

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CÉSAR DAVID PAREDES CROVATO

**O USO DA TRANSFORMADA WAVELET DE FASE
CORRIGIDA EM QUALÍMETROS INDUSTRIAIS PARA O
RASTREAMENTO DE COMPONENTES ESPECTRAIS.**

Porto Alegre

2010

Escola de Engenharia
Biblioteca

CÉSAR DAVID PAREDES CROVATO

**O USO DA TRANSFORMADA WAVELET DE FASE
CORRIGIDA EM QUALÍMETROS INDUSTRIAIS PARA O
RASTREAMENTO DE COMPONENTES ESPECTRAIS.**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Tecnologia de Informação e Comunicações. Processamento de Sinais.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Altamiro Susin

Porto Alegre

2010

Escola de Engenharia
Biblioteca

CÉSAR DAVID PAREDES CROVATO

**O USO DA TRANSFORMADA WAVELET DE FASE
CORRIGIDA EM QUALÍMETROS INDUSTRIAIS PARA O
RASTREAMENTO DE ESPECTRAIS.**

Esta Tese foi julgada adequada e aprovada em sua
forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____



Prof. Dr. Altamiro A. Susin, UFRGS, Doutor pela INPG - Grenoble, França. 1981.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Arturo Suman Bretas, UFRGS, Doutor pela Virginia Polytechnic Institute
and State University – Blacksburg, USA, 2001.

Prof. Dra. Alice Kozakevicius, UFSM, Doutora em Matemática Aplicada pela
Universidade de São Paulo, USP, Brasil 2002.

Prof. Dr. Alexandre Balbinot, UFRGS, Doutor em Eng. Mecânica pela UFRGS,
Porto Alegre, Brasil 2001.

Prof. Dr. Roberto Chouhy Leborgne, UFRGS, Doutor em Electric Power
Engineering, pela Chalmers University Of Technology. Gothenburg, Suécia 2007.

Prof. Dr. Carlos Augusto Duque, UFJF, Doutor em Sistemas Elétricos de Potência
pela Florida State University, Florida. USA 2008.

Coordenador do PPGEE: _____



Prof. Dr. Alexandre Sanfelice Bazanella

Porto Alegre, Novembro, 2010

RESUMO

Este trabalho propõe o uso de novas técnicas e algoritmos que permitem o rastreamento de componentes harmônicas e inter-harmônicas em tempo real, tendo como base o uso da Transformada Wavelet de Fase Corrigida (TWFC), em Medidores e Analisadores de Qualidade da Energia (conhecidos como Qualímetros). Foi desenvolvido um Kernel Recursivo para a TWFC de acordo com critérios adequados aos tipos de sinais de tensão e corrente presentes nos Sistemas Elétricos de Potência. Um método misto (*on-line/off-line*) é proposto para dar maior flexibilidade a Qualímetros que devem atender a Norma IEC61000-4-30 Classe-A. Vários sinais sintéticos foram gerados para mostrar a robustez, exatidão e precisão dos métodos.

Palavras-chaves: Processamento Digital de Sinais, Estimação de Componentes Espectrais, Rastreamento de Harmônicos e Inter-harmônicos, Algoritmo Recursivo, Transformada Wavelet Fase Corrigida.

ABSTRACT

This work proposes the use of new techniques and algorithms that allow the tracking of harmonic and inter-harmonics components in real time, based on the Corrected Phase Wavelet Transform (CPWT) in Power Quality Analyzers (PQA). A Kernel for Recursive CPWT was developed according to appropriate criteria for common signals of Voltage or Current in Power Systems. A mixed method (on-line/off-line) is proposed to give flexibility to PQA that should meet the IEC61000-4-30 Class-A standard. Several synthetic signals were generated to show the robustness, accuracy and precision of the methods.

Keywords: Digital Signal Processing, Estimation of Spectral Components, Tracking Harmonics and Interharmonics, Recursive algorithm, Corrected Phase Wavelet Transform.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	MOTIVAÇÃO E FOCO.....	11
1.2	HISTÓRICO.....	12
1.3	CONTRIBUIÇÃO ORIGINAL.....	13
1.4	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	14
2	ESTADO DA ARTE E REVISÃO DA LITERATURA	15
2.1	USO DA TRANSFORMADA WAVELET DE FASE CORRIGIDA EM QEE	15
2.2	RASTREAMENTO DE COMPONENTES ESPECTRAIS.....	18
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	21
3.1	QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA	21
3.1.1	Definições	21
3.1.2	Medição de Parâmetros de QEE.....	25
3.2	TRANSFORMADA WAVELET DE FASE CORRIGIDA.....	34
3.3	RASTREAMENTO DE COMPONENTES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS	40
3.3.1	Métodos de rastreamento baseados em filtros Notch	40
3.3.2	Métodos de rastreamento baseados na DFT recursiva	43
4	MÉTODOS E MATERIAS.....	44
4.1	ESTUDO PRELIMINAR SOBRE JANELAMENTO	44
4.2	KERNEL PROPOSTO PARA A TRANSFORMADA WAVELET DE FASE CORRIGIDA.....	53
4.3	RASTREAMENTO DE INTER-HARMÔNICAS, UM PROBLEMA EM ABERTO.....	59
4.4	ALGORITMOS AUXILIARES PARA USO EM QUALÍMETROS (CLASSE-A).....	60
4.5	IMPLEMENTAÇÃO.....	63
5	RESULTADOS.....	64
6	CONCLUSÕES	77
	REFERÊNCIAS	79
	APÊNDICE I.....	85

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 Definição de eventos de tensão pela sua magnitude e duração, segundo IEEE std. 1159-1995.....	24
Figura 2 Definição de eventos de tensão pela sua magnitude e duração, segundo EN50160.	24
Figura 3 Diagrama de blocos do sistema de detecção proposto em (RIBEIRO, 2005)....	41
Figura 4 Diagrama de blocos do FNA proposto em (MOJIRI, 2007b).	42
Figura 5 Efeito da janela retangular deslizante na estimativa de módulo para $k=60\text{Hz}$. De esquerda à direita: a) sinal com harmônicas, b) sinal com inter-harmônicas.	45
Figura 6 Problemas comuns com a SDFT com janela retangular em QEE.....	49
Figura 7 Comparativo da Resposta de Módulo, janelas clássicas. (referência: janela Retangular).....	52
Figura 8 Janelas pré-selecionadas com seus tamanhos modificados. (referência: Janela Retangular).....	52
Figura 9 a) FC de $q\tau, f$ (sólido) e $qp\tau, f$ (tracejado), b) Comparação de $g\tau, f$ (sólido) com $gp\tau, f$ (tracejado). Ambos para $f=60\text{Hz}$ e $k=0.6$	55
Figura 10 Comparação entre os módulos (em dB) de Gf, fn ($k=0.6$) e Gpf, fn para $fn=60\text{ Hz}$	56
Figura 11 Diagrama de blocos do algoritmo auxiliar para rastreamento.....	60
Figura 12 Agrupamento proposto pela IEC.....	61
Figura 13 Fluxograma do algoritmo auxiliar proposto.	62
Figura 14 Fluxograma do método de rastreamento de f_o	63
Figura 15 Para cada um dos casos simulados de (a) até (e) são apresentados horizontalmente os gráficos: do Sinal, da Amplitude Instantânea, da Freqüência Instantânea, e da Amplitude da TWFC.....	66
Figura 16 Estimativa da Amplitude. Rastreamento de f_o no sinal x_1	67
Figura 17 Estimativa da Freqüência. Rastreamento de f_o no sinal x_1 e x_2 (de esquerda pra direita).....	68
Figura 18 Estimativa da Amplitude. Rastreamento de f_o no sinal x_3	69
Figura 19 Estimativa da Freqüência. Rastreamento de f_o no sinal x_3	69
Figura 20: Rastreamento do módulo da 3ª. harmônica em sinal sintético.	71
Figura 21: Rastreamento do módulo da 3ª. harmônica no sinal “ieee-wg-31”.	72
Figura 22: Rastreamento do módulo da 3ª. harmônica no sinal “ieee-wg-16”.	72
Figura 23: Primeiro teste de rastreamento de módulo comparando as técnicas TWFCR, TWC e SDFT.....	74
Figura 24: Segundo teste de rastreamento de módulo comparando as técnicas TWFCR, TWC e SDFT.....	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Classificação de Eventos de QEE	23
Tabela 2: Janelas com seus lóbulos principais em -60dB.....	50
Tabela 3: Complexidade computacional.	76

LISTA DE ABREVIATURAS

CDF: Função de Distribuição Cumulativa (em Inglês: cumulative distribution function)

DFT: Transformada de Fourier Discreta (em inglês, Discrete Fourier Transform).

DSP: Processamento Digital de Sinais

EE: Energia Elétrica

FFT: Fast Fourier Transform

FN: Filtro Notch

FNA: Filtro Notch Adaptativo

GST: Transformada Stockwell Generalizada (em Inglês: Generalized Stockwell Transform)

IEC: Comissão Internacional Eletrotécnica (em inglês, International Electrotechnical Commission)

PLL: Laço de Fase Travado (em inglês, Phase Locked Loop)

PQA: Qualímetros (em inglês: Power Quality Analyzers)

QEE: Qualidade da Energia Elétrica

RCEI: Componentes Espectrais Inter-harmônicas

RMS: Erro Médio Quadrático (em inglês, Root Mean Square)

RNA : Redes Neurais Artificiais

SDFT: Transformada Discreta de Fourier de Janela Deslizante (em inglês Sliding Discrete Fourier Transform)

SEP: Sistema(s) Elétrico(s) de Potência

STDFT: Transformada Discreta de Fourier de Curta Duração (em inglês, Short-Time Discrete Fourier Transform).

TWC: Transformada Wavelet Contínua

TWD : Transformada Wavelet Discreta

TWFC: Transformada Wavelet de Fase Corrigida.

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO E FOCO

O acelerado avanço tecnológico, eletrônico e computacional, somado aos novos métodos de Processamento de Digital de Sinais (DSP), viabilizaram a partir da década de 90 o surgimento de sofisticadas técnicas para medição e análise de parâmetros de Qualidade da Energia Elétrica (QEE). Centenas de algoritmos baseados nas características tempo-frequência dos sinais de tensão e corrente presentes nos Sistemas Elétricos de Potência (SEP) foram explorados ao longo dos últimos anos. Também é notório o surgimento dos chamados Qualímetros (em inglês: *Power Quality Analyzers*) (PQA), que são equipamentos eletrônicos de medida e registro destinados a supervisionar ou avaliar a QEE (DIAS, 2002). Porém os Qualímetros existentes hoje no mercado ainda não exploram todo o poder destas mais recentes técnicas. Os motivos para isto são diversos, como por exemplo, algumas técnicas não se encaixam nos padrões definidos por Normas Internacionais, destacando a IEC61000-4-30 (IEC, 2003); ou então, o custo computacional da implementação ainda é elevado para tornar viável um equipamento econômico, entre outros motivos.

Dentre essas técnicas, têm-se destacado aquelas que exploram características tempo-frequência (ou tempo-escala) dos sinais adquiridos (como a Transformada Wavelet). O foco deste Trabalho está na implementação de algoritmos em PQA, que atendam às Normas Internacionais de QEE e ao mesmo tempo auxiliem em um problema ainda em aberto que é o Rastreamento de Componentes Espectrais Inter-harmônicas (RCEI); para tal, fazendo uso da Transformada Wavelet de Fase Corrigida (TWFC), que se trata de uma Transformada muito semelhante à Transformada Wavelet, mas que conserva algumas propriedades muito úteis da Transformada de Fourier (STOCKWELL, 1996).

1.2 HISTÓRICO

Na Ciência em geral, sempre foi crescente o interesse por rastreamento de componentes espectrais. O rastreamento consiste em escolher uma componente senoidal que compõe o sinal, e monitorar seus desvios de amplitude, fase e frequência ao longo do tempo. Existem vários trabalhos discutindo o uso da Transformada Discreta de Fourier de Janela Deslizante (em inglês *Sliding Discrete Fourier Transform*) (SDFT) para esta tarefa (HALBERSTEIN, 1966), (SORENSEN, 1988), (ARAVENA, 1990), (HARTLEY, 1990), (CHEN, 1994), (AMIN, 1996), (JACOBSEN, 2003), (JACOBSEN, 2004), (GRONCZYNSKI, 2007).

Além disso, a SDFT também tem sido usada como uma ferramenta para visualização de harmônicos e inter-harmônicos variantes no tempo, e proporciona uma melhor compreensão dos parâmetros de QEE dependentes do tempo (NAKANO, 2002), (CARVALHO, 2007), (SILVEIRA 2008), (XIN, 2008).

Estudos recentes sugerem que este tipo de abordagem pode ajudar na detecção e classificação de eventos, pelas medições realizadas por Qualímetros, e também têm o potencial para ajudar no controle e proteção de Relés de Qualidade da Energia (em inglês: *Power Quality Relays*) (PQR) (CARVALHO, 2007), (CROVATO, 2008).

A SDFT formalmente implementa a Transformada Discreta de Fourier de Curta Duração (em inglês, *Short-Time Discrete Fourier Transform*) (STDFT) e alguns artigos clássicos apresentam uma comparação completa entre as mais conhecidas funções de janelamento em termos de suas propriedades no domínio tempo e frequência (HARRIS, 1978), (GEÇKINLI, 1978), (NUTTAL, 1981), (OPPENHEIM, 1999).

Neste trabalho, esta comparação é revisitada, a fim de escolher uma função de janelamento que possa ajudar a superar as limitações inerentes da janela retangular em casos de taxa de amostragem assíncrona ou na presença de inter-harmônicos em Sistemas Elétricos de Potência.

1.3 CONTRIBUIÇÃO ORIGINAL

Durante a busca por um método de rastreamento de harmônicos e interharmônicos adequado para PQA, neste trabalho, foi desenvolvida uma abordagem recursiva da Transformada Wavelet de Fase Corrigida (TWFC). Nessa abordagem, um novo Kernel (Função de Janelamento) foi proposto, baseado em características desejáveis em PQA.

As características do novo Kernel são: Possui uma representação no domínio da frequência como uma razão de polinômios de baixa ordem, o que garante (diferentemente do Kernel gaussiano tradicional da TWFC) uma possível implementação digital recursiva no domínio do tempo. De forma que foi desenvolvido um substituto polinomial para a janela gaussiana permitindo tal recursividade. A ordem baixa dos polinômios permite que essa implementação possua linhas de atraso de poucas amostras, reduzindo os requisitos de memória, se comparado a polinômios de ordem elevada. As características principais da TWFC são preservadas, portanto com esse novo Kernel ainda é possível realizar análise do espectro local do sinal, e servir como ferramenta de detecção e classificação de distúrbios da Qualidade da Energia Elétrica.

1.4 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

A Tese está organizada como segue: Na Seção 1 são dados a Introdução ao assunto, motivação e foco da Tese. Um breve histórico sobre análise de componentes espectrais é apresentado, e finalmente é destacada a contribuição original deste trabalho. Na Seção 2 são expostos o Estado da Arte e a Revisão da Literatura, focando aqueles trabalhos que fazem uso da Transformada Wavelet de Fase Corrigida (TWFC) e o rastreamento de componentes espectrais. Na Seção 3 é aprofundada a Fundamentação Teórica. São apresentadas as definições de Qualidade da Energia, a TWFC e o rastreamento de componentes espectrais. Na Seção 4 encontram-se descritos os Materiais e Métodos que foram utilizados neste trabalho; que incluem estudo preliminar sobre janelamento, desenvolvimento do Kernel para TWFC, desenvolvimento e validação das rotinas de software para rastreamento de componentes espectrais, algoritmos auxiliares para uso em Qualímetros Classe-A. Também são comentados aspectos de implementação prática, como método de aquisição do sinal, resolução temporal e de amplitude, conversão, plataforma de processamento, análise da complexidade computacional do processo e capacidade disponível, padrões, normas, calibração e certificação, entre outros.

Na Seção 5 são mostrados e analisados os resultados obtidos. Finalmente, na Seção 6 são apresentadas as conclusões e as sugestões para melhorar o desempenho dos algoritmos desenvolvidos.

2 ESTADO DA ARTE E REVISÃO DA LITERATURA

2.1 USO DA TRANSFORMADA WAVELET DE FASE CORRIGIDA EM QEE

Em (ZHAO, 2007), os autores utilizaram a Transformada Wavelet de Fase Corrigida (TWFC) para detectar e classificar distúrbios da Qualidade da Energia Elétrica (QEE). Os autores comentam neste artigo que a TWFC é única em prover resolução dependente da frequência do sinal a ser analisado, enquanto mantêm diretamente a relação com a Transformada de Fourier. O objetivo foi alcançado de acordo com uma árvore de decisão, na qual oito tipos de distúrbios foram reconhecidos e classificados. Os autores realizaram uma comparação entre a Transformada Wavelet Discreta (TWD) e a TWFC por meio de simulação.

Os autores de (DASH, 2003) utilizaram a TWFC para realizar o que é definido no artigo como “análise espectral local cruzada”. A “correção de fase” referencia a fase da Transformada para o ponto zero no tempo (origem), garantindo que os picos de amplitude estejam em regiões estacionárias de fase. Os autores também analisaram problemas de QEE (como: *sags*, *swells*, distorção harmônica, *flicker*, desbalanço de tensão, transitórios oscilatórios e interrupções momentâneas) apontando as vantagens da TWFC sobre a TWD na detecção, localização e classificação de eventos. Para a comparação, os autores utilizaram a Wavelet Mãe Daubechies 4 no primeiro nível de decomposição. Utilizaram como elemento discriminador entre tipos de eventos, o desvio padrão de contornos gerados pela TWFC. Estes contornos são gerados quando se faz o gráfico de superfícies do módulo da TWFC em função do tempo e da frequência. Através de um procedimento visual, propuseram o uso de redes neurais como alternativa válida para extrair características.

Os autores de (LEE, 2003) propuseram o uso da TWFC em um esquema de detecção e classificação de sinais não estacionários em Sistemas Elétricos de Potência (SEP) em

combinação com Redes Neurais Artificiais (RNA). No artigo, duas configurações de RNA foram treinadas com características extraídas da TWFC para reconhecimento das classes de evento. Em comparação com a Análise Multiresolução, os autores de (LEE, 2003) mostraram que podem obter resultados mais precisos. O primeiro tipo de RNA utilizado por eles foi o tipo *Feedforward*, com acerto médio de 94% e o segundo tipo uma *Probabilistic Neural Network* com acerto médio 92,67% para sinais sem ruído, e 83,33% e 94,67% respectivamente para sinais com 30dB de relação sinal ruído. Em ambos casos o número de épocas de treinamento foi igual a 1000.

Em (P. K. DASH, B. K. PANIGRAHI, D. K. SAHOO, 2003) os autores propuseram um método para comprimir e armazenar dados provenientes de sinais transitórios em QEE. A partir dos dados comprimidos o sinal original foi reconstruído e depois analisado utilizando a TWFC na formulação matricial. A técnica de compressão utilizou *splines* para a decomposição do sinal. Finalmente, no artigo, foram mostrados os resultados apontando melhoras em relação a métodos baseados na TWD. A taxa de compactação foi de aproximadamente 1:5. Para efetuar a classificação dos sinais, foram utilizadas como elementos discriminatórios: o desvio padrão do contorno de nível 1 da TWFC normalizado na frequência fundamental, e o desvio padrão do módulo em função do tempo, obtido pelas linhas da matriz da TWFC normalizado na frequência fundamental. Como casos de teste, 100 sinais sintéticos foram aplicados ao sistema proposto, obtendo aproximadamente 97% de acerto na classificação em níveis de 3% de relação sinal ruído.

Os autores de (SAMANTARAY, 2007) propuseram uma nova aproximação para proteções em transformadores de potência utilizando a TWFC com janelamento complexo para distinguir entre correntes *in-rush* e faltas internas. O janelamento complexo da TWFC foi utilizado para extrair características de correntes transitórias durante religamentos e faltas. A TWFC se apresentou como uma ferramenta poderosa para análise de sinais não estacionários

fornecendo informações sobre a corrente. A energia espectral foi calculada pelos autores e um índice baseado nela foi utilizado para distinguir entre corrente de magnetização inicial, e faltas internas; este índice é a razão entre a energia do primeiro contorno da TWFC e a energia dos contornos 2 a 9. No artigo, uma RNA do tipo ADALINE foi utilizada para realizar a classificação. Sinais com e sem ruído e com e sem conteúdo harmônico foram testados com sucesso na identificação em todos os casos.

Em (DASH, 2004) é apresentado um método de detecção, localização e classificação de distúrbios de curta duração em redes elétricas, utilizando a TWFC e um Filtro de Kalman Estendido (FKE). Os autores mostram que a TWFC possui excelentes propriedades, que em conjunto com o FKE, propiciam classificação e medição de distúrbios de curta duração que ocorrem com frequência. Combinando ambas técnicas, os autores do artigo, apontam que foi possível obter alto grau de precisão na completa caracterização de sinais em presença de ruído aditivo; no entanto os resultados só apresentam gráficos comparativos para análise qualitativa.

Os autores de (CHILUKURI, 2005) trazem um proposta de reconhecimento de distúrbios de QEE, baseado em lógica fuzzy. É um sistema de dois estágios: no primeiro, a TWFC é utilizada para gerar um conjunto de vetores, no segundo estágio um sistema de reconhecimento de padrões, com lógica fuzzy, é utilizado para classificar os distúrbios, no qual mais de 98% deles foi identificado com sucesso. Apontam o uso da TWFC como sendo superior por localizar o espectro real e imaginário como uma Transformada de Fourier de Curta Duração (STFT) o faz, porém com uma janela Gaussiana dependente da frequência.

Estes trabalhos acima citados mostram como a TWFC tem se tornado uma ferramenta importante para o desenvolvimento de métodos de detecção, localização e classificação de distúrbios elétricos. O presente trabalho está inserido nesse contexto, embora não se aprofunde nos métodos possíveis, fornece subsídios para tais métodos, focando principalmente no rastreamento de módulo e frequência de componentes espectrais.

2.2 RASTREAMENTO DE COMPONENTES ESPECTRAIS

Uma estrutura para análise de harmônicos/inter-harmônicos de sinais elétricos foi proposta em (KARIMI, 2005). A estrutura é conhecida usualmente como PLL-Cascata, pois tem como base o emprego de unidades PLL (*Phase-locked loop*) digitais. O PLL digital é um sistema digital realimentado em que o sinal de realimentação é usado para sincronizar a frequência instantânea do sinal de saída com a frequência instantânea do sinal de entrada. A estrutura em cascata possui cada uma das suas unidades pré-configurada para rastrear uma determinada componente espectral.

O sinal elétrico entra na estrutura e cada unidade rastreia a *k-ésima* componente espectral com frequência pré-especificada (podendo ser harmônica ou inter-harmônica). Em ambientes ruidosos o método apresenta boa imunidade, e se adapta bem a condições iniciais de características tempo-frequência desconhecidas a priori. O método proposto por (KARIMI, 2005) apresenta robustez no rastreamento, mas por utilizar vários ciclos (de 50/60Hz) para convergir (tipicamente mais do que 60 ciclos), os próprios autores não o recomendam em sistemas para os quais a velocidade de respostas é um fator crítico.

Em (CARVALHO, 2007) é proposto um método de rastreamento espectral baseado no erro de fase ocasionado na DFT devido ao desvio (ou desincronismo) de frequência em relação ao valor da frequência de amostragem. Este método faz uso de filtros digitais para eliminação de oscilações, a custos de um atraso de quase 1 ciclo. Com o uso de equações que relacionam o erro de fase com o desvio na frequência e o desvio na frequência com o erro na amplitude, correções são efetuadas. A metodologia é estendida para as componentes harmônicas, possibilitando também o rastreamento de inter-harmônicos. Na presença de duas componentes próximas o algoritmo converge para aquela de maior amplitude, os autores propõem o uso de algoritmos auxiliares para evitar este problema.

Em (CARVALHO, 2008) os autores apresentam um método de rastreamento de componentes espectrais baseado em um banco de filtros *multirate*, associados a PLLs, denominado *PLL-Multirate*. No artigo, a pré-filtragem se dá por meio de filtros passabanda, cuja frequência central está sintonizada com a componente que se deseja rastrear. Qualquer desvio na frequência do sinal resulta em uma alteração adaptativa da frequência central do filtro passabanda. Um *downsampler* se segue à filtragem para finalmente um PLL travar o sinal com um número menor de iterações, em comparação ao número de iterações que se teria sem o *downsampler*. Os resultados de (CARVALHO, 2008) se mostraram melhores do que em (KARIMI, 2005) em termos de tempo de convergência e carga computacional.

Na bibliografia pesquisada até o momento da escrita desta Tese, não se encontrou nenhuma aplicação da TWFC para rastreamento de componentes espectrais, salvo os trabalhos da linha de pesquisa do próprio autor desta Tese. Acredita-se que o principal motivo para isto é que o Kernel da TWFC, sendo uma função gaussiana cujo filtro associado é também uma função gaussiana, apresenta dificuldades para uma implementação na forma recursiva. Isto foi justamente o que motivou o desenvolvimento do Kernel desta Tese.

Em (CROVATO, 2008) os autores propõem um Kernel polinomial que satisfaz a condição de admissibilidade da TWFC, para ser utilizado recursivamente no auxílio à detecção e classificação de distúrbios de Qualidade da Energia Elétrica.

Em (CROVATO, 2009) os autores fazem uma revisão bibliográfica dos diferentes tipos de janelamento da Transformada de Fourier de Curta Duração, focando em propriedades desejáveis em Qualidade da Energia Elétrica, traçando um comparativo com a TWFC recursiva apresentada em (CROVATO, 2008), apontando as possíveis vantagens de ser uma janela dependente da frequência.

Em (CROVATO, 2010) os autores utilizaram a TWFC na sua formulação recursiva (CROVATO, 2008) para rastrear primeiramente componentes de alta frequência,

componentes harmônicas de ordem elevada tipicamente presentes em sistemas elétricos: 5ª. e 7ª. harmônica. A rápida convergência na estimativa destas componentes se devia ao janelamento dependente da frequência da TWFC, embora as estimativas pudessem oscilar em torno de um valor, elas serviam para alimentar um algoritmo auxiliar que permitia a determinação da amplitude, frequência e fase da frequência fundamental. Os autores sugerem que a técnica pode ser útil em PMUs (Unidades de Medição de Fasores, do inglês *Phasor Measurement Units*) devido à convergência das estimativas tipicamente em um ciclo da fundamental.

Nesta Tese, se deu maior importância ao rastreamento de módulo e frequência da componente fundamental por serem estes mais utilizados nas técnicas de caracterização de distúrbios, estudadas na revisão da literatura e que utilizam a Transformada Wavelet de Fase Corrigida.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

3.1 QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

3.1.1 DEFINIÇÕES

A Energia Elétrica (EE) é uma forma de energia baseada na geração de diferenças de potencial elétrico entre dois pontos e esta diferença permite estabelecer uma corrente elétrica. Mediante a transformação adequada é possível obter que tal energia mostre-se em outras formas finais de uso direto, em forma de luz, movimento ou calor. Segundo os elementos da conservação da energia, os objetos que servem como meio de transformação final são chamados de “cargas” para o Sistema Elétrico de Potência (SEP). A EE é uma das formas de energia que o homem mais utiliza atualmente, por sua facilidade de transporte e baixo índice de perda energética durante conversões. O objetivo de um SEP pode ser resumido em “transportar a EE desde o gerador até as cargas” e “manter a tensão nos terminais das cargas dentro de certos limites” (BOLLEN, 2005). Por muitos anos a carga dos SEP era “regular” no sentido de provocar baixa distorção na forma de onda da tensão. Hoje em dia a realidade é outra. Os grandes consumidores, e suas cargas, têm grande potencial de distorcer a forma de onda da tensão, podendo prejudicar o usuário comum.

Diferentes cargas apresentam diferentes relações tensão Vs. corrente. Em cargas puramente resistivas, esta relação é linear, sendo o gráfico desta relação uma reta que passa pela origem e tem inclinação igual à resistência ôhmica da carga.

Cargas indutivas ou capacitivas também podem ser consideradas lineares, uma vez que a relação entre corrente e tensão se dá através de derivadas ou integrais (seja de carga elétrica ou corrente). No entanto, a maioria dos equipamentos eletrônicos não é composta apenas de resistências, indutâncias e capacitâncias; possuindo semicondutores como diodos e transistores, ou ainda chaves eletrônicas. Esses equipamentos são não lineares.

A dificuldade de modelagem de cargas não lineares reside na complexidade que a corrente apresenta como resposta às tensões impostas. Estas correntes freqüentemente têm formas muito diferentes da forma da tensão aplicada, o que não ocorre com cargas lineares. Por exemplo, em resposta a tensões senoidais ocorrem correntes compostas por diversos harmônicos. Além disso, estes harmônicos podem causar ruídos na rede elétrica fazendo com que a tensão deixe de ser uma senóide.

Não existe até o momento uma definição completamente aceita para “Qualidade da Energia Elétrica” (QEE) ou simplesmente “Qualidade da Energia” na comunidade internacional. A maioria das Normas são vagas na definição. A IEC61000-4-30 define a QEE como as “características da eletricidade em um ponto de uma rede de energia elétrica, avaliadas em relação a um conjunto de parâmetros técnicos de referência”. Enquanto que a Norma IEEE1159-1995 define a QEE como “uma grande variedade de fenômenos eletromagnéticos que caracterizam a tensão e a corrente em um instante dado e em um ponto determinado da rede elétrica”. Mas a definição adotada neste trabalho é a da QEE como uma área das Ciências (especificamente em Sistemas de Potência): “É o estudo ou descrição de distúrbios de tensão e corrente. Pode ser vista como a combinação da qualidade da tensão e a qualidade da corrente, em sistemas elétricos (BOLLEN, 2005), combinados com a disponibilidade do fornecimento elétrico. Entendendo a falta de qualidade como o desvio dessas magnitudes da sua forma ideal”.

Os fatores que definem a QEE dependem do sistema de geração, da distribuição e dos próprios usuários, e é necessária a cooperação de todos estes agentes. A sociedade em geral e a economia se tornaram mais e mais dependentes da tecnologia da informação, de circuitos digitais, e de processos controlados por computador. Com isto a QEE cresceu em importância nos últimos anos.

Se por um lado os componentes e equipamentos se tornaram mais sensíveis aos distúrbios em sistemas elétricos; por outro, tem aumentado o número de componentes e equipamentos que causam modificações na qualidade do fornecimento, gerando distúrbios. Muitas cargas não lineares são conectadas na rede elétrica, e muitas cargas são ligadas às redes através de dispositivos não lineares. Além disso, as novas estruturas de organização das empresas concessionárias de energia elétrica levaram a liberalização desse mercado, trazendo ainda mais relevância à QEE. Com a liberalização do mercado, e os novos acordos políticos entre países quanto à emissão de gases poluentes, fontes alternativas de energia estão sendo exploradas e acopladas no sistema de distribuição existente. Contudo, deve existir um cuidado para minimizar as flutuações que este acoplamento pode trazer.

Um resumo dos principais fenômenos de QEE e suas classificações se encontra na Tabela 1.

Tabela 1: Classificação de Eventos de QEE

	IEEE 1159	IEC61000-4-30*
Variações de Tensão de Curta Duração – ver Figura 1 e 2		
Variações de Tensão de Longa Duração –ver Figura 1 e 2		
Transientes		
Impulsivos	Não mais que uma transição em cada direção	Não definidos
Oscilatório	Uma transição inicial Seguida de várias oscilações	Não definidos
Alta Frequência	Banda: 0.5Mhz -5Mhz, Duração: 5us; Magnitude: 0-4pu acima de $V_{nominal}$	
Média Frequência	Banda: 5Khz –500Khz, Duração: 20us; Magnitude: 0-8pu acima de $V_{nominal}$	
Baixa Frequência	Banda: ½ ciclo-5Khz, Duração: 0.3ms-50ms; Magnitude: 0-4pu acima de $V_{nominal}$	
Distorção da Forma de Onda (a partir das medições de 10/12 ciclos)		
Offset DC	Banda: 0Hz; Magnitude: 0-0.1%	
Harmônicas	Banda: DC-100th; Magnitude: 0-20%	
Inter-harmônicas	Banda: DC-6Hhz; Magnitude: 0-2%	
<i>Notching</i>	Banda: da ordem dos 35Khz; Magnitude: **	
Ruído	Banda: toda; Magnitude: 0-1%	

*Só são apontadas as divergências em relação à IEEE 1159, **Não definido.

No cenário internacional, as Normas mais importantes sobre medida e caracterização dos eventos em QEE são EN50160, IEEE1159, IEC61000-4-7, IEC61000-4-15 e a principal, a IEC61000-4-30. Para descrever e quantificar a QEE, uma série de parâmetros e índices devem ser avaliados (componentes harmônicas, distorção harmônica total, valores RMS, etc). Alguns destes eventos podem ser quantificados pela sua amplitude e duração como mostram a Figura 1 e a Figura 2, segundo a norma IEEE 1159 e a EN50160 respectivamente.

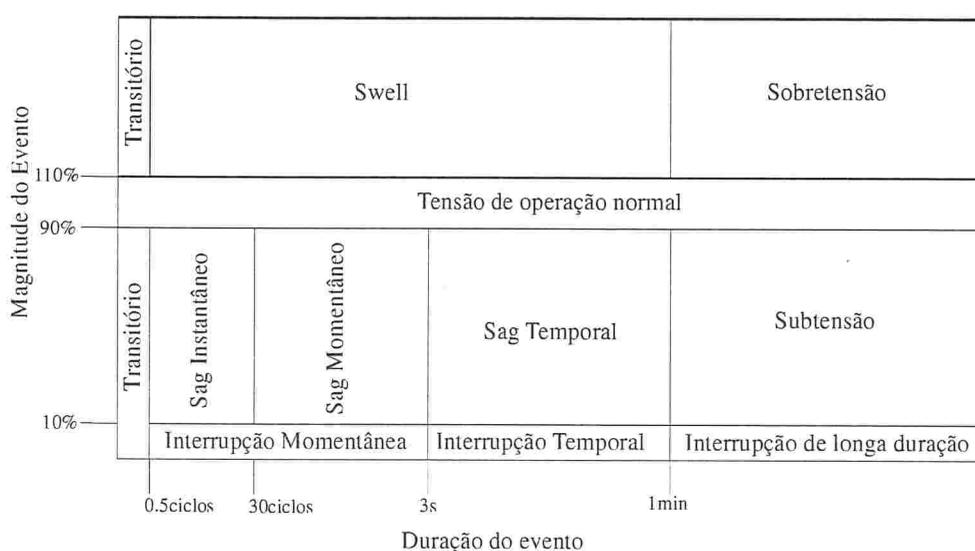


Figura 1 Definição de eventos de tensão pela sua magnitude e duração, segundo IEEE std. 1159-1995.

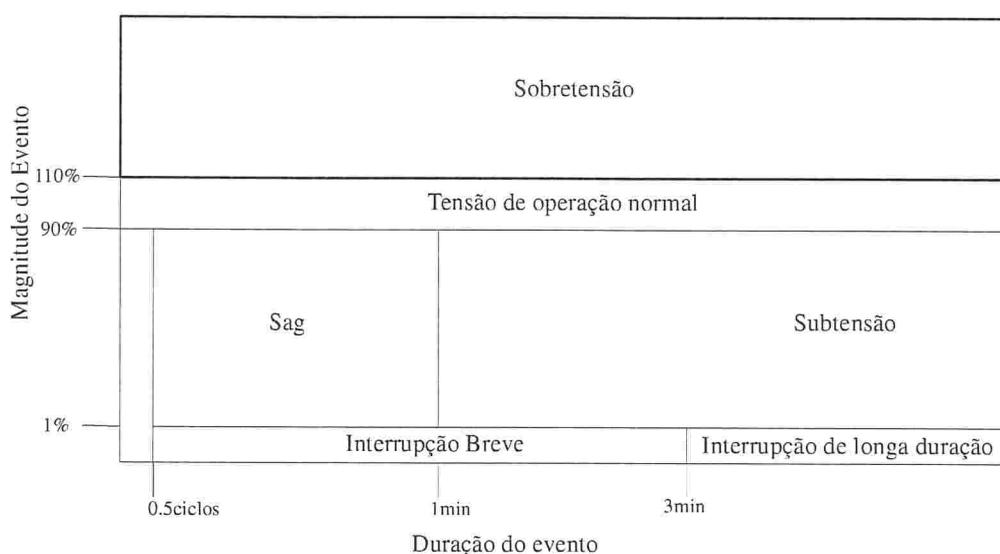


Figura 2 Definição de eventos de tensão pela sua magnitude e duração, segundo EN50160.

3.1.2 MEDIÇÃO DE PARÂMETROS DE QEE

A Norma IEC61000-4-30 Classe-A define uma metodologia de cálculo para uma série de parâmetros de QEE, para que Qualímetros de diferentes fabricantes apresentem os mesmos resultados sempre que estejam em sincronismo de tempo, por exemplo, com *Global Position System* (GPS). Com esta Norma, é possível definir uma forma de cálculo para frequência, magnitude da tensão, *dips* (afundamentos) e *swells* (elevações), interrupção, transitórios, desequilíbrio de tensão, presença de sinalização e variações rápidas de tensão; além de especificar o erro máximo que o qualímetro deve apresentar em cada parâmetro. Esta Norma cria o conceito de marcação de dados (*flag*) caso algum dado tenha sido deturpado por um evento, o equipamento pode detectar uma variação no conteúdo harmônico que não representa de fato uma variação harmônica do sistema, e sim uma variação em função do próprio evento, nesse caso os dados são marcados com o *flag*.

Os Qualímetros que seguem a IEC61000-4-30 devem registrar os dados analisados agrupados em 3 tempos diferentes, chamados níveis de agregações:

- a) Nível de agregação de 180 ciclos para sistemas de 60Hz ou de 150 ciclos para sistemas de 50Hz. O início do registro de medição é após a determinação do tempo de 1 ciclo da forma de onda.
- b) Nível de agregação de 10 minutos.
- c) Nível de agregação de 2 horas.

No fim do período de cada nível de agregação, um novo dado deve ser agregado ao registro do equipamento. Mesmo que algum dado seja sinalizado com *flag*, o mesmo deve ser agregado ao registro para poder ser analisado com outras técnicas que o fabricante do equipamento implementar ou que o usuário escolher.

3.1.2.1 Análise estatística dos registros realizados, segundo a IEC61000-4-30.

A Norma apresenta técnicas de análise dos registros realizados por Qualímetros, com objetivos múltiplos: Tentar compactar o grande volume de dados; computar índices de QEE para verificar a violação de acordos contratuais entre clientes e concessionária; monitorar a evolução da performance de uma rede elétrica durante longos períodos e comparar diferentes redes durante o mesmo intervalo.

Algumas medições podem estar sinalizadas com *flag*. O usuário deve decidir se leva em conta ou não os dados sinalizados na análise estatística. Tipicamente os períodos de observação são: um dia, uma semana, um ano. Nesses períodos, os dados analisados devem ser representativos, com intervalo de confiança (confiança) de 95%.

Estes índices podem ser apresentados como percentuais, máximos, mínimos, médios em um período de tempo (IEC 61000-3-7 para harmônicos ou IEC 61000-3-15 para *flicker*). Os eventos podem aparecer tabulados. Não é do escopo desta Tese realizar análises estatísticas dos dados, mas fornecer meios de pré-processamento eficiente para tratar sinais com componentes espectrais variantes no tempo.

3.1.2.2 Protocolos de medição segundo a IEC61000-4-30.

Frequência: A frequência deve ser calculada a cada 10 segundos. Durante esse intervalo se efetua a contagem do número de ciclos inteiros dividido pela duração dos mesmos. Fica subentendido que a Norma se refere a ciclos da forma de onda com a frequência fundamental da rede elétrica. A Equação (1) resume o cálculo da frequência:

$$f = \frac{N_{\text{ciclosEm}10s}}{T_{\text{NciclosEm}10s}}, \quad (1)$$

sendo $N_{\text{ciclosEm}10s}$ o número de ciclos inteiros no intervalo de 10s. $T_{\text{NciclosEm}10s}$ é o tempo que transcorre para acontecerem os $N_{\text{ciclosEm}10}$ ciclos inteiros no intervalo de 10s.

Valor Eficaz: O valor RMS deve ser calculado sobre uma janela de 10 ciclos da fundamental em sistemas de 50Hz, ou sobre uma janela de 12 ciclos da fundamental em sistemas de 60Hz, sendo que não deve haver sobreposição de períodos de 10/12 ciclos adjacentes. O cálculo RMS para sinais analógicos é realizado conforme (2), e seu equivalente digital não é especificado pela Norma.

$$U_{rms10/12} = \sqrt{\frac{1}{T_{10/12}} \int_{\langle T_{10/12} \rangle} v^2(t) dt} \quad (2)$$

sendo $T_{10/12}$ o tempo que transcorre para acontecerem 10/12 ciclos inteiros. $v(t)$ é a tensão instantânea.

Flicker: O *flicker* deve ser calculado de acordo com a IEC 61000-4-15, e os dados agregados devem ser marcados conforme os níveis de agregação da Norma IEC 61000-4-30. A Norma IEC61000-4-15 define como é um *flickermeter* analógico, mas admite uma implementação digital sempre que as respostas sejam compatíveis com as apresentadas nos ensaios propostos.

Afundamentos e sobre-tensões:

A IEC61000-4-30 adotou a medida $U_{rms1/2}$ (tensão RMS de meio ciclo) como unidade básica para caracterizar os eventos de tensão, podendo ser aplicada no sinal bruto ou somente na componente fundamental. $U_{rms1/2}$ é calculada a cada meio ciclo, mas levando em consideração um ciclo da forma de onda. Pela IEC se torna necessário o conhecimento da frequência do sistema para determinar a duração de $1/2$ ciclo da frequência fundamental e assim determinar o tamanho da janela para cálculo do valor RMS (deve ser sempre 1 ciclo). A Norma IEEE-1159 também adota a medida $U_{rms1/2}$ como sendo a unidade básica, mas não especifica a cada quanto tempo, este valor deve ser atualizado. Pela IEC, a duração da janela de $1/2$ ciclo é determinada pela última medição de frequência sem *flag*.

a) **Dip ou Sag:** Na Norma EN50160 define o *Dip* como *Sag*. No contexto deste trabalho, ambas palavras têm o mesmo significado, ambos termos são traduzidos ao português na literatura técnica como “afundamento de tensão”

a.1) Duração do Dip: O *dip* inicia num sistema trifásico, quando uma das fases tem um valor $U_{rms\frac{1}{2}}$ abaixo de valor definido de *trigger* ($U_{trigger_dip}$) e somente termina quando todas as fases que por ventura também tenham baixado do *trigger* retornam ao valor do *trigger* acrescido de um valor de histerese (U_{hist_dip}). O tempo inicial e final do *dip* é definido em (3) e (4).

$$T_{inicio_dip} = t, \quad para \quad U_{rms\frac{1}{2}} \leq U_{trigger_dip}, \quad (3)$$

$$T_{final_dip} = t, \quad para \quad U_{rms\frac{1}{2}} \geq U_{trigger_dip} + U_{hist_dip} \quad (4)$$

a.2) Amplitude do Dip: A amplitude do *dip* ($M_{dip}[\%]$) é calculada com base na tensão residual ($U_{residual}$), que é a menor tensão medida em um período em qualquer fase do sistema trifásico e um valor de referência programado pelo usuário (U_{ref_dip}), podendo ou não ser a tensão nominal de operação do sistema, conforme (5).

$$M_{dip}[\%] = \frac{U_{ref_dip} - U_{residual}}{U_{ref_dip}} 100 \quad (5)$$

O *dip* por Norma é caracterizado pela sua amplitude e duração, mas outras características podem ser úteis na compreensão deste fenômeno, a seguir uma lista não exaustiva:

a.3) Ângulo de fase (*point-on-wave*): É o ângulo no qual a forma de onda estava quando o *dip* iniciou. Pode ser determinado pela captura das formas de onda *pré-dip* e *pos-dip*, e depois examinando em que ponto a forma de onda se desvia do seu valor ideal em, por exemplo, 10%, então percorrer novamente a onda utilizando um limiar menor, por exemplo, 5%. Com este algoritmo também podem-se determinar além da fase, o início e fim do *dip*.

a.4) Valores RMS rapidamente atualizados: Durante um *dip* pode ser útil que o valor RMS seja atualizado a intervalos menores que $\frac{1}{2}$ ciclo (como especificado pela Norma), por exemplo, atualizar o valor RMS 128 vezes por ciclo. Isto permite uma identificação mais precisa do início e fim do *dip* usando um simples limiar; em contrapartida exige mais processamento.

a.5) Desequilíbrio de tensão no *dip*: Utilizando os “valores RMS calculados rapidamente”, como descrito no parágrafo acima, é útil o cálculo do desequilíbrio trifásico durante o *dip*. Os resultados podem ser apresentados graficamente, ou indicados os valores máximos de desequilíbrio. Pode ser útil a análise das componentes de seqüência zero, negativa e positiva separadamente. Isso fornece a informação de como o *dip* se propaga pela rede e ajuda a entender *dip* e *swell* simultâneos em diferentes fases.

a.6) Deslocamento de fase durante o *dip*: Por exemplo, a DFT é aplicada 1 ciclo antes do *dip* e 1 ciclo após o começo do afundamento. São calculadas a máxima fase durante o *dip*, o deslocamento de fase, e o máximo *slew rate* do ângulo de fase durante o *dip*.

a.7) Tensão de falta: Esta característica pode ser calculada pela subtração da forma de onda do *dip*, por uma forma de onda ideal, com amplitude, frequência e fase baseadas nos dados *pre-dip*.

a.8) Distorção durante o *dip*: Pode ser utilizada a Distorção Harmônica Total (DHT), mas como a componente fundamental é distorcida durante o *dip*, é mais útil avaliar a distorção durante o *dip*, através simplesmente do valor RMS das componentes não fundamentais.

b) Swell: Duração do *swell*: O *swell* inicia num sistema trifásico, quando uma das fases tem a um valor $U_{rms\frac{1}{2}}$ acima do valor definido de *trigger* ($U_{trigger_swell}$) e somente termina quando todas as fases que por ventura também tenham subido acima do

trigger retornam ao valor do *trigger* decrescido de um valor de histerese (U_{hist_swell}), conforme mostram as expressões (6) e (7).

$$T_{inicio_swell} = t, \quad \text{para} \quad U_{rms\frac{1}{2}} \geq U_{trigger_swell}, \quad (6)$$

$$T_{final_swell} = t, \quad \text{para} \quad U_{rms\frac{1}{2}} \leq U_{trigger_swell} - U_{hist_swell}. \quad (7)$$

b.1) Amplitude do *swell*: A amplitude do *swell* ($M_{swell}[\%]$) é calculada com base na maior tensão medida em um período (U_{rmsMAX}), em qualquer fase do sistema trifásico e um valor de referência programado pelo usuário (U_{ref_swell}), que pode ou não ser a tensão nominal de operação do sistema, conforme (8):

$$M_{swell} [\%] = \frac{U_{rmsMAX} - U_{ref_swell}}{U_{ref_swell}} 100. \quad (8)$$

Interrupções: Uma interrupção inicia quando todas as tensões do sistema ficam abaixo de um valor de *trigger* ($U_{trigger_int}$) e finaliza quando qualquer uma delas sobe acima deste valor somado ao valor de histerese (U_{hist_swell}), conforme (9) e (10).

$$T_{inicio_int} = t \quad \text{em que} \quad U_{rms\frac{1}{2}} \leq U_{trigger_int} \quad \text{e} \quad U_{rms\frac{1}{2}} \forall A \cup B \cup C, \quad (9)$$

$$T_{final_int} = t \quad \text{em que} \quad U_{rms\frac{1}{2}} \geq U_{trigger_int} + U_{hist_int}. \quad (10)$$

Transitórios: Um transiente, segundo a Norma IEC61000-4-30 é um fenômeno que pertence ou designa a uma quantidade (de tensão ou corrente) que varia entre dois estados constantes consecutivos durante um curto intervalo de tempo. Quando comparado com o tempo-escala do interesse. Não existe uma definição de desempenho para este parâmetro, mas são sugeridos alguns métodos para a detecção, sempre considerando que existe uma violação de um valor absoluto para a sensibilização do *trigger*:

- a) Método Comparativo: Sempre que o sinal excede um *trigger*, um transitório é detectado.
- b) Método da Envoltória: Similar ao Método Comparativo, mas removendo a componente fundamental previamente à análise.
- c) Método da janela Deslizante: O valor instantâneo é comparado ao valor correspondente no ciclo anterior.
- d) Método da derivada da tensão em relação ao tempo: É fixado um valor de derivada absoluto, que se excedido o transiente é detectado.
- e) Valor RMS: Fazendo uso do cálculo do valor RMS em intervalos muito menores que o período da fundamental, para isso utilizando frequências de amostragem elevadas.
- f) Outros métodos que incluam análise de amplitude vs. frequência.

Após detecção, a classificação pode ser realizada pelos métodos e/ou parâmetros que incluem:

- a) Medição de pico de tensão e corrente: *Overshoot* de tensão, a taxa de subida (dv/dt ou di/dt) da borda principal (aquela onde acontece o maior pico).
- b) Parâmetros de frequência: A duração do transitório, frequência de ocorrência.
- c) Energia e potência, Transitório Contínuo (a cada ciclo, como os *notches*) ou Transitório Imprevisível.

Todos estes parâmetros numéricos podem ser úteis no desenvolvimento de sistemas de classificação que descrevam os transitórios em termos estatísticos.

Desequilíbrio de tensão: O desequilíbrio deve ser calculado usando o método das componentes simétricas (componente de sequência negativa, componente de sequência positiva e componente de sequência zero). A base para o cálculo destas componentes, é a

componente fundamental. Esta deve ser calculada por filtragem ou por DFT, e deve ser medida sobre 10 ciclos contínuos para 50Hz ou 12 ciclos contínuos para 60 Hz sem *overlap*.

Harmônicas e Inter-harmônicas: As harmônicas e inter-harmônicas de tensão e corrente devem ser calculadas conforme a Norma IEC 61000-4-7, e devem ser determinadas em um período de 10/12 ciclos, sem *gaps*. A agregação segue o conceito da IEC 61000-4-30.

Sinalização principal: A sinalização principal são sinais de comandos que trafegam nas redes elétricas; esses comandos aparecem no espectro como ruídos repetitivos de alta frequência (até 3 kHz) e devem ser caracterizados pelo seu valor RMS e sua frequência nos 4 valores mais próximos. O início de uma emissão de sinalização principal deve ser detectado através de um *trigger* para a frequência desejada. O armazenamento do registro deve ser feito por um período definido pelo usuário, que pode ser de até 120 segundos. Não existe agregação para este parâmetro, ou seja, não existe normatização quanto a como estes dados devem ser integralizados ao longo do tempo.

Variação rápidas de tensão: Uma variação rápida de tensão é uma transição rápida no valor RMS entre dois estados estáveis. Para medir este parâmetro alguns limiares devem ser definidos.

- a) Mínima taxa de variação da tensão;
- b) Tempo mínimo de duração do estado;
- c) Mínima diferença de tensão entre estados e
- d) Estabilidade do nível.

Estes parâmetros são quantificados pela diferença entre os estados antes e depois da variação. A amplitude durante uma variação rápida de tensão não deve exceder os limites nem de *dip* nem de *swell* para não serem caracterizados como tais.

Corrente de Inrush: A corrente de *inrush* é medida a cada $\frac{1}{2}$ ciclo da componente fundamental, por isso se torna necessário o cálculo de $I_{rms\frac{1}{2}}$. A corrente de *inrush* inicia quando $I_{rms\frac{1}{2}}$ é igual ou maior que o *trigger* ($I_{trigger_inrush}$) e termina quando decai desse valor menos um valor de histerese (I_{hist_inrush}), conforme as expressões (11) e (12). A medição de $I_{rms\frac{1}{2}}$ deve ser contínua e sem redundâncias. Tipicamente o valor de $I_{trigger_inrush}$ é maior que 120% do valor de corrente nominal. Para uma melhor compreensão do fenômeno de *inrush*, a Norma sugere que a forma de onda seja armazenada.

$$T_{inicio_inrush} = t \quad \text{em que} \quad I_{rms\frac{1}{2}} \geq I_{trigger_inrush} \quad (11)$$

$$T_{final_inrush} = t \quad \text{em que} \quad I_{rms\frac{1}{2}} \leq I_{trigger_inrush} - I_{hist_inrush} \quad (12)$$

Apesar de a Norma especificar a forma de medir a magnitude dos eventos de tensão ou corrente, outras técnicas podem ser utilizadas sempre que produzam resultados compatíveis. Por exemplo, para determinar a magnitude de um evento pode-se recorrer ao cálculo do valor eficaz (RMS), cálculo do valor de pico (V_p), ou cálculo da componente fundamental (RMS ou V_p). Cada método pode fornecer distintas respostas em sinais não senoidais.

Outro método para determinar a magnitude dos eventos, envolve o cálculo da DFT (através do algoritmo FFT) para determinar a amplitude das harmônicas e da componente fundamental. Porém apresenta a desvantagem de ser muito dependente do tamanho da janela escolhida. Algumas variantes de métodos passam pela *Short Time Fourier Transform* (STFT), filtros de Kalman, ajuste de curvas, e Análise de Wavetes (WA), como apresentado na Seção 3.2 em diante.

3.2 TRANSFORMADA WAVELET DE FASE CORRIGIDA

A Transformada Wavelet Contínua (TWC) pode ser definida como a correlação entre um sinal qualquer (nesta Tese, um sinal no domínio do tempo) e uma função denominada Wavelet (BURRUS, 1998):

$$W(\tau, d) = \langle x(t), \psi(t - \tau, d) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi^*(t - \tau, d) dt, \quad (13)$$

sendo ψ^* o complexo conjugado da função Wavelet ψ ; d é o parâmetro de dilatação (escala) da Wavelet; e τ é o parâmetro de translação (posição) da Wavelet.

A Transformada Wavelet de Fase Corrigida (TWFC) também conhecida como Transformada S (TS) de uma função $x(t)$ pode ser definida como uma TWC com uma específica Wavelet mãe multiplicada por um fator de fase. O fator d é dependente do inverso da frequência f do sinal que está sendo analisado, desta forma:

$$S(\tau, f) = e^{-i2\pi f\tau} W(\tau, d) = e^{-i2\pi f\tau} W(\tau, f). \quad (14)$$

De acordo com (STOCKWELL, 1996), a $\psi(\tau, f)$ não satisfaz a condição de admissibilidade, ou seja a média não é igual a zero no tempo, e desta forma não é estritamente uma TWC. A forma integral de (14) é:

$$S(\tau, f) = e^{-i2\pi f\tau} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi^*(t - \tau, f) dt. \quad (15)$$

Supondo que ψ^* seja da forma: $\psi^*(t, f) = q(t, f)e^{-i2\pi ft}$, então:

$$S(\tau, f) = e^{-i2\pi f\tau} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) q(t - \tau, f) e^{-i2\pi f(t-\tau)} dt, \quad (16)$$

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i2\pi ft} q(t - \tau, f) dt. \quad (17)$$

Se for definido $g(\tau, f) = q(-\tau, f)$ então, (17) resulta em:

$$S(\tau, f) = e^{-i2\pi f\tau} x(\tau) * g(\tau, f), \quad (18)$$

na qual ‘*’ denota a operação de convolução linear.

Sendo f_n uma frequência específica de interesse, e sendo $G(f, f_n) = \mathcal{F}[g(\tau, f_n)]$ e $X(f) = \mathcal{F}[x(\tau)]$, na qual \mathcal{F} representa a Transformada de Fourier (TF) e \mathcal{F}^{-1} é a inversa da TF (ITF), (18) pode ser calculado da seguinte maneira, no domínio da frequência:

$$S(\tau, f_n) = \mathcal{F}^{-1}[X(f + f_n)G(f, f_n)] \quad . \quad (19)$$

A operação (19) equivale ao deslocamento em frequência de $X(f_n)$ para a origem (DC, ou 0Hz) seguida de uma filtragem passa baixa com um filtro $G(f, f_n)$.

A função unidimensional da variável temporal τ , $S(\tau, f_n)$, é conhecida pelo termo inglês “voice” (como com a Transformada Wavelet). A função unidimensional da variável frequência f , $S(\tau_n, f)$ é conhecida como “espectro local”.

As filtrações descritas em (18) ou (19) são realizadas na origem (DC, ou 0Hz), mas poderiam ser realizadas diretamente em f_n :

$$S(\tau, f_n) = [x(\tau) * g(\tau, f_n)e^{-i2\pi f_n \tau}]e^{-i2\pi f_n \tau} \quad . \quad (20)$$

Bem como:

$$S(\tau, f_n) = \mathcal{F}^{-1}[X(f) \cdot G(f + f_n, f_n)]e^{-i2\pi f_n \tau} \quad . \quad (21)$$

Sabendo que a Wavelet foi definida como sendo da forma: $\psi^*(t, f) = q(t, f)e^{-i2\pi f t}$, desde que $q(t, f)$ seja uma função cuja “média” é sempre 1, independentemente da frequência, a TWFC poderá ser utilizada como uma representação do espectro local. E, desde que TWFC seja a representação do espectro local, uma “média” simples pode ser utilizada para o cálculo da Transformada de Fourier $X(f)$ do sinal $x(t)$, considerando equiprovável todo o espectro (função densidade de probabilidade unitária):

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, f) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i2\pi f t} q(t - \tau, f) dt d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i2\pi f t} \left(\int_{-\infty}^{\infty} q(t - \tau, f) dt \right) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i2\pi f t} d\tau = X(f). \quad (22)$$

Pois por definição, a condição de admissibilidade dada em (STOCKWELL, 1996), garante que a “média” da função $q(t, f)$ é 1.

$$\int_{-\infty}^{\infty} q(t, f) dt = 1. \quad (23)$$

3.2.1 Propriedades da TWFC

Devido à informação de fase ser referenciada de forma absoluta, a TWFC apresenta algumas vantagens, resumidamente:

3.2.1.1. A inversa da TWFC é a Transformada de Fourier

Como a TWFC é a representação do “espectro local” de um sinal, uma operação de média ao longo do tempo, resulta no espectro da Transformada de Fourier daquele sinal, conforme (22). Segue que o sinal original $x(t)$ é exatamente recuperável a partir da TWFC $S(\tau, f)$.

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, f) d\tau \right) e^{i2\pi ft} df = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{i2\pi ft} df. \quad (24)$$

Isto demonstra que a TWFC é uma generalização da Transformada de Fourier.

3.2.1.2. Resolução progressiva no domínio Tempo-Freqüência

As freqüências discretas de uma série temporal de N pontos com tempo de amostragem T , são $f(n) = n/(NT)$. Assim, os períodos discretos passam pelo nível DC, NT (primeiro harmônico), $NT/2$ (segundo harmônico), e assim por diante como função de $1/n$. Devido a isso, é de se esperar que seja mais fácil dizer (dado um período de uma oscilação) que a diferença entre o segundo e terceiro harmônico, onde a diferença no período é de $(NT/3 - NT/2)$, seja mais facilmente detectável do que a diferença entre os harmônicos 33 e 34, onde a diferença no período é de $(NT/33 - NT/34)$. De forma que sinais de curta duração temporal e baixa freqüência têm boa resolução na freqüência e pobre resolução no tempo. Entretanto sinais de curta duração temporal com alta freqüência têm pobre resolução em freqüência e boa resolução no tempo, isto é característico na TWFC. A relação entre resolução temporal e freqüencial está diretamente relacionada com o principio da incerteza de Heisenberg.

3.2.1.3. A resolução na frequência depende do sinal.

Assim como na Transformada de Fourier, na TWFC a resolução na frequência (vista como uma propriedade que permite distinguir duas componentes próximas no espectro) não depende da duração da observação, ou seja, não depende do intervalo de tempo em que o sinal é medido; mas depende do intervalo em que o sinal “existe” (como diferente de zero, com suporte compacto) ao longo do tempo de observação.

Este fato entra em jogo na TWFC. Sugere-se que o método adequado para definir a resolução (que melhora a capacidade de distinguir entre duas componentes próximas no espectro) é analisar o espaço tempo-frequência definido pela TWFC e determinar se o sinal tem a duração de vários períodos. Caso afirmativo, seria oportuno avaliar a média do “espectro local”. A resolução de frequência depende da duração do sinal, e não da duração da medição, assim, a resolução dependente da frequência, da TWFC, é apropriada.

3.2.1.4. Sinal Analítico e a TWFC

Pode ser provado (STOCKWELL, 1996) que um *voice* da TWFC em particular, é um sinal analítico da série temporal original $x(t)$ filtrado por passa banda, como segue:

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\alpha + f) e^{-\frac{2\pi^2 \alpha^2}{f^2}} e^{i2\pi \alpha \tau} d\alpha. \quad (25)$$

É possível deslocar o espectro substituindo α com $k = \alpha + f$, e tratando f como um parâmetro arbitrário.

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(k) e^{-\frac{2\pi^2 (k-f)^2}{f^2}} e^{i2\pi (k-f)\tau} dk. \quad (26)$$

Esta é a definição de uma filtragem passa banda do sinal $x(t)$, onde o filtro é uma função gaussiana com tamanho controlado pelo parâmetro arbitrário f , e centrado em f .

De fato, é possível ver que as frequências “negativas” foram removidas da serie temporal (se f é positivo). Assim, qualquer *voice* da TWFC corresponde a um sinal analítico filtrado por passa baixa.

3.2.1.5. Linearidade

A TWFC é uma operação linear nas series temporais de $x(t)$. Isto é importante no caso de sinais com ruído aditivo, modelados por $x(t) = y(t) + \eta(t)$.

Nestes casos a operação da TWFC resulta em:

$$S(x(t)) = S(y(t)) + S(\eta(t)) \quad (27)$$

Esta é uma vantagem sobre as transformações bilineares (como a representação tempo-frequência da distribuição de Wigner-Ville), nas quais:

$$TRF(x(t)) = TRF(y(t)) + 2 TRF(\eta(t)) TRF(y(t)) + TRF(\eta(t)) \quad (28)$$

3.2.1.6. A TWFC e a Frequência Instantânea

Pode ser demonstrado que a TWFC fornece uma extensão para a frequência, denominada frequência instantânea. Um “*voice*” para uma frequência f_n em particular, pode ser descrito como:

$$S(\tau, f_n) = A(\tau, f_n) e^{i\Phi(\tau, f_n)} \quad (29)$$

Sendo A o módulo definido por $A(\tau, f_n) = |S(\tau, f_n)| = \sqrt{\Im\{S(\tau, f_n)\}^2 + \Re\{S(\tau, f_n)\}^2}$ e Φ a

fase definida por $\Phi(\tau, f_n) = \angle S(\tau, f_n) = \arctan\left\{\frac{\Im\{S(\tau, f_n)\}}{\Re\{S(\tau, f_n)\}}\right\}$. Desde que se

isole uma determinada componente, a fase pode ser utilizada para determinar a Frequência Instantânea (contínua) (FI) com a seguinte expressão (BRACEWELL, 1999):

$$FI(\tau, f_n) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial}{\partial \tau} \{2\pi f_n \tau + \phi(\tau, f_n)\}. \quad (30)$$

A prova da validade de a equação acima, pode ser derivada do caso simples em que $x(t) = \cos(2\pi wt)$ sendo função fase $\Phi(\tau, f) = 2\pi (w-f) \tau$.

Neste trabalho, uma versão discretizada de FI será utilizada, nessa versão a derivada parcial em relação ao tempo $(\frac{\partial}{\partial \tau})$ é aproximada pela diferença entre amostras de fase. Para manter uma melhor relação entre resolução no tempo e na frequência segundo o critério de Heisenberg, a TWFC utiliza uma janela Gaussiana multiplicada por uma exponencial complexa: $\psi^*(\tau, f) = q(\tau, f)e^{-i2\pi f\tau}$ com:

$$q(\tau, f) = \frac{1}{\sigma_f \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2\sigma_f^2}} = \frac{1}{\left(\frac{c}{a+b|f|}\right)\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2\left(\frac{c}{a+b|f|}\right)^2}}, \quad (31)$$

o parâmetro σ_f controla o tamanho da janela. Se $a=0$, tem-se a Transformada S Generalizada (GST). Se $b=0$, $\sigma(f)$ permite determinar a *Short-Time Fourier Transform* (STFT). Se $a=0$ e $b=0$, σ_f permite determinar a Transformada de Gabor (GT). Então, a Equação (31) resulta em:

$$q(\tau, f) = \frac{1}{\left(\frac{c}{b|f|}\right)\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2\left(\frac{c}{b|f|}\right)^2}} = \frac{|f|}{k\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2 f^2}{2k^2}}, \text{ sendo } k=c/b. \quad (32)$$

O parâmetro k controla o formato de $\psi_k(\tau, f)$, que por simplicidade será denotada sem o sub-índice k , assim: $\psi(\tau, f)$. O fator k está relacionado à variância da função gaussiana q em (32). Em artigos sobre Qualidade da Energia o fator k assume valores que vão desde 0.2 até 5 dependendo do tipo de distúrbio que se deseja analisar (0.2 para obter baixos efeitos de borda, 5 para transientes) (CHILUKURI, 2005).

Considerando o exposto a GST é definida em (PINNEGAR, 2003) como:

$$S(\tau, f) = \frac{|f|}{k\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-\frac{(\tau-t)^2 f^2}{2k^2}} e^{-i2\pi f t} dt. \quad (33)$$

A média dos espectros locais (22) converge para a Transformada de Fourier porque (23) sempre é satisfeito independente da frequência e independente do fator k (PINNEGAR, 2003), sendo assim é valido dizer que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t, f) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|f|}{k\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2 f^2}{2k^2}} dt = 1. \quad (34)$$

Stockwell propôs um cálculo eficiente para a TWFC no domínio da frequência. Aplicando (21) para o caso específico da janela Gaussiana, amostrando e fazendo uso do algoritmo FFT, tem-se:

$$S(\tau, f_n) = \mathcal{F}^{-1} \left[X(f + f_n) e^{-\frac{(2\pi f_n)^2}{2k^2}} \right]. \quad (35)$$

3.3 RASTREAMENTO DE COMPONENTES HARMÔNICAS E INTER-HARMÔNICAS

3.3.1 MÉTODOS DE RASTREAMENTO BASEADOS EM FILTROS NOTCH

O Filtro *Notch* (FN) é um filtro projetado para rejeitar uma banda específica presente no sinal de entrada. Normalmente é dito que é sintonizado na frequência que se deseja eliminar na sua saída (MITRA, 2006). Não existe um FN ideal, pois seria um filtro não causal, de forma que eliminar uma única componente não é possível. Um Filtro Notch (FN) ideal é um filtro linear cuja resposta é caracterizada por um ganho unitário em todas as frequências exceto em uma, na qual o ganho é zero. Esta estrutura pode ser utilizada para estimar a frequência de um sinal senoidal desde que a frequência permaneça constante.

Vários autores utilizam o FN no contexto de QEE para tentar extrair a componente fundamental do sinal de tensão ou corrente, para assim ter um sinal de resíduo mais facilmente analisável por meio de outras técnicas tempo-frequência, ou tempo-escala (como a TWD). Ao se eliminar a banda em torno da frequência fundamental do SEP, não se perde muita informação referente aos distúrbios, pois raramente os mesmos possuem componentes

espectrais próximos à frequência fundamental (RIBEIRO, 2004), salvo aqueles casos nos quais o distúrbio é a variação da frequência fundamental. Neste sentido, alguns autores têm sugerido métodos que utilizam FN adaptativos, capazes de rastrear uma componente específica e se auto-adaptar em caso de desvios. Pela simplicidade e pelo possível uso recursivo, os FN digitais do tipo IIR são os melhores candidatos.

Uma proposta é dada em (DANTON, 2009), utilizando um FN para extrair a frequência fundamental e detectar eventos de QEE, o diagrama de blocos é mostrado na Figura 3:

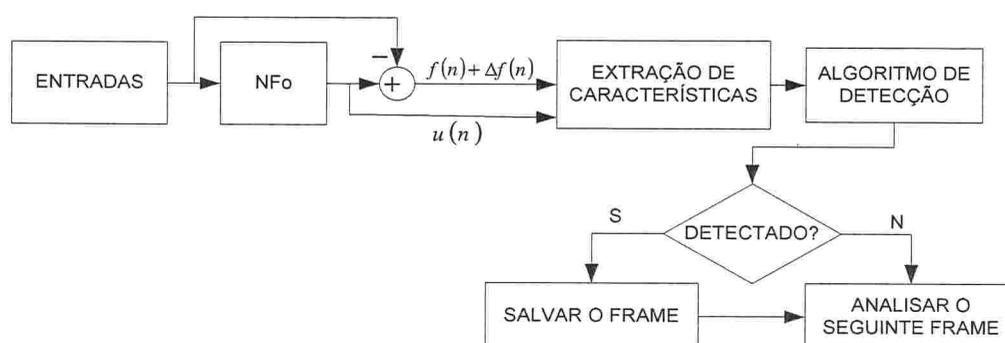


Figura 3 Diagrama de blocos do sistema de detecção proposto em (RIBEIRO, 2005).

Em (RIBEIRO, 2007), os autores apresentam um método para detecção de distúrbios em QEE utilizando Estatísticas de Ordem Superior, no qual está presente um FN para efetuar o rastreamento da componente fundamental.

Em (MOJIRI, 2007b) um Filtro Notch Adaptativo (FNA) é utilizado para rastrear a frequência fundamental do SEP. Consiste em um FN de ordem 2, cuja frequência central é adaptada pela avaliação de uma equação diferencial não-linear. O comportamento dinâmico do FNA obedece (MOJIRI, 2007a):

$$\ddot{x} + 2\zeta\theta\dot{x} + \theta^2x = 2\zeta\theta^2y, \quad \dot{\theta} = -\gamma x(\theta^2y - \theta\dot{x}), \quad (36)$$

sendo: x o sinal de entrada, y é o sinal de saída, θ é a frequência estimada (em rad/s), ζ é um parâmetro de projeto que determina a rejeição do FN e a sensibilidade a ruído, enquanto que γ é um parâmetro de projeto que determina a velocidade de adaptação do FNA.

A estrutura de rastreamento da frequência fundamental baseada em FNA, utilizada em (MOJIRI, 2007b) é mostrada na Figura 4. Com base na estrutura é possível determinar diretamente tanto a frequência como sua taxa de variação. O desempenho nesta função é comparado com métodos baseados em PLL.

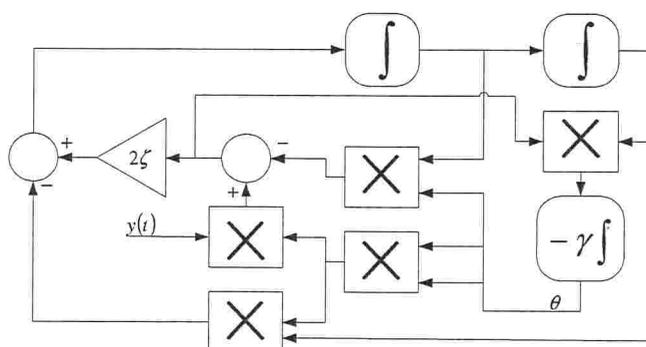


Figura 4 Diagrama de blocos do FNA proposto em (MOJIRI, 2007b).

Diferentemente da abordagem com PLL para o rastreamento da componente fundamental, o FNA não utiliza osciladores controlados por tensão. Isto faz que sua realização seja mais simples e a resposta em frequência mais rápida.

Seja $y(t)$ uma medida de tensão ou corrente expressa por:

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(\varphi_k(t)) + A_0 + n(t), \quad (37)$$

na qual $\varphi_k(t) = \omega_k t + \phi_k$ é o ângulo de fase total da k -ésima componente. A_0 é o nível DC e $n(t)$ é o ruído de fundo.

A k -ésima componente pode ser tanto inteira múltipla da frequência fundamental do SEP, ou não inteira, caso uma componente inter-harmônica seja considerada. A estimativa de componentes espectrais deve ser precisa e insensível à presença de harmônicas, inter-harmônicas e ruído.

Contudo, para os casos de variação da frequência fundamental do SEP o rastreamento deve ser rápido e preciso.

Uma extensão natural desta técnica com FN para a fundamental é utilizar FN em cada harmônica aplicados de forma cascadeada. Porém, as implicações de utilizar FNA em cascata (ou em paralelo) ainda não foram verificadas na literatura presente.

3.3.2 MÉTODOS DE RASTREAMENTO BASEADOS NA DFT RECURSIVA

Embora a Transformada Wavelet tenha sido motivo de grande estudo em anos recentes, o reduzido custo computacional da Transformada Discreta de Fourier (DFT) tem sido motivo para que muitos autores continuem suas linhas de pesquisa aperfeiçoando técnicas baseadas em DFT. Como existem limitações intrínsecas ao seu uso, têm sido propostas metodologias de correção (ou compensação) do resultado da DFT. Em (PHADKE, 1983) os autores introduzem um método para corrigir amplitude e fase, para assim estimar a frequência. Segundo (HART, 1997), pelo fato do método de (PHADKE, 1983) ser “incompleto”, as estimativas são prejudicadas. Também em (HART, 1997) é proposta uma aproximação que adapta o tamanho de janela para obter melhores estimativas de frequência, diminuindo o efeito do vazamento espectral (*leakage*), no entanto o método não é recursivo. Vários outros autores propuseram métodos baseados na DFT implementada de forma recursiva, no contexto de QEE. Uma revisão pode ser encontrada em (DUQUE, 2007). A maioria destes autores propuseram correções precisas para amplitude, fase e frequência, com objetivo de aplicações em medições sincronizadas de fasores, baseados na interpolação da janela de dados analisados, ou considerado o erro total da fase para obtenção das equações de correção.

4 MÉTODOS E MATERIAS

4.1 ESTUDO PRELIMINAR SOBRE JANELAMENTO

A DFT com janelamento retangular é definida como (OPPENHEIM, 1999):

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j \frac{2\pi}{N} k n} , \quad (38)$$

na qual x é o sinal no domínio de tempo discreto, n é o índice de amostragem no domínio de tempo discreto. N é o número total de amostras durante o intervalo de observação, X_k é a k -ésima harmônica, e k é o índice de harmônica.

A Equação (38) é equivalente a uma demodulação complexa (ou modulação complexa, dependendo do autor), transladando o conteúdo espectral em torno da k -ésima harmônica, para a origem (0Hz), e então, filtragem com um filtro passa-baixas particular: a janela retangular de tamanho N . Por outro lado a SDFT com janela retangular pode ser calculada utilizando (ROSENDO, 1998):

$$X_k[m] = X_k[m-1] - x_{n-N} e^{-j \frac{2\pi k(n-N)}{N}} + x_n e^{-j \frac{2\pi k n}{N}} , \quad (39)$$

na qual x é o sinal no domínio de tempo discreto, n representa o atual momento no tempo discreto. N é o tamanho da janela retangular deslizando, X_k é a k -ésima harmônica (se o intervalo de observação for 1 ciclo), k é o índice de harmônica e m é o índice de amostra no domínio da frequência.

A Equação (39) é a forma iterativa de (38) para uma janela retangular deslizando.

A Figura 5 mostra dois casos em que fica explícita, no domínio do tempo, a saída de um filtro de média móvel (janela retangular deslizando) de comprimento de 16 pontos ($N=16$), cuja entrada é um sinal $x[n]$, também com 16 pontos por ciclo, que antes de ser filtrado, sofre uma demodulação complexa por uma portadora com frequência igual à da componente fundamental de 60Hz. Esse resultado é obtido pela implementação da SDFT (39).

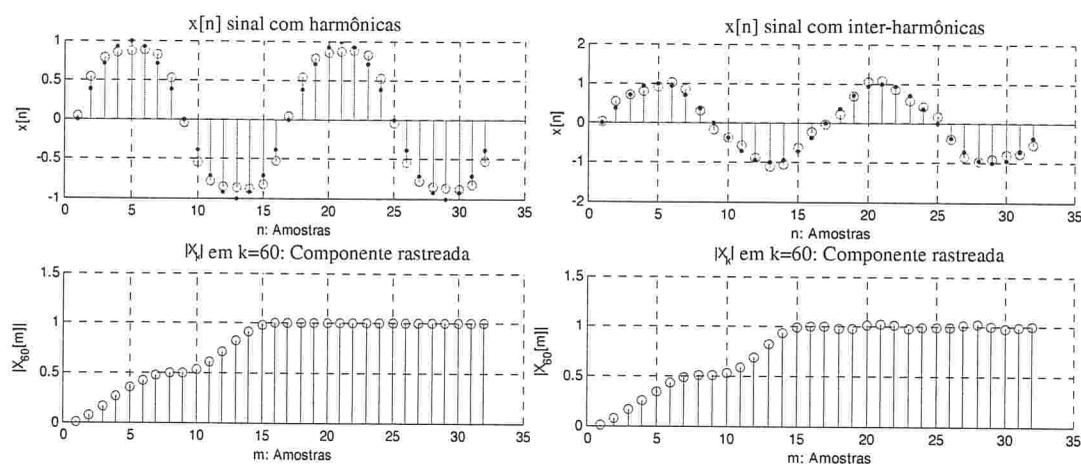


Figura 5 Efeito da janela retangular deslizando na estimativa de módulo para $k=60\text{Hz}$. De esquerda à direita: a) sinal com harmônicas, b) sinal com inter-harmônicas.

No primeiro caso, na Figura 5-a, é possível observar que se o sinal $x[n]$ (amostras em vermelho) possuir uma componente espectral correspondente à frequência fundamental de 60Hz (pontos em azul) e também possuir harmônicos, a estimativa de módulo da componente fundamental, convergirá sem oscilações para um valor estável, isso devido ao número de pontos por ciclo ser igual ao tamanho da janela deslizando.

No segundo caso, na Figura 5-b, é possível observar que se o sinal $x[n]$ (amostras em vermelho) possuir uma componente espectral correspondente à frequência fundamental de 60Hz (pontos em azul) e também possuir inter-harmônicos, a estimativa de módulo da componente fundamental, permanecerá oscilante em torno do valor correto; isso devido ao número de pontos por ciclo de qualquer inter-harmônico não ser múltiplo do número de pontos da janela retangular deslizando.

4.1.1 A escolha da Taxa de Amostragem

De acordo com duas Normas: a IEC61000-4-7 e a IEEE519, a análise espectral deve ser realizada a intervalos de 200ms , através do cálculo da DFT com a taxa de amostragem tal

que resulte em uma resolução de 5Hz na frequência nominal do Sistema Elétrico de Potência (SEP). Para tal, o algoritmo *Fast Fourier Transform* (FFT) pode ser utilizado (GUNTHER, 2006).

Os Qualímetros, conhecidos como *Power Quality Analyzers* (PQA), de acordo com a Norma IEC61000-4-30 Classe A, devem atender estas duas normas, sendo assim, os instrumentos podem ser consistentes e comparáveis entre si (IEC 61000-4-30, 2003).

Com o objetivo de atender estas Normas, o PQA, deve amostrar a uma taxa de 7680Hz para SEP de $f_0=60\text{Hz}$ e 6400Hz para SEP de $f_0=50\text{Hz}$, ambas situações resultam em 128 pontos por ciclo da componente fundamental (128ppc) (CROVATO, 2007).

Um desvio na frequência fundamental requer um resincronismo para garantir 128ppc . No entanto, é prática comum fixar a frequência de amostragem. Neste caso, um desvio na frequência fundamental produz um erro pequeno e aceitável, porque o desvio da frequência fundamental em SEP é pequeno e porque o intervalo de análise é grande o suficiente (200ms). Desta forma o erro produzido é um erro médio baixo, tipicamente 0.5% em casos práticos (CROVATO, 2007). Nesta abordagem X_k é atualizado a cada $10/12$ ciclos. Na DTF o termo N em (38) é numericamente elevado, para 10 (ou 12 ciclos) corresponde a 1280 (ou a 1536 respectivamente) por isso esta abordagem é preferentemente utilizada “off-line” e não em tempo real.

Por outro lado, o uso da SDFT (39) para rastrear componentes espectrais em tempo real (também conhecida como forma “on-line”) parece mais adequado. Porém, com taxas de amostragem fixas, o erro nas estimativas de amplitude e fase instantâneas será significativo, tipicamente 1% em casos práticos, quando acontecer desvios na frequência fundamental.

Para analisar o comportamento tempo-frequência, durante os testes iniciais, uma frequência de amostragem fixa de $f_s=7680\text{Hz}$ foi utilizada, resultando em uma janela de $N=128$ pontos ($N=f_s/f_0$).

4.1.2 O problema do desincronismo

Na SDFT com janelamento retangular, a escolha correta do número de amostras na janela deslizante cancela o efeito de todas as harmônicas diferentes da k -ésima (aquela de interesse) e o resultado converge em um ciclo da frequência fundamental. Se a frequência fundamental sofre desvio, o cancelamento das harmônicas não é obtido. O tamanho da janela deveria então ser alterado de forma a casar exatamente com o número de pontos por ciclo.

Em situações reais, obter este ajuste exato é virtualmente impossível. Desta forma, as estimativas da amplitude, frequência e fase sofrerão maiores ou menores oscilações, inevitavelmente, em função do desincronismo entre a frequência de amostragem e a frequência do sinal (BOLLEN, 2007).

Outro motivo que causa a oscilação dos estimadores de amplitude, fase e frequência é a presença de componentes inter-harmônicas, pois, por definição, estão em desincronia com a frequência de amostragem, esta última, múltipla da componente fundamental. O problema das inter-harmônicas pode ser reduzido (mais não eliminado) pela escolha adequada de janelas de formato diferente da retangular. Estes problemas estão ilustrados na Figura 6.

No Exemplo “A” da Figura 6, a existência de uma terceira harmônica no sinal $x[n]$, é perfeitamente atenuada após a demodulação complexa e após o janelamento com a janela retangular conforme (38). No Exemplo “B” da Figura 6, a existência de uma terceira harmônica no sinal $x[n]$ não é perfeitamente atenuada após a demodulação complexa e após o janelamento com a janela retangular, porque a frequência fundamental, nesse exemplo, tem um desvio Δf em relação à frequência síncrona. No Exemplo “C” da Figura 6, a existência de uma terceira harmônica no sinal $x[n]$, é perfeitamente atenuada após a demodulação complexa e após o janelamento com a janela retangular. No entanto uma inter-harmônica não é atenuada, pois os vales do comportamento espectral da janela retangular só atenuam as harmônicas, e não as inter-harmônicas.

Existem também os casos mistos, em que se tem um sinal composto pela fundamental, harmônicos e inter-harmônicos, e ao mesmo tempo tem-se um desvio da fundamental em Δf em relação à frequência síncrona. Nesse caso não existe atenuação nem dos harmônicos nem dos inter-harmônicos. Assim como no Exemplo “B” da Figura 6, qualquer estimativa da fundamental seria imprecisa.

4.1.3 A DFT de Janela deslizante, com alguns tipos de Janela clássicos

A janela retangular, que aparece implicitamente em (39) apresenta desvantagens nas propriedades espectrais, pois tem lóbulos laterais com baixa atenuação e adicionalmente apresentam um decaimento lento (NUTTAL, 1981).

Substituir a janela retangular por outra de outro formato com característica melhores, é simples quando se utiliza o cálculo direto da DFT (38), mas pode não ser simples quando se usa a SDFT, pois a janela deve poder ser implementada de forma recursiva (GRONCZYNSKI, 2007). Deixando de lado a possibilidade de ser implementada de forma recursiva, a resposta de módulo de algumas janelas bem conhecidas é mostrada na Figura 7 (de 6a até 6d). Elas são: Retangular, Bartlett, Hamming, Hann, Blackman, Triangular, Bohman, Tukey, Flat-Top, Gaussian, Modified Bartlett-Hann, Chebyshev, Nuttall, Parzen e Blackman-Harris (HARRIS, 1978).

A janela retangular com tamanho $N=fs/fo$ foi mantida na Figura 7 como uma forma de referência visual devido a seus lóbulos laterais apresentarem alta rejeição das harmônicas. Foram consideradas como critério de escolha aquelas janelas que atenuam perto de 1000 vezes (-60dB) as harmônicas. Nenhuma destas janelas atende este requisito desde a primeira harmônica. No entanto algumas delas têm seus lóbulos abaixo de -60dB. Elas são: Blackman, Flat-Top, Gaussian, Chebyshev, Nuttall e Blackman-Harris. A largura destas janelas deve ser aumentada para atender a especificação de atenuar 1000 vezes desde a primeira harmônica de

acordo com a Tabela 2. A Figura 8 mostra o comportamento destas janelas pré-selecionadas com seus tamanhos modificado. É possível observar que todas apresentam atenuação de 60dB desde o primeiro harmônico da componente fundamental.

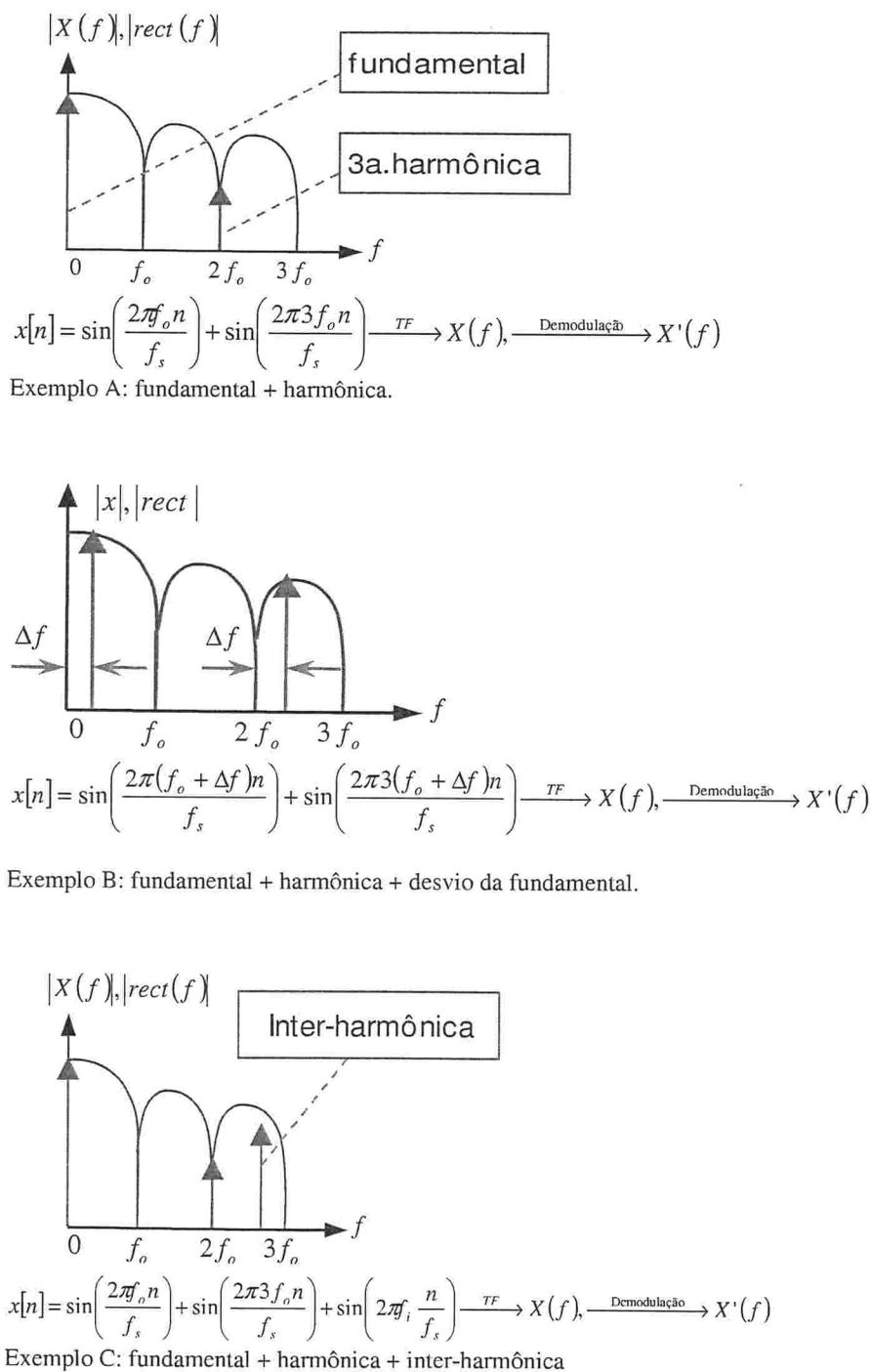


Figura 6 Problemas comuns com a SDFt com janela retangular em QEE.

Tabela 2: Janelas com seus lóbulos principais em -60dB.

Janela	Tamanho
Retangular (para ref.)	N
Blackman	3N
Flat-Top	5N
Gaussian	3N
Chebyshev	4N
Nuttall	4N
Blackman-Harris	4N

Segue que as melhores janelas são aquelas que além de atenuar no mínimo 1000 vezes as harmônicas, tem seu tamanho minimamente aumentando, pois isso garante que os resultados convergiam em menos tempo. Utilizando esse critério, as janelas Blackman e Gaussiana são as melhores. As versões no tempo contínuo destas janelas são definidas em (NUTTAL, 1981):

$$Blackman(t, \tau) = \begin{cases} 0.42 + 0.5 \cos\left(\pi \frac{t}{\tau}\right) + 0.08 \cos\left(2\pi \frac{t}{\tau}\right) & \text{se } |t| < \tau, \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (40)$$

$$Gauss(t, \tau) = \begin{cases} 2 \exp\left(-\left(t/\sigma\right)^2\right) & |t| < \tau \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (41)$$

Cabe destacar que nem todas as janelas clássicas apresentadas na Tabela 2, quando discretizadas, podem ser transformadas em filtros associados tais que sua implementação seja recursiva. No artigo (AMIN, 2002) são apresentadas as condições necessárias para recursividade de qualquer janela.

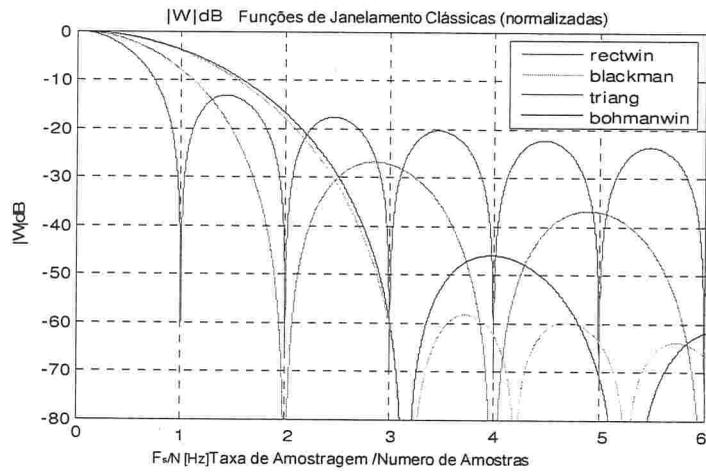


Figura 7-a Comparativo: Retangular, Blackman, Triangular, Bohman

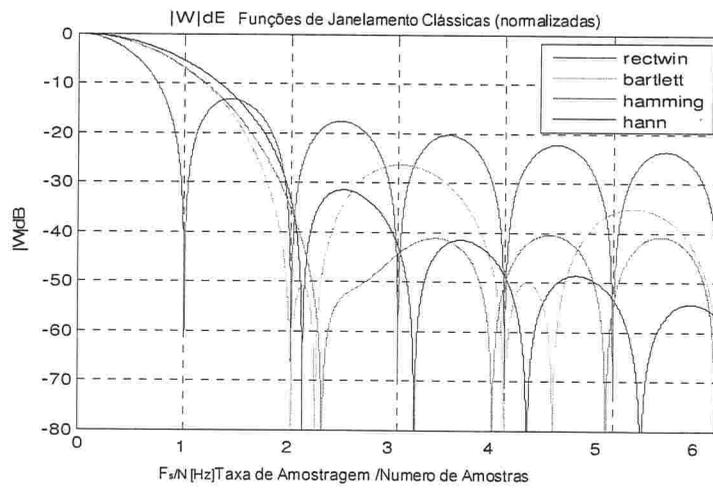


Figura 7-b Comparativo: Retangular, Bartlet, Hamming, Hanning

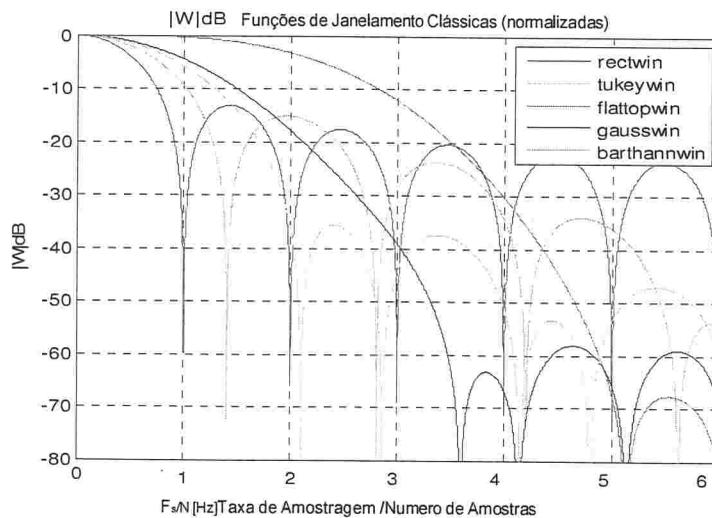


Figura 7-c Comparativo: Retangular, Tuke, Flattop, Gaussiana, Barthann

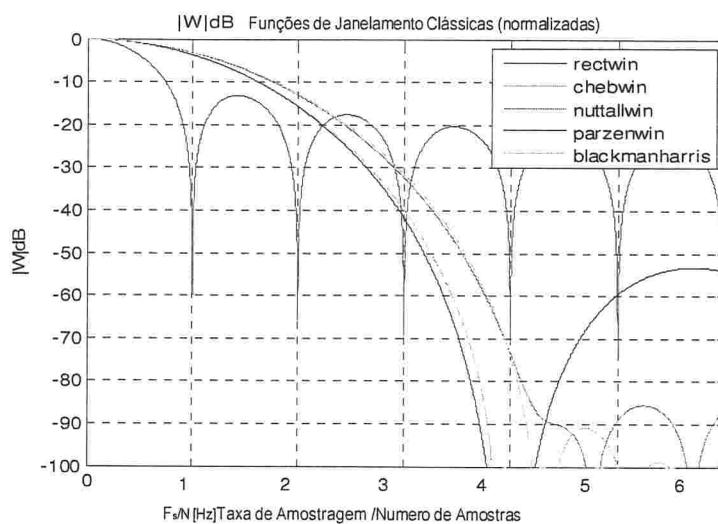


Figura 7-d Comparativo: Retangular, Chebwin, Nuttal, Paren, Blackman-Harris

Figura 7 Comparativo da Resposta de Módulo, janelas clássicas. (referência: janela Retangular).

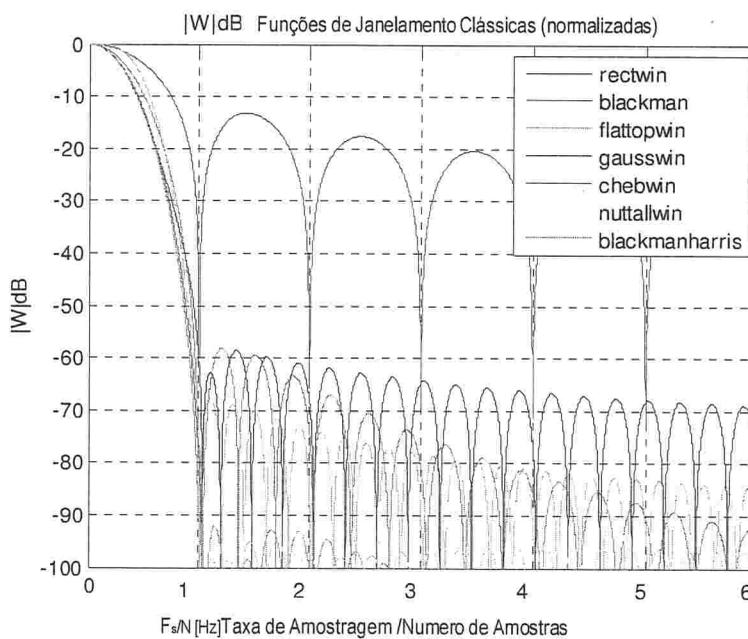


Figura 8 Janelas pré-selecionadas com seus tamanhos modificados. (referência: Janela Retangular).

4.2 KERNEL PROPOSTO PARA A TRANSFORMADA WAVELET DE FASE CORRIGIDA

A SDFT com janelamento polinomial (A Transformada Wavelet de Fase Corrigida)

A janela Gaussiana dada pela expressão (41) tem um parâmetro adicional, em relação à janela de Blackman (40): é o parâmetro σ (parâmetro do desvio padrão). Este parâmetro permite que o formato da Gaussiana seja alterado de acordo, por exemplo, com o inverso da frequência que se está rastreando (STOCKWELL, 1996). Escolhendo a janela Gaussiana e escolhendo adequadamente o parâmetro de desvio padrão, o tempo de convergência em algoritmos recursivos pode ser reduzido à medida que a frequência rastreada aumenta; isto torna atrativa a janela Gaussiana para análise tempo-frequência.

Contudo, para obter eficiência com a janela Gaussiana, ela deve ser implementada na forma recursiva. Uma forma clássica de obter isto é através de representações de filtros IIR, mas para Gaussianas não existe no “domínio z ” (da Transformada Z) uma forma explícita fechada. Alguns autores propõem o uso da aproximação polinomial (DERICHE, 1992), (JIN, 1997), (VAN, 1998). A janela Gaussiana pode ser aproximada através de várias técnicas (YOUNG, 2002), mas no geral necessitam de filtros não causais cuja implementação pode comprometer os requisitos de tempo real. Recentemente foi publicado um trabalho, no qual são obtidos resultados semelhantes aos da janela Gaussiana, através da implementação recursiva da TWFC (CROVATO, 2008), pelo uso de uma janela polinomial projetada no domínio da frequência. A principal vantagem da janela polinomial é a baixa complexidade computacional e a habilidade de alterar suas características na frequência de forma simples, alterando os coeficientes (pesos) das potências do polinômio no domínio do tempo (OKARMA, 2007).

Para que $g(\tau, f)$ seja uma janela válida na TWFC, a condição (23) deve ser satisfeita, com isso a a Função Cumulativa (CF) deve convergir para 1.

Para uma implementação recursiva, (18) deve ser representada primeiramente no domínio da Transformada Z. Apesar da janela Gaussiana não ter lóbulos laterais, tem resposta dinâmica mais lenta do que a janela Retangular e maior complexidade computacional.

Se em (18) $g(\tau, f)$ for uma janela Gaussiana, então existe simetria vertical de modo que $g(\tau, f) = q(\tau, f)$, mas nesta Tese será escolhida uma função polinomial, para que seu filtro equivalente seja facilmente implementado no domínio discreto. O filtro que definirá o Kernel deve satisfazer os requisitos de rápida convergência e alta rejeição a harmônicas. O filtro proposto possui a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{\frac{s^2}{r^2} + 1}{\left(\frac{s^2}{p^2} + 2\xi\frac{s}{p} + 1\right)^3 \left(\frac{s}{p} + 1\right)}, \quad (42)$$

sendo p e r números associados à posição de pólos e zeros no diagrama de Bode, e ξ o fator de *overshoot*. O zero duplo associado a r será posicionado na primeira harmônica para obter alta rejeição ($r = 2\pi f_n$). O efeito de r nas altas frequências será cancelado por 3 pólos duplos e 1 pólo simples, todos associados ao parâmetro p . Para uma rápida convergência sem *overshoot*, o fator ξ deve ser igual a 1, desta forma:

$$G(s) = \frac{\frac{s^2}{r^2} + 1}{\left(\frac{s^2}{p^2} + 2\xi\frac{s}{p} + 1\right)^3 \left(\frac{s}{p} + 1\right)} \Big|_{\xi \rightarrow 1, r=2\pi f_n} = \frac{p^7 s^2 + r^2}{r^2 (s+p)^7} \Big|_{r=2\pi f_n}. \quad (43)$$

A posição dos pólos associados ao parâmetro p , é determinada pela condição de admissibilidade da TWFC, que garante que $G(0)=1$, desta forma:

$$G(s)|_{s=0} = \frac{p^7 s^2 + r^2}{r^2 (s+p)^7} \Big|_{s=0} = 1 \Rightarrow p = \frac{r}{\sqrt{3}} = \frac{2\pi f_n}{\sqrt{3}}. \quad (44)$$

Esta função satisfaz os requisitos de atenuação das componentes espectrais a partir do primeiro harmônico. Sabendo por (44) que $r = \sqrt{3}p$, e expressando (43) em função da posição dos pólos associados a p , se obtém a seguinte função:

$$G_p(s) = \frac{p^7 s^2 + (\sqrt{3}p)^2}{(\sqrt{3}p)^2 (s+p)^7} = \frac{p^5 s^2 + 3p^2}{3 (s+p)^7}. \quad (45)$$

A Transformada Inversa de Laplace Unilateral de (45) é:

$$g_p(t) = \frac{p}{2160} (4(pt)^6 - 12(pt)^5 + 30(pt)^4) e^{-|pt|} \quad . \quad (46)$$

Fazendo a substituição de variáveis: $p = of$, sendo $o = \frac{2\pi}{\sqrt{3}}$, a resposta impulsiva de (46) é

$$g_p(\tau, f) = \frac{of}{2160} (4(of\tau)^6 - 12of\tau^5 + 30(of\tau)^4) e^{-|of\tau|} \quad (\text{para } \tau \geq 0). \quad (47)$$

Então a função de janelamento (Kernel) $q_p(\tau, f)$ é (para $\tau \leq 0$):

$$q_p(\tau, f) = \frac{of}{2160} (4(of\tau)^6 - 12of|\tau|^5 + 30(of\tau)^4) e^{-|of\tau|}. \quad (48)$$

A Transformada de Fourier $G_p(f) = \mathcal{F}[g_p]$ é:

$$G_p(f, f_n) = \frac{-i27\sqrt{3} f_n^5 (f^2 - f_n)^2}{(3f - i\sqrt{3}f_n)^7} \quad . \quad (49)$$

Como $i = \sqrt{-1}$, $q_p(\tau, f)$ é uma função assimétrica, $g_p(\tau, f)$ também o será, logo G_p atua como um filtro complexo, projetado para se comportar como passa baixas.

A Figura 9 mostra as funções $g_p(\tau, f)$ (47) e $g(\tau, f)$ (32), e também mostra as Funções Cumulativas (FC) de $q(\tau, f)$ e $q_p(\tau, f)$, ambas convergem a 1 garantido a validade das igualdades (22) e (23), tornando a função Kernel polinomial uma função válida para a TWFC.

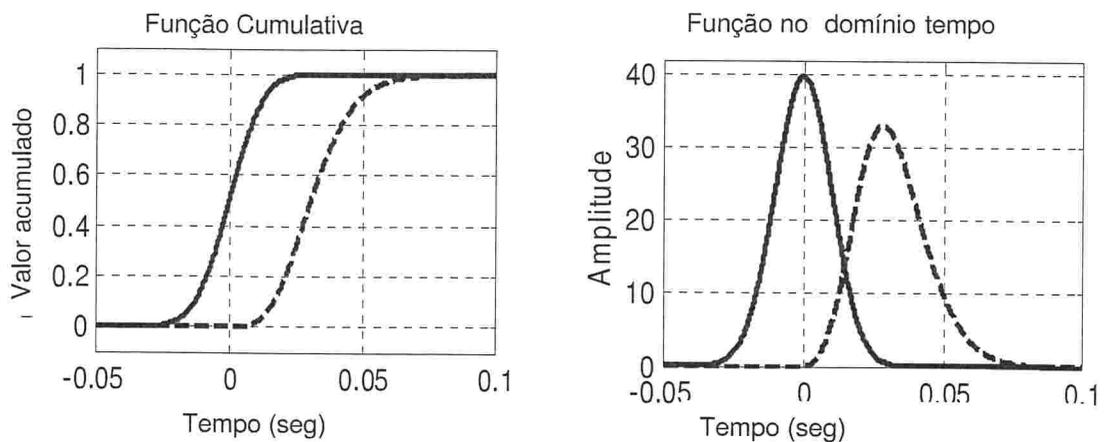


Figura 9 a) FC de $q(\tau, f)$ (sólido) e $q_p(\tau, f)$ (tracejado), b) Comparação de $g(\tau, f)$ (sólido) com $g_p(\tau, f)$ (tracejado). Ambos para $f=60\text{Hz}$ e $k=0.6$

Os comportamentos em frequência de $g(\tau, f)$ e $g_p(\tau, f)$ são mostrados na Figura 10. No caso de $G_p(f, f_n)$ com $f_n = 60\text{Hz}$ é observado que a primeira harmônica é drasticamente reduzida e as demais harmônicas sofrem uma atenuação de 1000 vezes aproximadamente (-60dB). Para atingir uma atenuação de 1000 vezes, na primeira harmônica em $G(f, f_n)$ com $f_n = 60\text{Hz}$, o fator k foi fixado em $k=0.6$, pois era o menor fator que garantia essa condição.

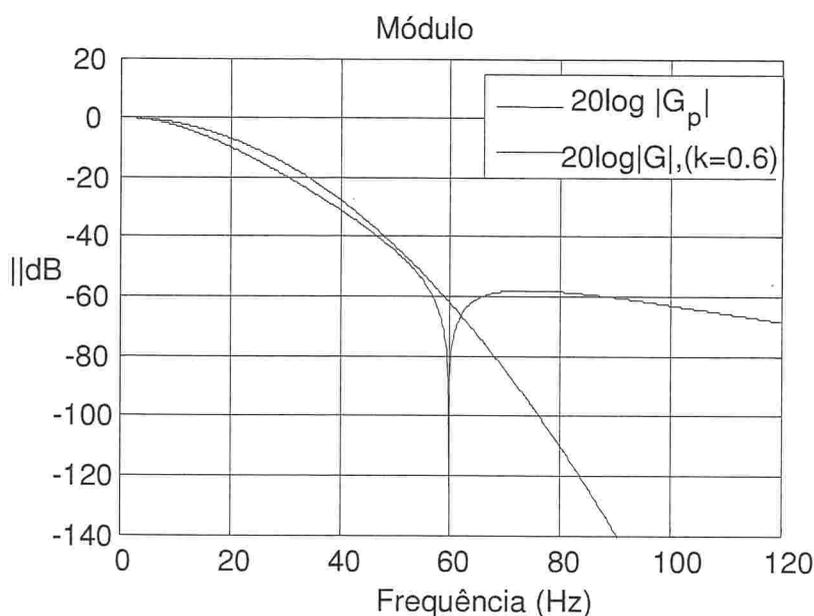


Figura 10 Comparação entre os módulos (em dB) de $G(f, f_n)$ ($k=0.6$) e $G_p(f, f_n)$ para $f_n=60\text{ Hz}$

Fazendo $\xi = 0.96$ em (44), podem ser obtidas convergências em 3.5 ciclos da fundamental (em sistemas de 60Hz) sem *overshoot* significativo, de aproximadamente 0.5%, e com resultados espectrais semelhantes aos apresentados na Seção de Resultados. Uma vez que a expressão do Kernel (no tempo) para $\xi = 0.96$ não é simples como a apresentada em (48), não foi explicitada neste trabalho.

Caso se deseje realizar uma análise da TWFC por blocos (não recursiva) utilizando o Kernel proposto (49), ela pode ser realizada discretizando (50) e fazendo uso dos algoritmos FFT e IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*):

$$S(\tau, f_n) = \mathcal{F}^{-1} \left[X(f + f_n) \cdot \frac{-i27\sqrt{3} f_n^5 (f^2 - f_n)^2}{(3f - i\sqrt{3}f_n)^7} \right]. \quad (50)$$

Por outro lado, em implementações em tempo-real (on-line), a convolução mostrada em (18) pode ser realizada no tempo discreto, desta forma:

$$S(mT_s, f_n) = T_s e^{-i2\pi f_n m T_s} x(mT_s) * g_p(mT_s, f_n), \quad (51)$$

na qual $\tau = mT_s$, m é o índice de amostra, T_s é o inverso da taxa de amostragem (F_s). Esta convolução pode ser resolvida no domínio da Transformada Z:

$$Z[S(mT_s, f_n)] = T_s X(z e^{-i2\pi f_n}) G_p(z). \quad (52)$$

Em virtude da característica polinomial de $g_p(\tau, f)$, $G_p(z)$ pode ser expresso como:

$$G_p(z) = \sum_{m=0}^{\infty} g_p(m) z^{-m} = \frac{\sum_{a=1}^6 \delta_a z^{-a}}{1 + \sum_{b=1}^7 \lambda_b z^{-b}}, \quad (53)$$

na qual δ_a, λ_b são coeficientes relacionados aos parâmetros f_n e T_s .

Das Equações (52) e (53) tem-se que:

$$Z[S(mT_s, f_n)] = T_s \sum_{a=1}^6 \delta_a z^{-a} X(z e^{-i2\pi f_n}) - \sum_{b=1}^7 \lambda_b z^{-b} Z[S(mT_s, f_n)], \quad (54)$$

resultando na expressão para o cálculo da TWFC recursiva:

$$S(mT_s, f_n) = T_s \sum_{a=1}^6 \delta_a e^{-i2\pi f_n m T_s} x((m-a)T_s) - \sum_{b=1}^7 \lambda_b [S((m-b)T_s, f_n)]. \quad (55)$$

A aplicação (55) é direta e o resultado depende somente de 7 resultados passados e 6 amostras de entrada passadas.

Se o objetivo for rastrear somente o módulo da componente espectral, a multiplicação pela exponencial complexa presente em (18) não é necessária. Por outro lado uma *look-up table* contendo os termos $e^{-i2\pi f_n m T_s}$ pode ser utilizada para diferentes f_n (5 Hz, 10 Hz, 15Hz, 20Hz...) com $mT_s = 200ms$, em acordo com o tamanho dos *bins* de frequência e em acordo com o tempo de observação definido na Norma IEC61000-4-30.

Os pólos de $G_p(z)$ também podem ser mapeados em tabelas, em função de f_n , se T_s se mantiver constante. Os termos δ_a e λ_b em (55) podem ser determinados utilizando as Equações mostradas no Apêndice I.

Resumidamente, o Kernel desenvolvido foi projetado para atuar como um filtro passa baixas, concebido para ser razão de polinômios, para poder ser facilmente implementado no domínio discreto. Também foi pensado para ser de ordem mínima, para minimizar os requisitos de armazenamento das linhas de atraso quando for implementado digitalmente. Era necessário atenuar drasticamente desde a primeira harmônica da fundamental, por isso, foi projetado no domínio da frequência, colocando um zero duplo (no plano S, o plano da Transformada de Laplace) na primeira harmônica. Como efeito colateral, o zero duplo é um passa alta, portanto seu efeito deveria ser atenuado, por isso foram adicionados pólos no mesmo lugar do zero duplo, até atingir atenuação de 1000 vezes desde a primeira harmônica. Isso foi possível com 4 pólos duplos no mesmo lugar do zero duplo, mas com uma otimização posterior chegou-se ao mesmo resultado com 3 pólos duplos e um pólo simples próximo da origem. O lugar dos pólos (no plano S), foi obtido quando foi atingida a atenuação de 1000 vezes nas harmônicas. Como a posição de todos os pólos e zeros estava definida por um parâmetro de controle associado à frequência do sinal a ser filtrado, restava tornar esse filtro em candidato válido para ser Kernel da TWFC. Para tal, a resposta ao impulso do filtro, devia ser tal que sua área fosse 1 independente desse parâmetro de controle. Esta é a “condição de admissibilidade” da TWFC (23). Só se deixou margem para introduzir um fator de escala para garantir a admissibilidade, com isso foi gerado o novo Kernel para a Transformada Wavelet de Fase Corrigida, que poderia permitir pela primeira vez, uma implementação recursiva.

O método de discretização utilizado para obter os coeficientes de (53) foi o *Impulse Invariance* (LATHI, 2006), através da ferramenta *symbolic toolbox* do software Matlab. Com este método se garante uma versão amostrada da resposta ao impulso continua. No entanto a condição de admissibilidade (23) só é atendida na versão amostrada a diferença de um ganho dependente da frequência de amostragem utilizada. Esse ganho, se negligenciado, se traduz em erro nas estimativas espectrais. Em testes práticos realizados nesta Tese, o erro nas

estimativas das componentes espectrais devido a discretização permaneceu menor que 0,005% para sinais estacionários com $128ppc$, muito abaixo das demais fontes de incerteza ocasionadas por, por exemplo, desvio da fundamental, inter-harmônicas e ruído de fundo.

4.3 RASTREAMENTO DE INTER-HARMÔNICAS, UM PROBLEMA EM ABERTO

Nesta Tese é utilizado o conceito de “banda de interesse” ou simplesmente “banda” como sendo o intervalo do espectro de frequências em que a TWFC rastreará alguma componente espectral em particular, e onde se espera que essa componente seja única.

O principal problema da presença de outra componente durante o rastreamento de alguma em particular é a possível oscilação nas estimativas de amplitude, fase e frequência da componente de interesse. Este problema normalmente é minimizado quando a janela deslizante (ou o Kernel da Transformada) é de tal forma que o seu filtro equivalente se comporta atenuando drasticamente componentes espectrais que estão fora da banda de interesse. No entanto, sempre que mais de uma componente (harmônica ou inter) se encontrarem na mesma banda, haverá oscilações nas estimativas. A questão continua em aberto, pois a simples aplicação de uma Transformada não pode resolver o problema de oscilação nas estimativas e ao mesmo tempo oferecer resposta dinâmica adequada para sistemas de tempo-real, pois quando se tenta diminuir as oscilações nas estimativas, a largura da janela deslizante deve aumentar, piorando o tempo de convergência. Por isto recorre-se a algoritmos auxiliares que forneçam subsídios para identificar a causa das oscilações nas estimativas (seja por existência de desvios na frequência fundamental, seja por duas componentes em banda) e ao mesmo tempo apontar a solução.

4.4 ALGORITMOS AUXILIARES PARA USO EM QUALÍMETROS (CLASSE-A).

Conhecendo a Frequência Instantânea (FI) (30), é possível compensar a distorção linear causada por (49), ajustando a frequência de demodulação complexa para corrigir desvios de frequência da rede. Este método de rastreamento é mostrado na Figura 11.

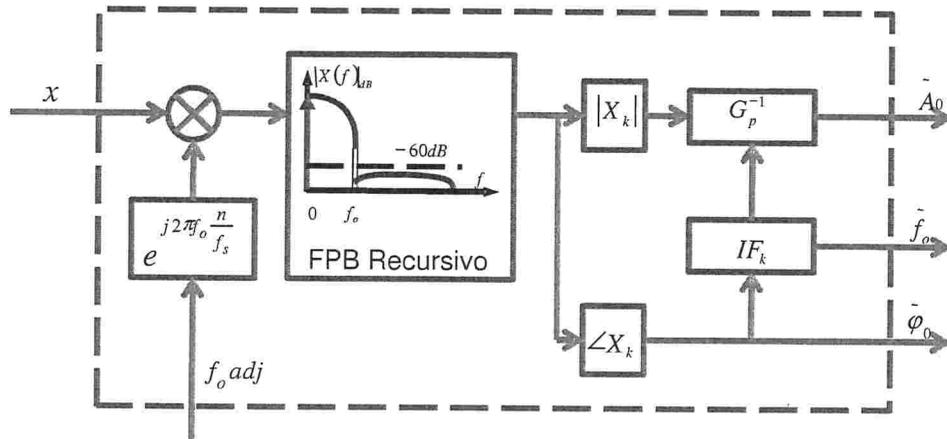


Figura 11 Diagrama de blocos do algoritmo auxiliar para rastreamento.

Algoritmo para rastrear harmônicas e inter-harmônicas em Qualímetros Classe-A:

Como foi revisto na Seção 4.1, os PQA que estão de acordo com a IEC61000-4-30 Classe-A, devem utilizar a DFT por blocos obrigatoriamente. A IEC sugere em (IEC61000-4-30, 2003) que as saídas do algoritmo FFT sejam utilizadas para determinar os índices relacionados ou conteúdo harmônicos e inter-harmônicos, denominados “Grupo Harmônico” (56), “Sub-Grupo Harmônico” (57), “Grupo Inter-harmônico” (58), “Sub-Grupo Inter-harmônico” (59) definidos em (IEC Std. 61000-4-30, 2003) e (GUNTHER, 2006) e exemplificados na Figura 12.

$$G_{s,n}^2 = \frac{C_{k-5}^2}{2} + \sum_{i=-4}^4 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+5}^2}{2} \{50\text{Hz system}\}, G_{s,n}^2 = \frac{C_{k-6}^2}{2} + \sum_{i=-5}^5 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+6}^2}{2} \{60\text{Hz system}\}, \quad (56)$$

$$G_{s,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{k+i}^2, \quad (57)$$

$$G_{ig,n}^2 = \sum_{i=1}^9 C_{k+i}^2 \{50Hz \text{ system}\}, G_{ig,n}^2 = \sum_{i=1}^{10} C_{k+i}^2 \{60Hz \text{ system}\}, \quad (58)$$

$$G_{ig,n}^2 = \sum_{i=-1}^1 C_{k+i}^2. \quad (59)$$

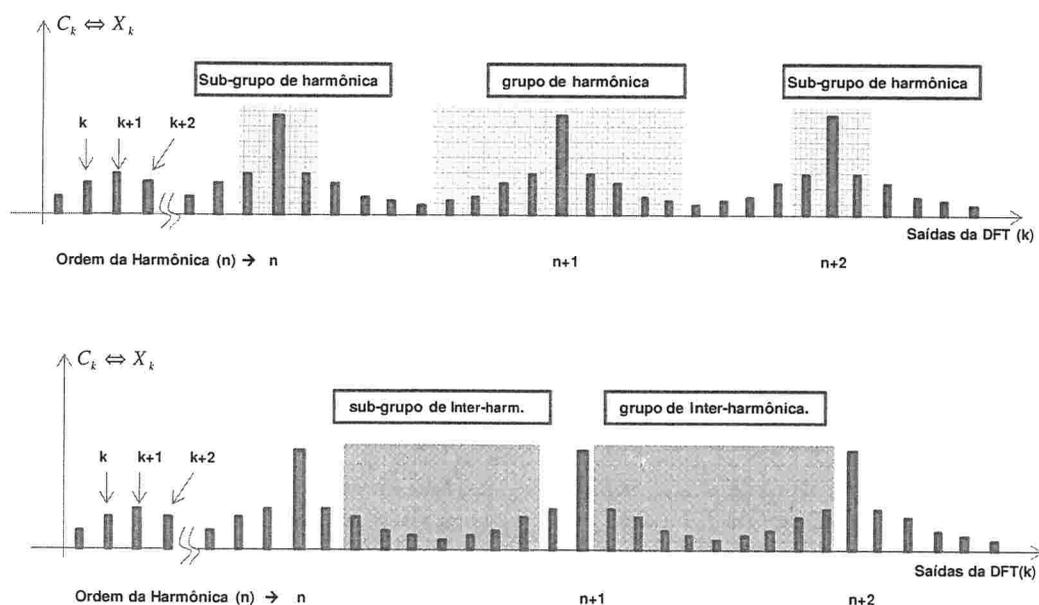


Figura 12 Agrupamento proposto pela IEC.

Através do agrupamento, é possível definir uma única componente em frequência, (seja o sinal tanto de corrente ou de tensão) que tem o mesmo efeito que o índice do agrupamento na banda que está se analisando, sobre o ponto de vista da potência de sinal. Ou seja, esta única componente definida no agrupamento tem o mesmo efeito que todas as componentes que existem no agrupamento.

Enquanto o cálculo por bloco está em fase de execução, o PQA pode realizar um monitoramento on-line de componentes espectrais, utilizando as informações do agrupamento calculado anteriormente (56-59), como um indicativo da existência de componentes espectrais na faixa de monitoramento. É possível usar a TWFC recursiva, em conjunto com alguns algoritmos auxiliares para detectar mais de uma componente na banda de monitoramento. Um método proposto é exemplificado através do fluxograma apresentado na Figura 13.

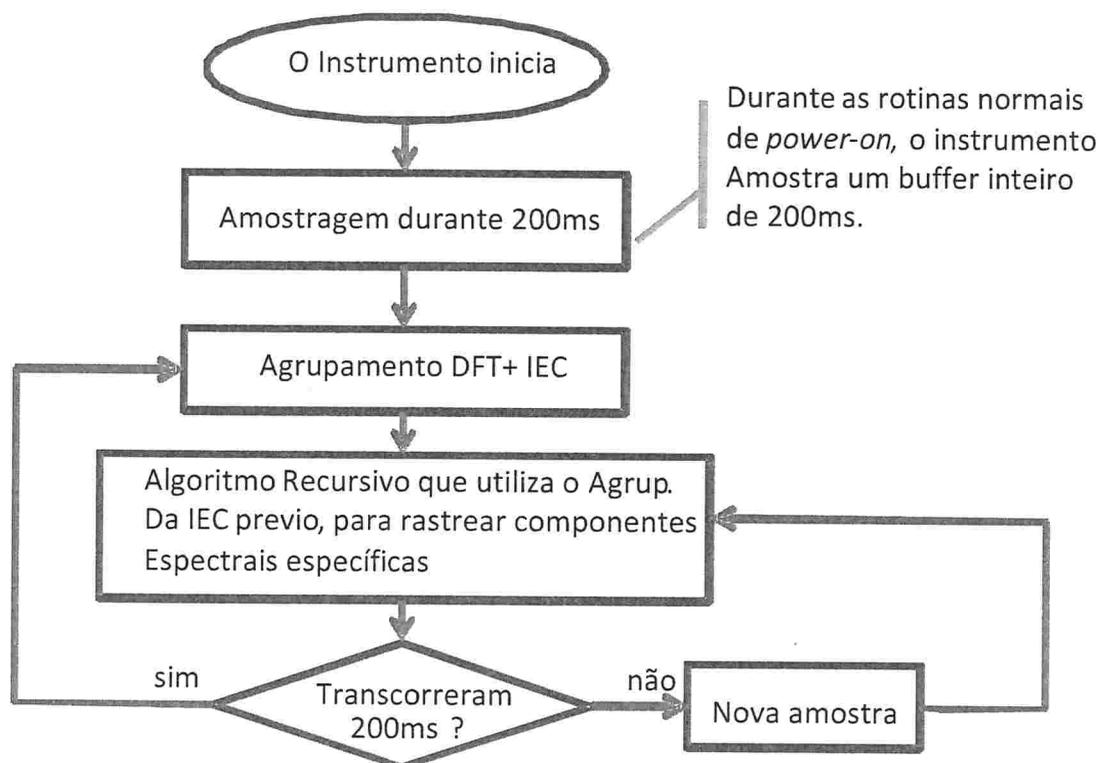


Figura 13 Fluxograma do algoritmo auxiliar proposto.

Uma primeira versão do algoritmo é simples, se existirem agrupamentos com valores significativos (acima de certo *trigger*), aquela banda (de harmônicos ou inter-harmônicos) terá suas componentes rastreadas. Como o tamanho do Kernel da TWFC Recursiva (TWFCR) depende da frequência, o tempo de convergência será menor do que com janelas de tamanho fixo. A frequência fundamental f_0 será rastreada sempre. O caso Normal (sem desvio da frequência fundamental) é o Caso A na Figura 14. Oscilações na estimação de frequências podem ocorrer na presença de inter-harmônicos na banda que está sendo rastreada (Caso B). Os desvios de f_0 , ocasionam desvios proporcionais em cada harmônica f_k que deve ser rastreada (Caso C).

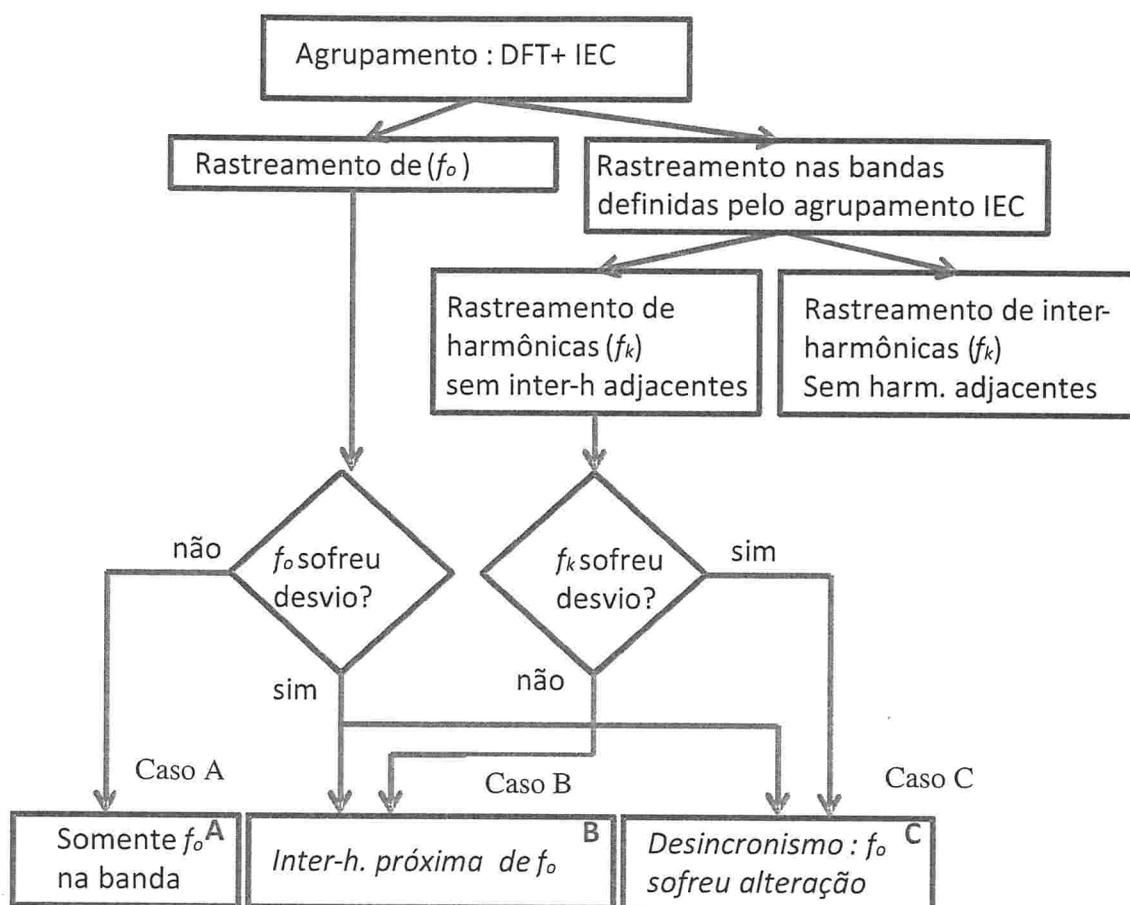


Figura 14 Fluxograma do método de rastreamento de f_0 .

4.5 IMPLEMENTAÇÃO

Todas as implementações foram realizadas no ambiente computacional MATLAB v.7.1 (da MathWorks), todas as variáveis são de ponto flutuante precisão dupla. Na fase inicial desta Tese, também foram implementadas rotinas para a plataforma de DSP Blackfin BF489 600Hz, ponto fixo (da Analog Devices), e com o Conversor Analógico-Digital AD7606 (da Analog Devices) a uma frequência de amostragem de 250Khz e 6 canais simultâneos, range de 20Vpp e 16bits, com o objetivo de transformar em produto comercial. No entanto a plataforma foi abandonada por dificuldades próprias da arquitetura e por falta de suporte de aplicação no Brasil. Atualmente está em fase de desenvolvimento como produto comercial, uma plataforma baseada no OMAP L138 (p. flutuante) da Texas Instruments.

5 RESULTADOS

5.1 Teste do Novo Kernel

Cinco sinais sintéticos foram gerados para testar o desempenho do novo Kernel da TWFC recursiva, todos estes sinais são de uma frequência fundamental do SEP de 60Hz em condições altamente ruidosas com SNR de 15dB. A frequência de amostragem na simulação foi de $F_s=7680\text{Hz}$. Os resultados são mostrados na Figura 15, onde, da esquerda para direita tem-se: o sinal sintético $x(t)$, a estimativa da amplitude instantânea da componente fundamental, a estimativa da frequência instantânea (FI)(25), e a amplitude no mapa de tempo-frequência da TWFC. Em todos os casos o tempo de acomodação inicial foi removido dos gráficos, e para facilitar a visualização, todos os gráficos foram transladados para iniciarem com $t=0$.

- a) *Caso A: Ruído de fundo (SNR 15dB) + Fundamental 60Hz (1pu) + Harmônica 180Hz (0.5pu) + decaimento DC + queda global de 50% em $t=175\text{ms}$.*

$$y(t) = \sin(2\pi 60t) + 0.5 \sin\left(2\pi 180t + \frac{\pi}{2}\right) + 2e^{-4t}$$

$$x(t) = \eta(t) + \begin{cases} y(t), t < 175\text{ms} \\ 0.5y(t), t \geq 175\text{ms} \end{cases}$$

- b) *Caso B: Ruído de fundo (SNR 15dB) + 60Hz Fundamental (1pu) + 170Hz Inter-harmônica (0.5pu) queda de 100% 0pu em $t=175\text{ms}$ + Inter-harmônica (0.5pu) com incremento linear na frequência (f_{lin}) desde 182Hz até 230Hz.*

$$x(t) = \eta(t) + \sin(2\pi 60t) + \sin\left(2\pi f_{lin} t\right)$$

$$+ \begin{cases} 0.5 \sin(2\pi 170t), t < 175\text{ms} \\ 0, t \geq 175\text{ms} \end{cases}$$

- c) *Caso C: Ruído de fundo (SNR 15dB) + Fundamental 60Hz (1 pu) + Senoide amortecida com início em $t=0\text{ms}$ e longa duração.*

$$x(t) = \eta(t) + \sin(2\pi 60t) + 5\sin(2\pi 600t)e^{-10t}$$

- d) *Caso D: Ruído de fundo (SNR 15dB) + Fundamental 60Hz (1 pu) + Senoide amortecida com início em $t=175\text{ms}$ e curta duração*

$$x(t) = \eta(t) + \sin(2\pi 60t) + \sin(2\pi 1000(t - .175))e^{-2000(t-.175)}$$

- e) *Caso E: Ruído de fundo (SNR 15dB) + Fundamental 60Hz (1 pu) + salto em frequência de 5Hz a t=175ms + queda na amplitude de 50% a 175ms (.5pu)*

$$x(t) = \eta(t) + \begin{cases} \sin(2\pi 60t), & \text{for } t \leq 175\text{ms} \\ 0.5\sin(2\pi 65t), & \text{for } t > 175\text{ms} \end{cases}$$

Na Figura 15 o rastreamento da componente $f_n=60\text{Hz}$ converge para o estado estável em 6 ciclos ou menos, entrando na faixa de 2% de erro em menos de 4 ciclos, independentemente de existirem ou não distúrbios.

Em alguns casos filtros de média móvel podem ser utilizados para fornecer respostas mais suaves. É notável que mesmo em uma condição de SNR baixa, o desempenho é satisfatório inclusive nos casos extremos relatados (Casos A a E na Figura 15). O gráfico bidimensional da TWFC é mostrado na Figura 15 somente para visualizar o cenário global; o PQA utilizará a TWFC por blocos para classificação precisa dos eventos. A proposta de Tese é “caminhar” ao longo deste gráfico, buscando os pontos de máximo em tempo-real, assim rastreando qualquer componente espectral.

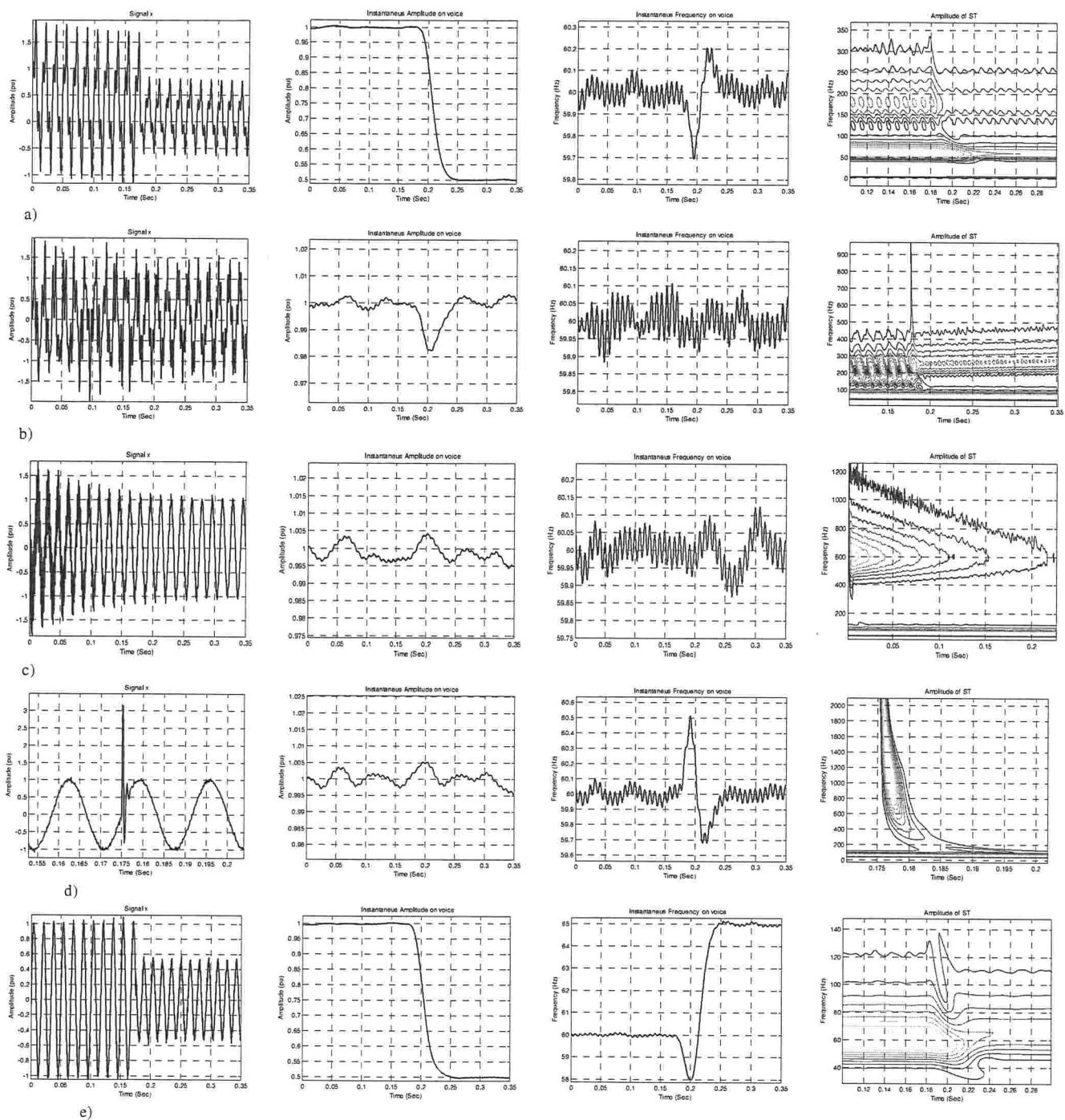


Figura 15 Para cada um dos casos simulados de (a) até (e) são apresentados horizontalmente os gráficos: do Sinal, da Amplitude Instantânea, da Freqüência Instantânea, e da Amplitude da TWFC.

5.2 Teste do Algoritmo Auxiliar

Para ilustrar o comportamento do algoritmo auxiliar, três sinais sintéticos foram gerados: x_1 , x_2 e x_3 . O primeiro, x_1 , corresponde ao Caso A na Figura 14, onde se tem uma soma de parcelas correspondentes a inter-harmônicas e harmônicas. O segundo sinal, x_2 , corresponde ao Caso B na Figura 14, onde se tem uma soma de parcelas correspondentes a inter-harmônicas e harmônicas com características de desvio da componente fundamental em 0,1Hz. E finalmente, o terceiro sinal, x_3 , corresponde ao Caso C na Figura 14, onde se tem parcelas correspondentes a harmônicas e inter-harmônica na mesma banda de rastreamento:

$$x_1(t) = \cos(2\pi 60t) + 0.08 \cos(2\pi 180t) + 0.02 \cos(2\pi 322t),$$

$$x_2(t) = \cos(2\pi 60.1t) + 0.08 \cos(2\pi 180.3t) + 0.02 \cos(2\pi 322t),$$

$$x_3(t) = \cos(2\pi 60t) + 0.08 \cos(2\pi 180t) + 0.02 \cos(2\pi 92t), \quad f_s = 7680.$$

Estes três sinais sofrem afundamento (*sag*) de 50% no sétimo ciclo da componente f_0 .

As Figuras 16-19 mostram as estimativas de amplitude e frequência da componente fundamental. Ruído com SNR=15dB foi somado a todos os sinais sintéticos. Outros sinais também foram testados, mas com resultados similares, sendo omitidos por conveniência.

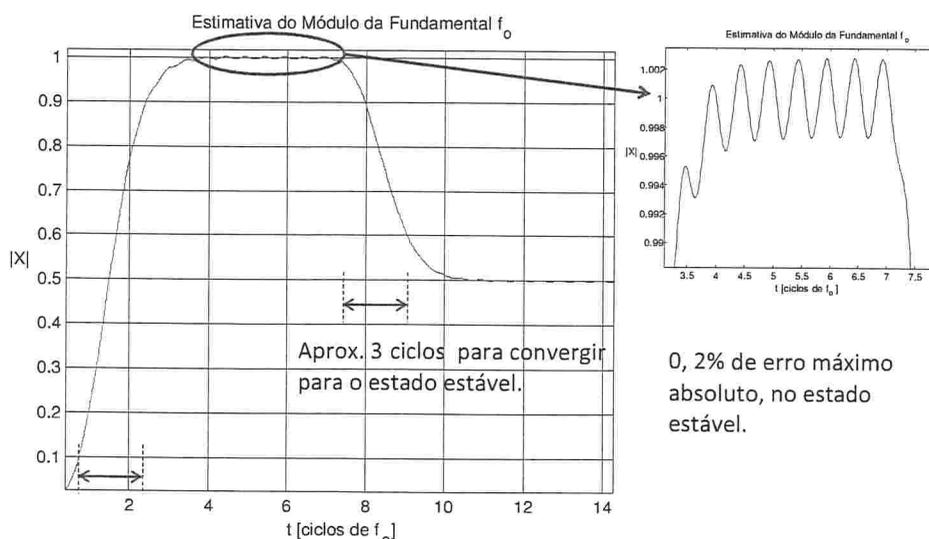


Figura 16 Estimativa da Amplitude. Rastreamento de f_0 no sinal x_1

O erro na estimativa da amplitude em x_1 é baixo, aproximadamente 0,2% (para x_2 os resultados são similares sendo omitidos por conveniência).

O tempo de acomodação do algoritmo recursivo foi removido da Figura 17. O erro na estimativa da frequência é pequeno, em torno de 0,2Hz (0,33%), exceto durante o evento de *sag*. Este desvio repentino pode ser utilizado para detectar o início e fim de eventos enquanto se está realizando o rastreamento de componentes, visto que desvios repentinos na frequência não estão presentes em sistemas de potência devido a sua grande inércia (BOLLEN, 2006).

Um erro maior, em torno de 1%, é mostrado na Figura 18. A oscilação na estimativa da frequência na Figura 19, está relacionada à presença de inter-harmônicos na mesma banda de interesse, na qual se está rastreando a componente fundamental de x_3 , de acordo com a Figura 14, Caso B.

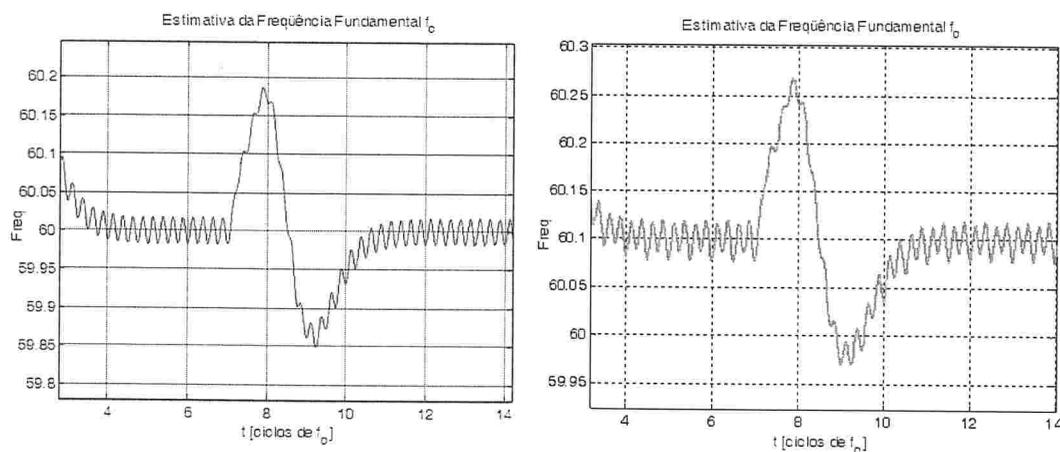


Figura 17 Estimativa da Frequência. Rastreamento de f_0 no sinal x_1 e x_2 (de esquerda pra direita).

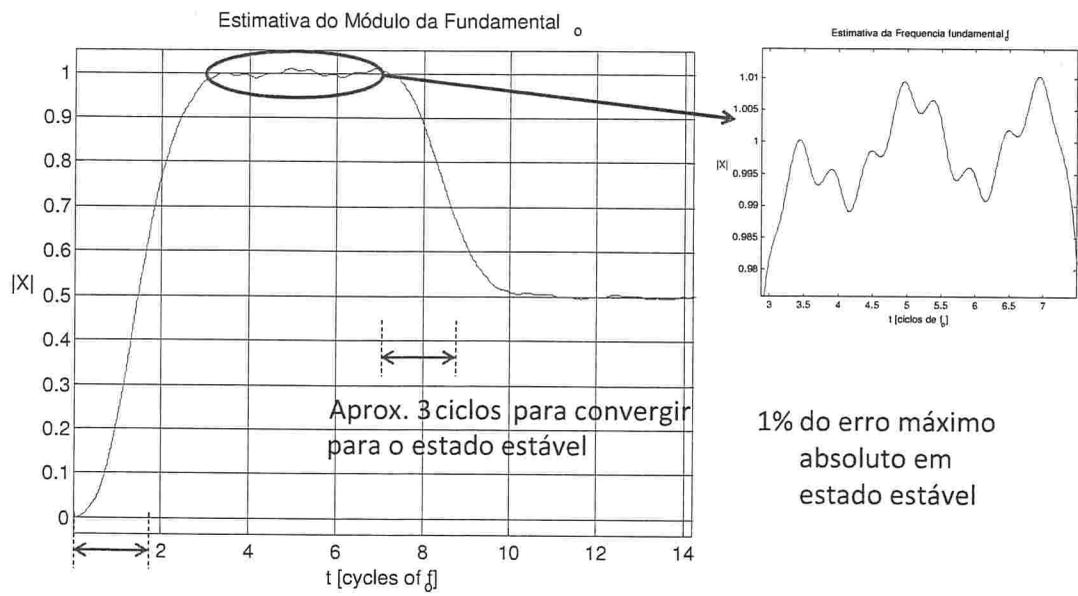


Figura 18 Estimativa da Amplitude. Rastreamento de f_0 no sinal x_3

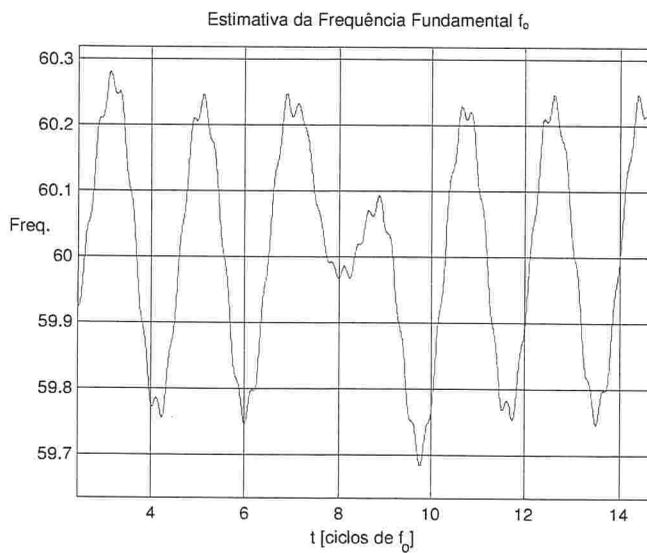


Figura 19 Estimativa da Frequência. Rastreamento de f_0 no sinal x_3

5.3 Rastreamento de componentes diferentes da fundamental

O Kernel polinomial proposto surgiu como possível forma de complementar a detecção e a classificação de eventos quando as mesmas já eram feitas utilizando os contornos de módulo da TWFC por blocos, portanto nesta Tese, não está em foco o rastreamento de Fase, apesar de poder ser realizado. O posterior uso do Kernel polinomial como método de rastreamento de componentes exigiu a adição de algoritmos específicos para tal, além de conhecimento *a-priori* do sinal. Os Qualímetros Industriais possuem esse conhecimento *a-priori* dos sinais, pois pela norma IEC61000-4-30 deve-se realizar o cálculo do conteúdo espectral a cada 12 ciclos da componente fundamental da rede elétrica. O uso da TWFC especificamente para rastreamento de componentes espectrais se dá quando o Qualímetro já detectou o conteúdo espectral na banda de interesse que se deseja rastrear, e quando não há outras componentes na mesma banda.

Para investigar o rastreamento de módulo de componentes espectrais, um sinal sintético representativo foi proposto e sinais reais que foram coletados e disponibilizados pelo *IEEE Working Group 1433* em (PESWG, 2010) foram utilizados. Tanto nos sinais reais quanto no sintético, a amostragem foi de $F_s=15360\text{Hz}$, isso corresponde a 256 ppc . Somente a terceira harmônica $f_n=180\text{Hz}$ foi rastreada para fins de avaliação qualitativa e quantitativa.

A Figura 20 mostra um sinal sintético $x[n]$ que contém apenas a componente fundamental e a terceira harmônica com módulo igual a $0,5\text{ p.u.}$ A estimativa de módulo da terceira harmônica converge para o valor estável em 2 ciclos da fundamental, mostrando um tempo de convergência menor do que o tempo de convergência típico rastreando apenas fundamental (como foi mostrado nas Figura 15); isto, devido a característica da TWFC recursiva ser equivalente a uma *Short Time Fourier Transform* com janelamento dependente da frequência: “quanto maior a frequência de rastreamento, menor o tempo de convergência da estimativa”, esta característica deu origem ao trabalho (CROVATO, 2010) onde para

determinar a estimativa da componente fundamental, se estima primeiro as harmônicas de mais alta ordem.

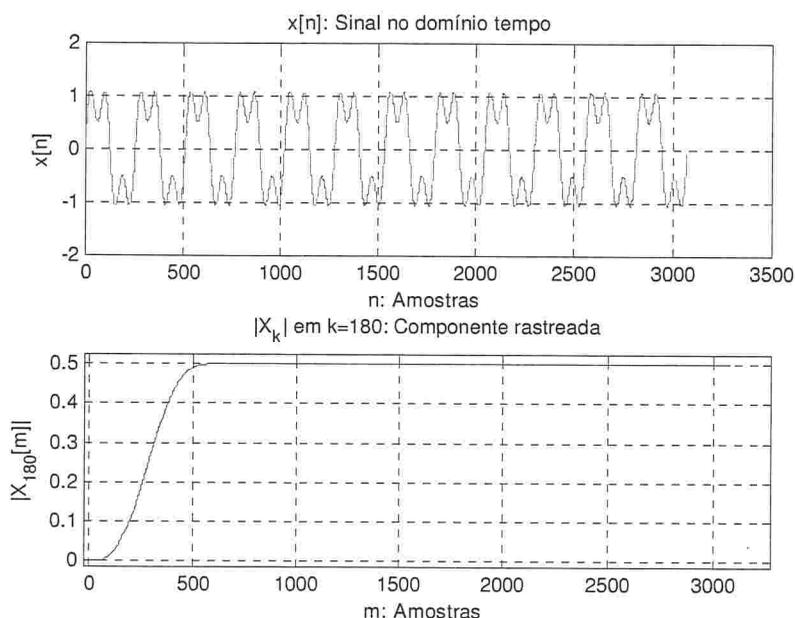


Figura 20: Rastreamento do módulo da 3ª. harmônica em sinal sintético.

A Figura 21 apresenta o sinal denominado como “ieee-wg-31” em (PESWG, 2010), sua Série Discreta de Fourier (DFS), e sua estimativa de módulo utilizando a TWFC recursiva. Este sinal possui além da componente fundamental, pelo menos 3 harmônicas bem definidas (a terceira e a quinta). A Figura 21 também mostra que usando o *Kernel* proposto o resultado da estimativa de módulo converge em 2 ciclos (para um erro de 2% em regime permanente), ou 3 ciclos (para um erro de 0,2% em regime permanente).

A Figura 22 apresenta o sinal denominado como “ieee-wg-16” em (PESWG, 2010), sua Série Discreta de Fourier (DFS), e sua estimativa de módulo utilizando a TWFC recursiva. Trata-se de um sinal com características transitórias cujo espectro apresenta *leakage*, e não acontece convergência da estimativa para um estado estável.

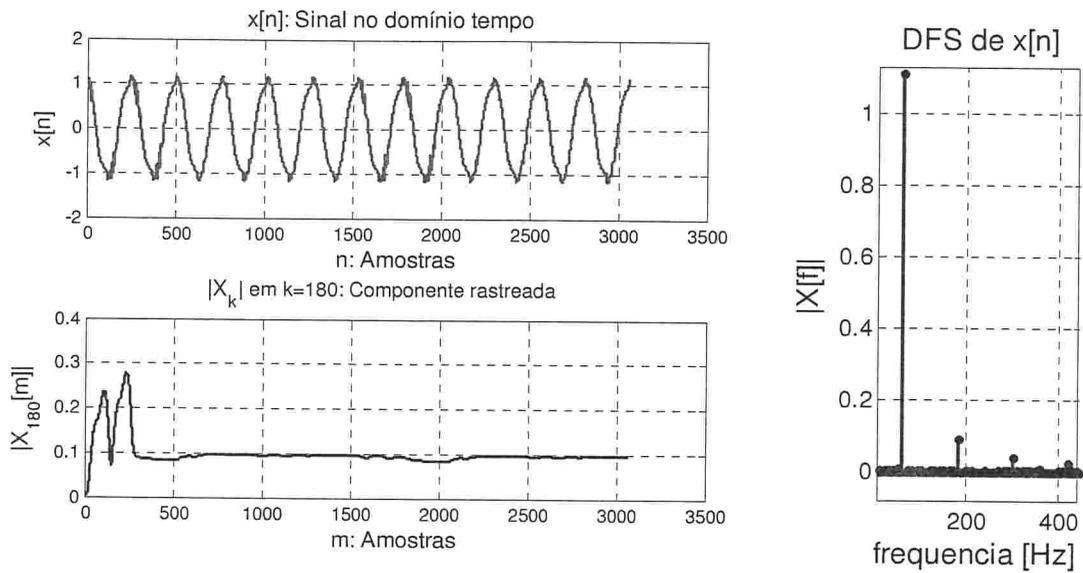


Figura 21: Rastreamento do módulo da 3^a. harmônica no sinal "ieee-wg-31".

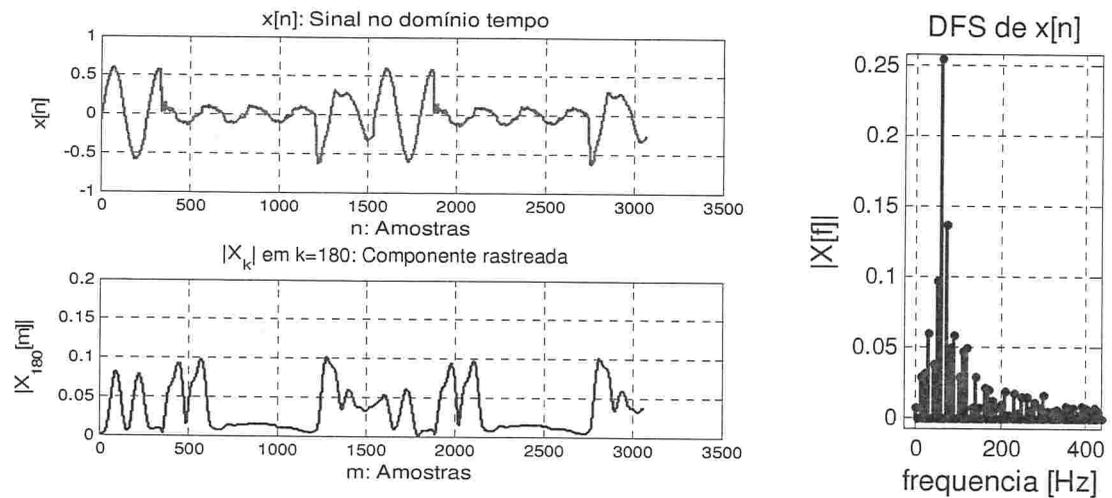


Figura 22: Rastreamento do módulo da 3^a. harmônica no sinal "ieee-wg-16".

5.4 Comparativo com outros métodos de rastreamento.

Para realizar o comparativo, optou-se por não escolher métodos iterativos como os baseados em *Phase Loop Lock* (PLL), *Lest Mean Square* (LMS), ou Método de Newton, mas sim, optou-se por métodos puramente recursivos ou por lote desde que não sejam baseados em modelos, por serem considerados mais de acordo com o tipo de algoritmo desenvolvido.

Em (SRIVASTAVA,2009) os autores buscam definir a melhor função Wavelet Mãe da Transformada Wavelet Contínua, aplicável na medição de harmônicos em Sistemas Elétricos. Os autores concluem que a Gaussiana Modulada é a melhor Wavelet Mãe sob o ponto de vista de menor erro RMS (*Root Mean Square*) em comparação com os valores obtidos com a aplicação direta da Norma Std. 1459-2000. A Wavelet Morlet é aquela que apresenta o menor desvio médio em relação às componentes espectrais de forma individual. Portanto, a técnica desta Tese será comparada com a Transformada Wavelet Contínua (TWC) utilizando a Wavelet Morlet com banda $fb=24\text{hz}$ centrada em $fc=60\text{Hz}$ e um fator de escala $a = fb/2\pi fc$ conforme (HUANG,1999). Também será realizado um comparativo com a *Sliding Discrete Fourier Transform* (SDFT) (ROSENDO, 1998), por ser considerado um método clássico, usado tipicamente como métrica de referência.

A Figura 23 compara o rastreamento da componente espectral de 60Hz do sinal:

$$x = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ 1\cos(2\pi 60t + 21^\circ) + 0.1\cos(2\pi 192t + 12^\circ) + 0.2\sin(2\pi 300t + 35), & t > 0 \end{cases} \quad (60)$$

com as três técnicas citadas. O sinal (60) é um sinal que possui a componente fundamental de 1 p.u. , quinto harmônico com $0,2\text{ p.u.}$ e um inter-harmônico de 192Hz com $0,1\text{ p.u.}$ Na Figura 23 se observa que o método da Transformada Wavelet de Fase Corrigida Recursiva (TWFCR) converge mais lentamente que a SDFT e que a TWC, porém é menos sensível a inter-harmônicos. A convergência se dá em 4 ciclos para 0,2% de erro em regime permanente para a TWFCR, entanto que para a SDFT e para a TWC a convergência se dá em 1 ciclo, não

atingindo erros em regime menores que o da TWFCR, permanecendo a estimativa em torno de 0,4% com característica oscilatória.

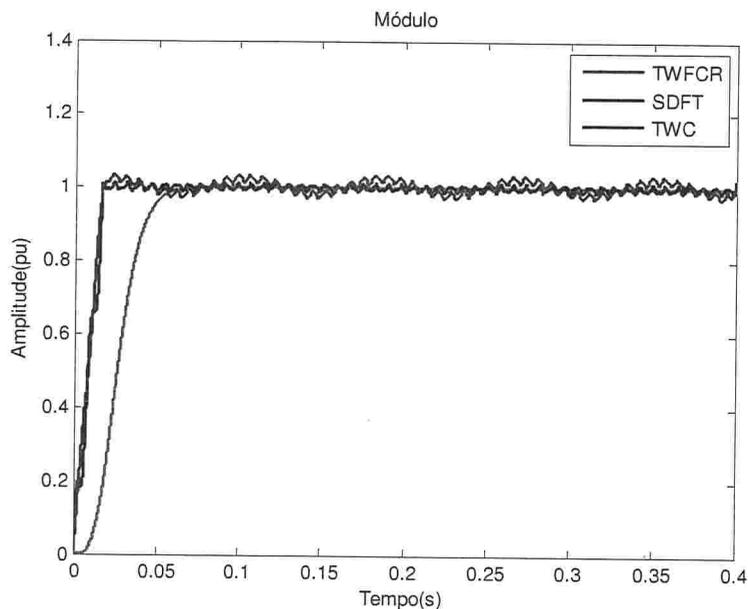


Figura 23: Primeiro teste de rastreamento de módulo comparando as técnicas TWFCR, TWC e SDFT.

A Figura 24 compara o rastreamento da componente espectral de 60Hz do sinal:

$$x = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ 1\sin(2\pi 60t), & 0 < t < 0.2s \\ 0.2\sin(2\pi 60t) + 0.06\sin(2\pi 180t + 60^\circ) + 0.02\sin(2\pi 90t + 30^\circ), & t \geq 0.2s \end{cases}, \quad (61)$$

com as três técnicas citadas. Se trata de um sinal que no intervalo de 0 a $0,2s$ possui apenas a componente fundamental, e de $0,2s$ em diante possui uma componente fundamental com $0,2pu$ (caracterizando um afundamento de tensão) e conteúdo harmônico e inter-harmônico. O sinal (61) representa o comportamento de uma rede elétrica onde uma carga não-linear, hipotética, entra em funcionamento a os $0,2s$ provocando um afundamento de tensão. Na mesma Figura, se observa a mesma característica de convergência mais lenta para o método da TWFCR já vista na Figura 22, em relação à SDFT e a TWC; assim como também se observa uma maior estabilidade em regime permanente.

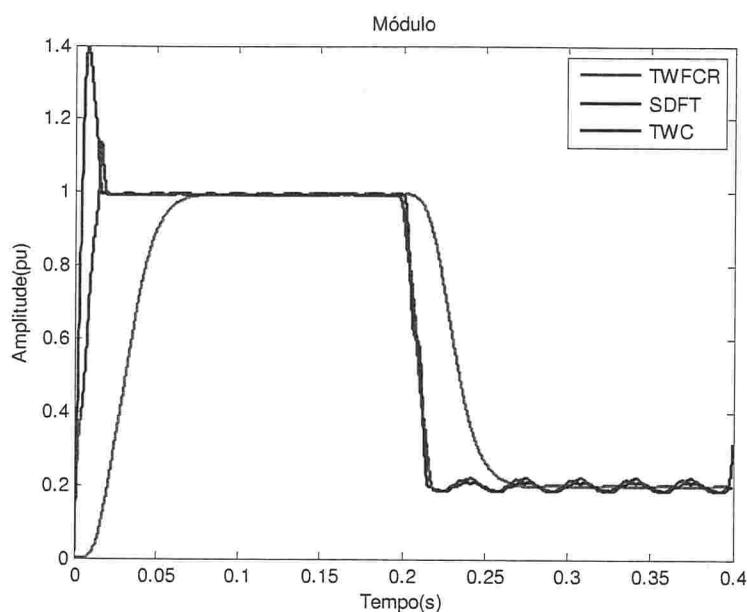


Figura 24: Segundo teste de rastreamento de módulo comparando as técnicas TWFCR, TWC e SDFT.

A SDFT possui complexidade computacional $O(N)$ (JACOBSEN, 2003), a TWC com a Wavelet de Morlet também tem complexidade computacional $O(N)$ (HUANG, 1999), Da mesma forma é possível verificar que a complexidade computacional da TWFCR, para uma determinada componente rastreada é fixa e independente do número de amostras do sinal, portanto para o rastreamento de todos os *bins* de um sinal de N pontos, a complexidade da TWFCR é também $O(N)$. O esforço computacional efetivo é estimado pelo número de operações matemáticas realizada por cada técnica e é, portanto, dependente da forma de implementação adotada em cada uma.

O esforço computacional foi estimado pelo levantamento das operações de adição (subtração) e multiplicações complexas, para uma amostragem correspondente a $128ppc$, um resumo se encontra na Tabela 3.

A SDFT tal qual apresentada em (39), utiliza 2 multiplicações complexas e 3 adições (ou subtrações) complexas.

Quanto à TWC; da mesma forma que em (DRIESEN, 2002), nesta Tese foram utilizadas funções pre-escritas no software Matlab, para o cômputo eficiente da TWC com a Wavelet de Morlet. No entanto, é sabido que utilizando a aproximação de Padé, a função racional que representa a aproximação da função de transferência da Wavelet de Morlet é de ordem 8 no numerador e ordem 10 no denominador (HADDAD, 2005); portanto para a implementação da TWC como uma filtragem recursiva do sinal que está sendo rastreado, são necessárias 18 multiplicações complexas e 18 adições complexas.

E finalmente, o método da TWFCR (59) utiliza 18 multiplicações complexas e 13 adições complexas.

Tabela 3: Complexidade computacional.

<i>Método</i>	<i>Adições</i>	<i>Multiplicações</i>	<i>Posições de Memória para armazenamento de linhas de atraso</i>
SDFT	2	3	128
TWC	18	18	18
TWFCR	13	18	13

Na Tabela 3 se observa que o método da TWFCR representa um bom compromisso entre esforço computacional e requisito de memória, a custas de um tempo de convergência mais lento, mas que por outro lado garante um menor erro em regime permanente se comparados aos outros dois métodos apresentados.

6 CONCLUSÕES

Foi realizado um estudo sobre o uso de janelas deslizantes para rastreamento de componentes espectrais em SEP. Primeiramente, as limitações inerentes da janela retangular foram expostas, e uma nova janela polinomial foi proposta. Esta janela corresponde a um Kernel válido para a TWFC contínua. Se a janela for amostrada, e sua Transformada Z for determinada, a esta estará associado um filtro digital que pode ser aplicado de forma recursiva a sinais com componentes espectrais cujo comportamento variante no tempo deseja ser rastreado. Foi mostrado que esta janela é uma solução atraente quando comparada às janelas clássicas. Assim, se permite o rastreamento on-line de harmônicas e inter-harmônicas utilizando somente algumas amostras passadas tanto de entrada quanto de saída. Para exemplificar essa propriedade, foi realizado o rastreamento da frequência fundamental de vários sinais sintéticos em situações extremas.

A janela polinomial caracteriza um filtro complexo com alta seletividade. O preço a ser pago é sua convergência mais lenta. O uso exclusivo da TWFC recursiva não pretende substituir o processamento por bloco, como o exigido para PQA de acordo com a IEC. No entanto é uma ferramenta auxiliar para rastrear características variantes no tempo, dando aos PQA a possibilidade de determinar com precisão o que acontece antes, durante e depois de um evento de QEE, em especial dar alarmes de aviso para que o usuário possa tomar providências frente aos eventos.

Um fator importante é que para melhorar o tempo de convergência, os valores de p e ξ em (39) podem ser alterados de forma empírica. Uma boa escolha de implementação do filtro é a forma-direta transposta II, pois reduz os requisitos de memória e exige um buffer de 7 posições apenas. Para mais coeficientes a pior penalidade seria a quantidade de operações.

Também foi proposto um algoritmo auxiliar que detecta e rastreia componentes espectrais em medidas realizadas por PQA Classe-A de acordo com a IEC. Como o algoritmo

apresenta limitações quando se rastreia uma componente e na mesma banda de interesse existe mais de uma componente, uma proposta de trabalho futuro inclui o desenvolvimento de algoritmos no domínio do tempo que possam contornar esse problema. Por exemplo, um estudo das equações de batimento pode ser útil, uma vez que o efeito do batimento aparece no domínio do tempo sob a forma de oscilações periódicas no valor eficaz do sinal, quando se têm duas componentes espectrais próximas uma da outra. Bastaria identificar essa assinatura (*patern*) no domínio do tempo, e analisá-la parametricamente para inferir sobre as componentes que geraram tal comportamento.

Sabe-se que quando a estimativa de módulo de um sinal elétrico tem um comportamento oscilatório e repetitivo (não apenas oscilatório e transitório), os motivos para isto podem ser:

- a) Desincronismo entre a frequência de amostragem e a frequência da componente rastreada, ou,
- b) Presença de mais de uma componente na banda de interesse (podendo ser duas inter-harmônicas próximas, ou uma harmônica e uma inter-harmônica próximas).

Com o aprofundamento do estudo das equações de batimento, como possível tópico de trabalhos futuros, buscar-se-ia diferenciar a situação "a" da situação "b", e, além disso, identificar quais são as duas frequências que se tem na banda de interesse. De forma que esta Tese abriu outras possibilidades de expansão da linha de pesquisa original.

Por outro lado, aperfeiçoamentos ainda podem ser realizados tanto no Kernel contínuo (buscando polinômios de menor ordem e/ou com convergência mais rápida) quanto na sua implementação digital, por exemplo, visando à construção de um hardware, seja utilizando dispositivos lógicos programáveis ou utilizando circuitos integrados.

REFERÊNCIAS

AMIN, M.G. Recursive kernels for time-frequency signal representations. **IEEE Signal Processing Letters**, [S. l.], v. 3, n. 2, p.16-18, Jan. 1996.

ARAVENA, J. L. Recursive moving window DFT algorithm. **IEEE Transactions on Computers**, [S. l.], v. 39, n. 1, p. 145–148, Jan. 1990.

BOLLEN, M. H. J. **Understanding Power Quality Problems: Voltage sags and interruptions**, New York: Wiley-IEEE Press, 2005. 671 p. ISBN: 978-0-780-34713-7.

BOLLEN, M. H. J.; GU, I. Y. H. **Signal processing of power quality disturbances**. New York: Wiley-Interscience, 2007. 861 p. ISBN: 978-0-471-73168-9.

BURRUS, C.S.; GOPINATH, R.A.; GUO H. **Introduction to Wavelets and the Wavelet Transform: a primer**. New York: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1998. 168p. ISBN: 978-0134896007.

BRACEWELL, R. **The Fourier Transform and Its Applications**. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1999. 640 p. ISBN: 978-0073039381.

CARVALHO, J. R. et al. PLL Based Multirate Harmonic Estimation. In: POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, 6., 2007, Tampa. **Proceedings ...** Tampa: [s. n.], 2007. p. 1-6.

CARVALHO, J.R. et al. A DFT-based approach for efficient harmonic/inter-harmonic analysis under time-varying conditions. In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING - CONVERSION AND DELIVERY OF ELECTRICAL ENERGY IN THE 21ST CENTURY, 7., 2008, Pittsburg. **Proceedings ...** Pittsburg: [s. n.], 2008, p. 1-6.

CHEN W.; GRISWOLD, N. C. An efficient recursive time varying Fourier transform by using a half-sine wave window. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON TIME-FREQUENCY AND TIME-SCALE ANALYSIS, 1994, Philadelphia. **Proceedings ...** Philadelphia: [s. n.], 1994. p. 284-290.

CHILUKURI, M.V.; DASH, P.K.; BASU, K.P. Time-frequency based pattern recognition technique for detection and classification of power quality disturbances, In: IEEE REGION 10 CONFERENCE (TENCON 2004), 11., 2004, Chiang Mai. **Proceedings ...**Chiang Mai: [s. n.], 2004. v. 3, p. 260-263.

CHILUKURI, M.V.; DASH, P.K. Multiresolution S-Transform-Based Fuzzy Recognition System for Power Quality Events. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 20, n. 1, p. 540, Jan. 2005.

CROVATO, C. D. P.; SUSIN A. Implementación de la IEC61000-4-30 Classe-A en sistemas embarcados. In: SIMPOSIO INTERNACIONAL SOBRE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA, 2007, Manizales. **Anales...** Manizales: [s. n.] 2007.

CROVATO, C. D. P; SUSIN A. A Kernel for Recursive Corrected-Phase Wavelet Transform for Power Quality Assesment. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 10., 2008, Wollongong, Australia.

Proceedings... Disponível em:

<<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4668743&isnumber=4668740>>.

Acesso em: 8 out. 2010.

CROVATO, C. D. et. al. Frequency Dependent Windowing for Tracking Harmonics and Interharmonics in Power Systems. Survey and the Recursive Corrected Phase Wavelet Transform. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 9., 2009, Bonito. **Anais...** Bonito: [s. n.], 2009.

CROVATO, C. D. et. al. Fast Tracking the Fundamental component in Synchrophasors applications using the Recursive Corrected Phase Wavelet Transform. In: INTERNATIONAL CONFERENCE RENEWABLE ENERGY AND POWER QUALITY, 3., 2010, Granada. **Proceedings ...** Granada: [s. n.], 2010.

DANTON, D. F. et. al. Sistema automático de detecção e classificação de distúrbios elétricos em qualidade da energia elétrica. **Sba Controle & Automação**, [S. l.], v.20, n.1, jan. 2009. Disponível em: < http://www.scielo.br/scielo.php?pid=S0103-17592009000100005&script=sci_arttext > Acesso em: 11 out. 2010.

DASH, P. K. et. al. Estimation of power system frequency using adaptive notch filters. In: ENERGY MANAGEMENT AND POWER DELIVERY, 3., 1998, Singapura. **Proceedings...** Singapura: [s. n.], 1998. p. 143–148.

DASH, P. K.; CHILUKURI, M.V.; PANIGRAHI, B. K. Power Quality Analysis and Classification Using Generalized Phase Corrected Wavelet Transform, In: IEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, MACHINES AND DRIVES, 4., 2002, Bath. **Proceedings ...** Bath: [s. n.], 2002. p. 610 – 615.

DASH P. K.; PANIGRAHI B. K.; PANDA G. Power Quality Analysis Using S–Transform, **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 18, n. 2, p. 406 – 411, Apr. 2003.

DASH P. K. et al. Power Quality Disturbance Data Compression, Detection, and Classification Using Integrated Spline Wavelet and S-Transform. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 18, n. 2, p. 595 – 600, Apr. 2003.

DASH P.K.; CHILUKURI, M.V.; Hybrid S-Transform and Kalman Filtering Approach for Detection and Measurement of Short Duration Disturbances in Power Networks. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S. l.], v. 53, p. 588-596, Abr. 2004.

DERICHE, R. Recursively implementing the Gaussian and its derivatives. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON IMAGE PROCESSING, 2., 1992, Singapore. **Proceedings...** Singapore: [s. n.], 1992. p. 263–267.

DIAS, G.A.D. **Harmônicas em Sistemas Industriais**. Porto Alegre: EDIPUCRS, 2002. 132 p. ISBN 85-7430-229-5.

- DRIESEN, J.; BELMANS, R. Time-frequency analysis in power measurement using complex wavelets, In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS (ISCAS'02), 5., 2002, Arizona. **Proceedings...** Arizona: [s. n.], 2002. p. 681-684.
- DUQUE, C. et al. Power quality event detection based on the divide and conquer principle and innovation concept. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 20, n. 4, p. 2361-2369, Oct. 2005.
- DUQUE, C. et al. A Comparative Performance of Signal Processing Methods Applied to Power System Phasor Estimations under Time-Varying High Distortion Conditions. In: CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA, 7., 2007, Santos. **Anais...** Santos: [s. n.], 2007.
- FUNAKI, T.; TANAKA, S. Error estimation and correction of DFT in synchronized phasor measurement. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXHIBITION, 10., 2002, Yokohama. **Proceedings...** Yokohama: [s. n.], 2002. v. 1, p. 448-453.
- GEÇKINLI, N. C.; YAVUZ, D. Some novel windows and a concise tutorial comparison of window families. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing**, [S. l.], v. 26, n. 6, p. 501-507, Dec. 1978.
- GRONCZYNSKI, J. Recursive Fourier transform algorithms with integrated windowing. **Signal Processing**, [S. l.], v. 87, n. 5, p. 1003-1013, May 2007.
- GUNTHER, E. Harmonic and Interharmonic Measurement According to IEEE 519 and IEC 61000-4-7. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXHIBITION, 5., 2006, Dallas. **Proceedings...** Dallas: [s. n.], 2006. p. 223 – 225.
- HADDAD, S. A. P. et. al. Ultra low-power analog Morlet wavelet filter in 0.18 μm BiCMOS technology. In: EUROPEAN SOLID-STATE CIRCUITS CONFERENCE, 31., 2005, Genoble. **Proceedings ...** Genoble: [s. n.], 2005. p. 323- 326.
- HALBERSTEIN, J. H. Recursive, complex Fourier analysis for real-time applications. **IEEE Proceedings Letters**, [S. l.], v. 54, n. 6, p. 903, June 1966.
- HARRIS, F.J. On the use of windows for harmonic analysis with discrete transform. **Proceedings of the IEEE**, [S. l.], v. 66, n. 1, p. 51-83, Jan. 1978.
- HART, D. et. al. A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection. **IEEE Transactions of Power Delivery**, [S. l.], v. 12, n. 3, p. 1064-1070, July 1997.
- HARTLEY R.; WELLES II K. Recursive computation of the Fourier transform. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON CIRCUITS AND SYSTEMS, 5., 1990, New Orleans. **Proceedings...** New Orleans: [s. n.], 1990. v. 3, p. 1792–1795.
- HUANG, S. J. et al. Application of Morlet wavelet to supervise power system disturbances. **IEEE Transaction Power Delivery**, [S. l.],v.14, n.1, p.253–261, 1999.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC) **Std. 61000-4-7**: Electromagnetic Compatibility (EMC) - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto. Geneva, 2002.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC) **Std. 61000-4-30**: Electromagnetic compatibility (EMC)- Part 4: Testing and measurement techniques. Section 30: Power Quality measurement methods. Geneva, 2003.

JACOBSEN, E.; LYONS, R. The sliding DFT. **IEEE Signal Processing Magazine**, [S. l.], v. 20, n. 2, p. 74–80, Mar. 2003.

JACOBSEN, E.; LYONS R. An update to the sliding DFT. **IEEE Signal Processing Magazine**, [S. l.], v. 21, n.1, p.110-111, Jan. 2004.

JIN, J. S.; GAO Y. Recursive implementation of LoG Filtering. **Real-Time Imaging**, [S. l.], v. 3, n. 1, p. 59–65, Feb. 1997.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequency. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 20, n. 1, p. 23-31, Jan. 2005.

LATHI, B. P. **Sinais e Sistemas Lineares**. 2. ed. São Paulo: Bookman-Artmed, 2006. 856p. ISBN: 978-8560031139.

LEE, W. C.; DASH P. K. S-Transform-Based Intelligent System for Classification of Power Quality Disturbance Signals. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S. l.], v. 50, n. 4, p. 800 – 805, Aug. 2003

LIN, T.; DOMIJAN JR, A. Recursive algorithm for real-time measurement of electrical variables in power systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 21, n. 1, p. 15-22, Jan. 2006.

LU, I. D.; LEE, P. Use of Mixed Radix FFT in Electric Power System Studies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v.9, n.3, p. 1276 – 1280, July 1994.

MITRA, S. K. **Digital signal processing: a computer-based approach**. 3. ed. Nova Delhi, Índia: Tata McGraw-Hill, 2006. 972 p. ISBN: 0-07-286546-6.

MOJIRI, M.; BAKHSHAI, A. R. Stability analysis of periodic orbit of an adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal. **Automatica**, [S. l.], v. 43, n. 3, p. 450-455, Mar. 2007.

MOJIRI, M.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; BAKHSHAI, A. Estimation of Power System Frequency Using an Adaptive Notch Filter. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S. l.], v. 56, n. 6, p. 2470 – 2477, Sept. 2007.

NAKANO K. et. al. Frequency Detection Method Based on Recursive DFT Algorithm, In: POWER SYSTEMS COMPUTATION CONFERENCE, 14., 2002, Sevilla. **Proceedings...** Sevilla: [s. n.], 2002.

- NGUYEN, T. T.; LI X. J. A fast and accurate method for estimating power system phasors using DFT with interpolation. In: POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, 6., 2006, Crawley. **Proceedings...** Crawley-WA: [s. n.], 2006. p. 18-22.
- NUTTAL, A. H. Some windows with very good sidelobe behavior. **IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing**, [S.l.], v.29, n. 1, p. 84-91, Feb. 1981.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. **Discrete-Time Signal Processing**. 2nd ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1999. 870 p. ISBN: 978-0137549207
- OKARMA, K. Polynomial windows with low sidelobes level. **Elsevier Signal Processing**, [S. l.], v. 87, n. 4, p. 782-788, Abr. 2007.
- PESWG. **Power Engineering Society Working Group 1433: Power quality**. Disponível em: <[Http://Grouper.Ieee.Org/Groups/1433/](http://Grouper.Ieee.Org/Groups/1433/)>. Acesso em 15 Set. 2010.
- PHADKE, A. G.; THORP, J. S.; ADAMIAK, M. G. A new measurement technique for tracking voltage phasors, local system frequency and rate of change of frequency. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [S. l.], v. PAS102, n. 5, p. 1025-1033, May 1983.
- PINNEGAR, C.R.; MANSINHA, L. The S-transform with windows of arbitrary and varying shape. **Geophysics**, [S. l.], v. 68, p.381-385, Jan. 2003.
- RIBEIRO, M. V.; ROMANO, J. M. T.; DUQUE, C. A. An improved method for signal processing and compression in power quality evaluation. **IEEE Transaction on Power Delivery**, [S. l.], v. 19, n. 2, p. 464-471, Apr. 2004.
- RIBEIRO, M. V. et al. Detection of Disturbances in voltage signals for Power Quality analysis using HOS. **EURASIP Journal on Applied Signal Processing**, [S. l.], v. 2007. Disponível em: <<http://downloads.hindawi.com/journals/asp/2007/059786.pdf>>. Acesso em: 7 out. 2010.
- ROSENDO, J. A.; GOMEZ, A. Efficient moving window DFT algorithms. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: analog and digital signal processing**, [S. l.], v. 45, n. 2, p. 256, Feb. 1998.
- SAMANTARAY, S. R. et al. Power transformer protection using S-transform with complex window and pattern recognition approach. **Generation, Transmission & Distribution, IET**, [S. l.] v.1, n.2, p. 278-286, May 2007.
- SILVEIRA, P. et al. Time-Varying Power Harmonic Decomposition using Sliding-Window DFT. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 13., 2008, Wollongong. **Proceedings...** Wollongong: [s. n.], 2008.
- SORENSEN, H. V.; BURRUS, S. Efficient Computation of the Short-time Fast Fourier Transform. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING, 1988, New York. **Proceedings...** New York: [s. n.], 1988. p. 1894-1897.

SRIVASTAVA, A. et al. Some Observations on Selection of Most Suitable Mother Wavelet for Measurement of Power System Harmonics Using CWT. In: **IEEE REGION 10 CONFERENCE (TENCON)**, 2009, Singapore. **Proceedings...** Singapore: [s. n.], 2009. p. 1–6.

STOCKWELL, R. G.; MANSINHA, L.; LOWE, R.P. Localization of the complex spectrum: the S transform. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, [S. l.], v.44, n.4, p. 998-1001, Apr. 1996.

SZOLIK, I.; KOVÁÈ, K.; SMIEŠKO, V. Influence of Digital Signal Processing on Precision of Power Quality Parameters. **Measurement Science Review**, Slovakia, v. 3, n. 1, p. 35-38, 2003.

VAN VLIET, L. J.; YOUNG, I. T.; VERBEEK, P. W. Recursive Gaussian derivative filters. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON PATTERN RECOGNITION**, 14., 1998, Brisbane. **Proceedings...** Brisbane: [s. n.], 1998. p. 509–514.

WANG, M.; SUN, Y. A practical, precise method for frequency tracking and Phasor Estimation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 19, n. 4, p. 1547-1552, Oct. 2004.

XIN, L.; XU, W.; YU, Y. A Fast Harmonic Detection Method Based on Recursive DFT Electronic Measurement and Instruments, In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONIC MEASUREMENT AND INSTRUMENTS**, 8., 2007, Xi'an. **Proceedings...** Xi'an: [s. n.], 2007. p. 972 -976.

YOUNG, I. T.; VAN VLIET, L. J.; VAN GINKEL, M. Recursive Gabor filtering. **IEEE Transactions on Signal Processing**, [S. l.], v.50, n. 11, p. 2798-2805, Nov. 2002.

ZHAO, F.; YANG, R. Power-Quality Disturbance Recognition Using S-Transform. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [S. l.], v. 22, n. 2, p. 944-950, Apr. 2007.

APÊNDICE I

Os termos δ_a, λ_b em (55) foram resolvidos de forma analítica utilizando o *Matlab Symbolic Toolbox*:

$$\lambda_1 = -7e^{-\frac{of_n}{F_s}} \quad , \quad \lambda_2 = 21e^{-\left(-2\frac{of_n}{F_s}\right)}$$

$$\lambda_3 = -35e^{-\left(-3\frac{of_n}{F_s}\right)} \quad , \quad \lambda_4 = 35e^{-\left(-4\frac{of_n}{F_s}\right)}$$

$$\lambda_5 = -21e^{-\left(-5\frac{of_n}{F_s}\right)} \quad , \quad \lambda_6 = 7e^{-\left(-6\frac{of_n}{F_s}\right)}$$

$$\lambda_7 = -e^{-\left(-7\frac{of_n}{F_s}\right)}$$

$$\delta_1 = -\frac{oe^{-\left(-1\left|\frac{o}{aF_s}\right|\right)}}{1080F_s^6a^7} (-2o^6 + 6o^5aF_s - 15o^4a^2F_s^2)$$

$$\delta_2 = -\frac{oe^{-\left(-2\left|\frac{o}{aF_s}\right|\right)}}{1080F_s^6a^7} (-144o^6 + 150o^5aF_s - 135o^4a^2F_s^2)$$

$$\delta_3 = -\frac{oe^{-\left(-3\left|\frac{o}{aF_s}\right|\right)}}{1080F_s^6a^7} (-604o^6 + 240o^5aF_s - 150o^4a^2F_s^2)$$

$$\delta_4 = -\frac{oe^{-\left(-4\left|\frac{o}{aF_s}\right|\right)}}{1080F_s^6a^7} (-604o^6 - 240o^5aF_s + 150o^4a^2F_s^2)$$

$$\delta_5 = -\frac{oe^{-\left(-5\left|\frac{o}{aF_s}\right|\right)}}{1080F_s^6a^7} (-114o^6 - 150o^5aF_s - 135o^4a^2F_s^2)$$

$$\delta_6 = -\frac{oe^{-\left(-6\left|\frac{o}{aF_s}\right|\right)}}{1080F_s^6a^7} (-2o^6 - 6o^5aF_s - 15o^4a^2F_s^2)$$

$$\text{Com } F_s = \frac{1}{T_s}, o = \frac{2\pi}{\sqrt{3}}, a = \frac{1}{f_n}$$

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CÉSAR DAVID PAREDES CROVATO

**ADENDO À TESE: O USO DA TRANSFORMADA WAVELET
DE FASE CORRIGIDA EM QUALÍMETROS INDUSTRIAIS
PARA O RASTREAMENTO DE COMPONENTES
ESPECTRAIS.**

Porto Alegre, Novembro, 2010

ADENDO

Este adendo foi incluído na Tese “O uso da Transformada Wavelet de Fase Corrigida em qualímetros industriais para o rastreamento de componentes espectrais”, com o intuito de servir como material complementar para a comparação entre as estimativas de módulo de componentes espectrais obtidas por métodos recursivos, especificamente utilizando a janela retangular e a janela polinomial proposta na Tese.

As Figuras A1e A2 mostram cada uma e em seqüência, três diferentes instantes em que a janela móvel retangular e polinomial (respectivamente) se encontram “deslizando” pelo sinal a ser analisado durante o processamento da estimativa de módulo. Ambas as figuras mostram o rastreamento do módulo da componente espectral de $k=60$ Hz.

De forma geral, as Figuras A1 e A2 mostram em cada uma das três seqüências, três formas de onda: A primeira (em vermelho) é o sinal amostrado a 16ppc $x[n]$, onde n é o índice de amostra. A segunda (em azul solido) é um esboço da janela móvel retangular (no caso da Figura A1) ou um esboço da janela móvel polinomial (no caso da Figura A2). A terceira (em azul) é a estimativa do módulo da componente espectral para $k=60$ Hz.

A Figura A1-(a) mostra o instante em que a janela retangular ainda não esta “deslizando dentro” do sinal $x[n]$. Por sua vez a Figura A1-(b) mostra o instante em que a janela retangular já esta completamente “dentro” do sinal $x[n]$, até esse instante, a estimativa do módulo da componente espectral varia até convergir para seu valor estável, isso acontece no exemplo, em um ciclo de forma de onda do sinal $x[n]$. O sinal $x[n]$ utilizado na Figura A1 é um sinal sintético de apenas um componente espectral, a componente fundamental de 60Hz. Devido a isso, na Figura A1-(c) pode ser observado o instante em que a estimativa do modulo já não varia mais, por não existir nem desincronismo com a freqüência de amostragem nem presença de inter-harmônicos no sinal a ser analisado.

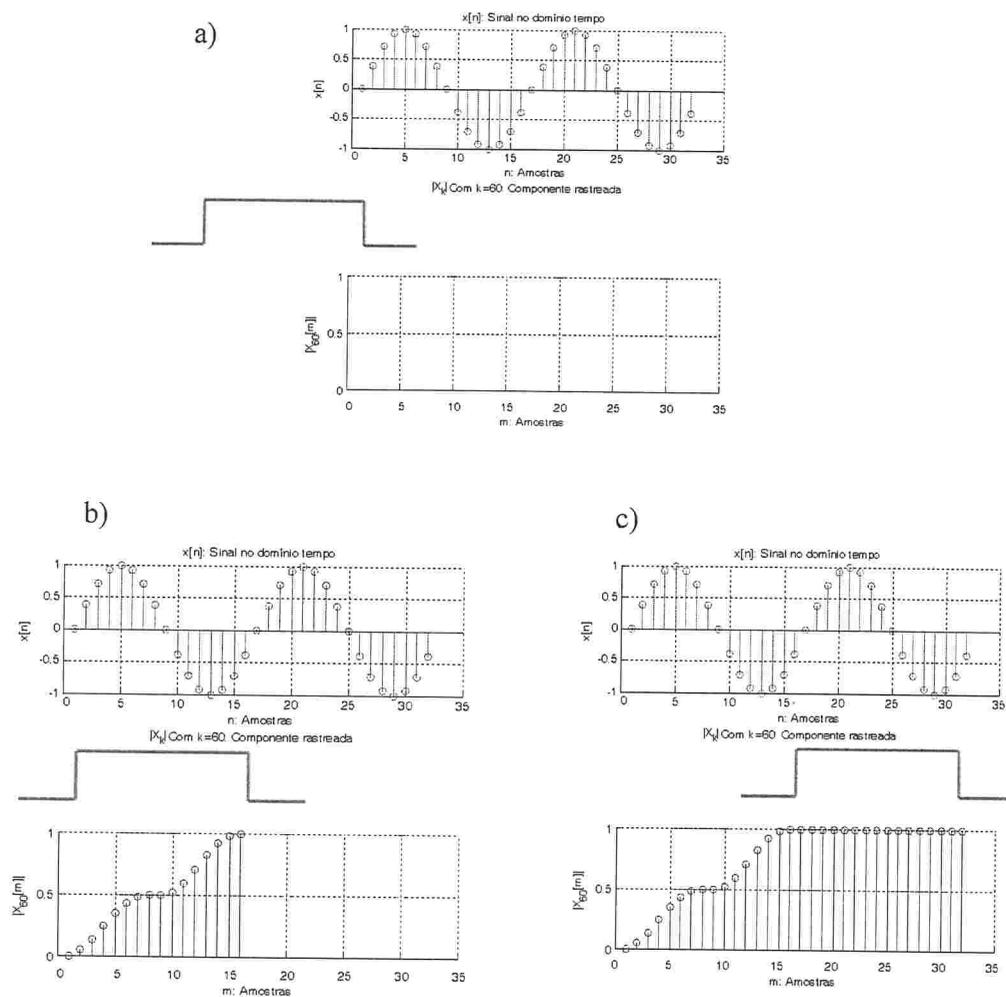


Figura A.1 – Estimativa de Módulo, em três instantes diferentes de ‘deslizamento’ da janela móvel retangular.

Por outro lado, a Figura A2-(a) mostra o instante em que a janela polinomial ainda não esta “deslizando dentro” do sinal $x[n]$. Por sua vez a Figura A2-(b) mostra o instante em que a janela polinomial já esta completamente “dentro” do sinal $x[n]$, até esse instante, a estimativa do módulo da componente espectral varia até convergir para seu valor estável, isso acontece aproximadamente em três ciclos da forma de onda do sinal $x[n]$. Figura A2-(c) mostra o instante em que a estimativa do modulo já não varia mais. O Sinal $x[n]$ também é um sinal sintético com apenas a componente fundamental de 60Hz.

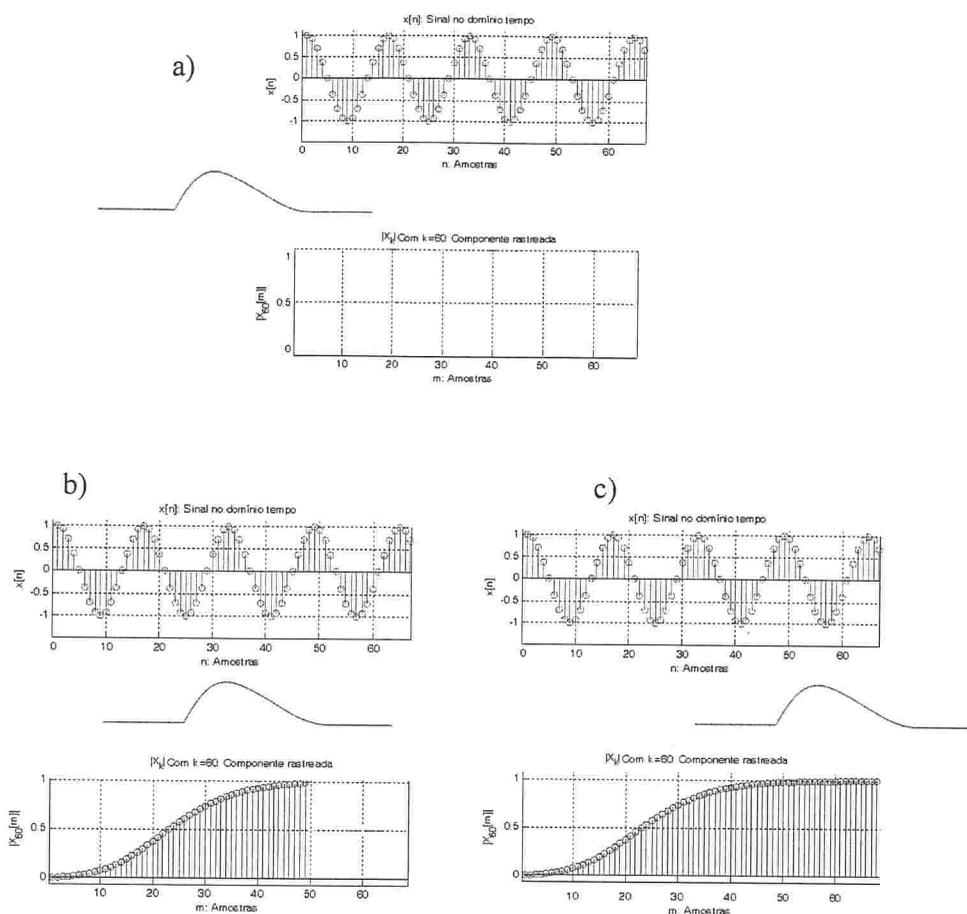


Figura A.2 – Estimativa de Módulo, em três instantes diferentes de ‘deslizamento’ da janela móvel polinomial.

Como era esperado, a estimativa de módulo com o uso da janela polinomial, converge em mais ciclos da componente fundamental do que a estimativa de módulo com o uso da janela retangular, porém não apresenta os demais problemas relatados na Tese, como desincronismo e oscilações na presença de inter-harmônicas.

Este Adendo mostrou de forma gráfica, portanto, o perfil de comportamento típico das estimativas de módulo obtidas por rastreamento de componentes espectrais, utilizando métodos recursivos baseados em janelamento móvel, em dois sinais sintéticos e estacionários.