que dificulta a estimação de parâmetros com boa precisão é a natureza oscilante da frequência do sinal da rede elétrica, pois dificulta na seleção de uma taxa de amostragem ideal. Devido ao balanço entre geração e demanda, a frequência oscila, diminuindo sempre que a demanda supera a geração e aumentando quando a geração supera a demanda, deixando a cargo de algoritmos de controle nas usinas de geração para manter os limites dentro de faixas seguras. A seguir será descrito com maiores detalhes como os problemas mencionados afetam o processo de estimação e como o presente trabalho visa contorná-los.

### 1.1 AMOSTRAGEM ASSÍNCRONA DEVIDO A OSCILAÇÃO DA FREQUÊNCIA.

Sempre que o vetor amostrado contiver um número não inteiro de ciclos do componente fundamental é definido na literatura como amostragem assíncrona. A grande maioria das técnicas de processamento de sinais para estimação de parâmetros da rede elétrica precisa de uma taxa de amostragem específica de forma a evitar esta condição, garantindo assim, melhores resultados (TESTA *et al*, 2004). Essa tarefa é simples quando se considera uma frequência constante. Neste caso, basta apenas definir uma taxa de amostragem que garanta um número inteiro de pontos por ciclo. Porém, devido ao desequilíbrio entre demanda e geração, a frequência fundamental do sistema está sempre oscilando e, portanto, dificultando a seleção de uma janela com tamanho ótimo. Ainda que os valores máximos permitidos de excursão de frequência sejam em torno de  $\pm 0,5$  Hz, esta pequena oscilação já é o suficiente para causar erros consideráveis nas estimativas, sobretudo dos harmônicos de alta ordem.

Como forma de superar essa dificuldade, algumas técnicas encontradas na literatura definem um período de amostragem variável (BENMOUYAL, 1989), ou uma janela com tamanho variável (HART *et al*, 1997), com o objetivo de garantir que a quantidade de amostras esteja dentro de um número inteiro de ciclos. Outra forma de diminuir o efeito da amostragem assíncrona é por meio da reamostragem, que pode ser feita via *software* (BORKOWSKI e BIEN, 2009). Ainda que estas técnicas apresentem bons resultados em determinadas situações, trazem também certos empecilhos como, por exemplo, o armazenamento do sinal amostrado com taxa de amostragem variável para análise *off-line*, que dificulta a transformação para o domínio da frequência bem como necessidade de ter a estampagem temporal para que o sinal amostrado faça sentido, ou o erro inserido devido a tamanhos de janelas que resultem em valores fracionários que pode ocorrer no método de

tamanho de janela variável, entre outras dificuldades. Outra forma de se melhorar o processo de estimação, além de evitar a amostragem assíncrona, é diminuindo seu efeito quando esta já ocorreu como discutida em (CHANG e CHEN, 2010) e (LIU *et al*, 2005).

Na presente dissertação, a técnica para definir um tamanho de janela ajustável de acordo com a frequência fundamental do sinal analisado é melhorada, sendo inserida uma estrutura de interpolação para quando a janela é de tamanho fracionário. Para validar o desempenho desta metodologia e avaliar o comportamento de um filtro com coeficientes ajustáveis quando em presença de transitórios e condições adversas, o algoritmo é testado em um filtro média móvel (do inglês: *Moving Average Filter* - MAF) para estimação de amplitude e reconstrução da componente fundamental. Vale salientar que esta técnica é altamente dependente de um bom estimador de frequência, sendo dedicado um tópico da dissertação para apresentar o estudo comparativo de alguns algoritmos mais reconhecidos a fim de se selecionar o mais eficiente para determinadas condições. O resultado da estimação de frequência é utilizado tanto para definir a frequência do modulador, necessário para trazer a componente desejada para a banda passante do filtro, quanto para calcular o novo tamanho de janela que conterá um número inteiro de pontos por ciclo com a taxa de amostragem já definida. O processo simplificado é apresentado na Figura 1 e descrito em detalhes no tópico 2.4.

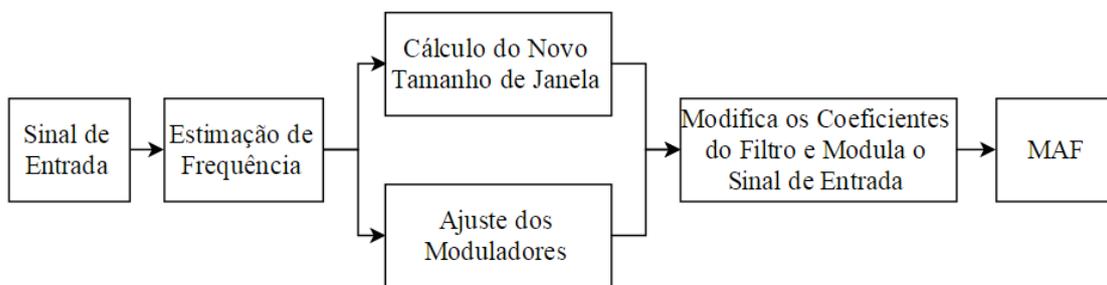


Figura 1. Processo de Ajuste dos moduladores e coeficientes do filtro.

## 1.2 DISTORÇÕES HARMÔNICAS E INTERHARMÔNICAS.

As componentes harmônicas são componentes de frequências múltiplas inteira da frequência fundamental em que o sistema é operado e as componentes interharmônicas são as componentes de frequências múltiplas não inteiras (IEEE Standard 519-2014, 2014). Quando presentes no sinal elétrico alteram sua natureza puramente senoidal. Estas distorções vêm aumentando devido ao grande número de equipamentos com características não lineares

instalados na rede elétrica, tais como, conversores CA/CC, inversores de frequência, fornos a arco entre outros (ASIMINOAEI *et al*, 2007). Dependendo da intensidade e frequência da componente, esta pode afetar o desempenho de certos equipamentos, como por exemplo, motores e transformadores que podem ter maiores perdas por aquecimento. Outro problema é quando ocorre condição ressonante com banco de capacitores, que podem elevar a intensidade da distorção de algum harmônico específico.

Os algoritmos de monitoramento e proteção baseados em processamento digital de sinais, precisam normalmente acompanhar a componente fundamental, rastreando sua amplitude, frequência e fase. Portanto, as distorções precisam ser removidas, sobrando somente o sinal referente à componente fundamental a ser analisada. Filtros analógicos ou digitais podem ser utilizados para tal finalidade, porém, dependendo do nível de ruído e distorções, a filtragem pode não ser simples, necessitando de filtros de alta ordem que podem alterar a fase do sinal original ou exigir maior esforço computacional. Considere um exemplo em que se deseja separar a componente fundamental de 60 Hz de um sinal corrompido por ruído gaussiano com SNR de 30 dB somado aos componentes de segundo e terceiro harmônicos com amplitudes de 30% e 20% da fundamental respectivamente. O filtro utilizado foi um filtro passa baixa IIR (do inglês: *Infinite Impulse Response*) de *Butterworth* de ordem 11. A resposta em magnitude deste filtro é apresentada na Figura 2. A Figura 3 apresenta o processo de filtragem para separação da componente fundamental do sinal analisado. Observe que devido à ordem do filtro, este possui um regime transitório considerável com duração maior que dois ciclos para estabilizar.

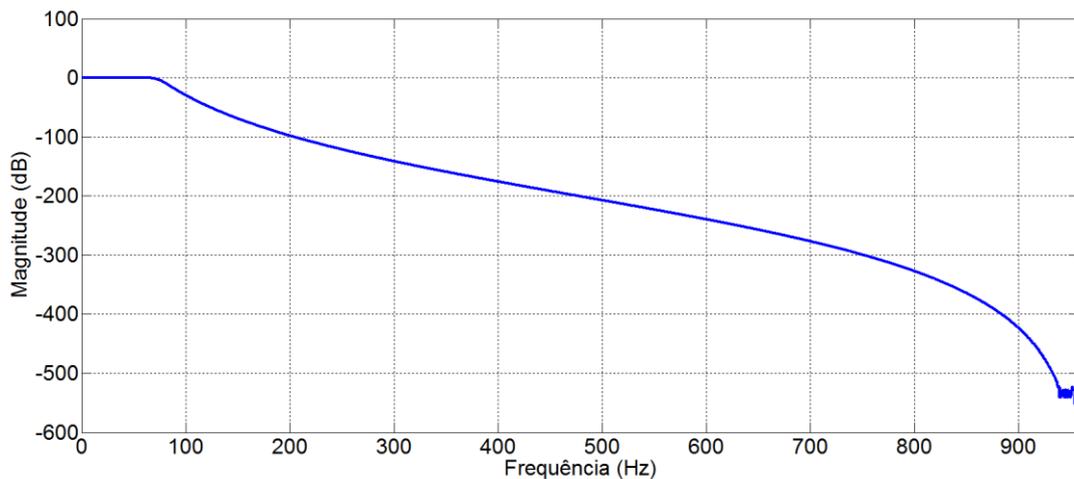


Figura 2. Filtro IIR passa baixa de 11ª ordem para separar a componente fundamental do sinal original.

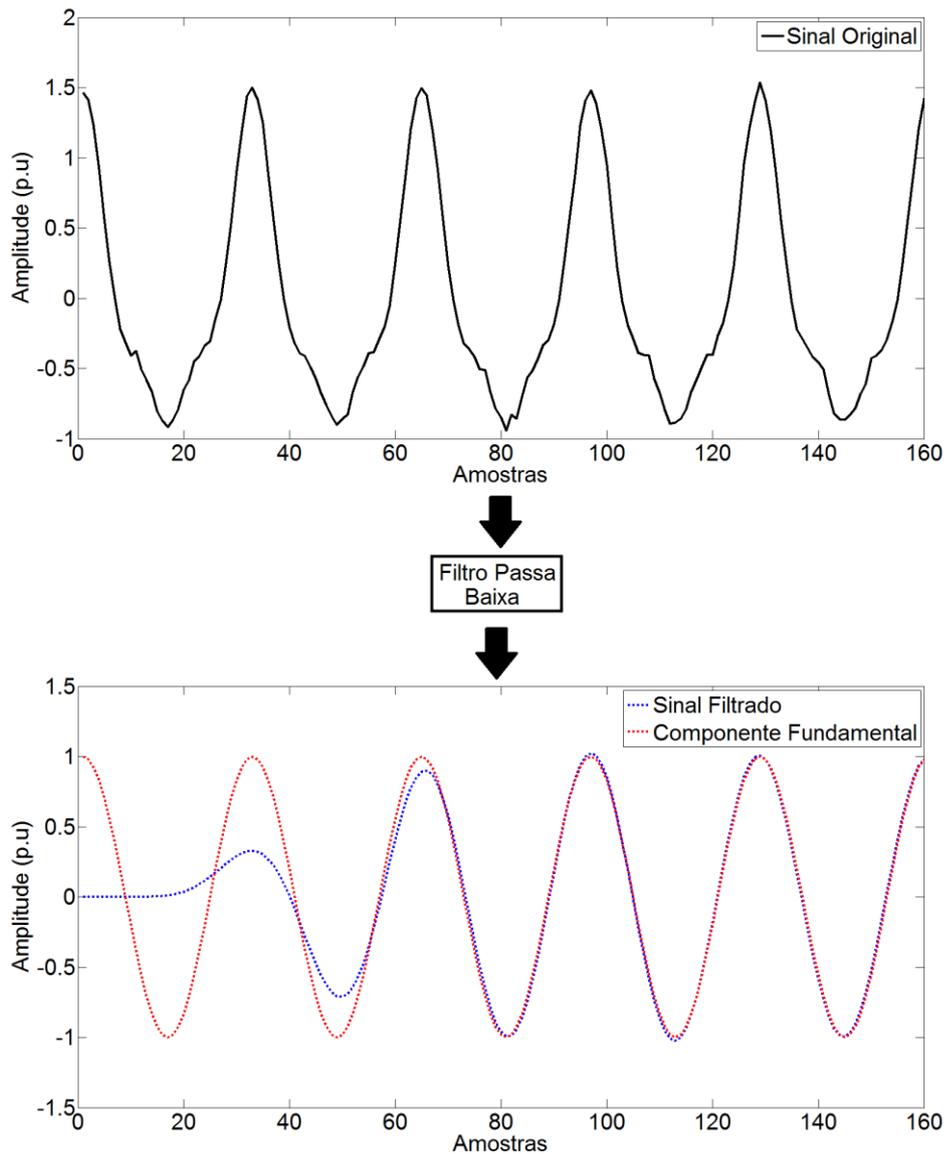


Figura 3. Processo de filtragem para separar a componente de 60 Hz do sinal.

Problemas ocorrem quando componentes inter-harmônicos mais próximos da componente fundamental começam a aparecer, precisando de filtros de ordens mais elevadas para que a frequência de corte seja suficiente para separar a fundamental. Outros filtros, tais como o média móvel (MAF), possuem a característica de eliminar harmônicos com maior precisão devido ao fato de possuírem zeros localizados de tal forma que a magnitude do sinal seja nula para os múltiplos inteiros da componente fundamental. Mas ainda assim, os componentes interharmônicos estarão presentes na saída do filtro. É preciso um filtro que além de eliminar múltiplos inteiros da frequência fundamental, também atenuar os demais componentes, mantendo certa simplicidade de implementação. Uma resposta em magnitude que contém essas características pode ser encontrada ao utilizar o janelamento de Hanning (OPPENHEIM

*et al*, 1999) e (RIBEIRO *et al*, 2014), que por meio de algumas manipulações matemáticas chega-se a uma estrutura de filtro recursivo. A desvantagem mais comum atrelada a esse tipo de filtro é devido ao não cancelamento do segundo harmônico com um único ciclo. Porém, no presente trabalho, algumas modificações são propostas na função de transferência desse filtro recursivo que permite manter o rápido decaimento da resposta em frequência, cancelando o segundo harmônico mesmo quando se analisando um único ciclo, tornando-o uma ótima opção de filtro capaz de eliminar múltiplos inteiros da fundamental e atenuar as demais componentes com maior eficiência.

A presente dissertação é dividida da seguinte forma. No capítulo seguinte serão abordados os conceitos referentes à amostragem assíncrona e os principais efeitos que repercutem nos algoritmos de processamento de sinais. Em seguida, devido a importância para o presente trabalho, será apresentado o estimador de frequência de sinal utilizado no presente trabalho além de apresentar uma comparação entre três estimadores bem conhecidos na literatura de forma a se obter o mais eficiente em sinais de sistemas de potência. As técnicas de amostragem variável e janelamento variável são explicadas em maiores detalhes, apresentando os pontos positivos e negativos de cada uma. Como já mencionado, uma melhoria é proposta na técnica de janela com tamanho variável, inserindo um bloco interpolador na estrutura do filtro de forma a contabilizar os tamanhos fracionários. Ao término deste capítulo, os resultados relacionados à implementação de um filtro média móvel (MAF) com coeficientes ajustáveis de acordo com a estimação da frequência são apresentados e comparados com o mesmo filtro sem a utilização da técnica proposta.

No Capítulo 3 será descrito o processo de implementação de um filtro Hanning recursivo baseado na janela de Hanning. As vantagens e desvantagens serão discutidas, sendo apresentada a modificação proposta para contornar algumas das dificuldades. Para finalizar o capítulo, os resultados referentes ao processo de filtragem com o filtro modificado serão comparados com o filtro original e com outro filtro com especificações semelhantes, de forma a poder validar a eficiência da modificação proposta.

No Capítulo 4 encontra-se a principal proposta desta dissertação, consistindo na implementação do filtro Hanning modificado, apresentado no Capítulo 3, com coeficientes ajustáveis de acordo com a frequência estimada, técnica apresentada no Capítulo 2. O final do Capítulo 4 é dedicado à apresentação dos resultados obtidos ao aplicar a técnica discutida. Para finalizar o trabalho, o Capítulo 5 trará as conclusões e ideias para trabalhos futuros.

## 2 AMOSTRAGEM ASSÍNCRONA

A taxa de amostragem bem como quantas amostras deve ser utilizada pelos algoritmos são de extrema importância para se evitar erros de estimação. Considere o exemplo da transformação para o domínio da frequência por meio do algoritmo de DFT apresentado na equação (2), onde  $X[k]$  é a sequência discreta no domínio da frequência,  $x[n]$  é o vetor de entrada e  $L$  é o tamanho do vetor de entrada. A transformada discreta de Fourier assume que o sinal é periódico, portanto, quando a DFT é aplicada a um sinal periódico é importante que o vetor  $x[n]$  contenha períodos inteiros da componente fundamental, caso contrário, aparecerão no espectro de magnitude, componentes não presentes no sinal original. Este erro devido à amostragem não síncrona é denominado de espalhamento espectral.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{L-1} x[n] \cdot e^{-\left(\frac{j \cdot 2 \cdot \pi}{L}\right)k \cdot n} \quad (2)$$

O exemplo ilustrado na Figura 4 é a aplicação do algoritmo de DFT em um sinal amostrado com frequência de 960 Hz. O valor de  $L$  utilizado foi de 80 amostras. Percebe-se pela mesma figura que 80 amostras desse sinal com essa taxa de amostragem resultam em cinco ciclos inteiros, ou seja, o sinal amostrado e janelado pela janela retangular dá origem a um sinal periódico que é igual ao sinal original, portanto, a transformação na frequência é livre de erros de espalhamento espectral.

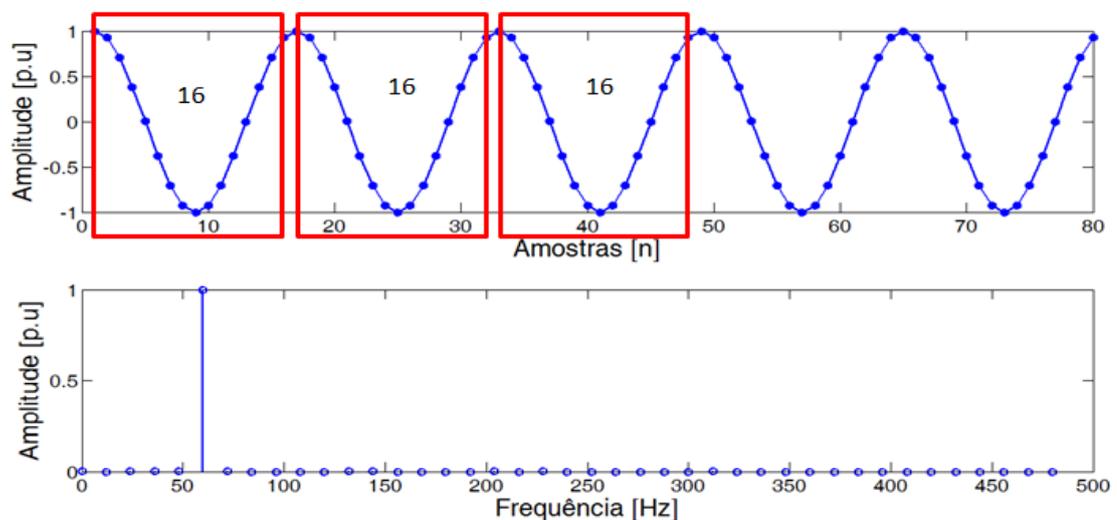


Figura 4. Resultado da DFT sem erros quando a taxa de amostragem é ótima.

No entanto, supondo que a frequência do sistema continue em 60 Hz, mas com uma taxa de amostragem de 942 Hz, não existirá mais as exatas 16 amostras por ciclo como pode ser visto na Figura 5, logo, as 80 amostras utilizadas pelo algoritmo não resultarão em um sinal discreto periódico igual ao sinal original. Note que os ciclos são sempre diferentes no sinal amostrado levando a interpretações erradas sobre o sinal devido ao efeito de espalhamento na frequência.

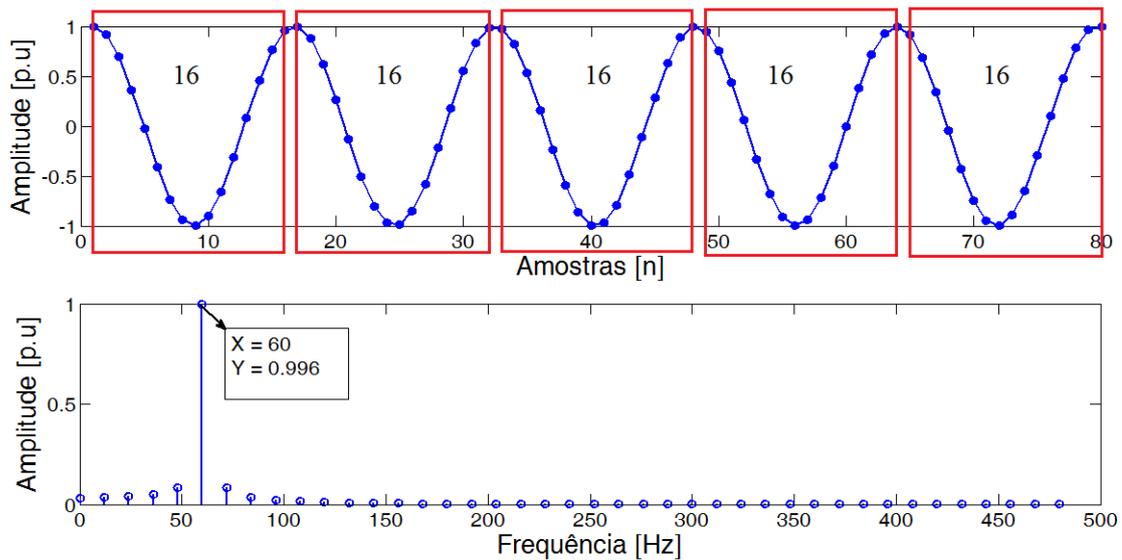


Figura 5. Efeito de espalhamento devido a seleção incorreta do número de elementos a ser utilizado no algoritmo da DFT.

Esse tipo de erro acontece quando se utiliza outros algoritmos de processamento de sinais digitais e podem ter seu desempenho melhorado se técnicas para correção ou da taxa de amostragem ou do número de amostras a serem utilizadas pelo algoritmo forem implementadas.

Como mencionado no capítulo introdutório, as duas principais formas de se evitar a amostragem assíncrona é por meio da variação da frequência de amostragem ou variação do tamanho da janela utilizada. Estas duas técnicas serão descritas em detalhes nas seções 2.3 e 2.4, respectivamente, sendo dada maior atenção ao processo de variação do tamanho de janela, já que este é o método utilizado neste trabalho.

A técnica proposta é testada em um filtro média móvel e por isso será feita uma descrição mais a fundo sobre este tipo de filtro na próxima seção. A seção 2.2 contém as informações

referentes ao algoritmo de estimação de frequência utilizado no presente trabalho, visto que o tamanho da janela é ajustado seguindo a estimação de frequência do sinal.

## 2.1 FILTRO MÉDIA MÓVEL (MAF).

O filtro média móvel com janela fixa é um dos mais simples. Neste, é realizado o cálculo da média de “L” amostras, atualizando seu *buffer* a cada iteração. A equação do mesmo é apresentada em (3).

$$y[n] = \frac{x[n] + x[n - 1] + x[n - 2] + \dots + x[n - L + 1]}{L} \quad (3)$$

Realizando algumas manipulações algébricas é possível reescrever a equação (3) de forma recursiva, tal como visto em (4). Este processo é descrito em detalhes em (MITRA e KUO, 2006).

$$y[n] = y[n - 1] + \frac{x[n] - x[n - L]}{L} \quad (4)$$

Para realizar análises pertinentes a respeito de um filtro é preciso obter sua representação no domínio  $z$ . Para isso é suficiente considerar cada atraso no domínio do tempo como  $z^{-1}$ , resultando em (5).

$$Y(z) = Y(z) \cdot z^{-1} + \frac{X(z) - X(z) \cdot z^{-L}}{L} \quad (5)$$

A função de transferência pode ser calculada considerando a razão entre a saída  $Y(z)$  e a entrada  $X(z)$ . De (5) obtêm-se a função de transferência do filtro média móvel que é apresentado em (6). Note que existe somente um pólo diferente de zero localizado em  $z = 1$  e pelo teorema de Moivre,  $z^{-L}$  resulta em “L” raízes complexas espaçadas igualmente no círculo unitário. O pólo em  $z = 1$  força a banda de passagem ser na região de baixa frequência.

$$\frac{Y(Z)}{X(Z)} = H_{MAF}(Z) = \frac{1}{L} \cdot \frac{1 - Z^{-L}}{1 - Z^{-1}} \quad (6)$$

Pela equação (4) tem-se a descrição do filtro no domínio do tempo, portanto, pode-se utilizá-la para desenvolver o algoritmo de filtragem recursiva. Sendo  $y[n]$  a saída atual do filtro,  $y[n-1]$  a saída anterior,  $x[n]$  a entrada atual e  $x[n-L]$  a entrada atrasada de  $L$  amostras. Assim, é preciso definir dois *buffers* para armazenar esses valores. O *buffer* de saída é simples e deve conter apenas duas posições: saída atual e a atrasada de uma amostra. Já o *buffer* de entrada deve conter  $L+1$  posições de forma a poder armazenar todos os valores. Para facilitar o entendimento do algoritmo, é considerado um exemplo em que  $L$  é igual a cinco amostras. A Figura 6 apresenta a criação dos vetores para alocar os valores que serão utilizados para filtragem.

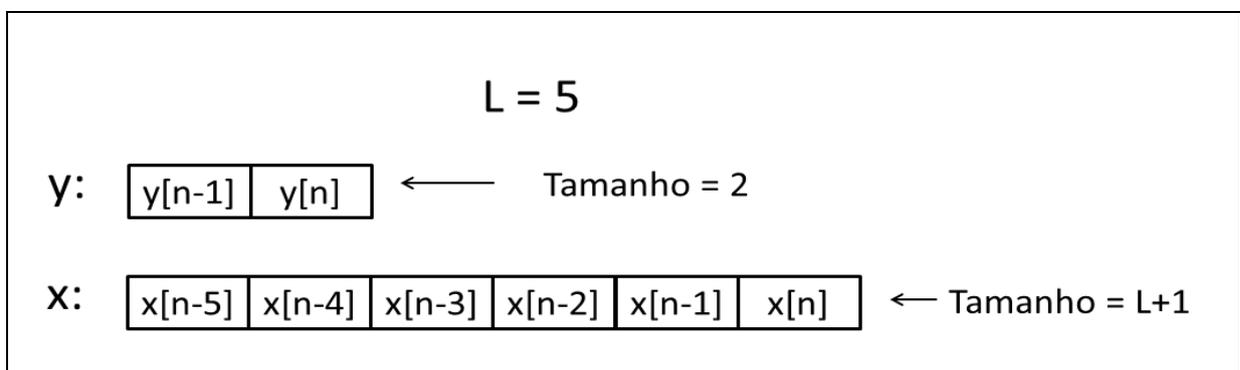


Figura 6. Exemplo de criação dos vetores para armazenamento dos valores de entrada e saída para execução do filtro MAF.

Esses dois vetores são inicializados com elementos nulos. Portanto é preciso esperar  $L$  amostras para que a saída seja coerente. Por esse motivo, quanto maior o número de amostras que se utilizar maior será o tempo de convergência do filtro. O algoritmo do filtro é descrito com o auxílio da Figura 7.

Inicialmente é preciso definir os parâmetros iniciais como, por exemplo, a taxa de amostragem, inicializar os vetores para armazenar os valores de entrada e saída do filtro, entre outros. De acordo com a taxa de amostragem, os coeficientes do filtro devem ser definidos, ou seja, deve-se escolher o tamanho da janela de observação. Em seguida, tem-se o *loop* principal que irá repetir para cada nova amostra. Neste laço principal, para cada nova amostra armazenada na última posição do vetor de entrada, é calculada, baseado na equação (4), a saída do filtro que é armazenada na última posição do vetor de saída. Para finalizar, os vetores devem ser atualizados de forma que a última posição tanto do vetor de saída quanto o de entrada estejam liberados para os valores atualizados referentes à nova amostra.

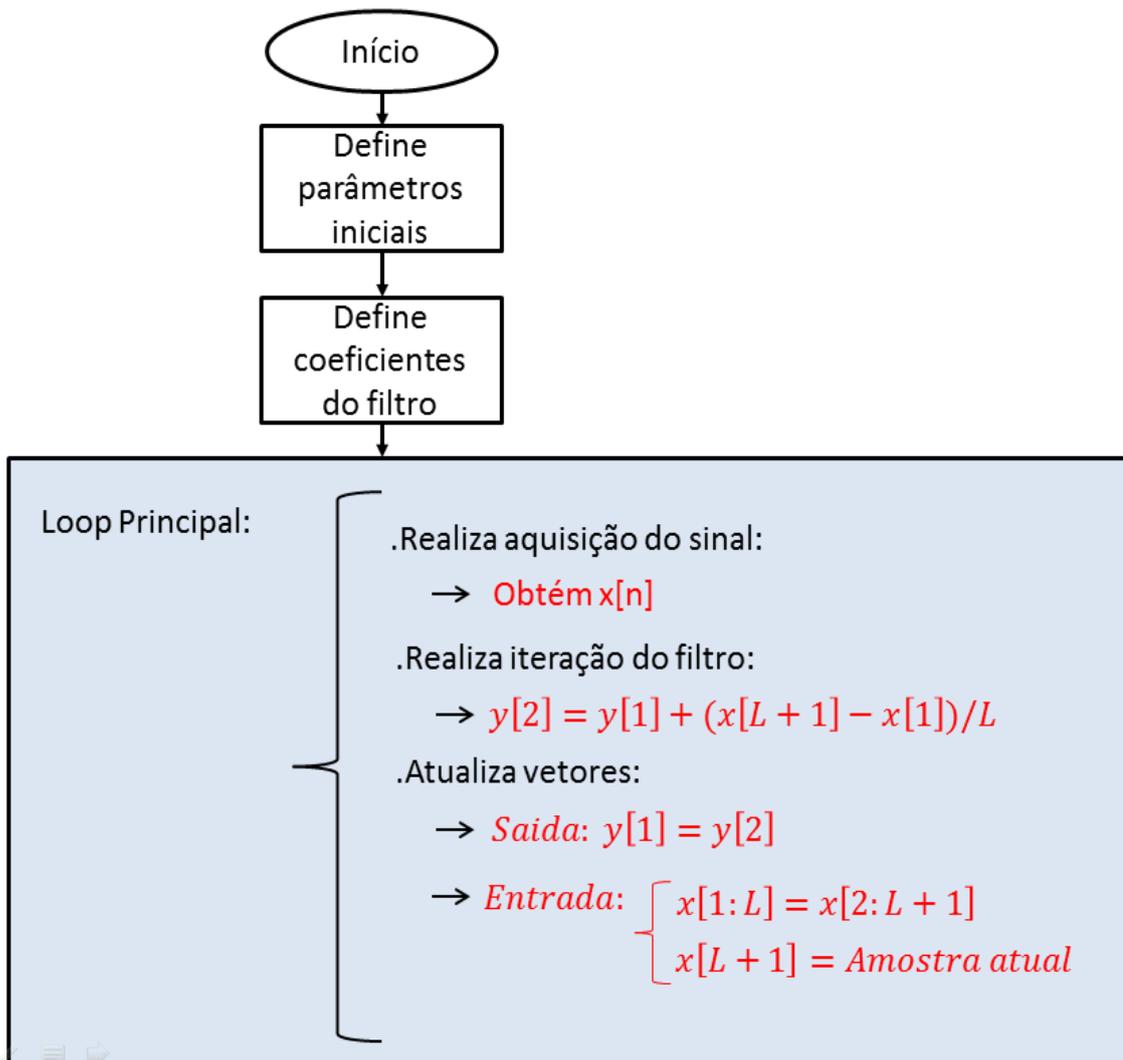


Figura 7. Algoritmo para filtragem recursiva utilizando o filtro média móvel.

Outra questão a abordar quando se utiliza este tipo de filtro para estimação de amplitude e reconstrução de componentes de sinais de sistemas de potência é que, uma vez que o mesmo é um filtro passa-baixa, é necessário modular o sinal original a fim de mudar a componente fundamental para sua banda passante. O processo de modulação pode ser visualizado por meio da Figura 8, na qual o sinal cosseno de 60 Hz é multiplicado, ou seja, modulado, por uma função cosseno de também 60 Hz. No domínio da frequência, a multiplicação pode ser interpretada como uma convolução e, portanto, o sinal é transladado no eixo da frequência de acordo com a frequência da função modulante.

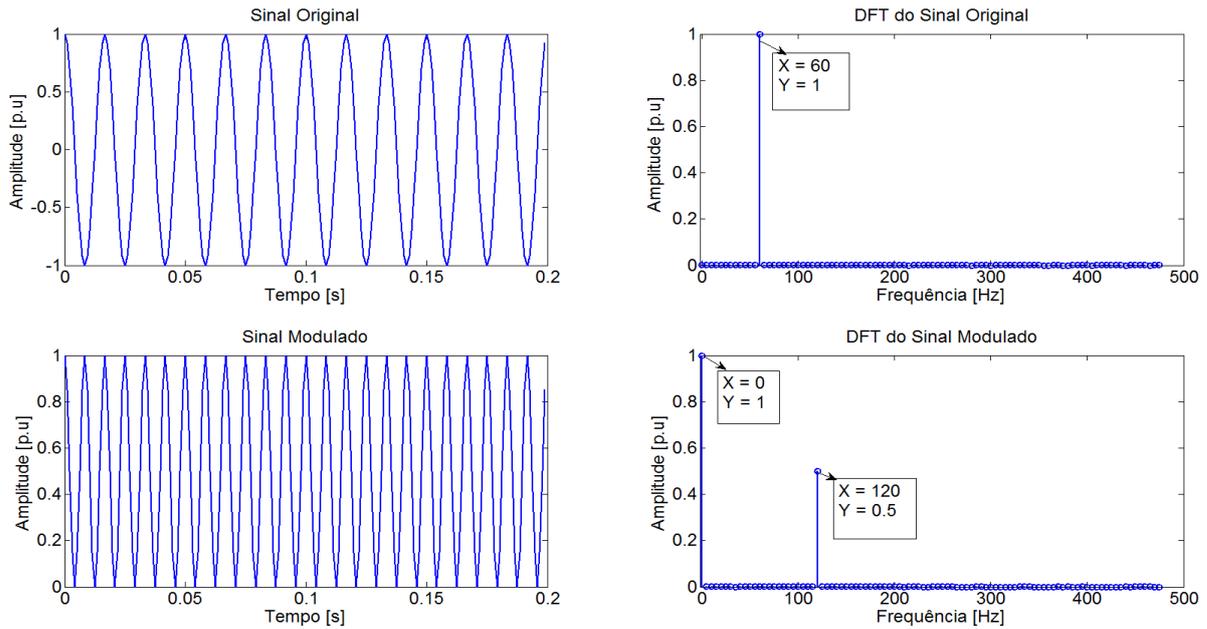


Figura 8. Processo de modulação de um sinal cosseno de 60 Hz com uma função modulante cossenoidal de 60 Hz.

Note que após a modulação, surge uma componente a mais na frequência, de 120 Hz. Esta componente é explicada pela teoria da modulação e é facilmente removida no processo de filtragem, já que está localizada em um múltiplo inteiro da componente fundamental do sinal original. Após o sinal passar pelo filtro passa baixa, somente restará as componentes de baixa frequência, com amplitude igual a componente fundamental. Portanto, esse processo pode ser usado para estimar a amplitude do sinal original com um filtro passa-baixa. Para o caso em que se deseja reconstruir o sinal original, é preciso modular novamente a saída do filtro. O sinal deve ser modulado por uma função seno e cosseno de forma a levar em consideração os diferentes ângulos de fase. Portanto, o algoritmo discutido e apresentado na Figura 7 deve ser executado duas vezes. Este processo é apresentado na Figura 9.

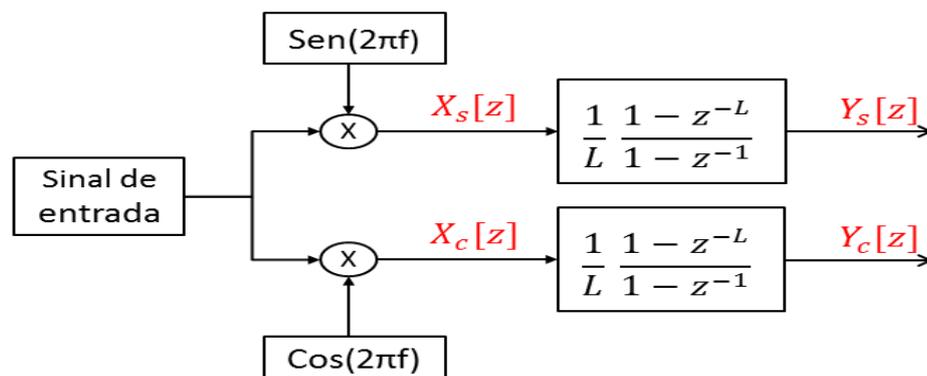


Figura 9. Diagrama para filtragem com modulação.

O número “L” de amostras para executar a média afeta diretamente a frequência de corte do sistema global, possuindo assim, aplicação particular dentro de sistemas de potência devido à possibilidade de eliminar harmônicos quando a frequência de amostragem e o valor de “L” são escolhidos corretamente. Considerando, por exemplo, a situação em que o sinal é amostrado com 16 amostras por ciclo e  $L$  é escolhido como 16, então a resposta em magnitude assim como a localização dos pólos e zeros no círculo complexo podem ser visto na Figura 10 e Figura 11, respectivamente.

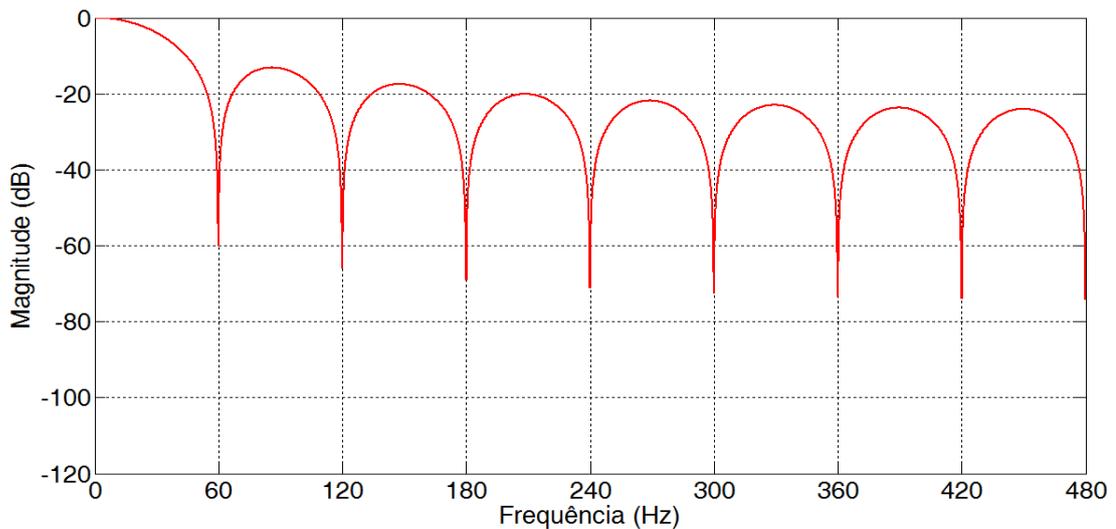


Figura 10. Resposta em magnitude do filtro média móvel com comprimento de janela igual ao número de amostras por ciclo.

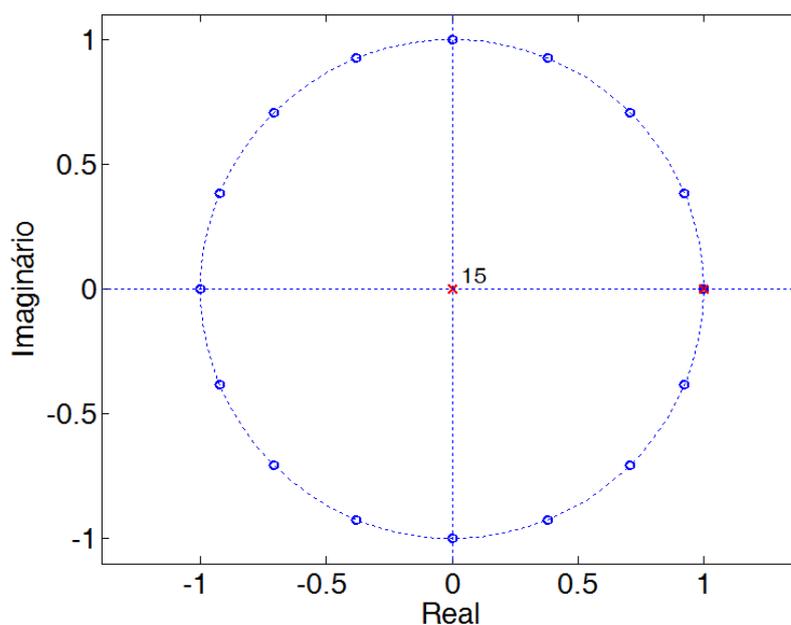


Figura 11. Representação dos pólos e zeros no círculo complexo.

Vale notar que a banda de passagem são as componentes de baixa frequência do sinal e cancelamento de cada múltiplo inteiro da fundamental de 60 Hz. Se  $L$  fosse escolhido como sendo 32 (dois ciclos do sinal), então a frequência de corte seria múltiplo da metade da fundamental, ou seja, a cada 30 Hz, e assim por diante. Ressalta-se então a importância da seleção do tamanho da janela com relação à posição dos zeros.

Uma vez que os coeficientes do filtro são projetados, os mesmos permanecerão fixos independentemente do valor atual da frequência do sinal e, portanto, não mais eliminará harmônicos indesejados com bom desempenho, somente os atenuará, caso a frequência do sistema se altere. A proposta de ajustar o tamanho da janela de acordo com a estimação da frequência é útil para que a frequência de corte do filtro seja também ajustada de forma a sempre eliminar os harmônicos, mesmo que estes variem com a oscilação da frequência fundamental. A Figura 12 ilustra a ideia do ajuste da frequência de corte do filtro média móvel.

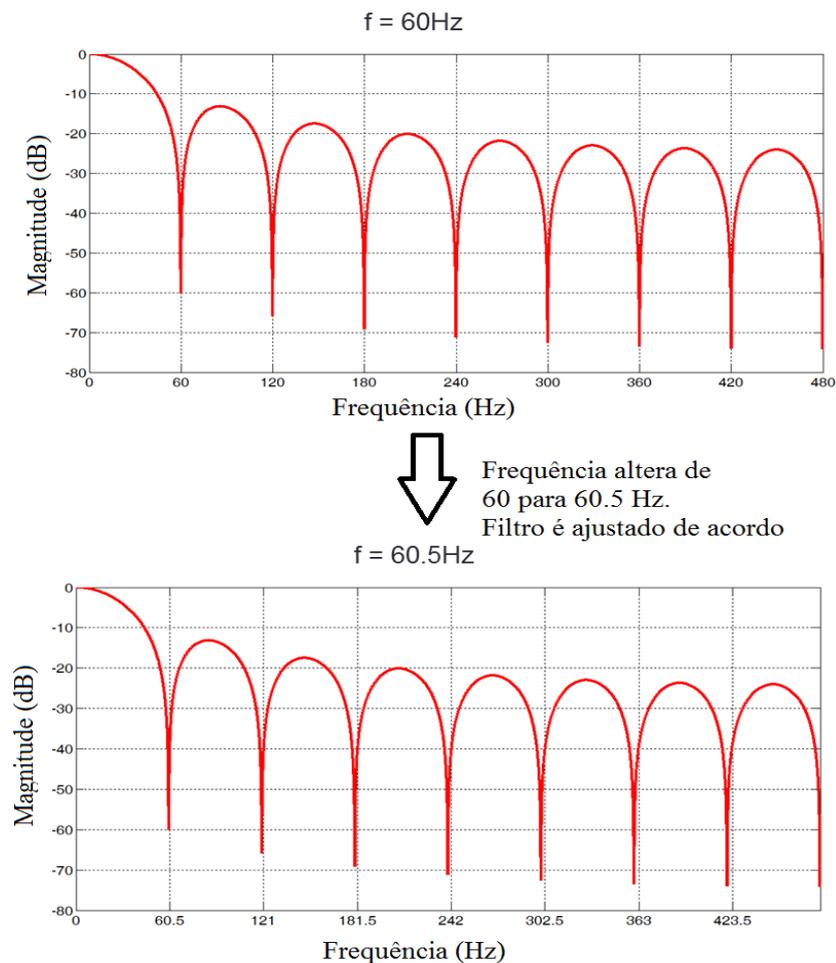


Figura 12. Conceito do ajuste dos coeficientes do filtro para que a frequência de corte acompanhe a frequência fundamental do sistema.

Note que tanto o processo de modulação quanto o ajuste dos coeficientes são extremamente dependentes de um bom estimador de frequência. Por isso, o tópico a seguir descreve em detalhes a importância dos estimadores bem como a escolha do estimador utilizado no presente trabalho, descrevendo também uma melhoria proposta nesta dissertação.

## 2.2 ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA COMPONENTE FUNDAMENTAL.

Em face ao aumento da demanda por energia elétrica e maior confiabilidade em seu fornecimento, diversas metodologias de proteção e detecção de falhas estão sendo desenvolvidas. Para isso, a estimação da frequência do sinal da rede elétrica é de extrema importância, pois além de refletir o balanço entre fonte e carga do sistema elétrico, é a base para diversas técnicas de processamento digital de sinais para estimação de parâmetros como amplitude, fase e conteúdo espectral. Um grande problema de estimação é relacionado a presença de ruídos e distorções (KSIBI *et al*, 2010). Além da sua importância no presente trabalho e em diversas aplicações de processamento digital de sinais, a medição deste parâmetro é de crucial importância para garantir uma operação segura, fluxo de potência ótimo, ajuste eficiente de relés de proteção entre outras aplicações em sistemas de potência. Entre as aplicações em outras áreas de estudo, pode-se citar sonares, radares e ressonância magnética nuclear (HUANG *et al*, 2010).

Nesse contexto, diversos algoritmos vêm sendo desenvolvidos, cada um com suas especificidades e desempenho. Um estimador é tido como bom quando consegue estimar com precisão, seguindo valores da frequência real o mais próximo possível e com robustez. A precisão está relacionada com o erro entre a estimação e o valor real do parâmetro; a velocidade com o qual consegue seguir os valores reais está relacionada com a quantidade de amostras requisitadas pelo determinado algoritmo; e a robustez está relacionada com o desempenho do estimador quando o sinal é submetido a certos distúrbios (variação de amplitude, frequência, fase, em presença de ruídos, entre outras).

Existem atualmente, inúmeros algoritmos capazes de estimar a frequência de determinado sinal, porém cada um possuindo uma funcionalidade melhor para determinada situação. O presente tópico tem por finalidade descrever o método utilizado no desenvolvimento do presente trabalho, descrevendo o princípio de funcionamento, vantagens e desvantagens, sendo inclusive apresentada ao final uma breve comparação entre outros métodos bem discutidos na literatura. A comparação é feita considerando a velocidade de estimação, esforço computacional e precisão da estimação, quando em presença de sinais com variação

da amplitude, fase e frequência, de tal forma a se assemelhar com sinais decorrentes de certos distúrbios na rede de energia elétrica.

É apresentada também uma modificação do algoritmo *zero-crossing* que possibilita a estimação da frequência mesmo em sinais ruidosos, sem a necessidade de filtragem, o que a torna uma técnica eficiente para determinadas aplicações. A proposta baseia-se na aproximação linear otimizada pelo método dos mínimos quadrados de forma a obter os coeficientes da reta que intercepta o eixo da abcissa o mais próximo possível do valor real e dessa forma evitar a contagem indevida gerada pelo ruído.

### 2.2.1 ZERO CROSSING.

Uma das técnicas mais simples para estimação da frequência de um sinal é a denominada *zero-crossing*, uma tradução em português seria o equivalente a “passagem por zero”. Como o nome sugere, esse algoritmo funciona basicamente da seguinte forma, primeiramente detecta-se o tempo em que o sinal alterou de positivo para negativo ou vice e versa, ou seja, quando que passou pela amplitude nula, e armazena esse instante. Em seguida, o algoritmo procura pela segunda alteração de sinal, indicando a segunda passagem pela amplitude nula. Obtendo-se dessa maneira dois instantes em que o sinal passou pelo valor zero consecutivamente. Sabe-se que o tempo entre os dois instantes representa o semi-período, isto é, metade do período do sinal. Calculando a inversa do período, resulta-se na estimação de frequência. Este algoritmo é brevemente descrito e comparado com outros em (AGHAZADEH *et al*, 2005). A Figura 13 ilustra o processo de cálculo da frequência considerando duas passagens por zero. Neste exemplo, a frequência é igual ao inverso de duas vezes 0,0083, resultando em 60.

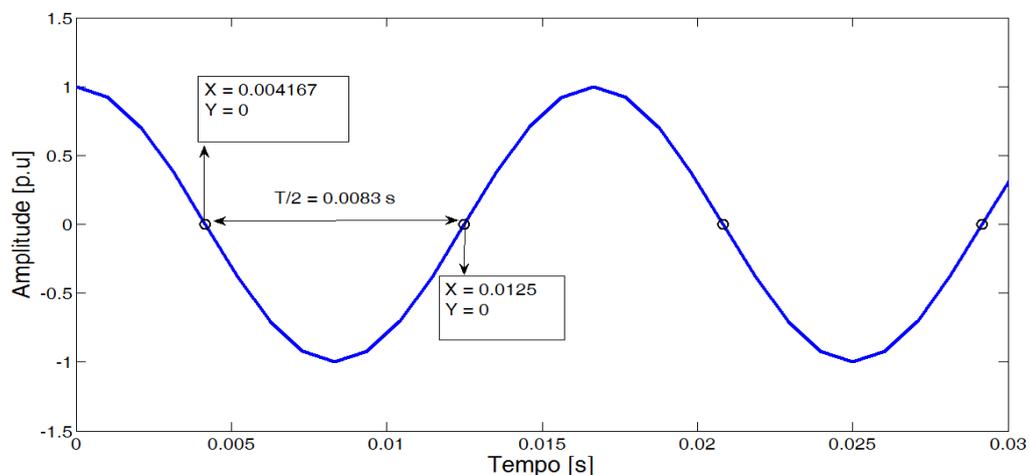


Figura 13. Cálculo de frequência considerando passagens consecutivas por zero.

Note que essa técnica é computacionalmente simples e fácil de implementar. Porém, seu resultado varia muito de acordo com o nível de ruído do sinal, ocorrendo contagens indevidas de passagens por zero devido às distorções. Considere o sinal da Figura 14, onde o algoritmo de detecção de passagem por zero é aplicado em um sinal com distorção por ruído Gaussiano Branco (AWGN) com relação sinal ruído (SNR) de 20 dB. Note que diversas contagens indevidas ocorreram, sendo representadas pelos círculos em vermelho. Isso causa uma grande variação no cálculo da frequência.

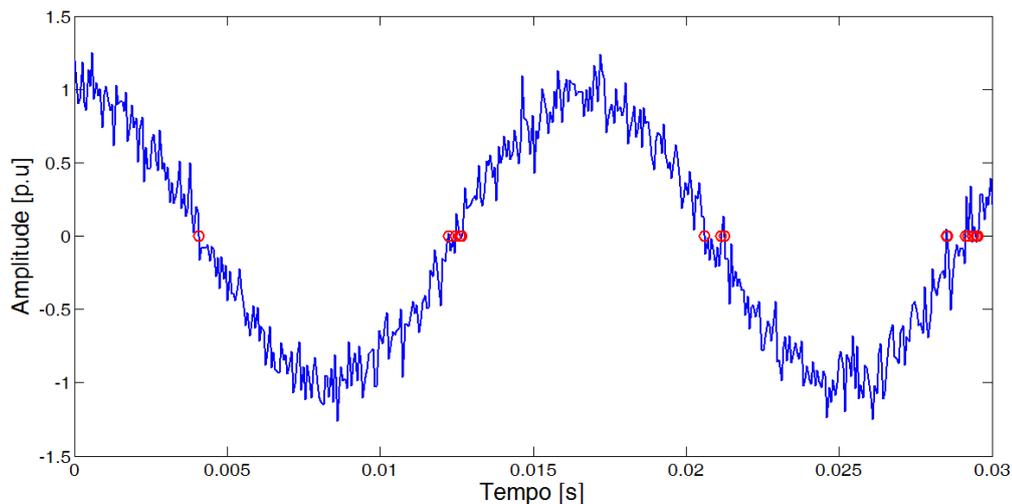


Figura 14. Ilustração de contagens indevidas devido a ruído no sinal.

Sabendo-se que em sinais de sistemas de potência é comum a presença de ruídos e distorções, faz-se necessário a aplicação de filtros analógicos ou digitais para tratamento do sinal, separando apenas a componente de interesse para ser realizada a estimação de frequência por meio da contagem de passagens por zero. Dependendo da situação, pode ser necessária também a aplicação de um filtro na saída do estimador, uma vez que detecção com erro de frações de segundos pode levar a cálculos de frequência com erros elevados e indicando ainda, uma frequência altamente variável, o que não é comum de ocorrer em um sinal real.

O algoritmo pode ser melhor explicado com o auxílio do fluxograma da Figura 15. Inicialmente faz-se a aquisição do sinal com taxa de amostragem fixa, em seguida é preciso filtrar, separando apenas a componente de interesse, removendo ruído e distorções de modo que não atrapalhe no processo de contagem de zeros. Com o sinal filtrado, o algoritmo verifica a cada nova amostra da saída do filtro se ocorreu passagem por zero, armazenando o

instante de detecção para comparar com o próximo. Com os dois instantes detectados, é possível calcular a frequência referente a esse meio ciclo. Esse processo é repetido para todos os semiciclos do sinal. A filtragem na saída do estimador é opcional, dependendo da oscilação do resultado.

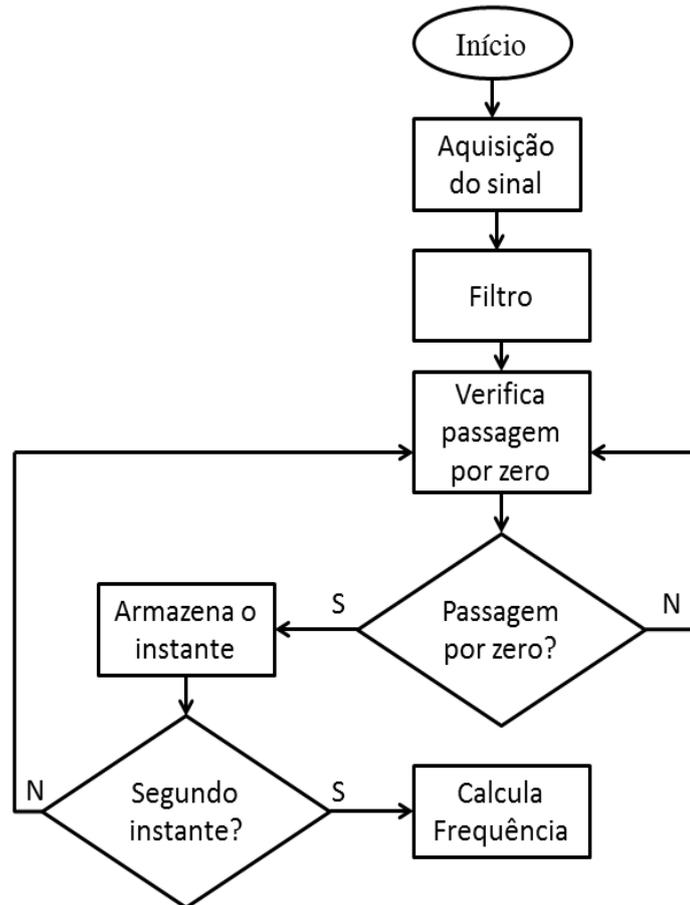


Figura 15. Fluxograma do algoritmo para estimação da frequência com *zero-crossing*.

### 2.2.2 ZERO CROSSING MELHORADO POR MÍNIMOS QUADRADOS.

Conforme visto no tópico anterior, o método de *zero-crossing* é muito susceptível a ruído e distorções, afetando a estimação da frequência e, portanto, devem-se utilizar filtros para separação da componente de interesse. Porém o processo de filtragem insere atraso e esforço computacional, além de poder alterar a fase do sinal original.

Como forma de contornar essa dificuldade, foi proposto durante este projeto de mestrado uma forma de detectar, em meio as falsas passagens por zero, a que mais se aproxima da

realidade. Essa otimização é feita por meio do algoritmo de mínimos quadrados aplicada ao método de *zero-crossing*. O método proposto consiste em determinar uma equação de reta otimizada que intercepta pelo valor nulo o mais próximo possível ao instante verdadeiro. Esse procedimento é baseado no método dos mínimos quadrados de primeira ordem, o qual determina os parâmetros da equação de reta, cuja solução minimiza a soma dos quadrados da diferença entre os pontos da reta estimada e os valores do vetor de dados (sinal com ruído). Na Figura 16 é ilustrado um exemplo de equação de reta melhorada pelo método dos mínimos quadrados.

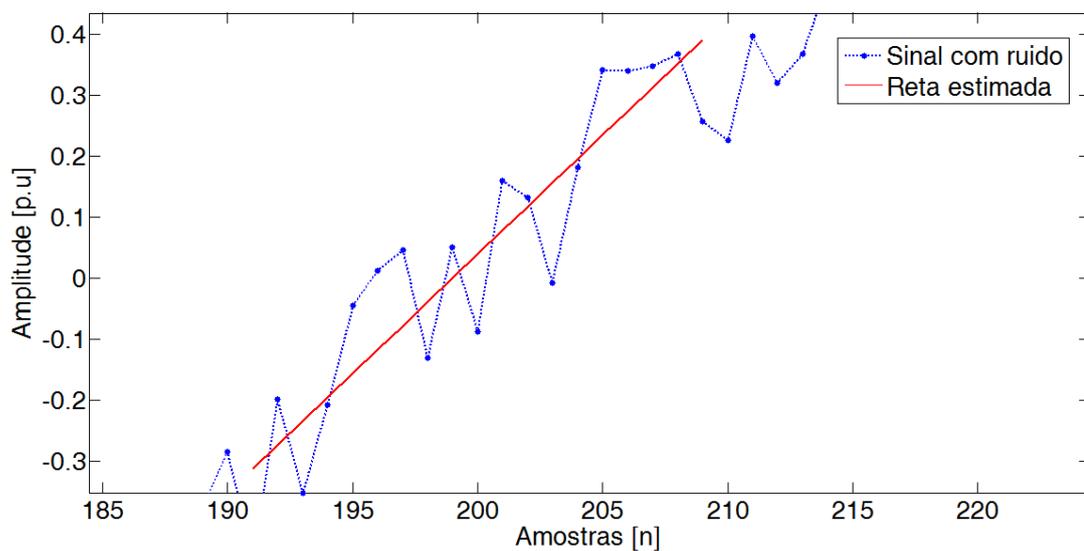


Figura 16. Estimação da equação de reta otimizada pelo método dos mínimos quadrados.

A expressão para calcular os coeficientes da reta otimizada é apresentada em (7), onde  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são a inclinação e intercepto da reta, respectivamente, ou seja,  $Y_n = \theta_1 n + \theta_2$ . O vetor  $Y$  é o vetor de dados.

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ n & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

O vetor de dados é composto das amostras que estão próximos à passagem por zero verdadeira. Considerando que para algumas amostras, o trecho da função senoidal próximo ao valor nulo pode ser aproximado como sendo linear. É importante considerar uma estimativa a priori da frequência do sistema como forma de definir o tamanho do vetor  $Y$ , já que a porção do sinal senoidal que pode ser considerada linear é alterada de acordo com a frequência, ou

seja, sinais com frequência alta possuem uma região menor que pode ser considerada linear quando comparado aos sinais com frequência baixa. Em outras palavras, é preciso uma primeira aproximação para o valor da frequência do sinal. Mas isso não é problema, uma vez que a frequência do sinal de sistemas de potência deve estar próxima a 60 Hz (ou 50 Hz dependendo da localidade do SEP). A Figura 17 apresenta três retas otimizadas pelo método dos mínimos quadrados, interceptando o zero com maior precisão. Repare na mesma figura que caso o vetor de dados  $Y$  fosse maior, o algoritmo tentaria aproximar com primeira ordem uma região claramente não linear. Daí a importância de se definir o número de amostras próximas do valor nulo que possa ser considerada linear. Esse valor é diretamente afetado pela taxa de amostragem e frequência do sinal.

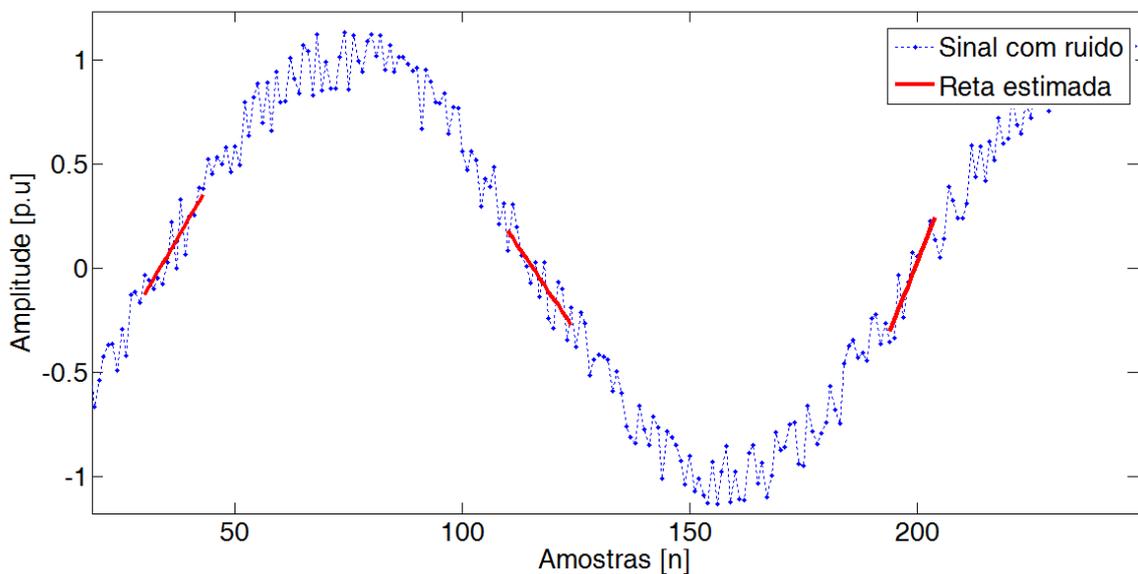


Figura 17. Retas otimizadas pelo método dos mínimos quadrados, interceptando o valor de amplitude nula de um sinal distorcido por ruído.

Com o vetor  $Y$  definido e sabendo que a matriz que multiplica o vetor de coeficientes na equação (7) é constante, é possível resolver a equação por meio da pseudo-inversa, apresentada em (8), onde  $A$  é a matriz constante da equação (7).

$$\boldsymbol{\theta} = (\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^T)^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{Y} \quad (8)$$

Vale ressaltar que, uma vez definido o tamanho do vetor de dados, a matriz  $A$  permanecerá inalterada. Conseqüentemente o resultado da matriz pseudo-inversa será constante em todas as iterações. Portanto, este cálculo computacionalmente exigente, que envolve inversão,

multiplicação e transposição de matrizes, poderá ser feito apenas uma vez fora do *loop* principal, evitando assim, contas desnecessárias.

Depois que os coeficientes de inclinação e intercepto da reta, resultado da equação (8), forem obtidos, é preciso realizar uma interpolação com o objetivo de estimar o ponto na reta que intercepta o zero. Posteriormente, a frequência pode ser calculada pelo recíproco do intervalo entre os dois pontos estimados consecutivos. É importante observar que se pode realizar uma análise estatística quando maior número de ciclos é utilizado. Quanto mais ciclos, mais precisa é a estimativa, já que é possível calcular a média dos resultados e dessa forma suavizar as oscilações. Porém, será preciso mais ciclos para calcular o resultado, demandando assim mais tempo no processamento.

O algoritmo completo é apresentado na Figura 18. Como pode ser observado, inicialmente é preciso especificar um valor de frequência inicial, normalmente especifica-se um valor próximo da frequência fundamental de 50 Hz ou 60 Hz, já que pela norma IEC (IEC, 2008) estes valores não devem oscilar mais do que  $\pm 0,5$  Hz, e qual a taxa de amostragem do dispositivo de aquisição de forma a poder definir qual será o tamanho do vetor de dados utilizado na equação (8). Essa informação do tamanho do vetor de dados é útil também para a criação da matriz A. Como essa matriz é constante em todas as iterações, o cálculo da pseudo-inversa só é computado uma vez, fora do laço principal. Uma vez que o vetor de dados e a matriz A estão definidos, é possível calcular os coeficientes da reta otimizada pelo método dos mínimos quadrados e por meio da interpolação determinar os instantes que a reta intercepta o zero, representando um instante mais próximo do real mesmo quando em presença de grande quantidade de ruído. Este procedimento se repete para todos os semiciclos.

Vale ressaltar que nesse novo fluxograma não existe o bloco de filtragem do sinal, sendo esta a principal vantagem do método. O processo de filtragem demanda tempo e pode distorcer a fase do sinal, o que não ocorre quando se estima a frequência por meio do *zero-crossing* modificado pelo método dos mínimos quadrados.

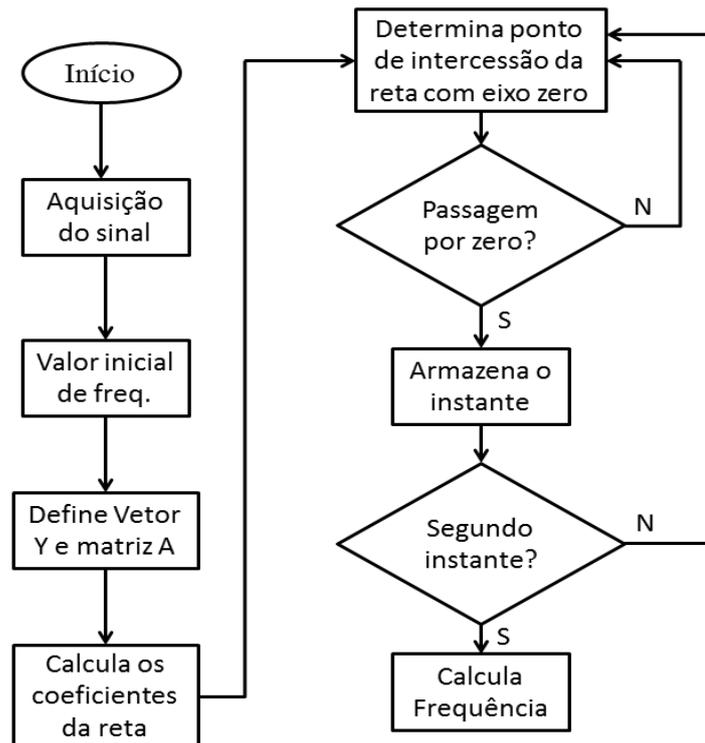


Figura 18. Fluxograma do algoritmo de *zero-crossing* modificado pelo método dos mínimos quadrados.

### 2.2.3 COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS.

Esta seção visa apresentar as performances de três estimadores bem conhecidos na literatura, sendo um deles bem explicado na seção 2.2.1. Os estimadores são o *Phase Locked Loop*, *zero-crossing* e um algoritmo de estimação de frequência pela medição da rotação fasorial.

Um circuito de sincronismo PLL é utilizado para rastrear o ângulo de fase, frequência e amplitude de uma forma de onda de tensão ou corrente. O circuito de sincronismo PLL foi originalmente publicado pela Appleton (APPLETON, 1923) e foi utilizado inicialmente para a recepção síncrona de sinais de rádio. A técnica de PLL foi amplamente utilizada em vários campos industriais, podendo citar sistemas de comunicação em Moeneclaeey (MOENECLAHEY, 1983), sistemas de controle do motor (PAN e FANG, 2008), fontes de alimentação sem contato (MIURA *et al*, 2005), entre outros.

O estimador pela técnica de detecção da passagem por zero já foi bem discutido anteriormente na presente dissertação. O método de rotação fasorial é bem explicado no livro (PHADKE e THORP, 2008) e no artigo (PHADKE, 1993). Basicamente consiste no cálculo

do fasor do sinal por meio da DFT com uma janela móvel e com taxa de amostragem fixa. Quando a frequência do sinal varia, erros são inseridos no cálculo do fasor, porém, esse erro carrega uma informação útil que permite o cálculo da frequência real do sistema. Em outras palavras, obtém-se um fasor que rotaciona no plano complexo com velocidade angular proporcional à diferença entre a frequência considerada e a frequência real do sistema. Como exemplo, cita-se o caso no qual a frequência real é fixa e igual à utilizada para amostragem, nesse caso, o fasor de sequência positiva sempre terá o mesmo ângulo. Supondo que a frequência seja 61 Hz (1 Hz a mais do que a frequência utilizada como referência para amostragem), o fasor de sequência positiva calculado rotacionará com velocidade angular de uma revolução por segundo no plano complexo e com sentido anti-horário, enquanto que se a frequência do sistema fosse 59Hz, o fasor calculado rotacionaria no sentido horário com velocidade angular de uma revolução por segundo. A técnica proposta de *zero-crossing* melhorada por mínimos quadrados não foi utilizada para comparação já que o sinal é pré-filtrado, removendo as distorções críticas que acarretam nas contagens impróprias da passagem por zero, portanto, a performance de um *zero-crossing* convencional e o melhorado serão bem similares. O método proposto só se destaca quando o sinal é corrompido e a estimação é feita sem utilizar um filtro na entrada.

O condicionamento do sinal para serem aplicados os algoritmos de estimação consiste na pré-filtragem por um filtro cosseno, cuja resposta em magnitude é apresentada na Figura 19. Note que é um passa faixa com atenuação dos lóbulos principais mais lenta, porém para o propósito de testar os algoritmos de estimação de frequência, este filtro que é de simples implementação é suficiente.

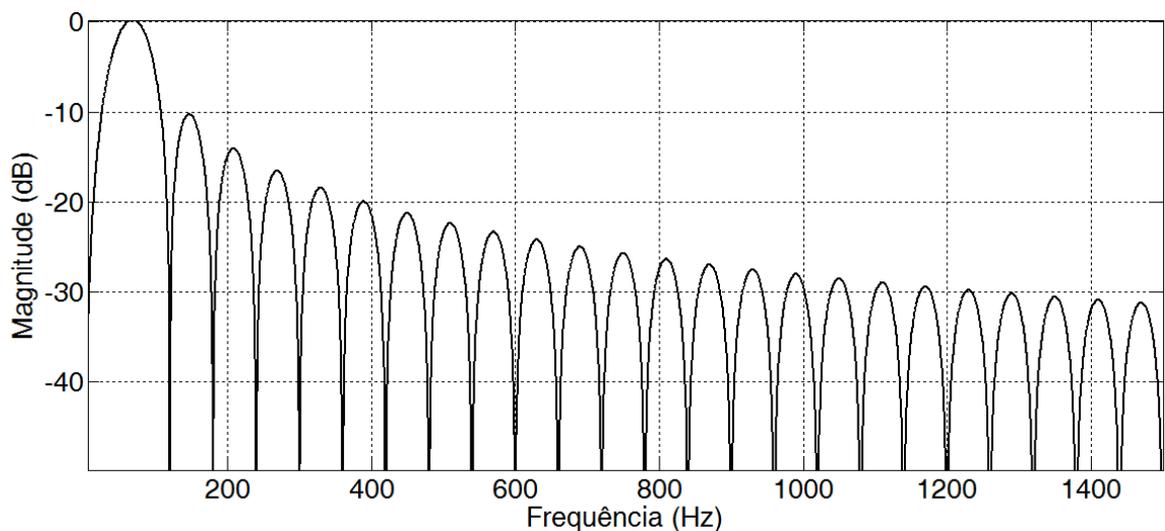


Figura 19. Resposta em magnitude do filtro utilizado na pré-filtragem do sinal para estimação de frequência.

As saídas dos estimadores também são filtradas com o intuito de suavizar a curva de estimação, tornando-a mais similar as variações reais ocorridas em um sistema SEP. O filtro utilizado para essa finalidade foi um MAF, estrutura já bem discutida na seção 2.1, com tamanho de janela igual a meio ciclo. Vale ressaltar que a taxa de amostragem para esse teste foi de 128 amostras por ciclo da componente fundamental, ou seja, 7680 Hz.

A primeira comparação é feita utilizando um sinal distorcido por ruído AWGN (sigla do inglês para *Additive White Gaussian Noise*) com SNR de 40 dB com uma variação em degrau na frequência fundamental de 60 para 60.5 Hz. Este resultado é apresentado na Figura 20.

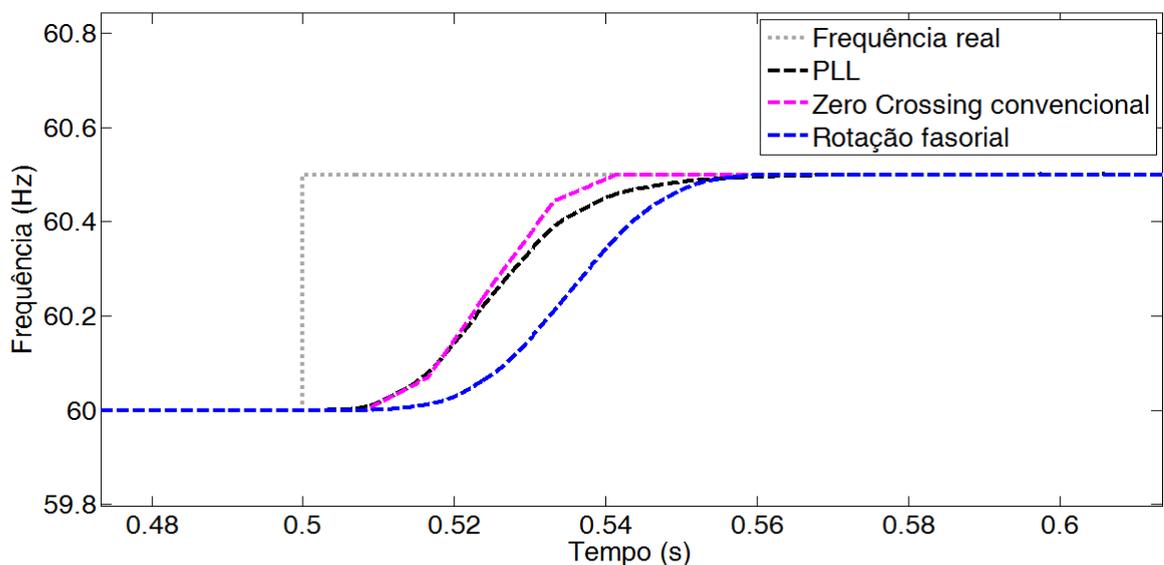


Figura 20. Comparação dos estimadores aplicada no sinal de teste com variação em degrau da frequência fundamental.

Note que as performances dos três estimadores são bem próximas. Note também que a região de convergência inicial dos algoritmos foi desprezada, visto que não traz informação relevante para esta análise. Os três estimadores tiveram boa convergência e boa estabilidade no regime permanente. O método que obteve convergência mais rápida, ainda que muito próxima aos demais, foi o método de *zero-crossing* convencional. Já o método mais lento foi o por rotação fasorial, sendo este resultado esperado devido a maior complexidade computacional exigida pelo cálculo dos fasores.

A segunda comparação foi feita utilizando um sinal também corrompido por ruído AWGN com SNR de 40 dB, porém com uma variação senoidal da frequência fundamental, chegando ao pico máximo de 61 Hz. A curva de estimação é apresentada na Figura 21.

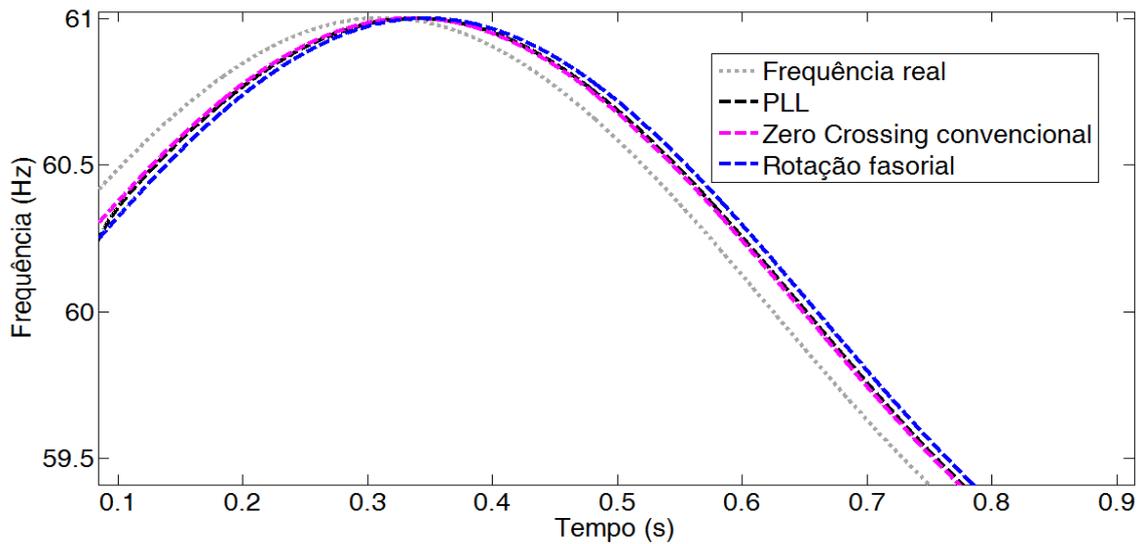


Figura 21. Comparação dos estimadores aplicada em um sinal de teste com variação senoidal da frequência fundamental.

Novamente, o desempenho dos três estimadores foi bem próximos. Os métodos que mais se aproximam da curva original são os métodos por zero crossing e o PLL. Mas ainda assim, os três possuem um atraso considerável. Isso é explicado pelo filtro na saída, que apesar de suavizar a curva, insere mais meio ciclo de atraso na estimação.

O terceiro caso é com um sinal que possui variação em forma de rampa indo de 60 a 61 Hz em meio segundo. Também é corrompido por ruído AWGN com SNR de 40 dB. O resultado da comparação da estimação dos três métodos é apresentado na Figura 22.

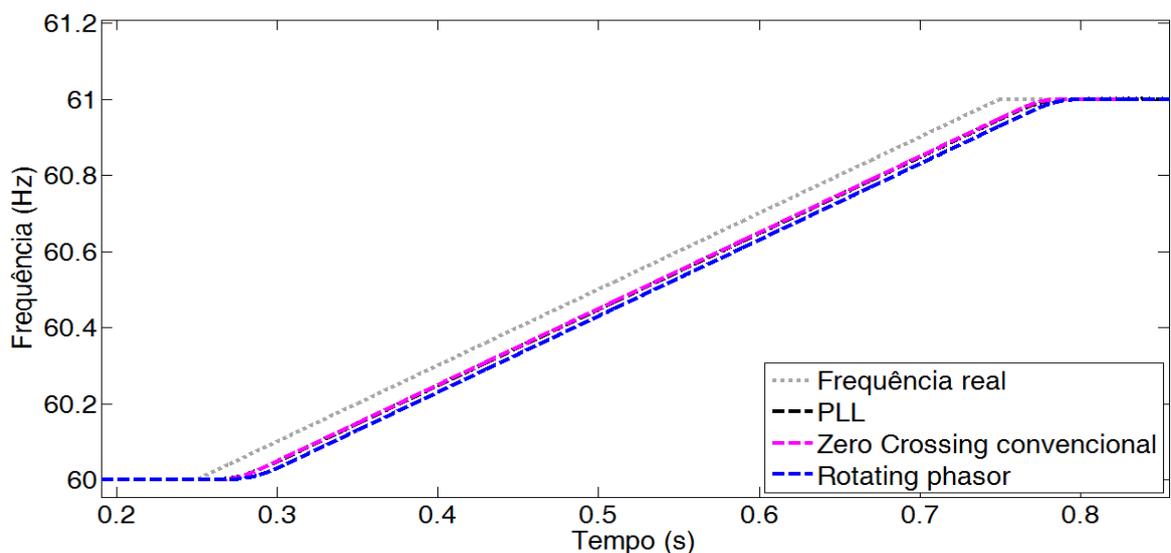


Figura 22. Comparação dos estimadores aplicada em um sinal de teste com variação da frequência fundamental em rampa.

Observe novamente que os métodos que mais se aproximaram da curva original foram o *zero-crossing* e o PLL. Pela sua simplicidade e bom desempenho, o algoritmo de *zero-crossing* foi utilizado nesta dissertação. Lembrando que este pode ser substituído por outro estimador, sendo utilizado no presente trabalho apenas para definir o tamanho da janela e para poder especificar com boa precisão a frequência dos moduladores.

### 2.3 AMOSTRAGEM VARIÁVEL

Nesse tipo de abordagem, o *hardware* de aquisição deve se ajustar as condições de frequência do sistema. A frequência de amostragem deve ser alterada sempre que uma variação na frequência fundamental for detectada de forma a garantir um número inteiro de amostras dentro de um ciclo. Essa tarefa não é tão simples quanto parece, já que requer uma alteração na configuração do conversor analógico digital (ADC) em tempo real. Dessa forma o tamanho do vetor de dados será constante e o período de amostragem é variável.

Na Figura 23 é apresentado um exemplo para ilustrar a técnica de amostragem variável. O sinal amostrado é puramente senoidal com frequência inicialmente de 60 Hz, com variação em degrau para 61 Hz em 0.05 s.

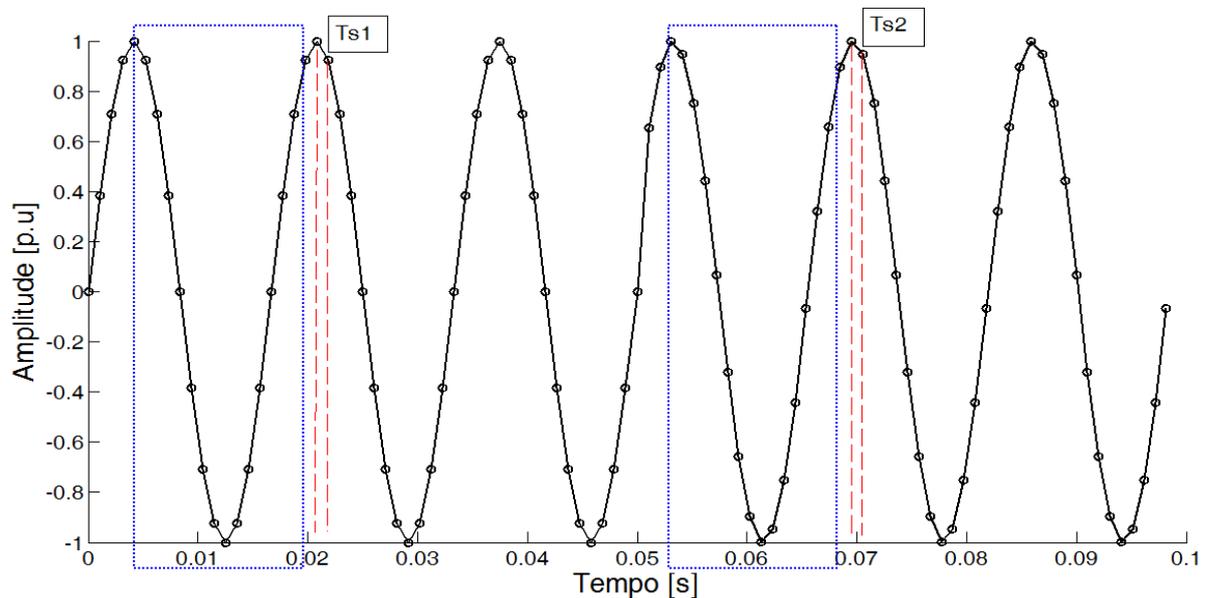


Figura 23. Exemplo de aplicação da técnica de amostragem variável para garantir um número inteiro de amostras por ciclo.

Observe que as janelas, representadas pelos retângulos azuis tracejados, contem 16 amostras, independente da alteração da frequência. A taxa de amostragem ideal para conter

determinado número de amostras por ciclo de um sinal de frequência é calculado conforme a equação (9), onde  $N_{ppc}$  é o número de pontos por ciclo e  $f_e$  é a frequência estimada do sinal.

$$Fs = N_{ppc} \cdot f_e \quad (9)$$

Dessa forma, para o primeiro instante, no qual a frequência fundamental é de 60 Hz e  $N_{ppc}$  de 16 amostras por ciclo, a taxa de amostragem é de 960. Quando a frequência muda para 61 Hz, o algoritmo de amostragem variável calcula qual a nova taxa que irá continuar garantindo que as 16 amostras ainda estejam dentro de um ciclo completo. Para este exemplo, a nova frequência de amostragem resulta em 976 amostras por segundo.

Apesar de esta técnica garantir um número inteiro de amostras por ciclo que evita a amostragem assíncrona e seus efeitos indesejáveis, a mesma distorce a base temporal para análise. Isto tem repercussão direta no domínio da frequência. Se um sinal é amostrado com uma taxa variável, técnicas de transformação de domínios como a de Fourier, por exemplo, sofrem alterações para serem utilizadas. Sabe-se que a máxima frequência representável pelo algoritmo da DFT é definida pelo teorema de Nyquist como sendo a metade da taxa de amostragem. Logo, se esta taxa varia com o tempo, precisaria de uma representação na frequência pra cada base de amostragem.

A outra forma para se evitar a amostragem assíncrona é a técnica de variação do tamanho da janela. Nesta técnica, ao invés de manter  $N_{ppc}$  fixo e variar o período de amostragem, o número de pontos por ciclo é alterado de forma a conter sempre um número inteiro dentro de um ciclo enquanto que a taxa de aquisição é mantida constante. Sendo, portanto, mais prático para aplicações em sistemas de potência. Esta técnica é descrita em maiores detalhes no tópico a seguir.

#### 2.4 TAMANHO DE JANELA VARIÁVEL

Neste tópico será descrito a implementação de um tamanho de janela flexível para ser usado em algoritmos de estimação de parâmetros. O tamanho da janela se ajusta de acordo com os novos valores estimados de frequência do sinal da rede elétrica.

Como forma de validar a metodologia proposta, esta técnica foi aplicada a um filtro média móvel para estimar a amplitude do sinal bem como reconstruir a componente fundamental de um sinal típico da rede elétrica com pequenas oscilações de frequência.

Este método consiste em alterar o número de amostras a serem utilizados pelos algoritmos de processamento de sinais baseado na estimação de frequência e taxa de amostragem, conforme (10). Nesta equação,  $f_e$  é a frequência fundamental estimada do sinal correspondente e o parâmetro  $T_s$  é o intervalo de amostragem. O resultado é o valor que conterà o número de amostras em um ciclo completo.

$$L = \frac{1}{T_s \cdot f_e} \quad (10)$$

Dessa forma, um novo tamanho para a janela é calculado para cada estimação de frequência. Com o objetivo de obter a estimação de amplitude e reconstrução da componente desejada com um filtro passa baixa como o filtro MAF, é preciso inicialmente modular o sinal de forma que este fique na banda de passagem do filtro. Já que o sinal da rede elétrica possui frequência variável, o estimador de frequência atualiza o modulador pra cada nova estimação. O sinal deve ser modulado com função cosseno e seno de forma a levar em consideração a fase do sinal. O MAF é aplicado nos sinais modulados, resultando nas componentes em quadratura e em fase. Esse procedimento é mostrado no diagrama de blocos da Figura 24.

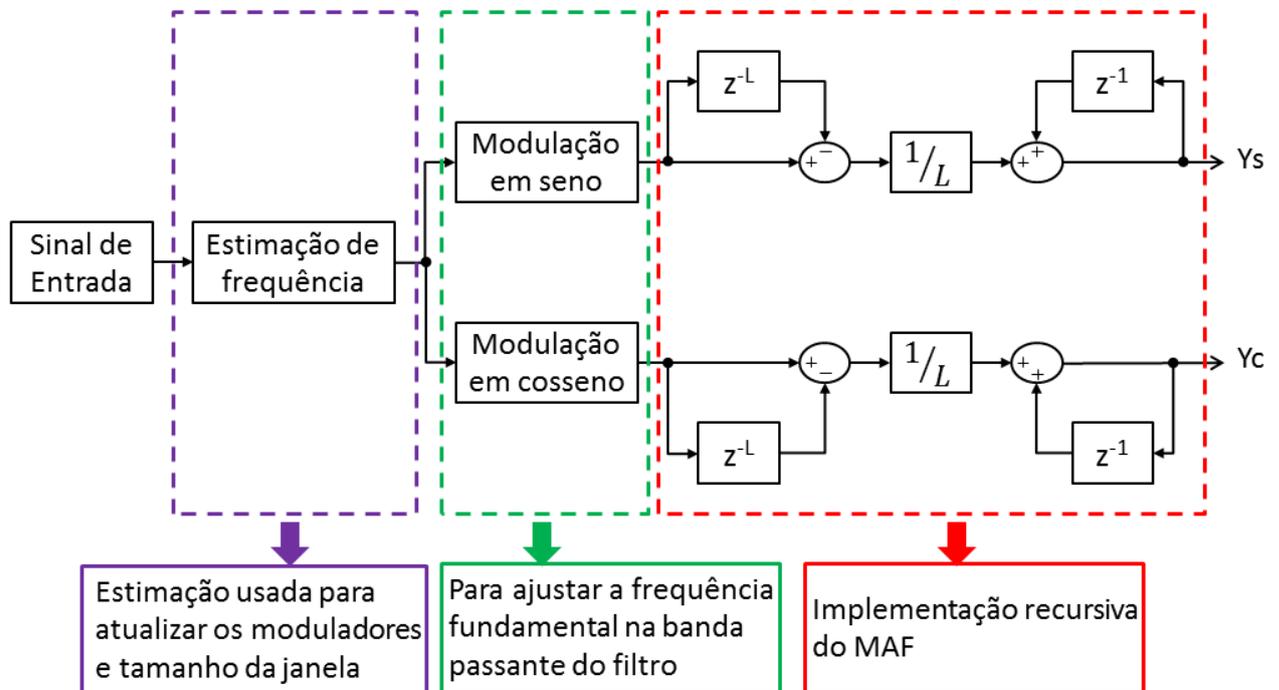


Figura 24. Diagrama para cálculo das componentes em fase e em quadratura para estimação de amplitude usando um filtro média móvel.

O primeiro bloco tracejado refere-se ao algoritmo estimador de frequência (e.g. estimação por rotação fasorial, *zero-crossing*, *phase locked loop*, entre outros), o qual será usado para modificar os coeficientes do filtro MAF além de atualizar os moduladores. O bloco tracejado em verde é referente ao modulador em seno e cosseno de forma a poder levar a componente fundamental do sinal para a banda passante do filtro, considerando o ângulo de fase do sinal de entrada. O terceiro e último bloco tracejado é a execução recursiva do filtro MAF, apresentada em detalhes no tópico sobre média móvel, lembrando que o valor de  $L$  da equação (6) será variável conforme a equação (10).

A estimação de amplitude do sinal amostrado pode ser calculada pelo módulo das componentes em quadratura e em fase,  $Y_c$  e  $Y_s$ . A componente que se deseja reconstruir pode ser calculada por meio da soma das saídas moduladas do MAF. É importante ressaltar que as frequências dos moduladores para reconstrução de componentes devem ser ajustadas de acordo com o primeiro grupo de moduladores. Esse processo é apresentado na Figura 25.

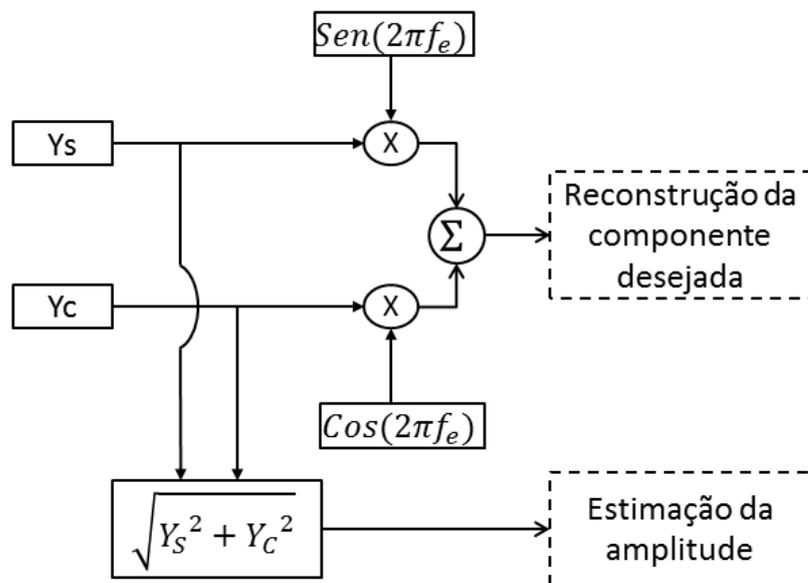


Figura 25. Diagrama para estimação de amplitude do sinal e reconstrução da componente desejada.

Para alcançar o objetivo de obter uma janela variável, este método se baseia em um *buffer* sobredimensionado, diferentemente do *buffer* com tamanho  $L+1$  discutido na Figura 7, de forma a comportar os dados das amostras passadas que deverão ser utilizadas pelo algoritmo do MAF recursivo. Este deve ser sobredimensionado já que segundo a equação (10) quando a

frequência diminui, a quantidade de amostras  $L$  aumenta e precisará continuar cabendo no *buffer* para evitar erros. A Figura 26 apresenta um exemplo ilustrativo da variação do tamanho da janela e como o *buffer* sobredimensionado permite que os dados ainda estejam disponíveis.

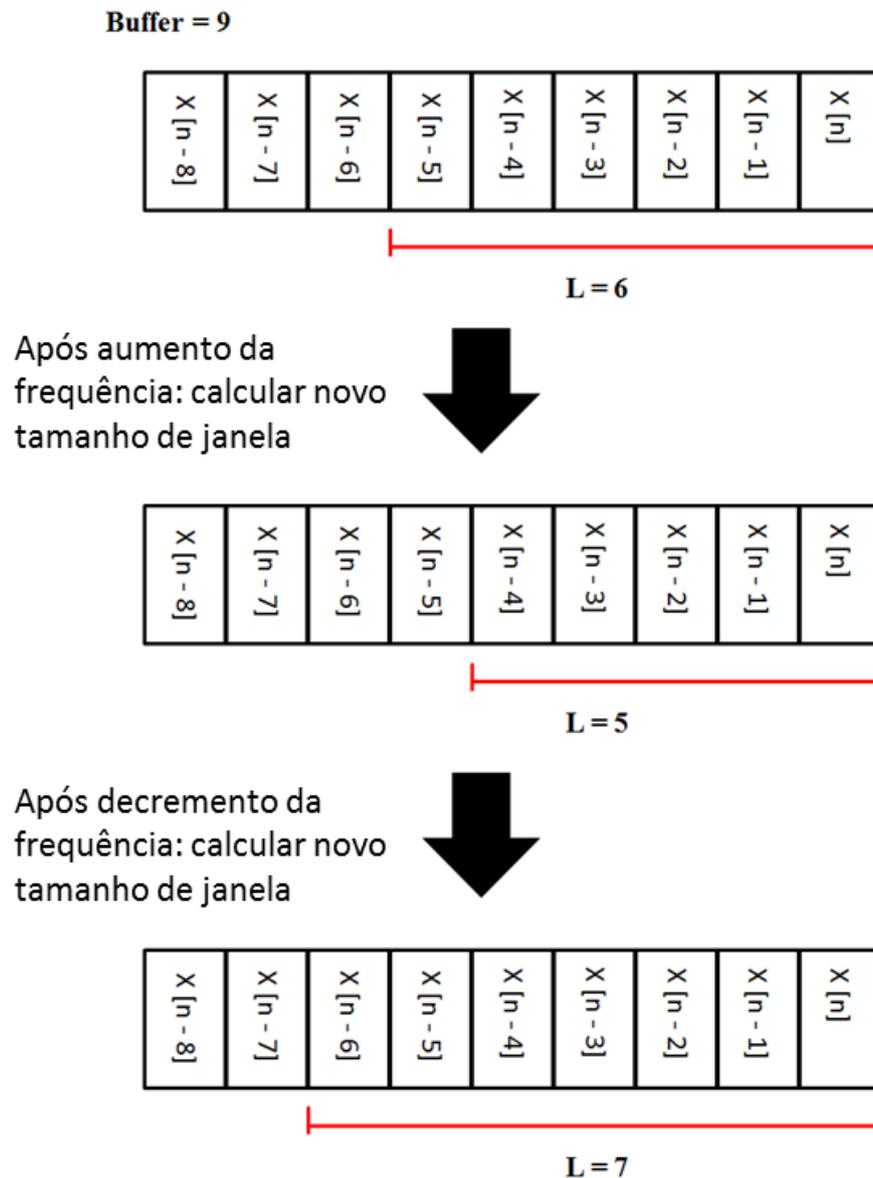


Figura 26. Implementação do método de variação do tamanho da janela com um *buffer* fixo e sobredimensionado.

Neste exemplo, o valor nominal de  $L$  é 6, mas depois de um incremento no valor da frequência, ao aplicar a equação (10), supondo que o valor de  $L$  tenha diminuído para 5 e, portanto, apenas os primeiros cinco elementos armazenados no *buffer* serão utilizados no algoritmo. Com o decremento da frequência do sistema, o novo valor de  $L$  é maior, neste

caso,  $L$  é igual a 7, então apenas os sete primeiros elementos armazenados no *buffer* serão usados. Vale notar que o *buffer* atualiza a cada nova amostra adquirida.

Um problema comum quando se aplica algoritmos para variação do tamanho de janela em técnicas de processamento de sinais é que o resultado pode ser fracionário, situação na qual o valor é apenas aproximado para o inteiro mais próximo. Este procedimento ainda apresenta erros em casos de frequência variante. Este trabalho propõe a melhoria do método de janelamento variável por meio da inserção de uma estrutura interpoladora no projeto recursivo do filtro MAF para os casos de tamanho de janela fracionária, acarretando pequena alteração na estrutura apresentada na Figura 24.

#### 2.4.1 INTERPOLAÇÃO DE JANELAS FRACIONÁRIAS

Conforme já mencionado, a faixa segura definida pela IEC 61000-4-30 para oscilação da frequência em um sinal típico da rede elétrica é de 0,5 Hz em condições normais. Dependendo da taxa de amostragem, esta pequena variação pode não ser o suficiente para causar uma alteração no tamanho da janela de valor inteiro. Portanto é importante que exista algum algoritmo de interpolação sempre que a equação (10) resultar em um número não fracionário.

Para taxas de amostragem mais elevadas uma simples interpolação linear pode ser aplicada, alcançando pequenos erros. Para outros casos, pode-se avaliar a possibilidade de desenvolver uma estrutura de interpolação mais elaborada. Na Figura 27 é ilustrado um caso de interpolação linear de forma a auxiliar o entendimento da construção da estrutura interpoladora.

Nesta figura,  $L$  é o valor arredondado de tamanho de janela,  $L_f$  é o resultado fracionário e  $n$  é a amostra atual. Observa-se que a estimação da amplitude do sinal equivalente para uma amostra fracionária é baseada na amostra atrasada dos números inteiros  $L$  e  $L - 1$ , que são ambas conhecidas e encontram-se armazenadas no *buffer*. Vale ressaltar que a interpolação linear ainda apresentará erros devido à aproximação de um trecho de uma função possivelmente não linear como sendo linear, como pode ser visto ainda na Figura 27 pela pequena distância entre o ponto estimado e o valor de  $x[n - L_f]$  original.

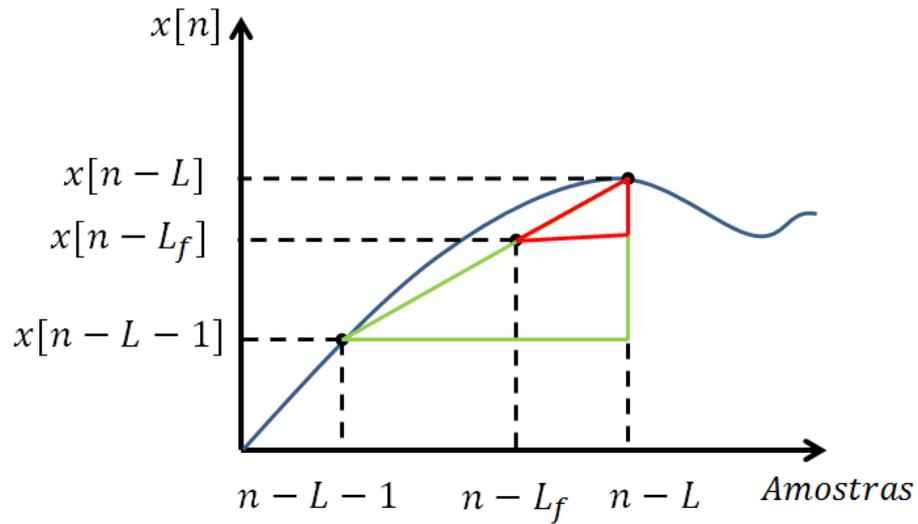


Figura 27. Interpolação linear para quando o tamanho de janela é fracionário.

Pela análise dos triângulos verde e vermelho, é possível, por meio da teoria de semelhança de triângulos, escrever uma expressão para calcular o termo  $x[n - L_f]$  como função das versões atrasadas por  $L$  e por  $L - 1$  amostras, sendo ambas atrasadas de número inteiro de amostras e, portanto, praticável. As equações (11) e (12) descrevem esse processo.

$$\frac{x[n - L] - x[n - L - 1]}{1} = \frac{x[n - L] - x[n - L_f]}{L_f - L} \quad (11)$$

Separando o termo  $X[n - L_f]$  e escrevendo a constante  $L_f - L$  como sendo  $L_{frac}$ , obtêm-se a equação (12).

$$X[n - L_f] = X[n - L] - L_{frac} \cdot (X[n - L] - X[n - L - 1]) \quad (12)$$

A equação (12) mostra como usar o valor interpolado do sinal atrasado de uma quantidade não inteira de amostras usando dados armazenados no *buffer*. Isto deve ser incorporado na estrutura recursiva do filtro MAF apresentado na equação (4) que é repetida aqui por conveniência (não incrementará a contagem de equação na presente dissertação), alterando o termo  $X[n - L]$  pelo resultado de  $X[n - L_f]$  da equação (12).

$$Y[n] = Y[n - 1] + \frac{X[n] - X[n - L]}{L}$$

A forma recursiva com interpolação linear em uma representação em diagrama é apresentada na Figura 28, onde  $L_{frac}$  é a constante igual a diferença entre o valor de tamanho de janela fracionário e o arredondado de  $L_f$ .

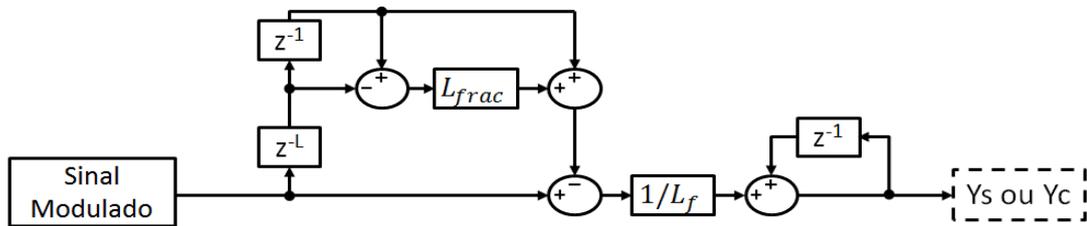


Figura 28. Diagrama para implementação de um interpolador linear com janela variável aplicado na estrutura de um filtro média móvel.

Para obter a estrutura completa do filtro média móvel com janela variável, considerando o processo de interpolação para uma versão melhorada de estimação de amplitude e reconstrução de componentes, o bloco tracejado em vermelho apresentado na Figura 24 deve ser substituído pelo diagrama da Figura 28. A estrutura completa é apresentada na Figura 29.

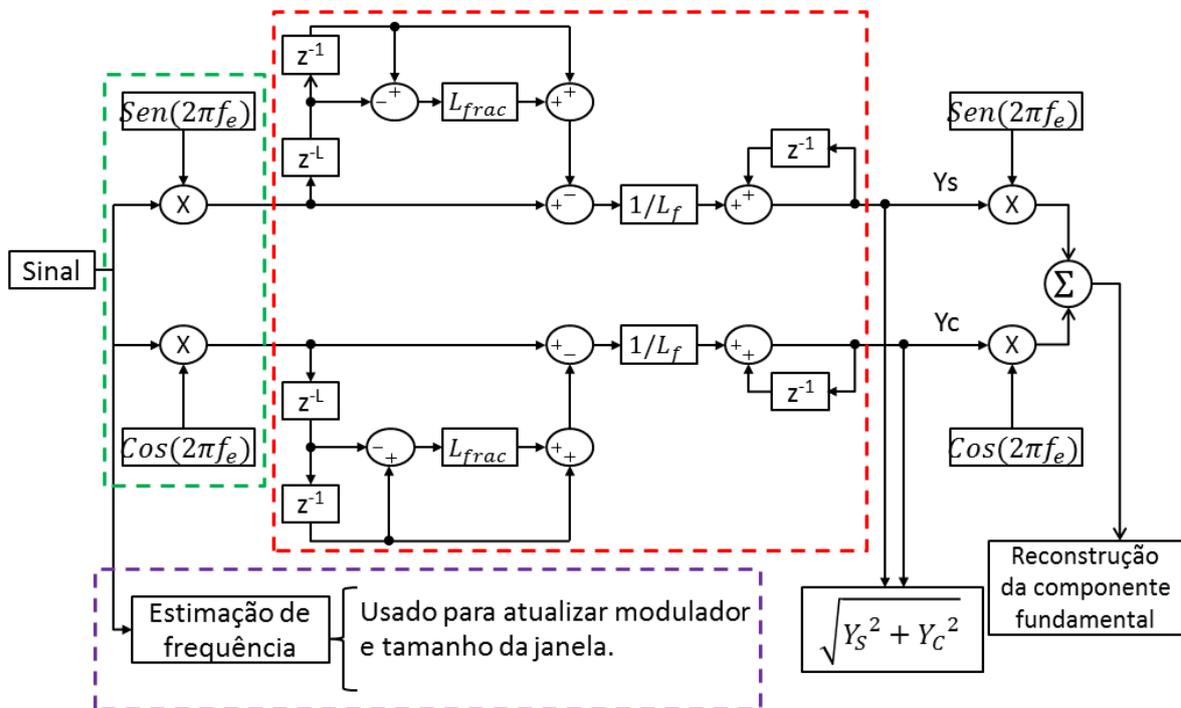


Figura 29. Diagrama completo da técnica de modulação e coeficientes ajustáveis para estimação de amplitude e reconstrução da componente fundamental.

## 2.5 RESULTADOS PARCIAIS

Para a avaliação de resultados, dois sinais de teste foram criados de forma a poder comparar o desempenho na estimação de amplitude entre o método proposto de janelamento variável com interpolação e o método convencional. Existem nos dois sinais uma variação em degrau da frequência de 60 para 61 Hz. No entanto, no segundo sinal de teste existe também um decremento na amplitude por um breve período de tempo de forma a poder avaliar a capacidade de rastreamento do algoritmo.

A taxa de amostragem escolhida para o teste de validação foi de 128 amostras por ciclo de um sinal de componente fundamental de 60 Hz, ou seja, 7680 amostras por segundo. O filtro média móvel convencional foi projetado com uma janela de 128 pontos. Na estrutura proposta, o tamanho da janela é variado segundo a equação (10), proporcional a estimação de frequência. O estimador de frequência escolhido para testar o método foi um *zero-crossing* simples, que conforme já discutido, calcula a frequência de acordo com o tempo entre consecutivas passagens por zero. Este foi escolhido devido à simplicidade e devido ao fato de o sinal de teste não conter ruídos nem harmônicos que prejudicariam o desempenho desse tipo de estimador. Um filtro passa-baixa foi inserido na saída do algoritmo de *zero-crossing* como forma de suavizar a curva de frequência, já que o sinal de sistemas de potência não possui grandes variações em curtos intervalos de tempo. Vale notar que uma mudança abrupta de 60 para 61 Hz como a do sinal de teste não é comum em sistemas de potência, mas foi utilizada para fins de testes e validação de desempenho da proposta, já que a resposta ao degrau nos permite avaliar o regime transitório e permanente no mesmo teste. A estimação da amplitude do sinal senoidal com variação em degrau da frequência usando o método convencional, ou seja, um filtro média móvel com janela fixa é apresentado na Figura 30. Já a estimação baseada no algoritmo proposto, pode ser visualizada na Figura 31.

Note a oscilação presente na estimação de amplitude usando o método convencional depois que a frequência mudou de seu valor nominal de 60 para 61 Hz. Isto é em razão dos coeficientes do filtro que foram ajustados para a nova condição de 61 Hz. Já com o algoritmo proposto, este efeito é praticamente nulo, alcançando erros em torno de 0.004% comparados aos erros por volta de 1.5% alcançados pelo método convencional. A comparação dos erros obtidos pelos dois métodos quando aplicadas ao sinal de teste são apresentadas nas Figura 32 e Figura 33.

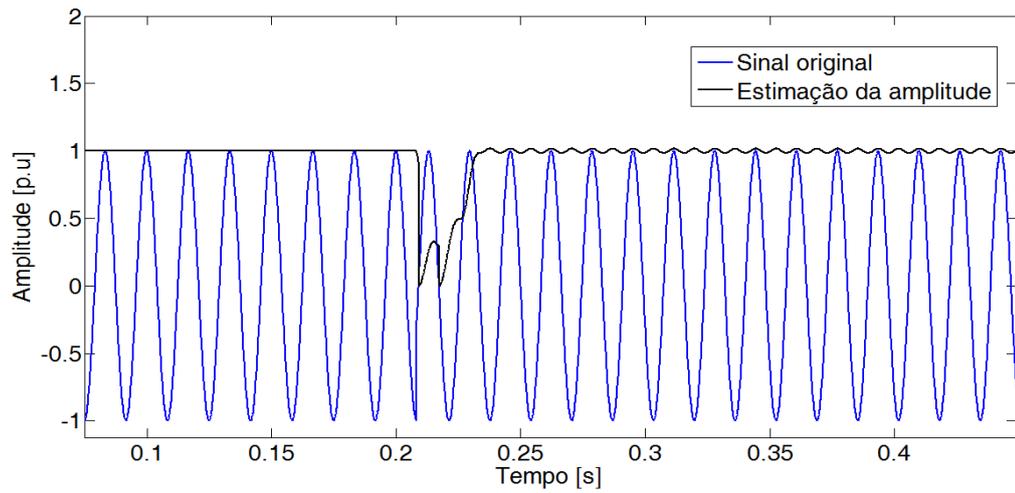


Figura 30. Estimação de amplitude para o caso de variação em degrau da frequência usando um média móvel de janela fixa.

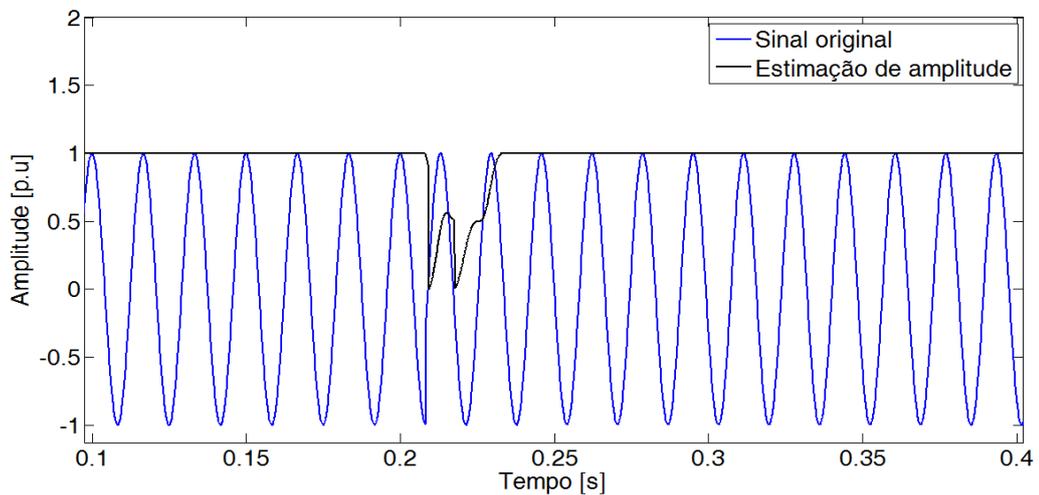


Figura 31. Estimação da amplitude para o caso de variação em degrau da frequência usando o algoritmo de janela ajustável proposto.

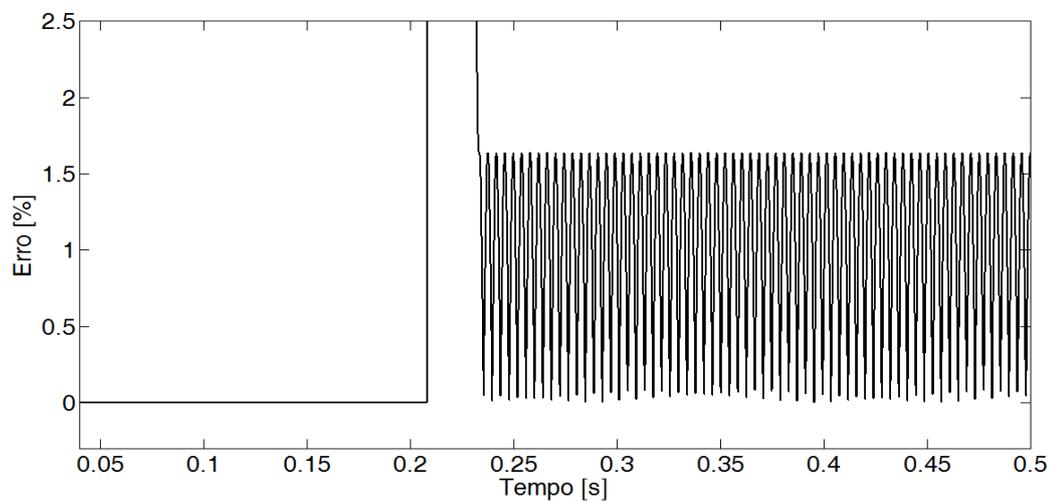


Figura 32. Erro obtido com o método convencional para o primeiro sinal de teste.

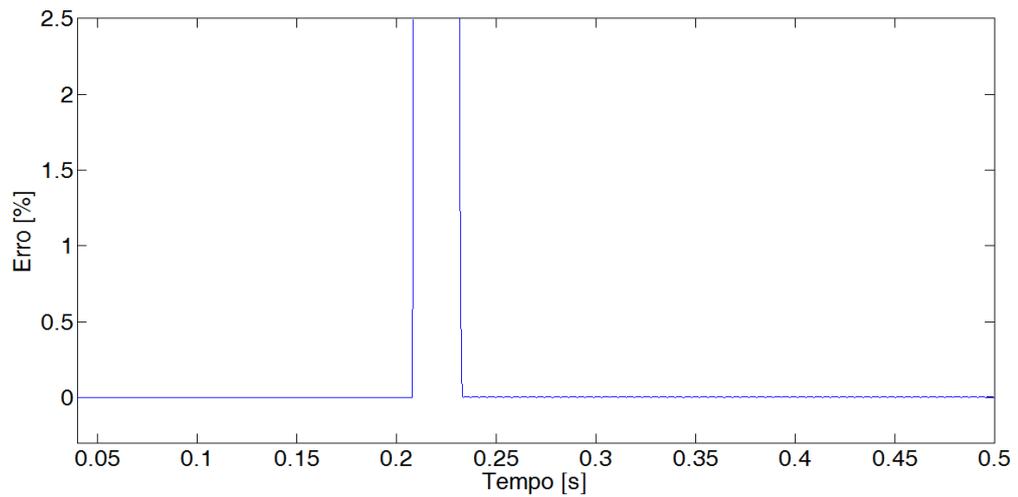


Figura 33. Erro obtido com o método proposto para o primeiro sinal de teste.

Além da variação na frequência, o segundo sinal de teste contém uma queda momentânea no valor da amplitude. Este teste é interessante para avaliar a capacidade de rastrear a amplitude do sinal. O sinal de teste junto com o resultado da estimação de amplitude sem e com a utilização do algoritmo proposto podem ser vistos nas Figura 34 e Figura 35, respectivamente.

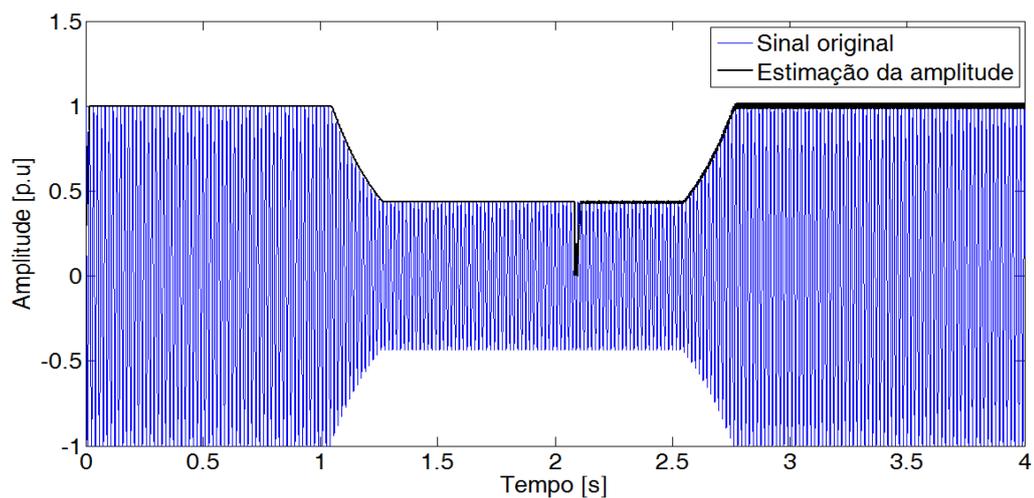


Figura 34. Estimação de amplitude com o método convencional de um sinal com variação em degrau na frequência além de queda momentânea na amplitude.

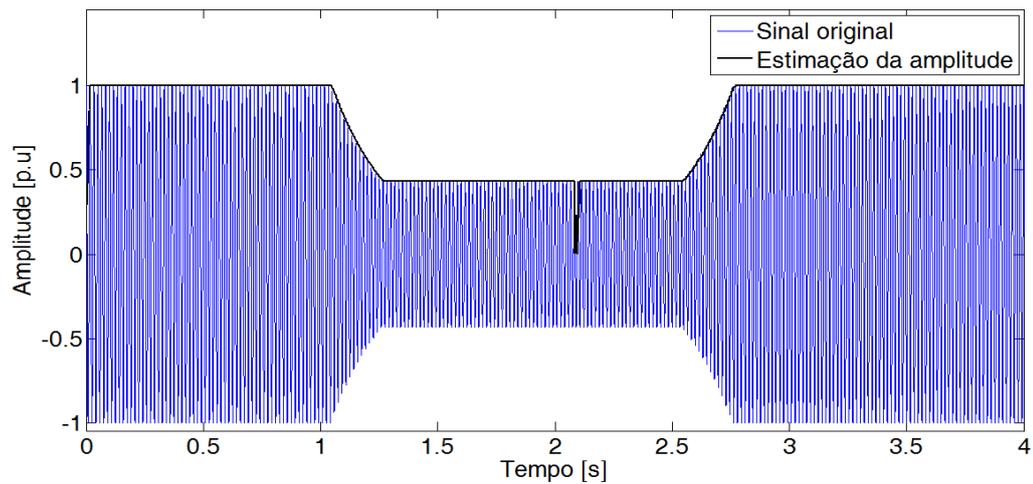


Figura 35. Estimção de amplitude com o método proposto de um sinal com variação em degrau na frequência além de queda momentânea na amplitude.

É de se esperar que exista algum erro de estimção durante a transição de amplitude, já que o algoritmo apresenta certo período de convergência. No entanto, durante o regime permanente, deseja-se que a estimção seja precisa. A curva de erro obtida na estimção de amplitude usando o método convencional para o segundo caso é apresentado na Figura 36.

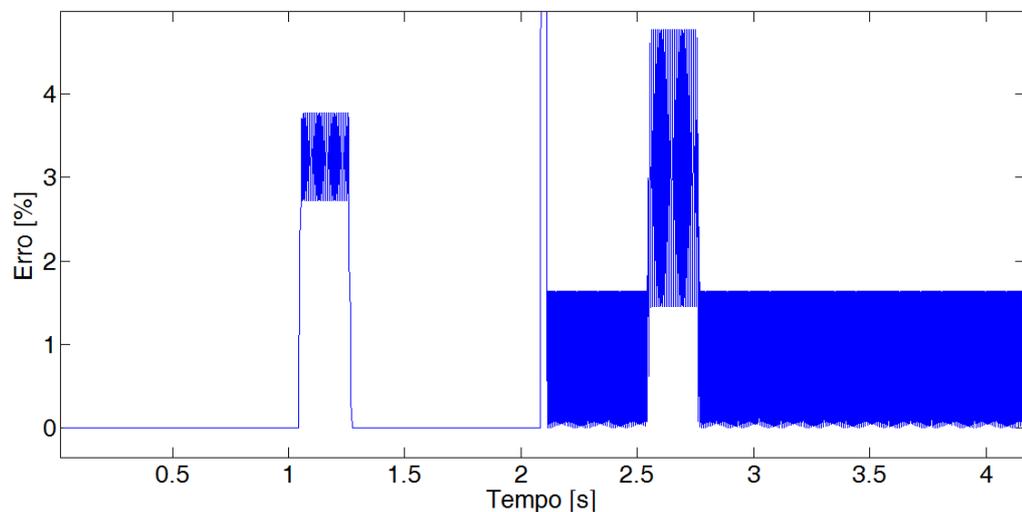


Figura 36. Erro obtido na estimção de amplitude do sinal com variação em degrau na frequência e queda momentânea na amplitude usando o método convencional.

Pode-se observar que antes dos dois segundos, o erro é praticamente nulo já que a frequência fundamental é a mesma que a utilizada para definir os coeficientes do filtro. Durante a queda exponencial na amplitude, o erro aumenta devido ao período de

convergência do filtro. A variação abrupta na frequência causa o pico no gráfico de erro. Nota-se que depois da mudança no valor de frequência, o método convencional mantém um erro em torno de 1.5%, aumentando quando a amplitude varia.

O erro obtido ao se utilizar o algoritmo proposto, para este mesmo caso, é apresentado na Figura 37. Note que o erro quando a frequência é 60 Hz é aproximadamente igual ao erro quando a frequência é 61 Hz, validando a capacidade de ajustar os coeficientes do filtro de acordo com a estimação de frequência.

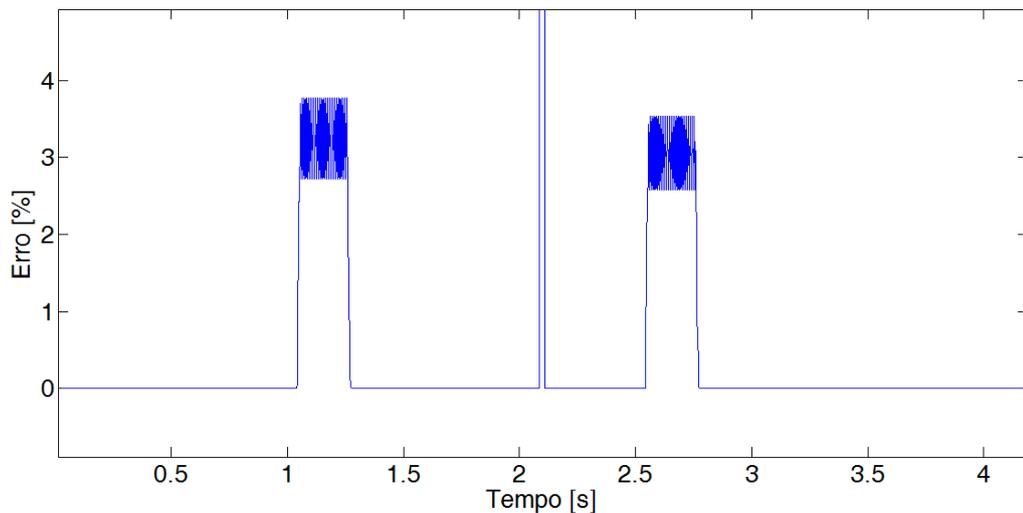


Figura 37. Erro obtido na estimação de amplitude do sinal com variação em degrau na frequência e queda momentânea na amplitude, usando o método proposto.

O mesmo problema referente ao regime de convergência existe no método proposto, resultando em erros elevados durante a variação de amplitude. Entretanto, é possível perceber que enquanto a amplitude está aumentando com frequência fundamental de 61 Hz, o erro obtido pelo método proposto é mais baixo do que quando se utiliza a janela fixa devido à capacidade de rastreamento do método. Depois que a amplitude volta a ser constante e a frequência é diferente da nominal, os coeficientes ajustados resultam em erros próximos a zero.

É possível perceber pela comparação das duas figuras que o intervalo de tempo com elevado valor de erro devido ao período de convergência dos algoritmos é o mesmo, indicando que o esforço computacional é muito próximo. Porém, o erro obtido durante esse tempo de rastreamento de amplitude quando a frequência está fora do valor nominal é bem menor quando se utiliza o algoritmo proposto.

### 3 FILTRO HANNING

A janela de Hanning é definida como sendo o janelamento de um semiciclo da função cosseno, também conhecida como a função de cosseno elevada uma vez que apenas possui valores positivos (RIBEIRO *et al*, 2014). A expressão geral para esta função é mostrada na equação (13), onde  $L$  é o comprimento da janela,  $\alpha$  e  $\beta$  são parâmetros da função. Para o caso específico do filtro de Hanning,  $\alpha$  e  $\beta$  são iguais a 0,5. Uma comparação desta janela com outras similares pode ser encontrada em (OPPENHEIM *et al*, 1999).

$$W_H(n) = \alpha - \beta \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{L}\right) \quad (13)$$

Para assegurar que os valores são nulos fora do comprimento da janela, a mesma é multiplicada pela janela retangular definida pela equação (14). Desta forma, a expressão final para a janela de Hanning é apresentada na equação (15).

$$W_R(n) = \begin{cases} 1 & -\frac{L}{2} < n < \frac{L}{2} \\ 0 & \text{Caso Contrário} \end{cases} \quad (14)$$

$$W_H(n) = W_R(n) \cdot \left[0.5 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{L}\right)\right] \quad (15)$$

A representação do domínio da frequência da janela de Hanning pode ser obtida como função da transformada de Fourier em tempo discreto (do inglês *Discrete Time Fourier Transform* - DTFT) da janela retangular e do teorema de modulação, que são bem conhecidos e facilmente calculados. A expressão da DTFT da janela de Hanning em termos da janela retangular e versões moduladas é apresentada na expressão (16).

$$W_H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2} \cdot W_R(e^{j\omega}) - \frac{1}{4} \cdot W_R\left(e^{j\omega - \frac{2\pi}{L}}\right) - \frac{1}{4} \cdot W_R\left(e^{j\omega + \frac{2\pi}{L}}\right) \quad (16)$$

Desde que a região de convergência inclua o círculo unitário, então a transformada  $z$  é alcançada substituindo-se  $e^{j\omega}$  por  $z$  e definindo  $\theta$  como  $\frac{2\pi}{L}$ , resultando na equação (17).

$$W_H(z) = \frac{1}{2} \cdot W_R(z) - \frac{1}{4} \cdot W_R(z \cdot e^{-j\theta}) - \frac{1}{4} \cdot W_R(z \cdot e^{j\theta}) \quad (17)$$

Dessa forma, precisa-se saber primeiramente a transformada  $z$  da função retangular, que pode ser calculada considerando que a função retangular seja a soma de uma função degrau com sua versão deslocada, conforme mostrado nas equações (18) e (19). A transformada  $z$  de  $W_R$  é apresentada na expressão (20).

$$u(n) \stackrel{z}{\leftrightarrow} \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (18)$$

$$u(n - L) \stackrel{z}{\leftrightarrow} z^{-L} \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (19)$$

$$W_R(n) = u(n) - u(n - L) \stackrel{z}{\leftrightarrow} \frac{1 - z^{-L}}{1 - z^{-1}} \quad (20)$$

Substituindo a expressão (20) em (17) obtém-se a equação (21). O procedimento matemático para obter a expressão final para a janela Hanning é descrito nas equações seguintes.

$$W_H(z) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - z^{-L}}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{4} \cdot \frac{1 - (z \cdot e^{-j\theta})^{-L}}{1 - (z \cdot e^{-j\theta})^{-1}} - \frac{1}{4} \cdot \frac{1 - (z \cdot e^{j\theta})^{-L}}{1 - (z \cdot e^{j\theta})^{-1}} \quad (21)$$

Uma vez que  $\theta = \frac{2\pi}{L}$ , então  $e^{j\theta L} = 1$ . Utilizando essa informação juntamente com o teorema de Euler, obtêm-se a equação (22).

$$W_H(z) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 - z^{-L}}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{4} \cdot \left[ \frac{(-2 + 2 \cos(\theta) z^{-1}) \cdot (1 - z^{-L})}{z^{-2} - 2 \cos(\theta) z^{-1} + 1} \right] \quad (22)$$

Para normalizar  $W_H(z)$ , de tal maneira que  $W_H(1) = 1$ , um fator de  $2/L$  deve ser multiplicado à transformada  $z$  original, resultando em (23).

$$W_H(z) = \frac{1 - z^{-L}}{L} \cdot \left[ \frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1 - \cos(\theta) z^{-1}}{1 - 2 \cos(\theta) z^{-1} + z^{-2}} \right] \quad (23)$$

Após algumas manipulações algébricas e definindo  $a_0$  como  $1 - \cos(\theta)$ , obtêm-se a representação final da janela de Hanning no domínio  $z$ , que pode ser implementada como um filtro recursivo, conforme apresentada na equação (24).

$$W_H(z) = \frac{1}{L} \cdot \frac{1 - z^{-L}}{1 - z^{-1}} \cdot \frac{a_0 z^{-1} + a_0 z^{-2}}{1 - 2 \cos(\theta) z^{-1} + z^{-2}} \quad (24)$$

Ressalta-se na equação (24) que o filtro de Hanning pode ser interpretado como um filtro média móvel em série com outro filtro, chamado neste trabalho por  $H_2$ . Conforme já discutido, o MAF possui zeros espaçados igualmente em volta do círculo complexo e um pólo diferente de  $z = 0$ , localizado em  $z=1$ , o qual cancela com o zero situado no mesmo local, assegurando que o filtro seja do tipo passa-baixa, com zeros em cada múltiplo da componente fundamental. Os pólos de  $H_2$  são complexos conjugados  $e^{\pm j\theta}$  que cancelam com os zeros do MAF referente à remoção da componente de 60 Hz. Portanto, o filtro Hanning não remove o segundo harmônico quando considerado somente um ciclo, como pode ser alcançado com o esquema do MAF. Adicionalmente, este cancelamento pode falhar quando considerando uma implementação de ponto fixo, levando a uma condição de instabilidade já que os zeros e pólos podem ser deslocados devido às aproximações de arredondamento.

A resposta em magnitude dos filtros média móvel e Hanning são mostradas na Figura 38. A taxa de amostragem utilizada é de 16 amostras por ciclo da componente de 60 Hz. O comprimento da janela de ambos os algoritmos é de 16 amostras. Note que os lóbulos do filtro de Hanning decaem mais rapidamente que o do MAF, atenuando assim os componentes inter-harmônicos com um desempenho melhor. Contudo, com somente um ciclo de observação, o filtro Hanning não remove o segundo harmônico. Uma das contribuições dessa dissertação é a alteração do posicionamento dos pólos de forma a não mais cancelar com os zeros referentes a componente de 60 Hz.

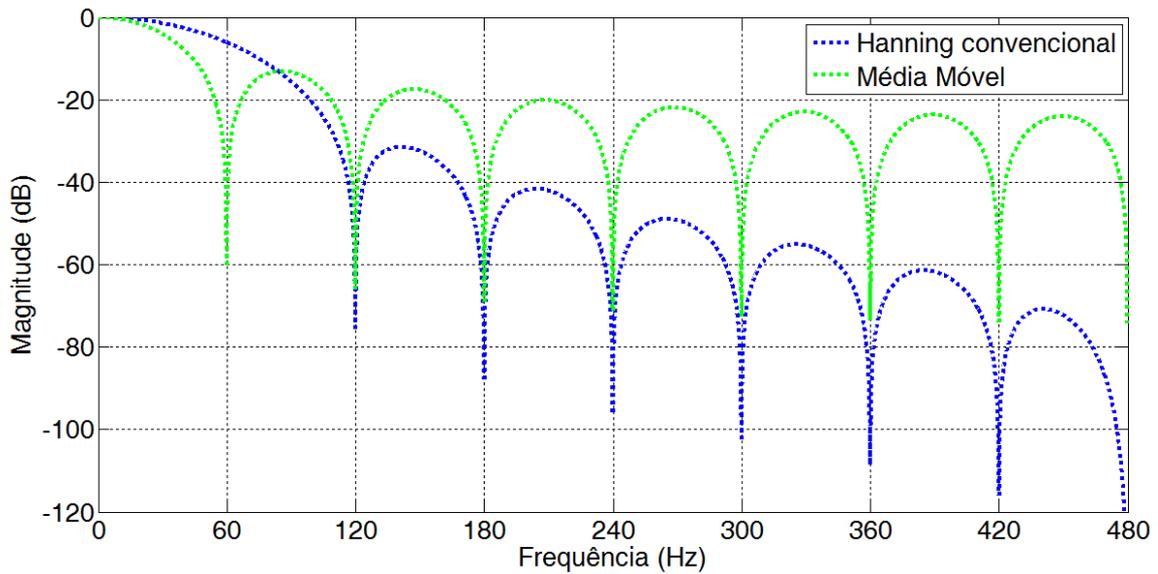


Figura 38. Resposta em magnitude dos filtros média móvel e Hanning convencional com 16 amostras por ciclo da componente fundamental.

### 3.1 MODIFICAÇÃO PROPOSTA

A ideia principal da modificação é trazer os pólos de  $H_2$  para dentro do círculo unitário, evitando assim o cancelando com o zero respectivo da seção do MAF, mantendo o rápido decaimento dos lóbulos do filtro Hanning. Esta alteração tem como objetivo uma resposta em magnitude mais adequada que atenua o segundo harmônico com apenas um ciclo de observação. A fim de fazer isso, deve ser escolhido um fator de ajuste dos pólos que seja menor que a unidade para trazê-los para uma localização dentro do círculo, mantendo a estabilidade do sistema. A modificação dos pólos é apresentada em (25), onde  $p_{1,2}$  representa o primeiro e o segundo pólo e  $r$  é o fator de ajuste que deve ser inserido a fim de deslocar os pólos para dentro do círculo unitário. Este fator de ajuste deve ser maior que zero e menor que a unidade. Aplicando (26) obtém-se o novo denominador para  $H_2$  que leva em consideração o novo fator de ajuste, capaz de alterar o posicionamento no círculo unitário, apresentado na expressão (27).

$$p_{1,2} = r e^{\pm j\theta} \quad (25)$$

$$H_{2 \text{ den mod}} = (1 - r e^{-j\theta} \cdot z^{-1}) \cdot (1 - r e^{j\theta} \cdot z^{-1}) \quad (26)$$

$$H_{2\text{ den mod}} = 1 - 2r\cos(\theta)z^{-1} + r^2z^{-2} \quad (27)$$

Portanto, a expressão final do filtro Hanning modificado no domínio  $z$  é apresentada na equação (28).

$$W_{H\text{mod}}(z) = \frac{1}{L} \cdot \frac{1 - z^{-L}}{1 - z^{-1}} \cdot \frac{a_0z^{-1} + a_0z^{-2}}{1 - 2r\cos(\theta)z^{-1} + r^2z^{-2}} \quad (28)$$

Note que os pólos do denominador da expressão modificada não tocam o perímetro do círculo unitário enquanto  $r$  for escolhido para ser inferior a unidade. Caso  $r$  seja igual a um, a expressão (28) se torna igual a expressão (24). Na Figura 39 é apresentado um deslocamento para dentro do centro dos dois pólos conjugados quando  $r$  é igual a 0,8, evitando cancelamento indesejado. A resposta em magnitude do filtro modificado é apresentada na Figura 40. Novamente, a taxa de amostragem é de 16 amostras por ciclo da componente de 60 Hz.

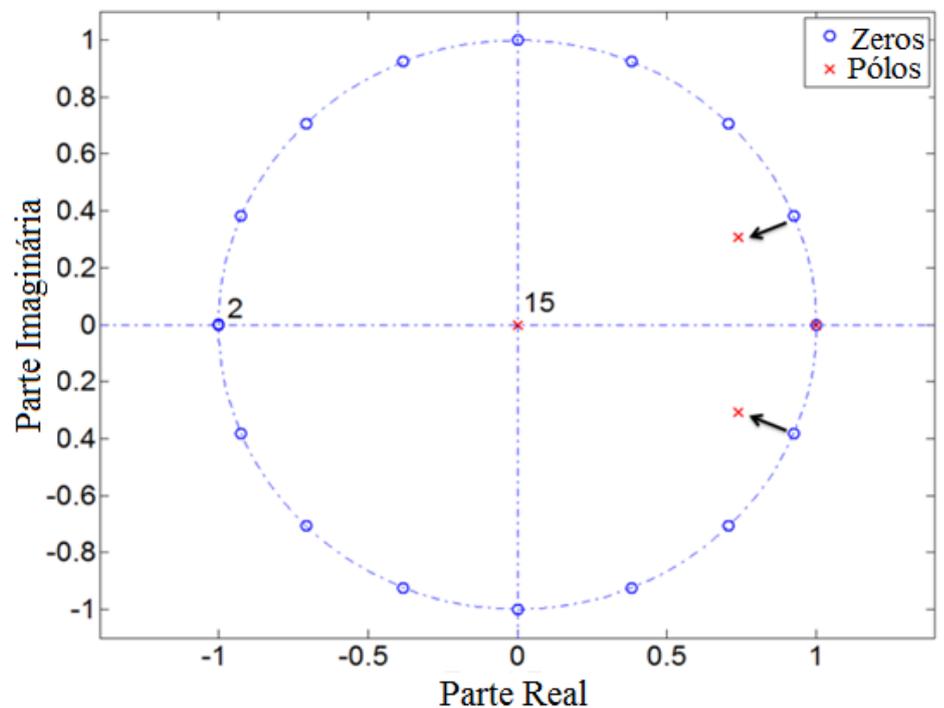


Figura 39. Representação dos pólos e zeros do plano  $z$  do filtro de Hanning modificado.

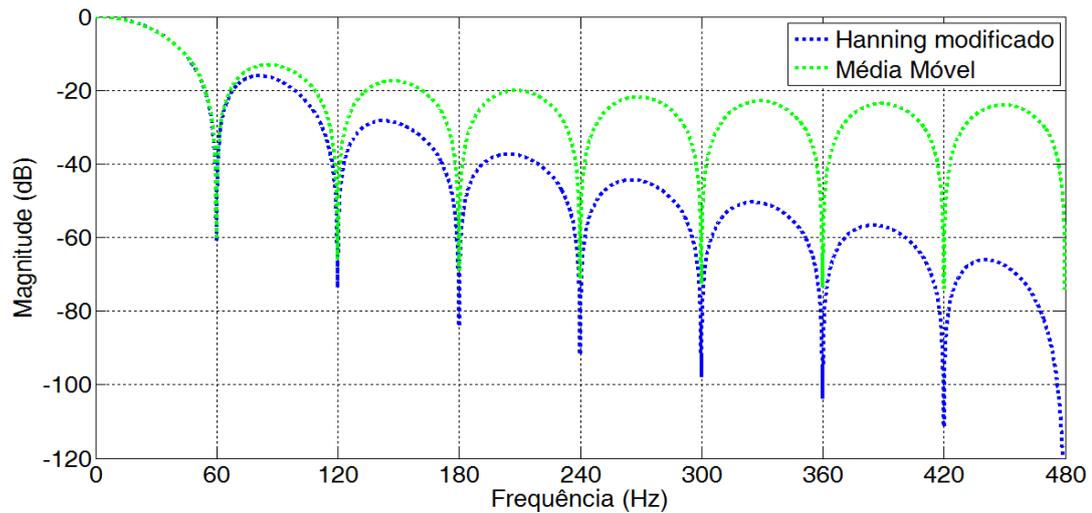


Figura 40. Comparação entre a resposta em magnitude do filtro de Hanning modificado com o filtro Média Móvel (MAF).

Outra característica importante a se notar é com relação a condição instável decorrente do cancelamento entre pólos e zeros presente no projeto original e que não mais ocorre na versão modificada, tornando-a mais estável para implementações em *hardware*. O diagrama completo do método proposto para ser utilizado na estimação de amplitude e reconstrução da componente fundamental por meio do filtro da equação (28) é apresentado na Figura 41. Vale ressaltar que por se tratar de um filtro passa baixa, para aplicações em sistemas de potencia no qual se pretende filtrar a componente de 60 Hz, precisa-se modular o sinal amostrado.

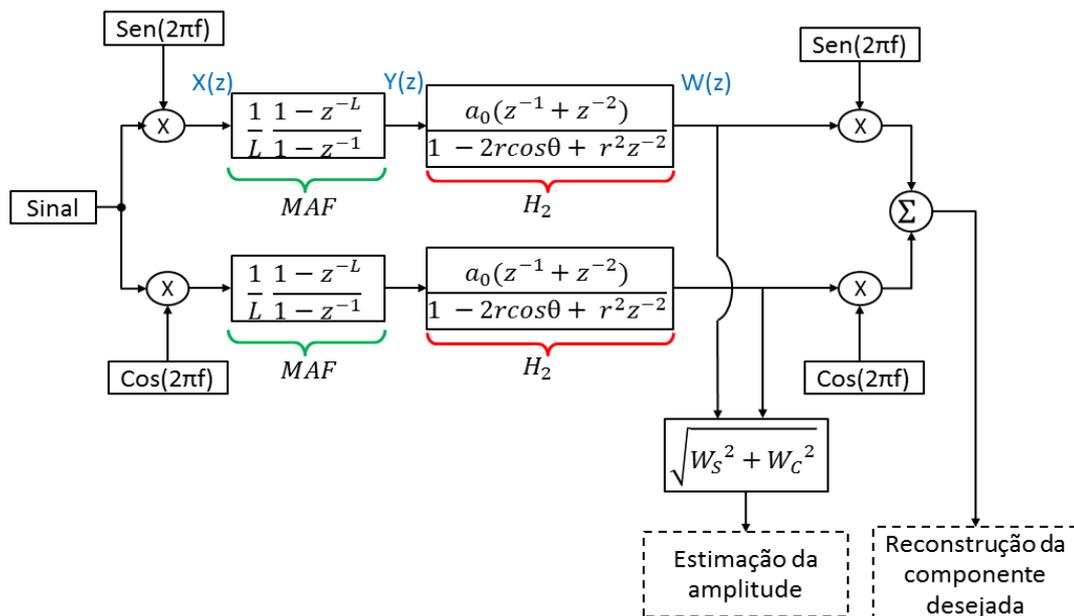


Figura 41. Diagrama completo de filtragem com filtro Hanning modificado para estimação da amplitude e reconstrução da componente fundamental.

O primeiro passo é a modulação do sinal amostrado do sistema de potência. O modulador deve ser especificado de acordo com a componente de frequência que se pretende reconstruir. O processo de modulação irá deslocar a componente desejada para a banda de passagem do filtro passa-baixa proposto. Após o processo de modulação, o sinal passa pelo filtro de Hanning modificado, o qual, conforme discutido anteriormente, pode ser separado em duas estruturas de filtro em série. O primeiro, delimitado pela linha verde, é o diagrama do filtro média móvel recursivo, onde  $L$  é o comprimento da janela. A segunda estrutura, delimitada pela linha vermelha, é o filtro definido como  $H_2$ , onde  $a_0$  é  $1 - \cos(\frac{2\pi}{L})$ ,  $b$  é definido como  $\cos(\frac{2\pi}{L})$  e  $r$  é o fator de ajuste que traz os pólos para dentro do círculo unitário. Esses dois filtros combinados resultam, portanto, na expressão (28).

Para contabilizar diferentes ângulos de fase do sinal do sistema de potência, o processo de modulação deve ser realizado com a componente em fase e em quadratura, mostrado como  $Y_C$  e  $Y_S$  no diagrama, sendo a saída do filtro com o sinal modulado em cosseno e seno respectivamente. Ao realizar a soma em quadratura destas componentes, obtém-se a estimação da amplitude da componente especificada pelo modulador. Através da modulação que é realizada novamente com a mesma frequência e somando os resultados, é possível obter a reconstrução do sinal desejado.

O algoritmo para implementação do filtro Hanning modificado de forma recursiva pode ser explicado com auxílio da Figura 41. Este filtro é a composição em série do filtro MAF com o denominado  $H_2$ . Dessa forma podemos utilizar a saída do algoritmo discutido na Figura 7 como sendo a entrada de  $H_2$ . Denominando a saída como  $w$ , obtém-se a equação (29).

$$w(z) = y(z) \frac{a_0 z^{-1} + a_0 z^{-2}}{1 - 2r \cos(\theta) z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (29)$$

Passando para o domínio do tempo, chega-se a equação (30).

$$w[n] = 2r \cos(\theta) w[n-1] - r^2 w[n-2] + a_0 y[n-1] + a_0 y[n-2] \quad (30)$$

Percebe-se que a saída atual do filtro Hanning modificado depende das saídas e entradas atrasadas por uma e duas amostras. Por esse motivo, o vetor para armazenar os dados de saída precisa conter três posições e não apenas duas como na implementação do filtro média móvel. O fluxograma da implementação do filtro Hanning modificado é apresentado na Figura 42.

Note que um terceiro *buffer* teve que ser definido com tamanho igual a três posições, enquanto que o *buffer* de saída do MAF deve ser aumentado para três posições também.

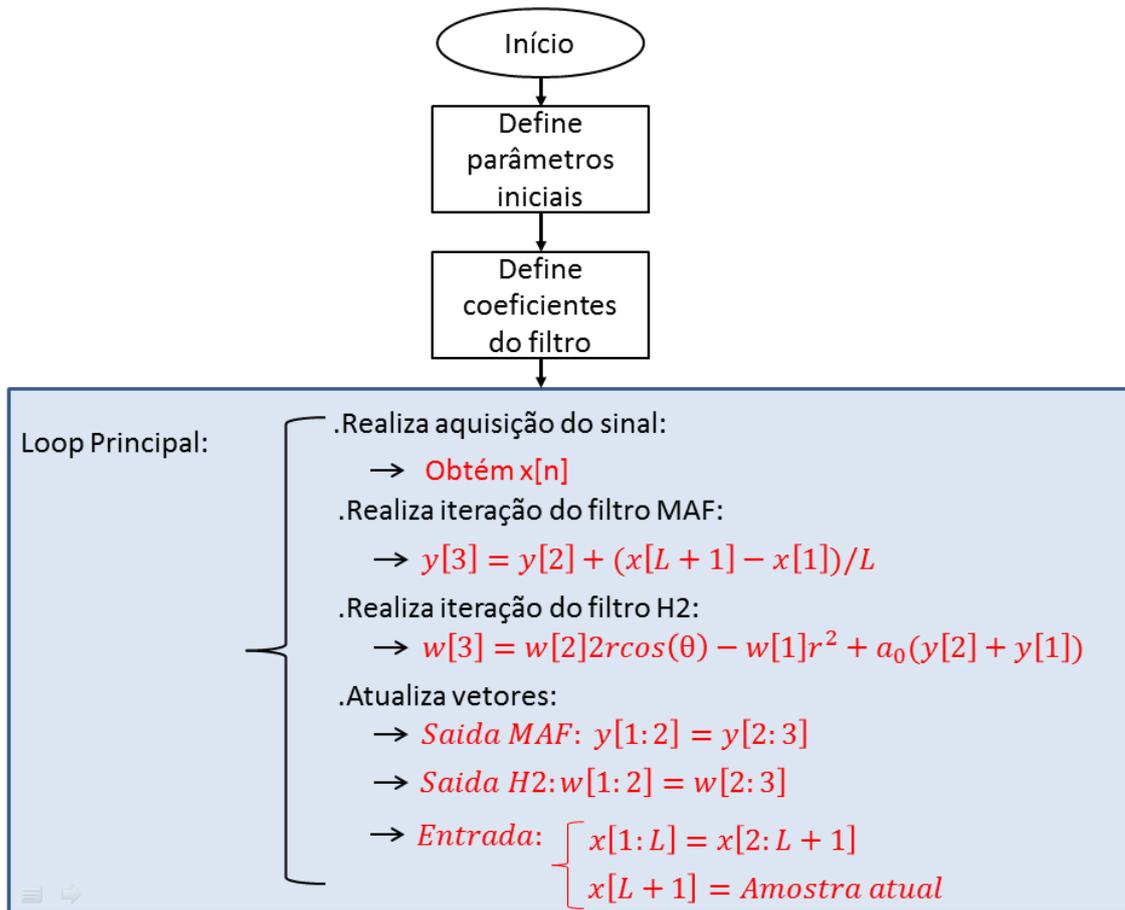


Figura 42. Algoritmo para implementação do filtro Hanning modificado.

### 3.2 RESULTADOS PARCIAIS

O método proposto contém a vantagem do filtro média móvel no âmbito que também remove o segundo harmônico considerando apenas um ciclo de amostragem do sinal, mantendo a rápida atenuação do filtro Hanning recursivo e, portanto, eliminando harmônicos e inter-harmônicos com maior eficiência.

Como forma de validar a modificação do filtro Hanning proposta neste trabalho, um sinal de teste é utilizado para comparar os desempenhos na estimação de amplitude com o filtro média móvel, filtro de Hanning recursivo convencional e o filtro proposto. O sinal possui conteúdo espectral conforme apresentado na TABELA 1, com uma queda exponencial na amplitude durante um breve período de tempo.

TABELA 1. CONTEÚDO ESPECTRAL DO SINAL DE TESTE

Componente de Frequência (Hz)	Intensidade (p.u)
60 – Fundamental	1
120 – Segundo harmônico	0,25
300 – Quinto harmônico	0,5
318 – Inter-harmônico	0,125

Para todos os testes, foi utilizada uma taxa de amostragem de 16 amostras por ciclo e apenas um ciclo de observação é utilizado nos algoritmos. Na Figura 43 é apresentada a estimação da amplitude do sinal de teste ao se utilizar o filtro média móvel. O erro obtido é mostrado na Figura 44. Pode-se perceber que o erro máximo obtido nessa condição é em torno de 5% quando a amplitude está oscilando e próximo a 1% quando a amplitude é fixa.

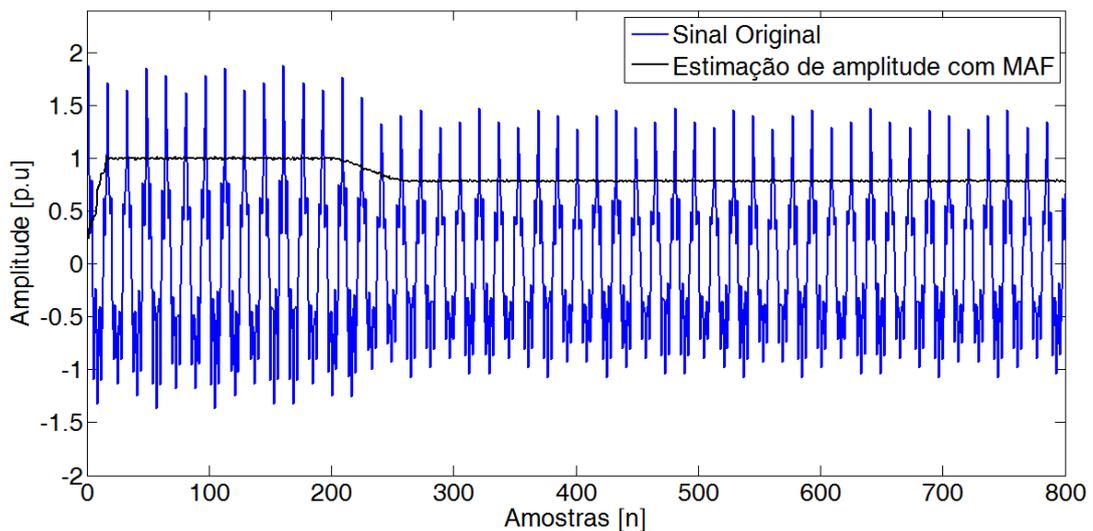


Figura 43. Estimação de amplitude do sinal de teste usando o filtro média móvel.

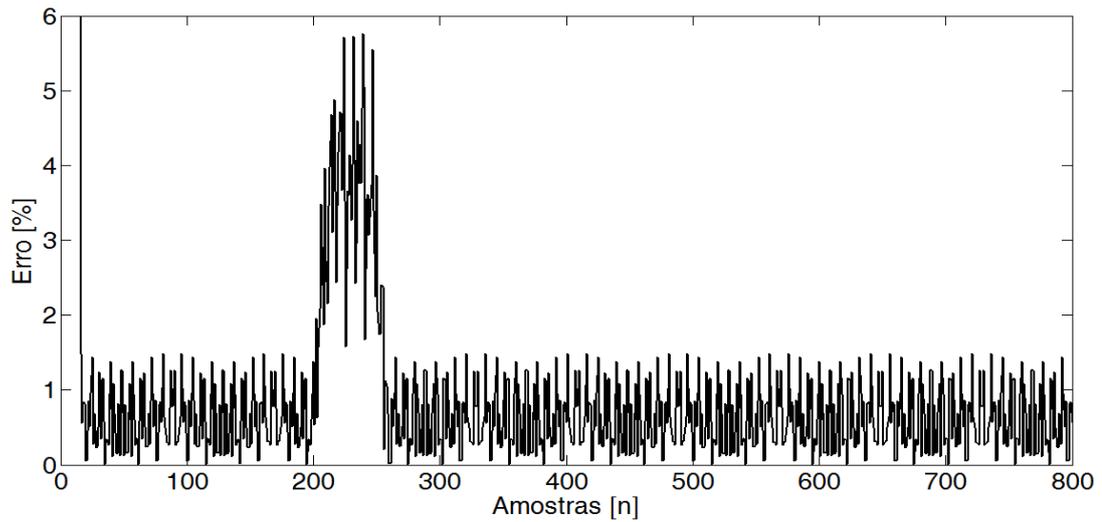


Figura 44. Erro obtido ao se utilizar o filtro média móvel no sinal de teste.

A estimação da amplitude quando se utiliza o filtro Hanning recursivo convencional é apresentada na Figura 45. O erro obtido é apresentado na Figura 46. Note que, já que essa estrutura de filtro não remove o segundo harmônico, o resultado é bem ruim, alcançando erros na ordem de 14%. Já a estimação de amplitude obtida com o filtro proposto é apresentada na Figura 47 e o respectivo erro apresentado na Figura 48. Pode-se observar que erro ainda é em torno de 5 % quando em presença de amplitude oscilante e abaixo de 0.006% quando em regime estável.

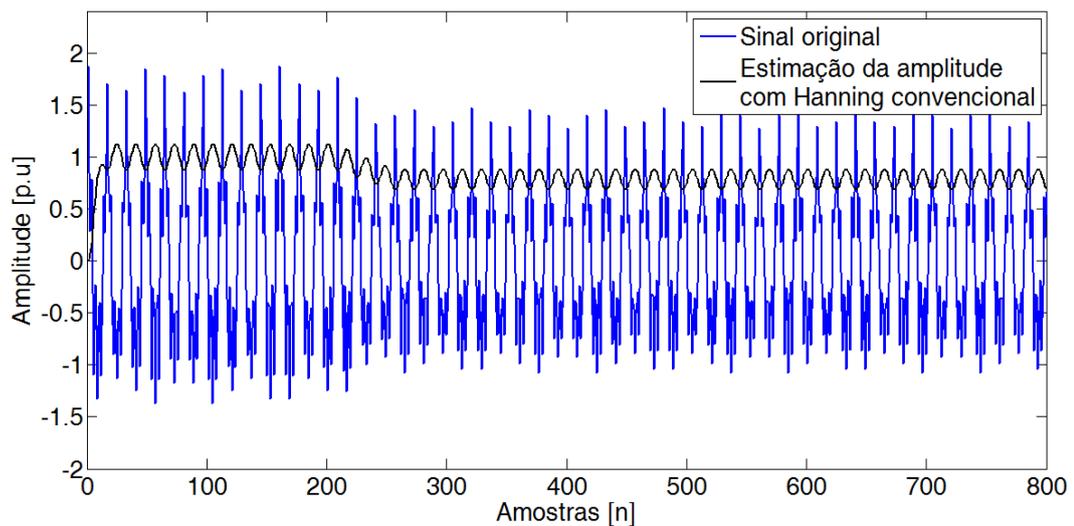


Figura 45. Estimação de amplitude do sinal de teste usando o filtro Hanning Convencional.

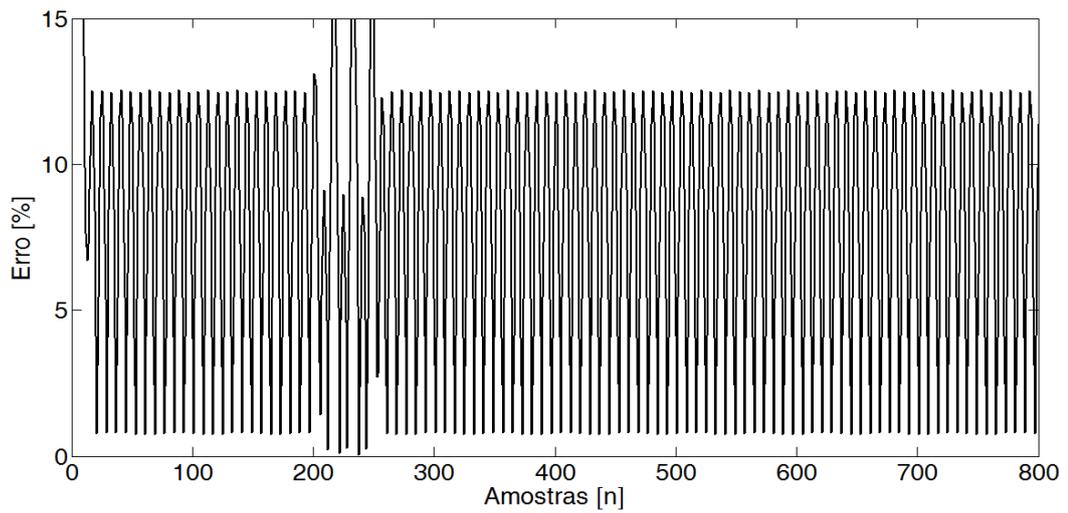


Figura 46. Erro obtido ao se utilizar o filtro de Hanning convencional no sinal de teste.

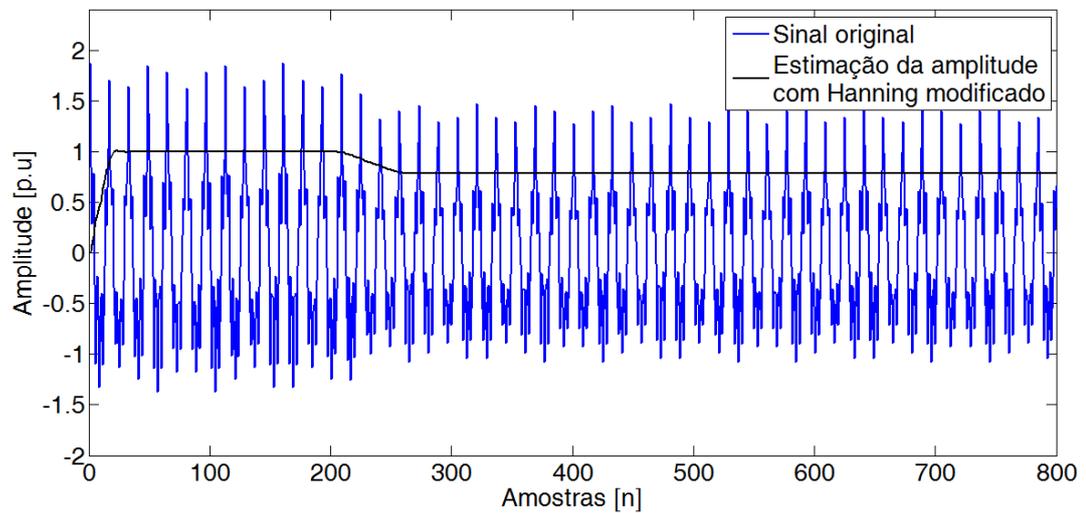


Figura 47. Estimação da amplitude do sinal de teste usando o filtro proposto.

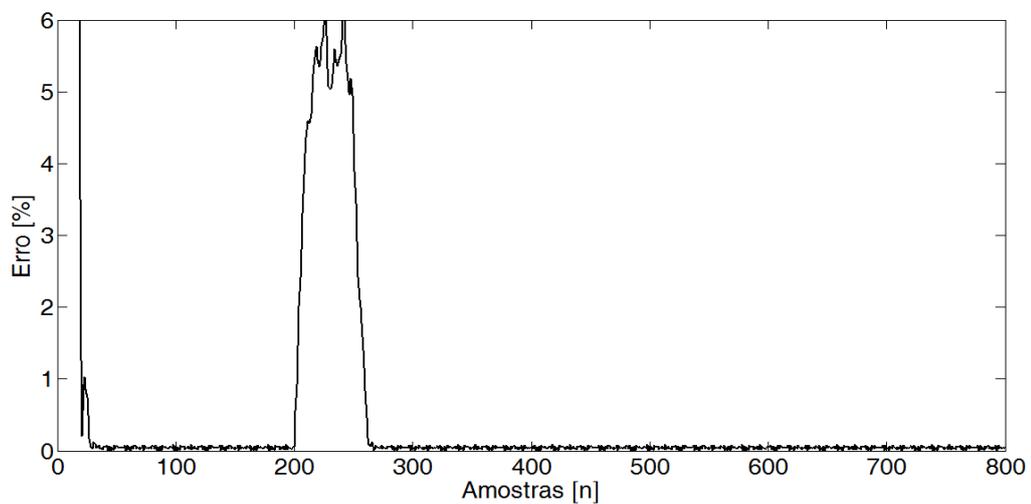


Figura 48. Erro obtido ao se utilizar o filtro Hanning modificado no sinal de teste.

Os erros médios para o mesmo sinal sem considerar a variação exponencial na amplitude é resumida na TABELA 2. Para o cálculo do erro médio não foi considerada a parte transitória do início do algoritmo, visto que é o regime de convergência do método e é de se esperar que o erro seja elevado.

TABELA 2. ERRO MÉDIO OBTIDO PARA OS TRÊS ALGORITMOS CONSIDERANDO O MESMO SINAL.

<b>Algoritmo</b>	<b>Erro médio [%]</b>
MAF	0,6272
Hanning Convencional	7,9375
Hanning Modificado	0,0445

Vale ressaltar que no sinal de teste para essa modificação do filtro não foi considerado variações na frequência fundamental, uma vez que o filtro Hanning modificado ainda não possui um mecanismo para ajuste dos coeficientes de acordo com a frequência do sistema. Esta combinação será descrita no Capítulo 4.

### 3.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Foram apresentadas as vantagens e desvantagens de se utilizar filtros com capacidade de eliminar harmônicos, como exemplo, o média móvel. Foi feita a abordagem matemática para se implementar um filtro recursivo baseado na janela de Hanning e este foi comparado com o MAF. Percebendo sua grande vantagem de atenuar com maior eficiência as demais componentes foi feito uma modificação a fim de possibilitar sua aplicação com um único ciclo e ainda assim eliminar o segundo harmônico. As respostas em magnitude do MAF em comparação com o filtro Hanning convencional e com o filtro modificado também foram apresentadas.

As aplicações desses tipos de filtro para estimação de amplitude e reconstrução de determinada componente foram abordadas, sendo testados os três diferentes algoritmos em um mesmo sinal de teste, contendo harmônicos, inter-harmônicos e oscilação de amplitude. Como esperado, o resultado obtido utilizando o método proposto foi superior aos demais, afirmando que a modificação apresentada foi capaz de superar as limitações do filtro convencional, representando assim, um passo importante em direção a algoritmos mais eficientes para monitoramento de sistemas de potência.

#### 4 FILTRO HANNING MODIFICADO COM TAMANHO DE JANELA VARIÁVEL

No capítulo 2, mais especificamente no tópico 2.4, foi explicada a técnica de janelamento variável para ajuste dos coeficientes de um filtro média móvel de forma que este se adapte à frequência oscilante do sistema e remova com maior eficiência os componentes harmônicos. Por meio de simulação com um sinal sem ruído, porém com frequência variando em degrau, obtiveram-se resultados satisfatórios no que diz respeito à estimação de amplitude desse sinal. Foi feita a comparação com o mesmo filtro, no entanto, com janela fixa e foi comprovado que a técnica de janela variável obteve menor erro e sem muito aumento em esforço computacional, tendo como maior desvantagem a grande dependência de um bom estimador de frequência.

No capítulo 3, mais especificamente no tópico 3.1, foi apresentada uma modificação do filtro Hanning que garante maior estabilidade para implementação em ponto fixo além de melhorar a eficiência da eliminação de harmônicos e atenuação de inter-harmônicos, já que o segundo harmônico pode ser eliminado mesmo quando se utiliza uma janela de um ciclo de observação. Os resultados foram tirados analisando os erros obtidos por três métodos, incluindo o proposto, considerando um sinal distorcido por harmônicos e inter-harmônicos conforme TABELA 1. Observou-se que os melhores resultados foram obtidos ao se utilizar o filtro modificado. A sua estrutura não difere muito da original, não aumentando esforço computacional nem complexidade de implementação.

A ideia do presente capítulo é acoplar as duas técnicas em uma só, ou seja, desenvolver uma estrutura recursiva do filtro Hanning modificado capaz de ajustar seus coeficientes de acordo com a frequência do sistema e com isso, estimar com maior precisão mesmo quando sujeito a sinais com elevado nível de distorção harmônica ou inter-harmônica bem como em presença de frequência variável.

Conforme visto na Figura 41, a função de transferência do filtro modificado pode ser expandida em dois filtros em série, o filtro média móvel com um filtro denominado no trabalho de  $H_2$ . Portanto, todo o estudo já feito acerca da estrutura recursiva com janela variável para ser integrado no MAF pode ser usado na primeira parte do filtro proposto, inclusive a estrutura de interpolação para caso de janelas com tamanho fracionário. O filtro  $H_2$ , cuja expressão é apresentada na equação (31), não possui necessidade de interpolação, já

que este depende apenas das versões atrasadas de uma e duas amostras tanto da saída quanto da entrada, não contendo em sua expressão atrasos de  $L$ .

$$H_2(z) = \frac{(1 - \cos \theta)(z^{-1} + z^{-2})}{1 - 2r \cos \theta z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (31)$$

Porém, a equação é dependente do valor  $\theta$ , até então tido como constante nos capítulos anteriores. Como já mencionado,  $\theta$  é igual a  $\frac{2\pi}{L}$  e, portanto, depende do tamanho da janela. Mas a modificação nessa estrutura para que possa alterar o tamanho da janela de acordo com a frequência do SEP não requer muita alteração, já que  $\theta$  pode ser visto como uma constante em cada iteração do algoritmo e deverá apenas ser calculada considerando o novo tamanho de janela,  $L_f$ , logo,  $\theta = \frac{2\pi}{L_f}$ , podendo inclusive ser fracionário. A representação da Figura 41 em diagrama de blocos é apresentada na Figura 49. Lembrando que  $a_0 = 1 - \cos(\theta)$  e  $b = \cos(\theta)$ .

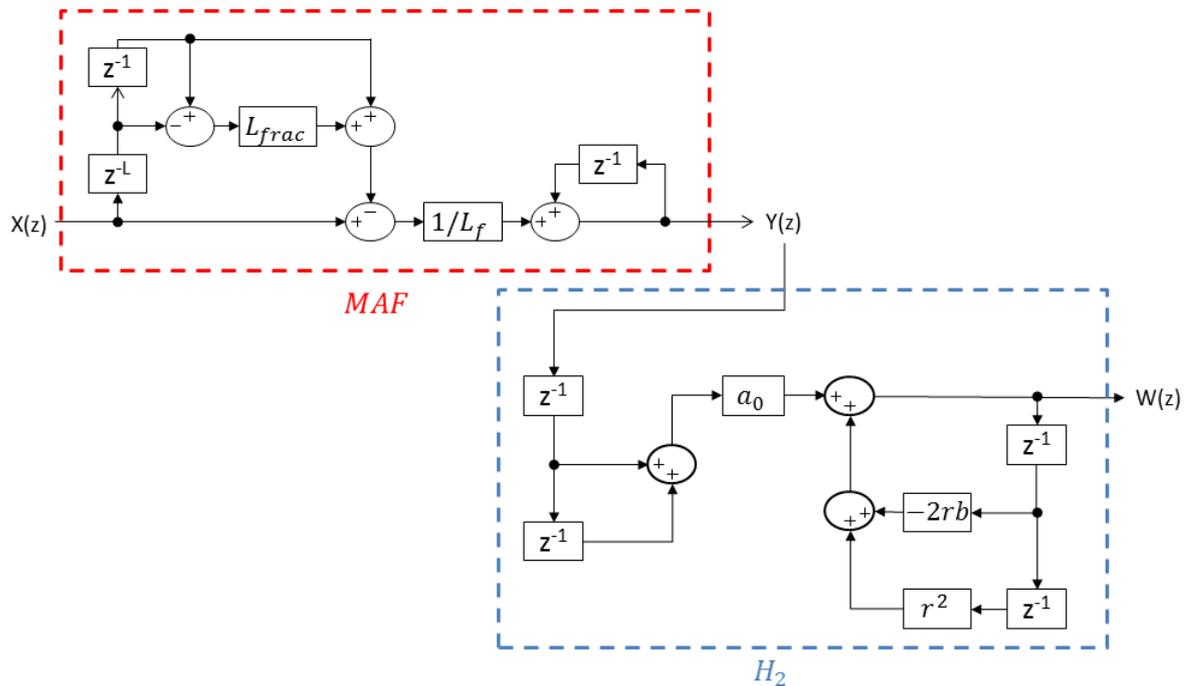


Figura 49. Representação em diagrama de blocos da implementação do filtro Hanning modificado com janela variável e estrutura de interpolação.

Vale ressaltar que este diagrama descreve a implementação do filtro Hanning modificado com janela variável e que este se trata de um filtro passa-baixa, portanto, essa estrutura deve

ser repetida para cada saída do modulador e manipulada conforme descrito na Figura 29 e na Figura 41 para obter estimativa da amplitude ou reconstrução da componente fundamental. O algoritmo completo contendo todas as partes do desenvolvimento é apresentado na Figura 50.

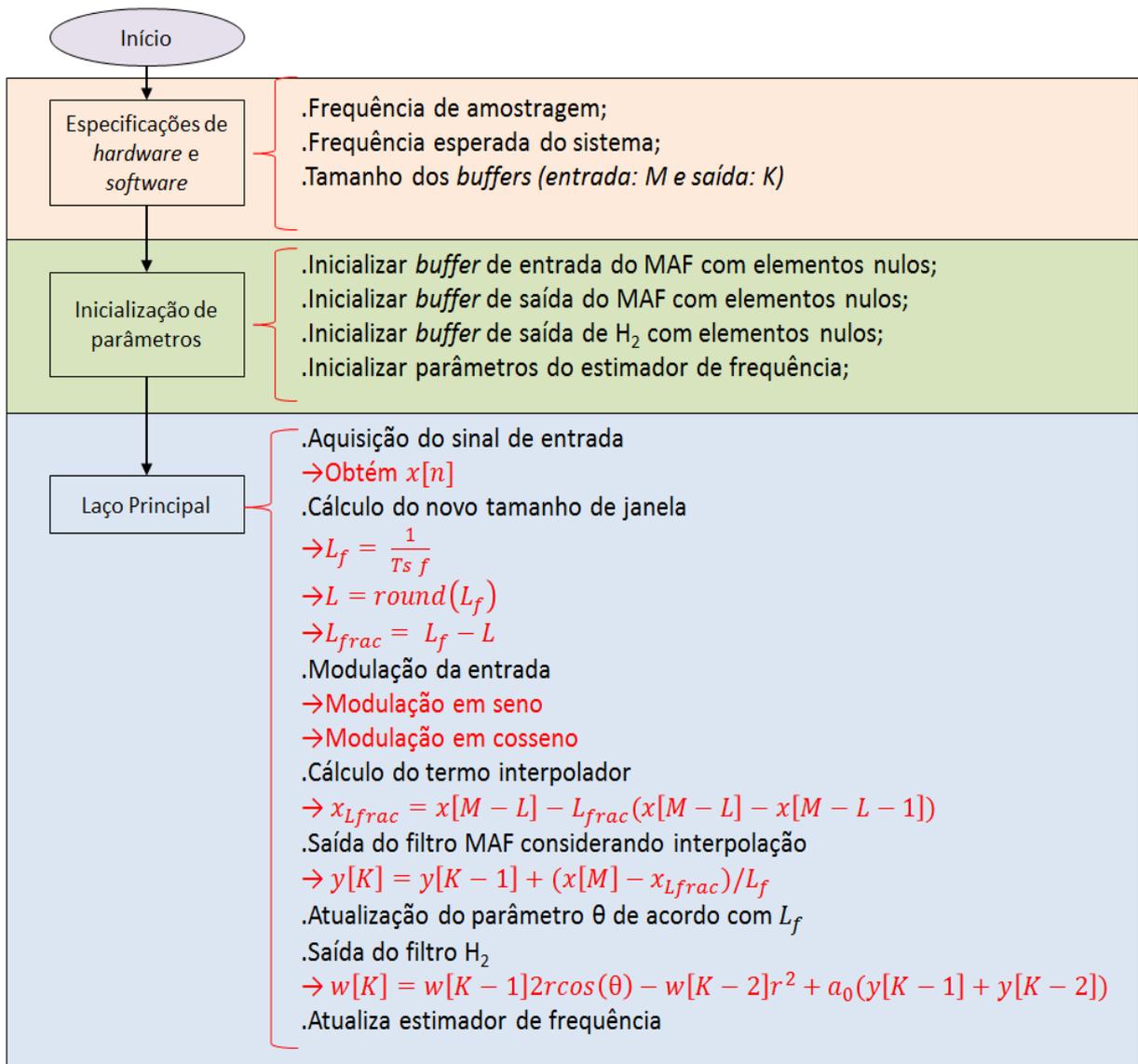


Figura 50. Fluxograma de desenvolvimento do algoritmo para filtro recursivo de Hanning modificado, com janelamento variável de acordo com estimativa de frequência.

Inicialmente é preciso definir em qual taxa de amostragem o dispositivo irá trabalhar (essa etapa foi feita em ambiente simulado, não tendo sido desenvolvido nenhum *hardware* para testar o algoritmo até o momento). Uma estimativa da frequência na qual o sistema estará operando também é necessária, já que é requerida pelo estimador de frequência e também para especificar um tamanho de janela inicial. Com esses dados é possível definir o tamanho

dos *buffers* de entrada, saída MAF e saída  $H_2$ , que foram definidos como sendo  $M$  e  $K$ , respectivamente. Em seguida, devem-se inicializar as variáveis e *buffers* que serão utilizados no decorrer do algoritmo, como por exemplo, inicializar os três vetores de armazenamento com elementos nulos bem como inicializar as variáveis do algoritmo de *zero-crossing* para estimação de frequência. Após o término das especificações das condições iniciais, entra-se no laço principal. A cada iteração, realiza-se a amostragem do sinal da rede elétrica, obtendo dessa forma o valor para  $x[n]$ . Em seguida, o cálculo do novo tamanho de janela deve ser realizado, obtendo-se assim os valores de  $L_f$ , que representa a janela com valor fracionário,  $L$  que é a versão aproximada da janela (sem considerar a parte fracionária) e  $L_{frac}$  que equivale à parte fracionária. O próximo passo consiste na modulação do sinal, pelo mesmo motivo já explicado. Portanto, as saídas dos filtros precisam ser calculadas uma para cada modulação. No fluxograma foi apresentada apenas uma fórmula generalizada, mas deve-se manter em mente que o procedimento deve considerar as versões moduladas do sinal de entrada com intuito de poder filtrar ou estimar a amplitude da componente fundamental. Antes de realizar as iterações das saídas dos filtros MAF e  $H_2$  é preciso calcular o termo interpolador, que será utilizado para calcular a saída da primeira parte do filtro modificado. Em seguida, obtém-se a saída da segunda parte do filtro. Este valor deve ser manipulado de tal forma a resultar tanto na estimação da amplitude quando na reconstrução da componente modulada. Finaliza-se com a atualização do algoritmo de estimação da frequência, no caso do presente trabalho, um simples *zero-crossing* foi utilizado.

#### 4.1 RESULTADOS FINAIS

Os resultados parciais já foram discutidos nos capítulos 2 e 3 desta dissertação. No tópico 2.5 foram abordados os resultados relacionados à estimação de amplitude com o método de variação do tamanho da janela de um sinal com frequência variando em degrau de 60 para 61 Hz com o intuito de avaliar a capacidade do algoritmo em ajustar o tamanho da janela e consequentemente os coeficientes do filtro de acordo com a variação da frequência do sistema. Os resultados comprovaram essa capacidade, obtendo menores erros de estimação de amplitude desse sinal de teste quando comparado com a estimação com o mesmo filtro, porém sem ajuste de coeficientes.

No t3pico 3.2 foram apresentados os resultados relacionados 3 estima33o de amplitude com o novo filtro proposto, modificado a partir da janela de Hanning. Considerando que a grande vantagem da modifica33o proposta 3 de remover com maior efici33ncia os harm33nicos e atenuar inter-harm33nicos presentes, o sinal de teste foi distorcido com estes componentes de forma a poder validar a capacidade do filtro proposto em trabalhar com este tipo de sinal. A compara33o foi feita com dois outros filtros, o filtro m33dia m33vel que tem a mesma efici33ncia que o proposto na remo33o de harm33nicos com a desvantagem de possuir baixo decaimento dos l33bulos em sua resposta em magnitude e com o filtro recursivo de Hanning apresentado no in33cio do cap33tulo 3, que tem a mesma capacidade em atenuar as componentes inter-harm33nicos, por33m n33o 3 capaz de remover o primeiro harm33nico considerando apenas um ciclo de observa33o como ocorre com o filtro m33dia m33vel.

O presente cap33tulo tratou da integra33o das duas t33cnicas, ajuste dos coeficientes do filtro de acordo com a frequ33ncia estimada e filtro de Hanning modificado. Por esse motivo, optou-se pela constru33o de um sinal de teste composto pela mistura dos dois sinais mencionados, ou seja, o sinal de teste deve conter uma mudan33a na frequ33ncia fundamental bem como conter distor33o33es harm33nicas e inter-harm33nicas, avaliando assim, a capacidade do filtro proposto de estimar amplitude e reconstruir a componente desejada de um sinal nessas condi33o33es. A composi33o espectral do sinal de teste para esse novo experimento 3 apresentada na TABELA 3. A altera33o do ultimo sinal consiste no incremento da intensidade do segundo harm33nico, diminui33o do quinto e altera33o do Inter-harm33nico para 198 Hz, condi33o mais dif33cil de remover, visto que se encontra mais pr33ximo da fundamental.

TABELA 3. COMPOSI33O ESPECTRAL DO SINAL DE TESTE PARA RESULTADOS DO FILTRO HANNING MODIFICADO COM COEFICIENTES AJUST33VEIS.

<b>Componente de Frequ33ncia (Hz)</b>	<b>Intensidade (p.u)</b>
60 – Fundamental	1
120 – Segundo harm33nico	0,5
300 – Quinto harm33nico	0,25
198 – Inter-harm33nico	0,125

Os resultados de estima33o de amplitude desse sinal ser33o apresentados considerando dois casos, com janela fixa e com janela vari33vel. Os filtros testados s33o os mesmos do cap33tulo

anterior, ou seja, filtro média móvel, filtro Hanning convencional e o Hanning modificado. Os resultados serão apresentados em tópicos diferentes, um para cada tipo de filtro, de forma a facilitar a leitura.

#### 4.1.1 RESULTADOS FILTRO MÉDIA MÓVEL

Utilizando o mesmo algoritmo apresentado no tópico 2.4, com janela fixa aplicado no sinal descrito pela TABELA 3, obteve-se a estimação de amplitude, apresentada na Figura 51 pela linha preta, juntamente com seu respectivo erro. Apenas as amostras de 200 a 800 foram apresentadas de forma a ignorar o regime transitório inicial do filtro bem como o regime permanente, focando mais no período de transição da frequência fundamental.

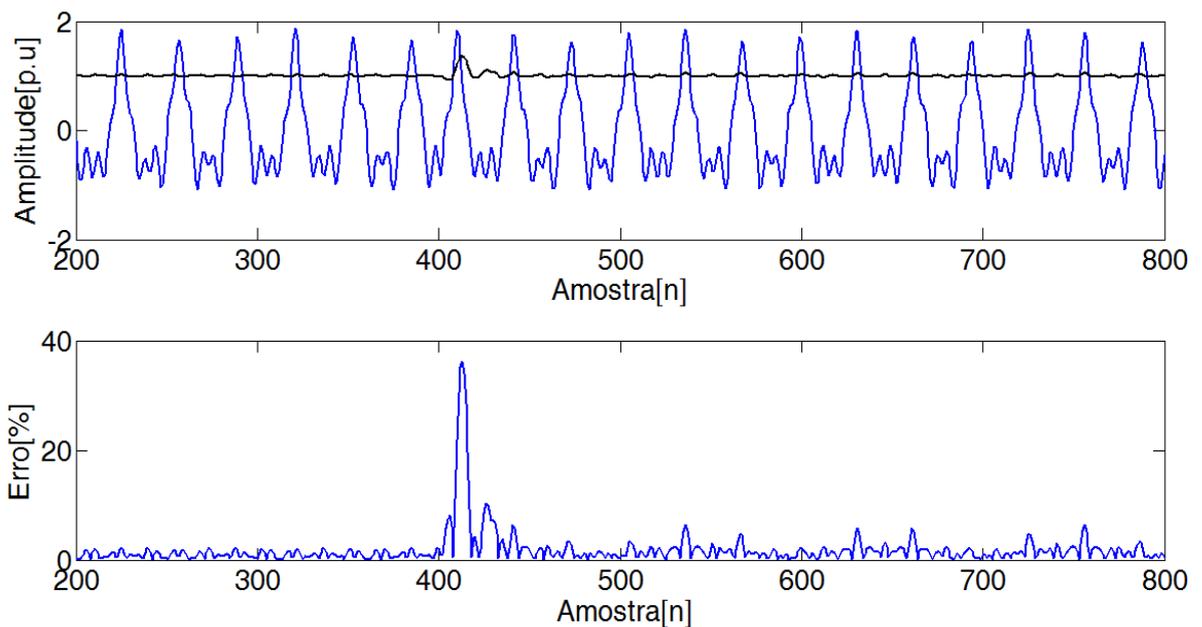


Figura 51. Estimação de amplitude com filtro média móvel com janela fixa e seu respectivo erro.

Conforme esperado, o erro após a alteração da frequência fundamental é superior ao erro inicial quando se utiliza a janela fixa, passando de 2% ao utilizar este método. A mudança abrupta na frequência é responsável pelo elevado nível de erro em torno da amostra de número 400. Os resultados considerando o filtro média móvel, porém com a janela variável são apresentados na Figura 52, contendo o sinal de teste utilizado (linha azul) e a sua respectiva estimação de amplitude da componente fundamental (linha preta) bem como o erro obtido quando comparado com a amplitude da componente fundamental do sinal original.

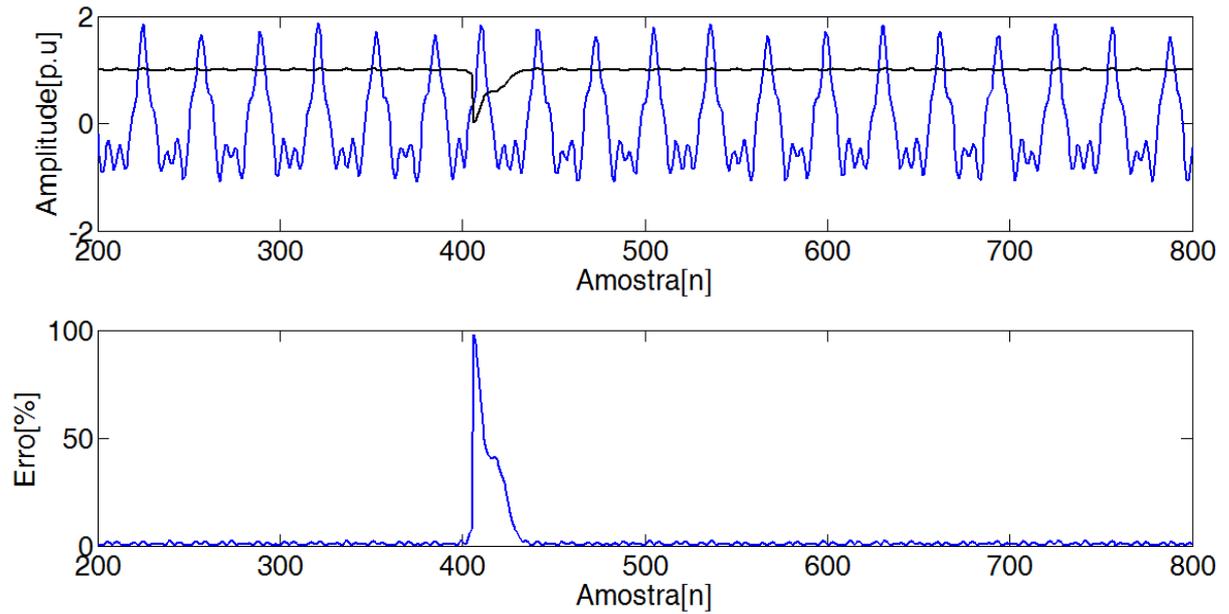


Figura 52. Estimação de amplitude com filtro média móvel com janela variável e seu respectivo erro.

Note que dessa vez o erro permaneceu próximo aos 2% antes e depois da transição na frequência. No período de transição abrupta da frequência, o pico do erro foi maior usando o algoritmo de janela variável devido à transição dos coeficientes. Isso é esperado de ocorrer a cada mudança predefinida no tamanho da janela. O tópico a seguir apresenta os resultados obtidos para o mesmo teste utilizando o filtro Hanning convencional.

#### 4.1.2 RESULTADOS FILTRO HANNING

Utilizando o algoritmo do filtro baseado na janela de Hanning com o tamanho da janela fixa aplicado no mesmo sinal de teste com composição espectral descrito pela TABELA 3, obtém-se a estimação com seu respectivo erro, que é apresentado na Figura 53. Devido ao fato deste filtro não conseguir remover o segundo harmônico quando se considera apenas um ciclo de observação, como foi o caso testado, a performance com este método não foi satisfatória. Ainda que o componente Inter-harmônico tenha sido mais atenuado do que no teste com o filtro média móvel, o segundo harmônico possui componente com intensidade muito superior, distorcendo mais intensamente o sinal. Consequentemente, sua remoção é mais crítica para bom resultado do que a atenuação do Inter-harmônico de baixa amplitude.

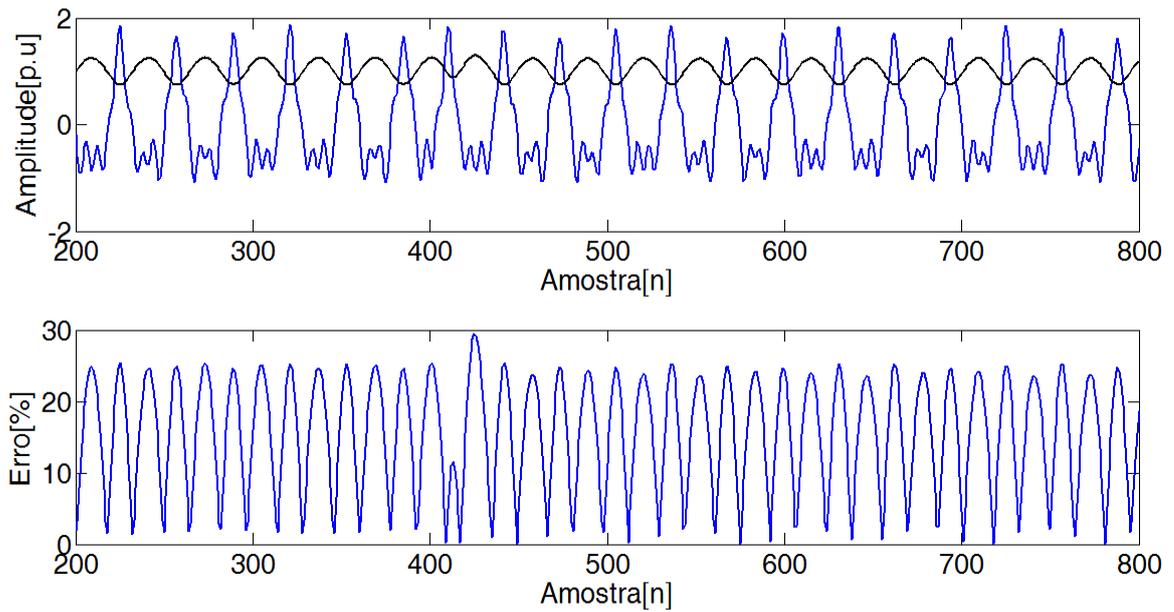


Figura 53. Estimação de amplitude com filtro Hanning com janela fixa e seu respectivo erro.

Quando se considera a técnica de janelamento variável com o filtro hanning sem a presente modificação, chega-se ao resultado apresentado na Figura 54, contendo o sinal original e o seu respectivo erro.

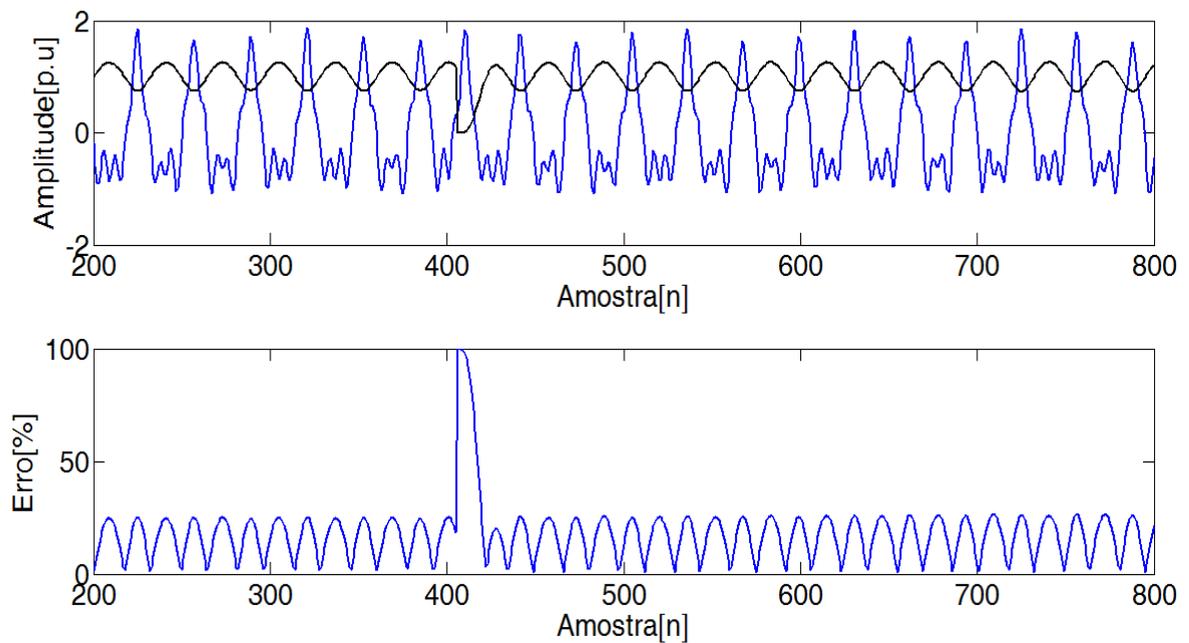


Figura 54. Estimação de amplitude com filtro Hanning com janela variável e seu respectivo erro.

É possível perceber que a técnica de ajuste de coeficientes aplicada ao filtro Hanning sem a modificação pouco interfere no resultado, chegando-se a erros bem próximos quando se utiliza janelamento fixo.

#### 4.1.3 RESULTADOS FILTRO HANNING MODIFICADO

O último experimento consiste na aplicação do filtro Hanning modificado proposto neste trabalho, capaz de remover harmônicos com maior eficiência, mantendo a característica do filtro Hanning convencional de rápida atenuação dos lóbulos na resposta em magnitude, no mesmo sinal de teste, que contém considerável distorção harmônica e inter-harmônica além de possuir oscilação da frequência da componente fundamental do sistema.

O primeiro teste com este filtro é utilizando o janelamento fixo, ou seja, os coeficientes do filtro serão os mesmos independentes do valor da frequência estimada. Este resultado é apresentado na Figura 55.

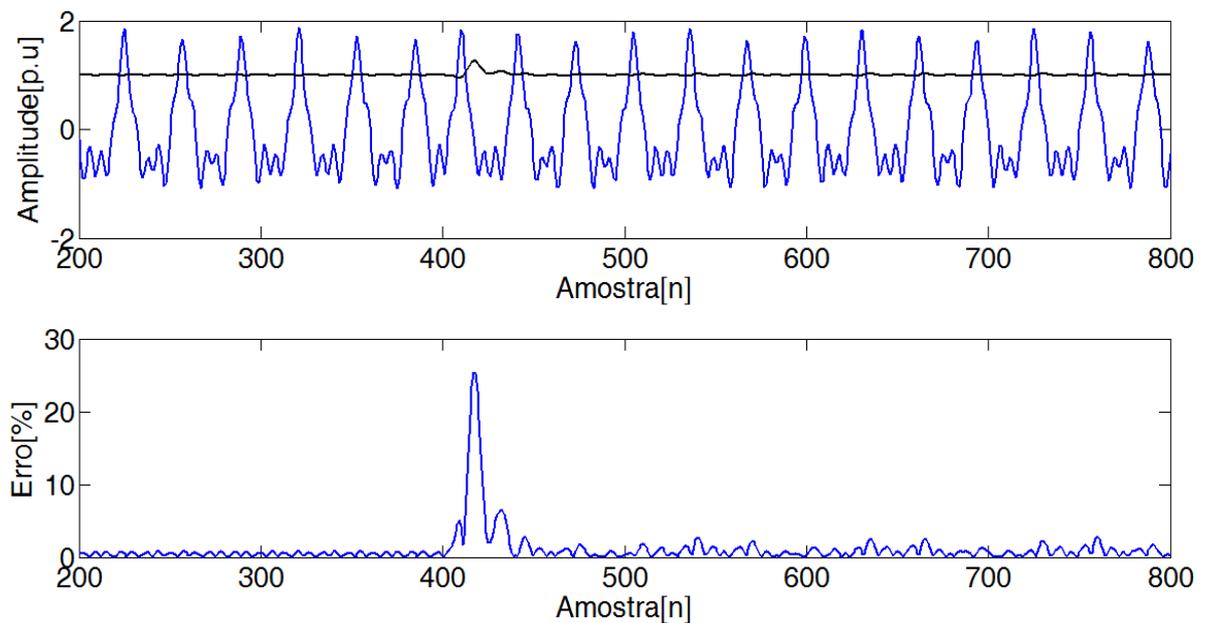


Figura 55. Estimação de amplitude com filtro Hanning modificado com janela fixa e seu respectivo erro.

Note que a estimação é bem mais precisa do que as alcançadas com os filtros média móvel ou Hanning, independente se a técnica de coeficientes ajustáveis está sendo implementada ou não. Conforme esperado, ao variar a frequência fundamental, a estimação piora um pouco. O grande pico nos valores de erro é explicado devido à variação abrupta da frequência, mas o mesmo ocorre para outros métodos, não representando uma desvantagem somente desta proposta. No segundo teste com este filtro, foi utilizado o ajuste dos coeficientes do filtro proposto de acordo com a frequência estimada do sistema. O resultado da estimação juntamente com seu erro obtido pode ser visto na Figura 56.

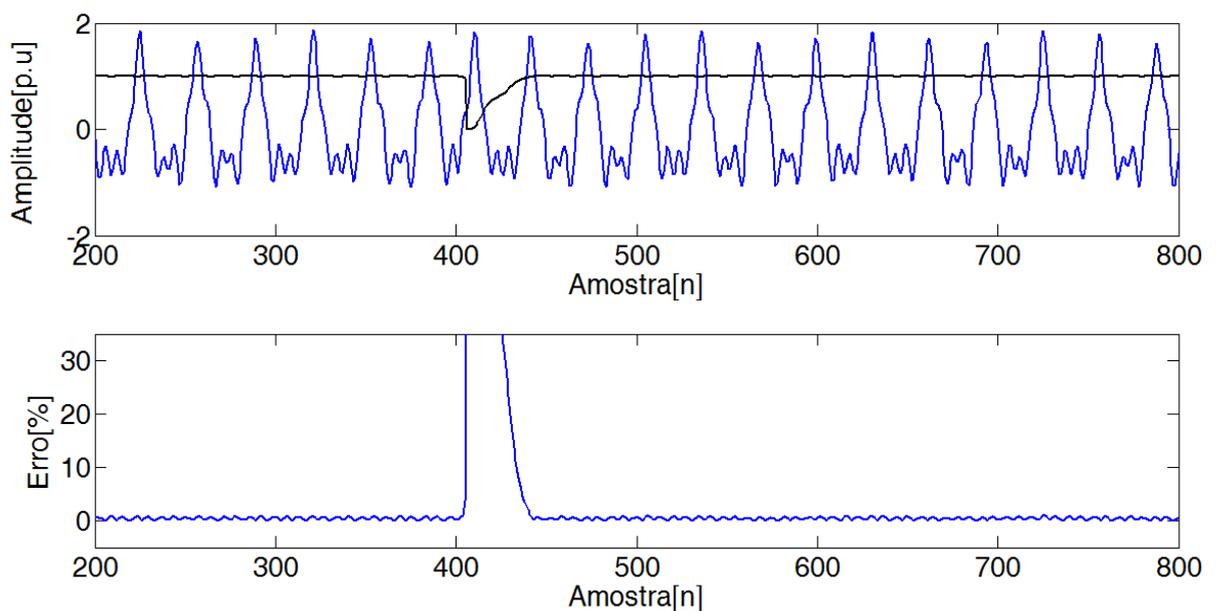


Figura 56. Estimação de amplitude com filtro Hanning modificado com janela variável e seu respectivo erro.

É possível perceber que o tempo de recuperação para mudanças abruptas da frequência é maior quando a janela variável é aplicada nesse filtro proposto. Isso pode ser explicado devido ao fato de ter mais coeficientes para serem ajustados e isso toma maior tempo para reestabelecer à estimação.

De um modo geral, pela análise das figuras apresentadas nesse tópico, podemos perceber que os resultados obtidos para estimação de amplitude de um sinal com distorção considerável são melhores quando se utiliza o filtro Hanning modificado, mesmo quando não se utiliza a janela variável, representando assim uma boa ferramenta de processamento de sinais para estimação de parâmetros para ser estudada e utilizada em trabalhos futuros.

A TABELA 4 apresenta os erros médios obtidos de forma resumida para cada algoritmo, com ou sem janela variável. O cálculo da média foi feito desconsiderando o regime transitório no início do processo de estimação bem como o período de transição, sendo utilizados na conta apenas os regimes permanentes de cada resultado.

TABELA 4. ERROS MÉDIOS OBTIDOS PARA CADA ALGORITMO DISCUTIDO NA PRESENTE DISSERTAÇÃO.

<b>Algoritmo</b>		<b>Erro médio [%]</b>
<b>MAF</b>	Janela Fixa	1,4684
	Janela Variável	1,1111
<b>Hanning Convencional</b>	Janela Fixa	15,6770
	Janela Variável	17,0404
<b>Hanning Modificado</b>	Janela Fixa	0,7942
	Janela Variável	0,7340

Realizando uma análise mais generalista, considerando sinais com amplitudes e componentes harmônicos e inter-harmônicos, todas variando de forma aleatória, é possível avaliar com mais confiabilidade a eficiência do método proposto. Desta forma, foram feitas 1000 estimações com cada algoritmo considerando um sinal com as seguintes características:

- Contém uma variação de frequência de 60 para outro valor entre 59 a 61 Hz, sendo definido de forma aleatória seguindo uma distribuição uniforme;
- Contém 3 componentes harmônicos com amplitudes entre 0 e 0,5, definidas de forma aleatórias seguindo uma distribuição uniforme. Estes componentes são escolhidos entre os 20 primeiros múltiplos inteiros da frequência fundamental, de forma aleatória e também, seguindo uma distribuição uniforme;
- Contém 2 componentes inter-harmônicos com amplitudes entre 0 e 0,2, definidas de forma aleatórias e seguindo uma distribuição uniforme. As frequências destas componentes são escolhidas na faixa entre 120 a 1200, englobando do segundo ao vigésimo harmônico. Os valores da frequência dos inter-harmônicos são definidos também de forma aleatória seguindo uma distribuição uniforme.

Todas as 1000 iterações foram realizadas utilizando o método de janela variável aplicado em um dos três métodos (MAF, Hanning convencional ou Hanning modificado). Foi realizado o cálculo do erro médio para cada método, calculando também a respectiva variância do erro médio. Estes resultados são apresentados na TABELA 5.

TABELA 5. MÉDIA E VARIÂNCIA DAS 1000 ITERAÇÕES REALIZADAS PARA CADA ALGORITMO DISCUTIDO NA PRESENTE DISSERTAÇÃO.

<b>Algoritmo</b>	<b>Erro médio [%]</b>	<b>Variância</b>
<b>MAF</b>	0,6157	0,1740
<b>Hanning Convencional</b>	1,5176	12,9706
<b>Hanning Modificado</b>	0,16003	0,0745

Note que o método proposto obteve menor erro médio para as 1000 iterações além de possuir menor variância, indicando ser o mais indicado para estimação de amplitude para sinais distorcidos e com oscilação na frequência. O filtro Hanning convencional, apesar de possuir erro médio aceitável, possui uma variância bem acima dos outros dois métodos. Isso pode ser explicado devido ao fato de dentro dos 1000 casos de sinais gerados de forma aleatória, alguns podem ter contido o segundo harmônico em sua composição e impactado negativamente no resultado, conseqüentemente elevado o erro médio. O erro médio obtido para o filtro média móvel é mais elevado e adicionalmente possui maior variância. Em conjunto com a TABELA 5, é interessante analisar os histogramas dos erros médios para cada método. Estes histogramas são apresentados nas Figuras 57 a 59.

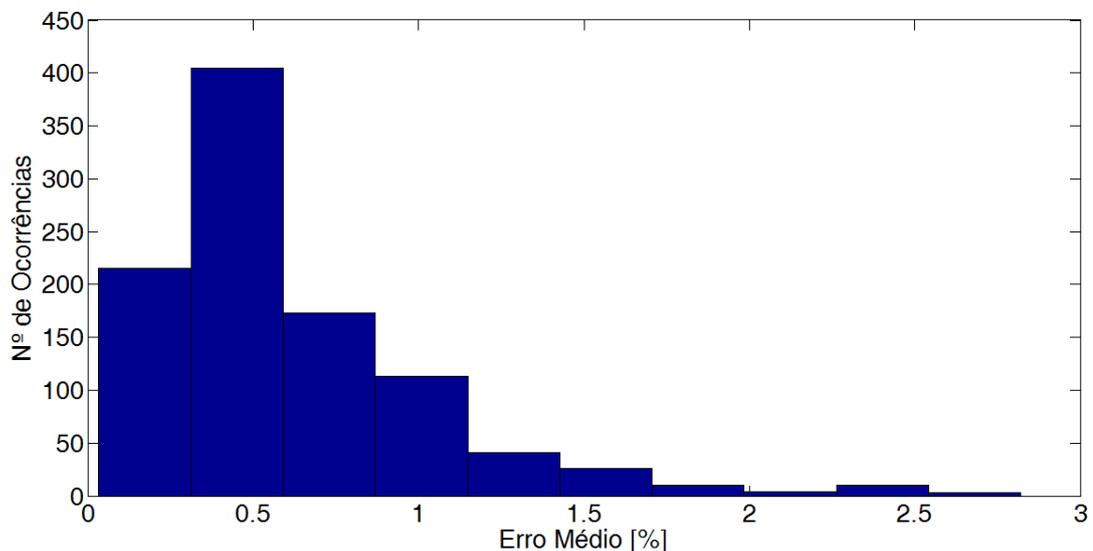


Figura 57. Histograma dos erros médios de cada uma das mil iterações utilizando o MAF.

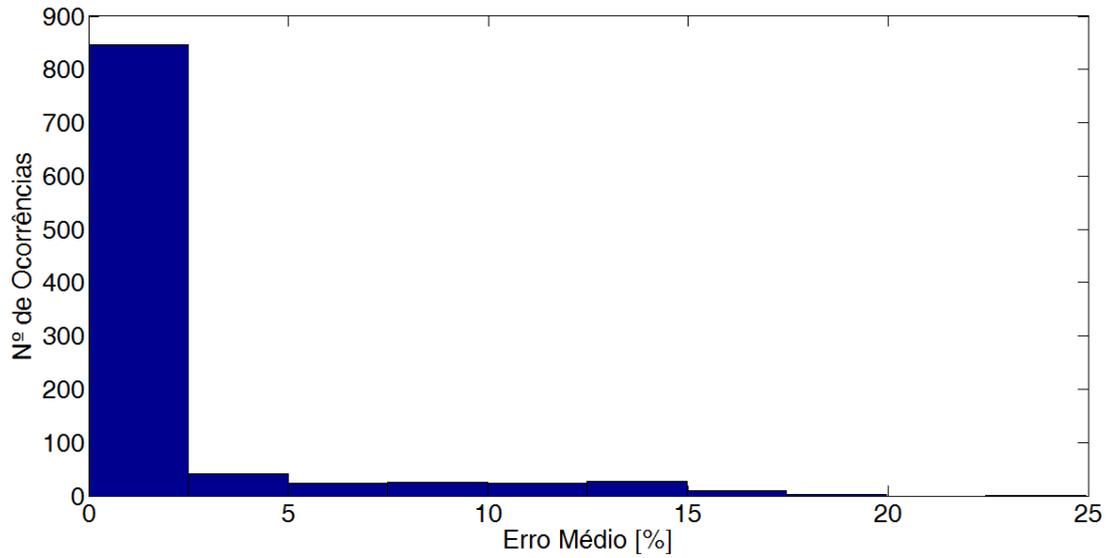


Figura 58. Histograma dos erros médios de cada uma das mil iterações utilizando o filtro Hanning convencional.

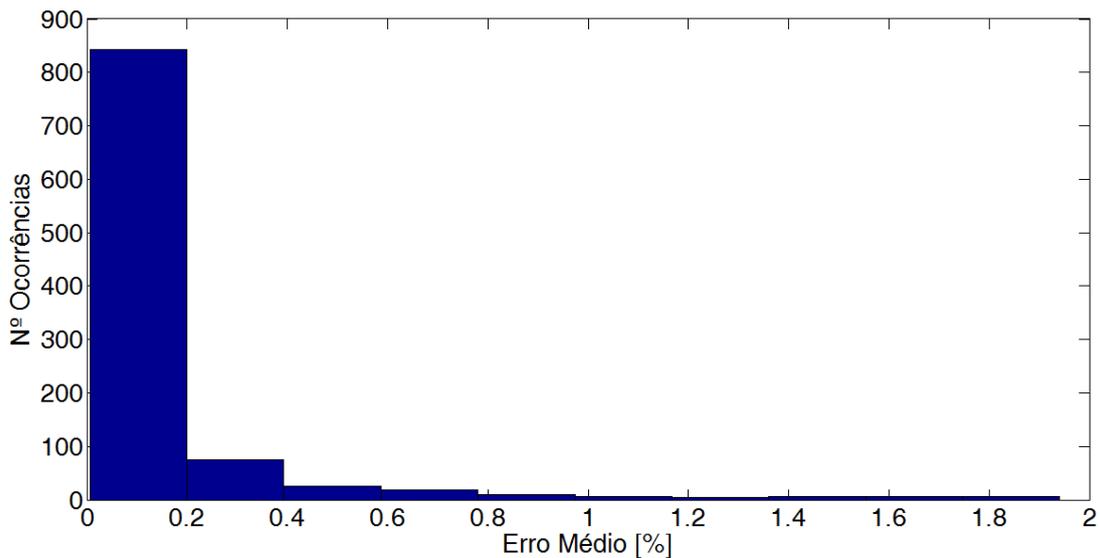


Figura 59. Histograma dos erros médios de cada uma das mil iterações utilizando o filtro Hanning modificado.

Detalhe para os eixos de cada histograma. O histograma da Figura 58 parece ter a mesma distribuição que o da Figura 59, porém o eixo de erros chega até a 25% na primeira enquanto que o máximo na segunda não passa de 2%, provando que o método proposto possui um desempenho mais constante para os sinais com distorções e variações na frequência fundamental, como os gerados aleatoriamente neste teste.

## 5 CONCLUSÃO

O capítulo introdutório deste trabalho teve por objetivo apresentar uma contextualização do cenário de sistemas de potência e a conseqüente dificuldade imposta para aplicação de técnicas de processamento de sinais para estimação de parâmetros importantes da rede elétrica. Entre as dificuldades listadas, deu-se maior atenção ao aumento das distorções harmônicas e inter-harmônicas, causadas por novos equipamentos instalados na rede e a natureza variante da frequência fundamental do sinal elétrico. Os problemas atrelados a essas duas condições foram bem discutidas, sendo inclusive apresentadas algumas soluções encontradas na literatura. Ainda são problemas que estão sendo trabalhados por pesquisadores. Cada nova proposta soluciona parte do problema, mas ainda não existe um método livre de erros para estimação de parâmetros quando se consideram essas condições, comuns em sistemas de potência.

O segundo capítulo tratou dos assuntos relacionados à forma correta de se amostrar os dados, sendo apresentadas as condições para evitar amostragem assíncrona do sinal. No entanto, percebe-se que métodos de processamento digital de sinais aplicados ao SEP dificilmente conseguem evitar tal condição, sendo, portanto necessário o estudo de novas técnicas que permitam contornar o problema e estimar com erros reduzidos. Com esse objetivo, foi trabalhada durante o projeto, uma melhoria da técnica de janelamento variável capaz de ajustar os coeficientes de um filtro média móvel de acordo com a estimação de frequência de cada iteração. Foi inserida ainda, uma estrutura de interpolação linear para quando a janela ótima calculada seja de tamanho fracionário, permitindo melhor desempenho. Podemos concluir que esta técnica deve ser utilizada em aplicações nas quais a taxa de amostragem seja mais baixa, já que com taxas elevadas, a pequena variação de  $\pm 0.5$  Hz que comumente ocorre em sinais do SEP, não é suficiente para causar erros consideráveis. No entanto, sabe-se que em dispositivos com finalidade de serem embarcados em sistemas microcontrolados, como os monitoradores, dispositivos de proteção entre outros equipamentos, possuem processamento limitado como forma de diminuir custos e viabilizar sua instalação nas diversas estruturas existentes em um sistema de distribuição ou transmissão. Conseqüentemente, ao se utilizar metodologias como a apresentada, a eficiência de processamento pode ser melhorada, já que irá permitir obter erros menores mesmo com uma taxa de amostragem menor (em torno de 16 a 32 amostras por ciclo).

Já no terceiro capítulo, foi apresentado um novo filtro, representando uma melhoria do filtro recursivo de Hanning, capaz de remover os componentes harmônicos com maior eficiência, mantendo o mesmo esforço computacional. Filtros que eliminam harmônicos, como por exemplo, o filtro MAF, já servem para trabalhar com distorções harmônicas, porém o decaimento de seus lóbulos se dá de forma lenta, e conseqüentemente, não é indicado para atenuação de componentes inter-harmônicos. Esta foi a principal motivação para o desenvolvimento do filtro modificado de Hanning, permitindo que a remoção do primeiro harmônico se desse com apenas um ciclo de observação como ocorre com o MAF além de manter a rápida atenuação do filtro Hanning convencional. Os resultados comprovaram a capacidade do filtro proposto em se trabalhar com sinais com distorções consideráveis, estimando com erros relativamente menores do que o MAF e bem menores que o Hanning convencional. O sinal usado para testar possui uma frequência fixa, porém, com distorções harmônicas e inter-harmônicas. Pela comparação, pôde-se concluir que o filtro modificado é o mais indicado entre os filtros testados para ser aplicado na estimação de amplitude ou reconstrução de componente de sinais distorcidos inclusive por inter-harmônicos.

Com uma técnica de ajuste de coeficiente de acordo com frequência estimada e um filtro com boa capacidade de remoção de harmônicos e atenuação de inter-harmônicos, o quarto capítulo apresentou uma forma de combinar essas duas técnicas, gerando um filtro Hanning modificado com janela variável para estimação de amplitude e reconstrução de componentes de sinais distorcidos e com frequência variante. Todo o algoritmo e teoria para o desenvolvimento deste filtro foi apresentada em forma de fluxogramas e diagramas de bloco. A forma de testar a proposta foi estimando a amplitude de um sinal com componentes harmônicos e inter-harmônicos além de uma variação em degrau na frequência fundamental do sistema. Conforme pode ser visto pelos resultados apresentados, o filtro modificado com janela variável é o mais indicado para se trabalhar com esse tipo de sinal.

Algumas ideias para continuidade deste trabalho podem ser mencionadas, como por exemplo, o estudo da implementação destes algoritmos em uma plataforma microcontrolada se faz necessário de forma a poder avaliar os quesitos de estabilidade do filtro quando se considera a implementação em ponto fixo. Pelas análises da função de transferência, o filtro modificado é mais estável que o convencional, visto que não ocorre mais cancelamento do primeiro pólo e zero, indicando assim uma condição mais estável de implementação. Mas isso não foi testado e avaliado no presente trabalho. Outra proposta para trabalho futuro é a de avaliar qual a mínima variação de frequência que deve ser considerada para se tomar a

decisão de alterar o tamanho de janela, pois como foi apresentado nos gráficos de resultado, sempre que a janela muda de tamanho, um pequeno transitório ocorre, demandando certo tempo para se recompor e como a frequência do sinal de SEP está sempre oscilando, não é possível estar sempre alterando o valor da janela. É preciso então avaliar quando que se deve realizar essa alteração, para cada taxa de amostragem.

Ainda existe muito estudo e trabalho a serem feitos para se alcançar algoritmos de estimação ideais para um sinal completamente variável e pouco previsível como o sinal da rede elétrica. Sabe-se que muita pesquisa está em andamento e certamente esse trabalho representa uma pequena contribuição para se alcançar esse objetivo.

## PRODUÇÃO CIENTÍFICA DO AUTOR DURANTE O MESTRADO

### Artigos Publicados Em Conferências:

- PINTO, M. F.; MENDONÇA, T. R. F.; OLIVI, L. R.; COSTA, E. B. Costa; MARCATO, A.L. M. A modified approach of potential field method for control of trajectory tracking and obstacle avoidance. *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Brasil, 2014.*
- MENDONÇA, T. R. F.; PINTO, M. F.; DUQUE, C. A. Least Squares Optimization of Zero Crossing Technique for Frequency Estimation of Power System Grid Distorted Sinusoidal Signals. *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Brasil, 2014.*
- PINTO, M. F.; SOARES, G. M.; MENDONÇA, T. R. F.; ALMEIDA, P. S.; BRAGA, H. A. C. Smart Modules for Lighting System Applications and Power Quality Measurements. *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON). Brasil, 2014.*
- MENDONÇA, T. R. F.; PINTO, M.F.; DUQUE, C. Variable Window Length Applied To A Modified Hanning Filter For Optimal Amplitude Estimation Of Power Systems Signals. *IEEE PES General Meeting. Estados Unidos, 2015.*
- PINTO, M. F.; MENDONÇA, T. R. F.; DUQUE, C. A.; BRAGA, H. A. C. Power Quality Measurements Embedded in Smart Lighting Systems. *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Brasil, 2015.*
- PINTO, M. F.; MENDONÇA, T. R. F.; COELHO, F.; BRAGA, H. A. C. Economic Analysis of a Controllable Device with Smart Grid Features Applied to LED Street Lighting System. *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Brasil, 2015.*
- MENDONÇA, T. R. F.; PINTO, M.F.; MARCATO, A. L. M. Electric Field Intensity for Nonlinear Classifier: A Novel Approach. *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Brasil, 2015.*
- MENDONÇA, T. R. F.; PINTO, M.F.; DUQUE, C. A. Adjustable Window for Parameter Estimation Considering the Time-Varying Frequency of Power Systems Signals. *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Brasil, 2015.*
- MENDONÇA, T. R. F.; PINTO, M. F.; DUQUE, C. A. Modified Hanning Filter for Optimal Parameter Estimation in Power Systems Signals. *Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica (CBQEE), 2015.*

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGHAZADEH, R; LESANI, H; SANAYE, P. M; GANJI, B. **New technique for frequency and amplitude estimation of power system signals**. IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 152, n. 3, p. 435-440, 2005.
- APPLETON, E. V. **Automatic synchronization of triode oscillators**. *Proc. Cambridge Phil. Soc., Vol. 21, No. 3, pp. 231.* 1923.
- ASIMINOAEI, L. BLAABJERG, F and HANSEN, S. **Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications**. IEEE Industry Applications Magazine, v. 13, n. 4, 2007.
- BENMOUYAL, G. **An Adaptive Sampling-Interval Generator for Digital Relaying**. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 4, n. 3, p. 1602-1609, 1989.
- BOLLEN, M. **Understanding Power Quality Problems – Voltage Sags and Interruptions**. IEEE Press Series on Power Engineering – John Wiley and Sons, Piscataway, USA. 2000.
- BORKOWSKI, D.; BIEN, A. **Improvement of Accuracy of Power System Spectral Analysis by Coherent Resampling**. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 24, n. 3, p. 1004-1013, 2009.
- CHANG, G. W; CHEN, C. I. **Measurement techniques for stationary and time-varying harmonics**. IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2010.
- HART, D.; DAMIR, N.; HU, Y.; SMITH, B.; EGOLF, M. **A New Frequency Tracking and Phasor Estimation Algorithm for Generator Protection**. IEEE Transaction on power delivery, v. 12, n. 3, p. 1064-1073, 1997.
- HUANG, C. H; LEE, C. H; SHIH, K. J; WANG, Y. J. **A Robust Technique for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems**. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 59, n. 8, p. 2026-2036, 2010.
- IEEE Standard 519-2014 – **Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems**, 2014.
- IEC 61000-4-30 **International Electrotechnical Commission. Testing and Measurement Techniques – Power Quality Measurements Methods**, 2008.
- KSIBI, R. E; BESBES, H; VALCARCE, R. L; CHERIF, S. **Frequency estimation of real-valued single-tone in colored noise using multiple autocorrelation lags**. Elsevier Signal Processing Journal, vol. 90, n. 7, p. 2303-2307, 2010.
- LIU, Z.; HIMMEL, J.; BONFIG, K. W. **Improved processing of harmonics and interharmonics by time-domain averaging**. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 20, n. 4, p. 2370 – 2380, 2005.
- MARQUES, C.A.G.; RIBEIRO, M.V.; SILVA, E.A.B. **Enhanced demodulation-based technique for estimating the parameters of fundamental component in power systems**. IET Generation, Transmission & Distribution, v. 5, n. 9, p. 979-988, 2011.
- MITRA, S. K and KUO Y. **Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach**. vol. 2, New York: McGraw-Hill, 2006

- MIURA, H., ARAI, S., SATO, F., et al. **A synchronous rectification using a digital PLL technique for contactless power supplies.** IEEE Trans. Magnetics, Vol. 41, (10), pp. 3997-3999. 2005
- MOENECLAEY, M. **The optimum closed-loop transfer function of a phase-locked loop used for synchronization purposes.** IEEE Trans. Communications. Vol.31, No.4, p.549-553, 1983
- OPPENHEIM, A. V; SCHAFER, R. W; BUCK, J. R. **Discrete-Time Signal Processing.** Second Edition, New Jersey: Prentice Hall, 1999.
- PAN, C., FANG, E. **A phase-locked- loop-assisted internal model adjustable speed controller for BLDC motors.** IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 55, No.9, pp 3415-3425, 2008
- PHADKE, A.G., THORP, J.S. **Synchronized Phasor Measurements and Their Applications.** Springer, 2008.
- PHADKE, A.G. **Synchronized phasor measurements in power systems.** IEEE Computer Applications in Power, Vol: 6, n: 2, p.10-15, 1993.
- RIBEIRO, P. F; DUQUE, C. A; SILVEIRA, P. M; CERQUEIRA, A. S. **Power Systems Signal Processing for Smart Grids.** John Wiley and Sons, 2014
- STOICA, P.; LI, H.; LI, J. **Amplitude Estimation of Sinusoidal Signals: Survey, New Results, and an Application.** IEEE Transactions on Signal Process, v. 48, n. 2, p. 338–352, 2000.
- STOICA, P, & MOSES R. L. **Spectral analysis of signals.** Upper Saddle River, New Jersey, Pearson/Prentice Hall, 2005.
- TESTA, A.; GALLO, D.; LANGELLA, R. **On the Processing of Harmonics and Interharmonics: Using Hanning Window in Standard Framework.** IEEE Transactions on Power Delivery, v. 19, n. 1, p. 28-34, 2004.
- TRICHAKIS, P.; TAYLOR, P.C.; LYONS, P.F.; HAIR, R. **Predicting the technical impacts of high levels of small-scale embedded generators on low-voltage networks.** IET Renewable Power Generation, v.2, n. 4, p. 249-262, 2008.