



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

Carlos Henrique Nascimento Martins

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM ANALISADOR DE HARMÔNICOS
VARIANTES NO TEMPO

Tese de Doutorado

Juiz de Fora
2015

Carlos Henrique Nascimento Martins

Estudo e implementação de um analisador de harmônicos variantes no tempo

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

Orientadores: Prof. Carlos Augusto Duque , D.Sc. e Paulo Fernando Ribeiro, P.h.D

Juiz de Fora

2015

Carlos Henrique Nascimento Martins

Estudo e implementação de um analisador de harmônicos variantes no tempo

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

Aprovada em 26 de Março de 2015.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Carlos Augusto Duque , D.Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Paulo F. Ribeiro , Ph.D.

Universidade Federal de Itajubá, UNIFEI

Danton Diego Ferreira, D. Sc.

Universidade Federal de Lavras, UFLA

Prof. Fernando Lessa Tofoli, Dr. Eng

Universidade Federal de São João Del Rei, UFSJ

Luciano Manhães de Andrade Filho D. Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Prof. Augusto Cerqueira, D. Sc.

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

*Dedico este trabalho à minha família
e aos meus amigos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus e em especial a minha família, Maria de Fátima, Raimundo Martins (em memória), Gustavo, Eduardo e Heloisa, aos meus tios, primos e amigos que fizeram parte dessa conquista de forma direta e indireta, com palavras de apoio, com risadas e com o simples gesto de amizade.

Ao Professor Carlos Augusto Duque pela orientação, ensinamentos, amizade, atenção e paciência durante todo o desenvolvimento deste trabalho e durante todos esses anos. Aos Professores em especial Paulo Ribeiro por contribuir efetivamente para minha formação, além da amizade e confiança. À banca examinadora pelas contribuições dadas ao trabalho.

Aos amigos dos laboratórios LAPTEL, NAEP e NIMO pela amizade e troca de experiências, em especial ao Leandro Manso, Henrique Monteiro, Alexander Silva, Rodolfo Lacerda, Eder Kaspish, Milena Faria, Thiago Mendonça, Marcos Teixeira e todos aos outros integrantes. Aos laboratoristas do LABEL pela assistência e presteza.

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

“Há um tempo em que é preciso abandonar as roupas usadas, que já tem a forma do nosso corpo, e esquecer os nossos caminhos, que nos levam sempre aos mesmos lugares. É tempo da travessia, e se não ousarmos fazê-la, teremos ficado para sempre, à margem de nós mesmos”

Fernando Teixeira de Andrade

RESUMO

Esta tese apresenta as etapas de desenvolvimento de um sistema de monitoramento de parâmetros de qualidade de energia dedicado a análise de harmônicos variantes no tempo através do equipamento denominado AHVT (*Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo*). O desenvolvimento do trabalho é composto por: (i) estudo e implementação *MATLAB* de algoritmos para processamento em tempo real, com capacidade de sintonização dos componentes harmônicos; (ii) análise e desenvolvimento de estratégias para detecção e validação da presença de interharmônicos próximos à frequência fundamental e suas consequência na estimação de parâmetros como fase, amplitude e frequência para o componente fundamental, (iii) proposta de implementação do dispositivo, sistema de aquisição/ condicionamento de sinais/ filtragem, sistema de conversão analógico digital e plataforma de processamento *DSP/FPGA*, sistema de transmissão de dados e plataformas de análise online/offline dos eventos de harmônicos variantes no tempo; (iv) plataforma de simulação do Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo (AHVT) para estudo dos métodos de *trigger* para detecção e captura dos eventos.

Palavras-chave: Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*) (DFT), (Janela Recursiva Retangular *DFT Sliding Window Recursive DFT*) (SWRDFT), (Janela Recursiva de Hann *DFT Recursive Hanning Window DFT*) (RHWDFDT), Analisador harmônico, interharmônico .

ABSTRACT

In this work is presented the steps of development and implementation of a Power Quality parameters monitoring system with main goal events denominated "time varying harmonics" named of Time Varying Harmonic Analyzer.

The development is comprises: (i) research and implementation of real time algorithms with capable to tuning harmonic waves, (ii) Analyze and research/development of strategies for detect and validation of interharmonics with frequencies near of fundamental, and consequences and challenges to phase, magnitude and frequency estimation with presence interharmonic waveform (iii) The proposal of a hardware design including analog to digital conversion and digital signal processing platform, broadcast data link and IHM (Interface Human Machine) for online and offline analyzes to time varying harmonic analyzer; (iiii) off-line simulation platform of Analisador de Harmônics Variantes no Tempo *Time Varying Harmonic Analyzer* (TVHA) to trigger detect methods to detection and capture of waveforms.

Keywords: Time Varying Harmonic Analyzer, Frequency estimation, DFT, Recursive Algorithm.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Interpretação de Filtragem da STFT.	41
Figura 2	STFT com janela retangular.	42
Figura 3	Estrutura STFT equivalente.	43
Figura 4	Estrutura SWRDFT	45
Figura 5	Resposta em frequência Filtro de Hann Recursivo (FHR).	52
Figura 6	Pólos e zeros filtro FHR.	52
Figura 7	Diagrama de blocos do Filtro RHWDFT.	53
Figura 8	Modulador RHWDFT e SWRDFT.	54
Figura 9	Componentes em quadratura	55
Figura 10	Modulador	56
Figura 11	Ilustração conteúdo espectral do algoritmo RHWDFT	57
Figura 12	Resposta em frequência SWRDFT e RHWDFT	58
Figura 13	Diagrama de estimação de amplitude.	59

Figura 14	Estimação de amplitude RHWDFT	59
Figura 15	Diagrama de blocos - estimação de fase.	60
Figura 16	Diagrama de bloco - estimação da fase.	61
Figura 17	Diagrama de blocos - reconstrução do componente harmônico.	62
Figura 18	Diagrama de bloco - estimação de amplitude.	62
Figura 19	Resposta RHWDFT - Harmônico + Interharmônico	63
Figura 20	Diagrama de blocos - Detecção de interharmônico.	65
Figura 21	Diagrama de blocos - Estimadores de Frequência.	69
Figura 22	Diagrama de blocos - RHWDFT	70
Figura 23	Diagrama de blocos - (<i>Phase-Locked Loop</i>) (PLL) com RHWDFT ..	71
Figura 24	Diagrama de blocos - PLL sem RHWDFT	71
Figura 25	Estimador de fase total	73
Figura 26	RHWDFT com rastreamento de frequência	73
Figura 27	Conceito do Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo.	77
Figura 28	<i>Hardware</i> AHVT	78

Figura 29	Filtro <i>Butterworth</i> - condicionamento de sinais	79
Figura 30	Resposta do Filtro <i>Butterworth</i>	80
Figura 31	Esquemático da interface de corrente	81
Figura 32	Foto da interface de corrente	81
Figura 33	Esquemático da interface de tensão	82
Figura 34	Foto interface de tensão	82
Figura 35	Esquemático do filtro <i>Butterworth</i> com controle de ganho e ajuste de <i>offset</i> .	83
Figura 36	Plataforma de condicionamento de sinais	84
Figura 37	Captura de tela - Informações dos dados transferidos através do link de comunicação <i>Bluetooth</i>	88
Figura 38	Captura de tela - Apresentação em gráfico de barras das amplitudes dos harmônicos estimados na plataforma de aquisição e processamento.	89
Figura 39	Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos.	90
Figura 40	Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos com ativação da função <i>grid</i>	90
Figura 41	Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos com ativação da função <i>grid</i> com aproximação <i>zoom</i>	91

Figura 42	Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos com ativação da função <i>grid</i> com aproximação <i>zoom</i>	91
Figura 43	Captura de tela - Tela de configuração de parâmetros - Função :Tipo de <i>Trigger</i> harmônico.	92
Figura 44	Sistema de sensibilização de <i>trigger</i> função E	93
Figura 45	Sistema de sensibilização de <i>trigger</i> através da função OU	93
Figura 46	Captura de tela - Tela de configuração de parâmetros - Função: Limiares para ativação do <i>Trigger</i>	94
Figura 47	Captura de tela - Tela de configuração - Configurações gerais	95
Figura 48	Captura de tela - Tela <i>Software WINDOWS</i> - Seleção de operação <i>On-Line</i> ou no modo de simulação	96
Figura 49	Captura de tela - <i>Software WINDOWS</i> - (Tela principal).	96
Figura 50	Captura de tela - <i>Software WINDOWS</i> - Carga do sinal gerado MATLAB para análise no <i>Software</i>	97
Figura 51	Captura de tela - <i>Software WINDOWS</i> - Sinal simulador MATLAB	98
Figura 52	Captura de tela - <i>Software WINDOWS</i> - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado MATLAB para análise no <i>Software</i>	98
Figura 53	Captura de tela - <i>Software WINDOWS</i> - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado pelo MATLAB para análise no <i>Software</i> com	

	ajustes de cor e espessura de traço.	99
Figura 54	Captura de tela - <i>Software WINDOWS</i> - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado pelo MATLAB para análise na ferramenta <i>Zoom</i> do harmônicos selecionado no <i>Software</i>	100
Figura 55	Captura de tela - <i>Software WINDOWS</i> - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado pelo MATLAB para análise do <i>Software</i> ..	101
Figura 56	Sinal de Teste CIGRE	106
Figura 57	Comparativo Rastreamento RHWDFT e SWRDFT sem a presença de interharmônico.	107
Figura 58	Comparativo Rastreamento RHWDFT e SWRDFT com a presença de interharmônico.	108
Figura 59	Comparativo Rastreamento RHWDFT e SWRDFT sem a presença de interharmônico e <i>SAG</i> na componente fundamental.	108
Figura 60	Comparativo Rastreamento RHWDFT e SWRDFT com a presença de interharmônico com <i>SAG</i> no quinto harmônico.	109
Figura 61	Comparativo Estimação de fase RHWDFT e SWRDFT sem a presença de interharmônico com <i>SAG</i> no componente fundamental	110
Figura 62	Diagrama de blocos - Detecção de interharmônico.	112
Figura 63	Sinal de teste - Detecção de interharmônico.	112
Figura 64	Sinal de teste - componentes em quadratura.	113

Figura 65	Deteção de interharmônico - Detecção pelo componente fundamental.	113
Figura 66	Deteção de interharmônico - Detecção pelo segundo harmônico.	114
Figura 67	Deteção de interharmônico - Estimação de frequência através da segunda componente.	114
Figura 68	Deteção de interharmônico - Estimação de frequência através da segunda componente.	115
Figura 69	Estimação de frequência	116
Figura 70	Sinal de teste	117
Figura 71	Tempo de convergência do estimador de frequência	118
Figura 72	Desvio Padrão	119
Figura 73	Desvio Máximo	119
Figura 74	Estimação da fase total	120
Figura 75	Seno e Cosseno sintetizados com a fase gerada no PLL com e sem a presença do RHWDFT	121
Figura 76	Derivada da fase total	121
Figura 77	Derivada da fase total e estimação da frequência	122
Figura 78	Sintetização senoide e cossenoide dos moduladores a partir da pseudo	

fase total	122
Figura 79 Fundamental + Harmônicos + Interharmônico	124
Figura 80 Rastreamento de amplitude sob evento evento de SAG e variação de frequência em Rampa	125
Figura 81 Reconstrução do componente fundamental	125
Figura 82 Amplitude x SAG x Variação velocidade angular	126

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Frequências e amplitudes do sinal de referência teste	70
Tabela 2	Erro Médio Quadrático	70
Tabela 3	Frequências em amplitudes sinal de teste Cigre	105
Tabela 4	Estatística comparativa sinal de referência CIGRE	106
Tabela 5	Estatística comparativa sinal de referência CIGRE (sem interharmônico)	107
Tabela 6	Sinal teste para detecção de interharmônico	111
Tabela 7	Estatística rastreamento de frequência	116
Tabela 8	Sinal de teste para RHWDFT com frequência variante	123

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AHVT Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo

SWRDFT (Janela Recursiva Retangular DFT *Sliding Window Recursive DFT*)

RHWDFT (Janela Recursiva de Hann DFT *Recursive Hanning Window DFT*)

FFT Transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transformer*)

STFT Transformada Fourier de Tempo Curto (*Short Time Fourier Transform*)

DFT Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*)

PLL (*Phase-Locked Loop*)

CC Corrente Contínua

DSP Processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*)

THD distorção harmônica total (*total harmonic distortion*)

UFJF Universidade Federal de Juiz de Fora

IEEE Institute of Electric and Electronic Engineers

IEC *International Engineering Consortium*

IOT Internet das coisas (*Internet Of Things*)

FPGA *Field Programmable Gate Array*

Nppc Número de pontos por ciclo

MAF Filtro de Média Móvel (*Moving Average Filter*)

STFT *Short time Fourier transform*

FHR Filtro de Hann Recursivo

QEE Qualidade de Energia Elétrica

TW Transformada Wavelets

FIR Resposta Finita ao Impulso(*Finite Impulse Response*)

IIR Resposta Infinita ao Impulso *Finite Impulse Response*

QMF *Quadrature Mirror Filters*

EPLL *Enhanced Phase-Locked Loop*

SSB *Single - Sideband Modulation*

NPPC Número de Pontos por Ciclo

RMS Raiz Média Quadrática (*Root Mean Square*)

ADC Conversor Analógico Digital (*Analog Digital Converter*)

SNR Relação Sinal Ruído(*Signal to Noise Ratio*)

TVHA Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo *Time Varying Harmonic Analyzer*

SUMÁRIO

1	Introdução	29
1.1	Estrutura da tese	32
2	revisão	35
2.1	Revisão Bibliográfica	35
2.2	A DFT Recursiva de Janela Deslizante	40
3	Janela Recursiva de Hann-DFT (RHWDFT)	47
3.1	RHWDFT	48
3.2	O filtro de Hanning Recursivo (FHR)	49
3.2.1	Pólos e zeros do FHR	51
3.2.2	O diagrama de blocos para a decomposição de sinais usando o FHR . . .	53
3.2.3	Modulação do sinal de entrada para extração da componente harmônica filtro RHWDFT	54
3.2.4	Estrutura de estimação e recomposição do filtro RHWDFT	58
3.2.4.1	Estrutura de estimação de amplitude RHWDFT	58
3.2.4.2	Estrutura de estimação de fase RHWDFT	60
3.2.4.3	Estrutura de reconstrução harmônica RHWDFT	61
3.2.5	RHWDFT e a detecção de interharmônicos próximos	62
4	Estimação de parâmetros com frequência variante	67
4.0.6	Estimação de frequência em tempo real	68
4.0.7	Proposta de implementação de pré - processamento para PLL	69

4.0.8	Proposta de implementação RHWDFIT com frequência de modulação variante	71
4.0.8.1	Filtro RHWDFIT sintonizado na Frequência fundamental	72
4.0.8.2	Estimador de fase total PLL	72
4.0.8.3	Diferenciador de fase total, Filtro Media Móvel Filtro de Média Móvel (<i>Moving Average Filter</i>) (MAF) e Reconstrução Fase total	73
5	Analizador de Harmônicos Variantes no tempo	75
5.1	Concepção do AHVT	75
5.2	<i>Hardware</i> de aquisição e processamento	77
5.2.1	<i>Hardware</i> de aquisição	77
5.2.2	Bloco de aquisição e condicionamento de sinais	79
5.3	Software do AHVT	84
5.3.1	Plataforma para sistema operacional <i>ANDROID</i>	86
5.3.2	Plataforma sistema operacional <i>WINDOWS</i>	95
5.3.3	Telemetria AHVT	101
6	Análise dos algoritmos	105
6.1	RHWDFIT	105
6.1.1	RHWDFIT reconstrução harmônica	105
6.1.1.1	Sinal de teste Cigre	105
6.2	RHWDFIT detecção de interharmônicos	110
6.2.1	RHWDFIT detecção de interharmônico próximo	110
6.2.1.1	Oscilação da estimação de fase na presença de interharmônicos	110
6.2.2	Estatística de detecção de interharmônico próximo	115
6.3	Estimação de frequência	116
6.3.1	Tempo de convergência em função da variação da Relação Sinal Ruído(<i>Signal to Noise Ratio</i>) (SNR)	117

6.3.2	Desvio Padrão em função da variação da SNR	118
6.3.3	Desvio máximo de frequência em função da variação da SNR	119
6.3.4	Estimação de Fase total	120
6.3.5	Estimação de parâmetros em condição de frequência variante	122
6.3.6	Teste de validação do RHWDFT sob variação de frequência	123
7	CONCLUSÕES	127
7.1	RHWDFT	127
7.2	RHWDFT com frequência variante	128
7.3	Analisador de harmônicos variantes no tempo (AHVT)	128
	Referências	129
	Apêndice A – Produção Bibliográfica	133
A.1	Artigos em Revistas	133
A.2	Artigos em Congressos Internacionais	133
A.3	Artigos em Congressos Nacionais	134
A.4	Patente	134

1 INTRODUÇÃO

Com a modernização do sistema elétrico de potência (SEP) e com a inclusão crescente de cargas não lineares e de fontes alternativas de energia, é possível observar paralelamente o aumento das distorções harmônicas e inter-harmônicas, bem como o aumento da não estacionariedade dos sinais de tensão e corrente. Em termos gerais, a não estacionariedade do sinal elétrico diz respeito à variação dos parâmetros do sinal com o tempo, tais como a magnitude, fase, frequência e conteúdo harmônico e inter-harmônico. A não estacionariedade dos sinais faz com que algumas técnicas tradicionais, que pressupõe sinais estacionários, tenham que ser adaptadas ou modificadas para possibilitar as tarefas de análise, estimação e monitoração.

Os harmônicos variantes no tempo, exemplos típicos de sinais não estacionários em SEP, têm despertado a atenção de muitos pesquisadores na última década (XU et al., 2006) (SILVEIRA et al., 2009) (PRATES et al., 2012). Estes são gerados especialmente em virtude das cargas não lineares através do controle ativo das interfaces eletrônicas. O rastreamento tempo-frequência ou análise tempo-frequência destes componentes pode contribuir de modo significativo em várias aplicações em SEP tais como:

- Proteção;
- Diagnósticos de equipamentos e do próprio sistema;
- Estimação de parâmetros;
- Identificação de cargas;
- Análise da qualidade de energia;

Para que a proliferação das técnicas tempo-frequência ocorra nas aplicações acima é preciso reduzir a complexidade computacional, comumente associadas aos algoritmos tempo-frequência e também minimizar os efeitos do vazamento espectral e o transitório dos filtros associados às estruturas de decomposição.

Além do enfraquecimento da hipótese de que os sinais de tensão e corrente possam ser considerados estacionários ou quase estacionários, outro problema que dificulta a aplicação dos métodos convencionais é a variação da frequência fundamental do sistema. Esta variação é considerada baixa, menor que $0.5Hz$ nos sistemas tradicionais "fortes" (STANDARD, 2002), porém para sistemas "fracos", esta variação pode ser muito mais significativa, podendo atingir a casa de $3Hz$ (STANDARD, 2002) (IEEE..., 2000). Sistemas "fracos" tendem a proliferarem nas redes de distribuição, dentro do paradigma de geração dispersa e distribuída, a partir da conexão de fontes alternativas de energia. Cumpre destacar que mesmo para pequenos desvios de frequência, o erro de estimação pode ser significativo em algumas situações. Por exemplo, no caso de estimação do trigésimo harmônico, um pequeno desvio na frequência fundamental de $0.2Hz$, corresponde a um desvio de $6Hz$ no trigésimo harmônico. Isto produz um erro de aproximadamente 2% na magnitude e um desvio de 15 *graus* na fase (PHADKE & THORP, 2008).

A variação acentuada da frequência nominal põe em suspeita a estimação de diversos parâmetros cujos algoritmos são baseados em frequência fixa, tais como a grande maioria dos estimadores fasoriais e dos componentes harmônicos e inter-harmônicos. Além da influência da frequência na estimação de harmônicos e inter-harmônicos, a estimação de inter-harmônicos em especial é um campo aberto de pesquisa pelas seguintes razões:

- os novos elementos não lineares conectados às redes de distribuição têm aumentado a distorção do sinal por influência dos inter-harmônicos;
- as frequências destes, são desconhecidas e dificilmente são frequências múltiplas da resolução de $5Hz$ estabelecida pela norma (STANDARD, 2002);
- caso o inter-harmônico não seja um múltiplo inteiro da resolução, ocorre o espalhamento espectral, proporcionando a detecção de componentes falsos.
- como a frequência do componente fundamental pode variar, a amostragem pode ser não síncrona, o que faz com que a janela de análise para a FFT não contenha um número inteiro de ciclos, em $200ms$ de amostragem do sinal, isto leva ao aparecimento de componentes inter-harmônicos que não existem no sinal original;
- 12 ciclos pode representar um tempo muito grande para aplicações de controle e proteção e por isso novos métodos capazes de detectar e estimar o componente inter-harmônico em uma janela menor devem ser avaliados

É dentro do contexto descrito anteriormente que este trabalho se insere e procura dar a sua contribuição. Dessa forma, as principais contribuições deste trabalho podem ser divididas nos seguinte itens:

- Algoritmos de estimação de parâmetros e decomposição de sinais em tempo real para harmônicos variantes no tempo;
- Estimação de parâmetros sob variação da frequência fundamental do sistema;
- Detecção de inter-harmônicos;
- Proposição de um Analisador de Harmônico Variante no Tempo

No primeiro item "Algoritmos de estimação de parâmetros e decomposição de sinais em tempo real para harmônicos variantes no tempo", será apresentada uma nova estrutura de estimação e reconstrução do sinal baseado no filtro recursivo de *Hanning* (MARTINS et al., 2012). A janela de Hanning é muita conhecida e utilizada em análise espectral, porém, não se tem conhecimento na literatura de uma implementação recursiva desta janela, com propósito de filtragem e que apresenta como características principais, em relação à janela retangular, a boa atenuação para os sinais inter-harmônicos, além da completa eliminação dos harmônicos variantes no tempo, para o caso de frequência fixa. Também a estrutura de reconstrução dos harmônicos, usando a metodologia da SWRDFT (SILVEIRA et al., 2009) é modificada para acomodar o filtro de *Hanning*. Deste modo, a primeira contribuição da tese reside em definir uma estrutura eficiente de decomposição de harmônicos, com baixo esforço computacional e reduzido vazamento espectral, além de possuir transitório do filtro de no máximo dois ciclos do componente fundamental.

No item "Estimação de parâmetros sob variação da frequência fundamental do sistema", a estrutura do filtro recursivo de *Hanning* é modificada para acomodar as variações de frequência no sistema. Para isto, são discutidas duas estruturas de estimação de frequência comumente utilizadas na literatura e baixo esforço computacional: PLL e cruzamento por zero, onde a escolha recaiu sobre a primeira devido aos testes de erros realizados. Um dos grandes problemas dos estimadores de frequência diz respeito ao aparecimento de oscilações na saída do estimador em virtude de eventos/distúrbios de qualidade de energia na sua entrada, tais como afundamentos de tensão, harmônicos e transitórios. Muitos outros estimadores de parâmetros elétricos necessitam da informação da frequência real do sistema e portanto erros no estimador de frequência se propaga para os outros estimadores.

Para contornar os erros no estimador de frequência, devido aos distúrbios de QEE, um pré e pós processamento na informação gerada pelo PLL são realizados e só então os filtros seguintes são alimentados com a informação da frequência. Isto garante uma frequência estável para os demais parâmetros bem como uma reconstrução dos componentes harmônicos com pequenos desvios oscilatórios. Este processamento constitui outra contribuição desta tese e os resultados obtidos mostram que enquanto um PLL convencional apresenta grandes variações na estimação da frequência (ou fase total) durante os distúrbios de QEE a nova arquitetura é menos sensível aos mesmos.

No item "Detecção de inter-harmônicos", propõe-se uma metodologia para detectar a presença ou não de inter-harmônico. Embora a metodologia não seja capaz de estimar o valor do inter-harmônico presente no sinal (amplitude e frequência), a informação de sua existência ou não na faixa de análise é de grande importância para ser associada a outras ferramentas de análise espectral, como a Transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transformer*) (FFT). De fato um dos problemas da análise espectral pela FFT é saber se uma determinada componente é realmente um inter-harmônico ou se é uma imagem falsa, causada por espalhamento espectral ou por amostragem assíncrona. Um dos métodos sugeridos na literatura é repetir a FFT com diferentes tamanhos de janelas (LI; XU & TAYJASANANT, 2003a), deste modo é possível identificar se uma componente é real ela não se modifique para os diferentes tamanhos de janelas. Evidentemente que tal procedimento é computacionalmente complexo e métodos mais simples, como o proposto nesta tese, são boas contribuições à confirmação da existência ou não do componente inter-harmônico.

Por fim, a última contribuição deste trabalho trata da proposição de um equipamento denominado Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo AHVT. Neste item são discutidas as principais funcionalidade de um AHVT e também é apresentada a descrição sucinta do *hardware* e *software* do equipamento.

1.1 ESTRUTURA DA TESE

A estrutura da tese está dividida em: Capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica abordando as técnicas de estimação de parâmetros no domínio da frequência e no domínio do tempo. Neste capítulo é apresentado o conceito de sinais variantes no tempo, de estimador de frequência, de estimador de amplitude e fase e por fim da estrutura básica de decomposição harmônicos variantes no tempo denominada SWRDFT.

No Capítulo 3 é apresentado a técnica de decomposição de harmônico variante no

tempo utilizando o filtro de Hanning na sua forma recursiva. As equações do filtro recursivo são deduzidas e as vantagens em relação ao filtro de média móvel utilizado na estrutura SWRDFT são apresentadas. Em seguida a estrutura de análise e síntese é apresentada e um exemplo de decomposição de um sinal harmônico contendo elevado conteúdo inter-harmônico é realizado, mostrando o bom desempenho do novo algoritmo comparado ao algoritmo SWRDFT.

No Capítulo 4 é apresentada a modificação do Algoritmo RHWDFIT no qual o modulador adaptativo, presente na estrutura, não é alimentado diretamente pelo PLL, mas sim pela fase total do PLL modificado por algoritmos de pré e pós processamento que o tornam robusto frente aos distúrbios de QEE.

No Capítulo 5 é apresentada a estrutura de processamento proposta para o analisador de harmônicos variantes no tempo AHVT, incluindo os conceitos do equipamento e *Softwares* desenvolvidos para aplicação em *Windows* e *Android*. São discutidas algumas estruturas de hardware e software do AHVT e alguns resultados de um protótipo funcional são apresentados.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados comparativos e estatística dos algoritmos propostos e finalmente no Capítulo 7 as conclusões do trabalho.

2 REVISÃO

2.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A presença de harmônicos em sistemas de potência é tradicionalmente assumida como distorções em de estado estacionário, ou seja as formas de onda são assumidas periódicas. Este é de fato o conceito tradicional de Séries de Fourier e a principal ferramenta para a análise de sinais periódicos é a Transformada Discreta de *Fourier* - *Discrete Fourier Transform DFT*, utilizada normalmente em sua forma computacionalmente eficiente, a Transformada Rápida de *Fourier* - *Fast Fourier Transform FFT* (MITRA, 2011).

A apresentação do espectro harmônico do sinal normalmente é feita através de gráficos de barras e o sinal era assumido quase estacionário, ou seja, dentro de uma janela de tempo de tamanho não muito longa, por exemplo 200 ms, as características de estacionariedade do sinal não se alteram. Em termos matemáticos um sinal é considerado **estacionário em sentido amplo (WSS! (WSS!))** se suas estatísticas de primeira e segunda ordem são invariantes ao deslocamento (?):

$$\begin{aligned}\mu_x(n) &= E \{x(n)\} = \mu_x \\ r_{xx}(n,m) &= E \{x(n)x^*(m)\} = r_{xx}(m - n)\end{aligned}\tag{2.1}$$

onde $E\{\}$ representa o operador esperança.

Desta forma, como o sinal é assumido estacionário, ou quase estacionário, é possível observar o seu conteúdo harmônico, ou seja, a magnitude e fase dos diversos componentes presentes no sinal, incluindo o componente CC, o componente fundamental, os harmônicos e eventualmente os componentes inter-harmônicos utilizando a FFT. Existem ainda vários outros métodos utilizados para medir e estimar harmônicos estacionários, como o Método dos Mínimos Quadrados *Least-Square Methods* (LOBOS; KOZINA & KOGLIN, 1999), Redes Neurais (WU et al., 2008) (BRUCK, 1989) e Bancos de Filtros (LU, 2005a) (SUN & SHUE, 2007) (FABRI et al., 2011).

Entretanto, com o passar dos anos, este panorama vem se alterando. Os novos dispositivos e cargas eletrônicas apresentam uma natureza dinâmica, ou seja, as correntes e tensões harmônicas começam a apresentar comportamentos não estacionários (BAGHZOUZ et al., 1998). As contínuas mudanças na configuração do sistema e variações de cargas lineares e não lineares fazem com que a forma de onda de tensão e corrente apresentem um comportamento variante no tempo, de modo que os sinais em muitas situações não possam ser considerados nem quase estacionários. Alguns exemplos que podem ser citados são os motores com controle de velocidade, chaveamento de capacitores, alguns equipamentos eletrônicos, entre outros. Nestes casos a variação das estatísticas de primeira e segunda acontecem praticamente ciclo a ciclo, de modo que o emprego de técnicas para o monitoramento de sinais não estacionários se faz necessário. De modo particular estas técnicas podem ser aplicadas para rastrear e estimar os parâmetros de sinais cujo modelo matemático, no tempo discreto, é representado como:

$$x[n] = A_0[n] + \sum_{k=1}^N A_k[n] \cos(k\omega[n]n + \theta_k[n]) \quad (2.2)$$

Sinais modelados como (2.2) são denominados harmônicos variantes no tempo (RIBEIRO et al., 2013). Note que os harmônicos variantes no tempo podem ter a amplitude, fase e a frequência modificada à cada amostra.

A natureza variante no tempo das distorções na forma de onda dos sistemas de potência atuais, bem como a própria variação da frequência fundamental do sistema, são questões que vêm tendo crescente interesse dos pesquisadores. Esta nova linha de pesquisa em análise de harmônicos requer uma base conceitual e algoritmos de análise mais abrangentes que os convencionais, que supõem sinais estacionários ou quase estacionários, de modo a extrair novas informações dos sinais e sistemas sob investigação (RIBEIRO, 2009).

Algumas das técnicas tradicionais utilizadas para a análise de sinais não estacionários são a transformada de *Fourier* tempo curto, *Short time Fourier transform* (STFT), *S-transform* (STOCKWELL; MANSINHA & LOWE, 1996), filtro de *Kalman* (CHEN et al., 2010), PLL (KARIMI-GHARTEMANI & IRAVANI, 2005), entre outros.

O Filtro de *Kalman* fornece uma estimativa ótima da componente básica de sinais em ruído gaussiano, através de uma estrutura recursiva (CHEN et al., 2010). É uma poderosa ferramenta de estimação de estados, baseada em um estimador ótimo com o menor erro de covariância. Os algoritmos básicos de Filtro de *Kalman* têm a limitação

de apresentar erros quando há variação da frequência nominal do sistema. Em (CHEN et al., 2010) é proposto um algoritmo modificado do Filtro de *Kalman* para estimação de harmônicos variantes no tempo. Ele se utiliza de um mecanismo de *reset* para minimizar o erro causado pelos desvios na frequência fundamental do sistema. Já em (HOSSEINI & MOHAMMADI, 2006) é proposto um algoritmo baseado em Filtro de *Kalman* para medição de harmônicos variantes no tempo. Porém, o método para correção de frequência utilizado é diferente, sendo composto de um algoritmo de auto-sincronização que utiliza a saída do Filtro de *Kalman* para estimação da frequência atual do sinal de entrada. Além disso, foi proposto um protótipo de analisador de harmônicos variantes no tempo que fornece a amplitude, a fase e a frequência dos harmônicos através do Filtro de *Kalman*, além de um *software* para PC que calcula as distorções harmônicas individuais e a distorção harmônica total do sinal. A grande desvantagens dos algoritmos de rastreamento dos componentes harmônicos variantes no tempo é o alto esforço computacional e a velocidade de convergência, por exemplo, quando os harmônicos sofrem um desvio na amplitude, com tempos de convergência maiores que 6 ciclos (CHEN et al., 2010).

O *Phase-Locked-Loop* PLL é um sistema realimentado cujo funcionamento baseia-se na diferença de fase do sinal de entrada e do sinal de referência. Em (CARVALHO et al., 2009) é proposto uma estrutura que utiliza-se do chamado *Enhanced PLL Enhanced Phase-Locked Loop (EPLL)* (KARIMI-GHARTEMANI & IRAVANI, 2005) associada a um banco de filtros para efetuar a decomposição do sinal em um grupo de frequências através de amostragem multitaxa. Os filtros são do tipo passa-faixas, inicialmente centrados nas frequências harmônicas, mas que possuem estruturas adaptativas, o que permite atender o caso de sistemas com variações de frequência. Os parâmetros (amplitude, fase e frequência) do sinal são estimados no último estágio do método proposto, através de um estimador EPLL. Um dos grandes problemas associados ao PLL é sua sensibilidade aos distúrbios de qualidade de energia. Por exemplo, um afundamento no sinal de entrada faz com que a frequência estimada pelo PLL, ou sua fase total, sofra fortes variações, o que interfere em todas as demais fases do processamento, até o fim das oscilações do PLL que pode durar alguns ciclos (tipicamente 10 ciclos).

Cada um dos métodos acima possuem vantagens e desvantagens e pesquisas por melhores métodos de estimação de componentes harmônicas variantes no tempo e inter-harmônicos constitui uma área de investigação ativa em processamento de sinais. Todos estes métodos possuem em comum o modo como as informações são apresentadas para o usuário final: eles apresentam a variação temporal da magnitude ou fase das compo-

nentes pré-definidas no modelo, ou seja, eles são em essência estimadores de amplitude, fase ou frequência.

Uma outra abordagem para a análise de harmônicos variantes no tempo é a utilização do conceito de decomposição de sinais. As técnicas de decomposição dizem respeito à maneira como o sinal original pode ser desmembrado em componentes individuais, tais como componentes harmônicos, interharmônicos e componentes em escala (para o caso de *Wavelets*). Normalmente, a decomposição de sinais representa uma decomposição em duas dimensões (frequência x tempo ou escala x tempo) de modo que o comportamento de cada componente pode ser observado em ambos os domínios. A decomposição de sinais é de grande interesse e importância na área de Qualidade de Energia Elétrica (QEE). Ela pode ser utilizada em diversas áreas de aplicação, como: (a) Estudo de comportamento de cargas; (b) Detecção de falhas; (c) Classificação de distúrbios; entre outras.

Existem diversas técnicas utilizadas para realizar a decomposição de sinais elétricos. A Transformada Wavelets (TW) (GU & BOLLEN, 2000) e (SILVEIRA P. M.; STEURER, 2007) é uma delas. A TW pode ser vista como uma ferramenta capaz de decompor e descrever outras funções no domínio da frequência (escala), de forma a ser possível realizar uma análise em diferentes escalas de frequência e do tempo. Ou seja, ela divide o sinal de entrada em componentes de diferentes frequências. A TW pode ser utilizada em diversas aplicações como processamento de imagem e voz, música, acústica, ótica, dentre outras. Em sistemas de potência este tipo de ferramenta tem a desvantagem de gerar uma escala de decomposição de difícil interpretação para os profissionais da área e que às vezes pode não ter significado físico. É largamente utilizada para detecção, classificação e localização de distúrbios.

O procedimento de decomposição através de Banco de Filtros é capaz de separar o sinal em termos de componentes harmônicos variantes no tempo. Diversos tipos de filtros e estruturas têm sido propostos na literatura. Em (LU, 2005b) foi proposta uma estrutura de banco de filtros DFT que adota a técnica de processamento multitaxa. O processamento multitaxa utiliza decimadores e expansores para alterar a taxa de amostragem do sinal digital. Além disso, a utilização dos filtros digitais, devidamente projetados, em conjunto com os decimadores/expansores permite que a taxa de amostragem seja alterada sem que haja o aparecimento de efeitos indesejáveis como o *aliasing*.

A utilização deste tipo de processamento faz com que a técnica tenha uma maior

eficiência de implementação, levando o processo de filtragem a ser executado em uma taxa muito menor, reduzindo ainda a ordem dos filtros, o que é de grande importância quando o objetivo final é a implementação em tempo real. Em (DUQUE et al., 2010) é proposta uma estrutura de Banco de Filtros de *Resposta Finita ao Impulso* (*Finite Impulse Response*) (*FIR*) baseada no desenvolvimento de filtros *Quadrature Mirror Filters* (QMF) projetados utilizando a abordagem de simetria de energia. A estrutura do banco de filtros é construída de forma que as frequências das bandas do banco de análise são centralizadas nos harmônicos ímpares, tendo baixa rejeição aos harmônicos pares. Para eliminação da influência dos harmônicos pares na extração dos ímpares é utilizado um filtro notch de Resposta Infinita ao Impulso *Finite Impulse Response* (IIR). Além disso, para extração dos harmônicos pares é utilizada a técnica de Modulação em Banda Lateral Única *Single - Sideband Modulation* (SSB), que faz o deslocamento do espectro de frequências de f_0 , onde f_0 é a frequência fundamental, permitindo a extração dos harmônicos pares com o mesmo banco de filtros proposto para os ímpares. Esta nova técnica permite a decomposição harmônica com redução no espalhamento das frequências laterais (*spillover*). Entretanto, no estágio atual da pesquisa, os bancos de filtros apresentam, ainda, elevada complexidade computacional e resposta transitória muito longa, o que tem inviabilizado sua utilização em aplicações de tempo real.

Além do elevado esforço computacional das estruturas de banco de filtros, destaca-se também a dificuldade de adaptação da estrutura para o caso em que a frequência é variante no tempo. Estes dois fatores negativos têm motivado a revisar as estruturas simples da DFT recursiva e buscar modificações que aproveitem a simplicidade de sua implementação e possibilitem a melhoria do desempenho dos filtros recursivos. Uma das melhorias na estrutura da SWRDFT (FABRI et al., 2010) corresponde à modificação da janela retangular pela janela de *Hanning* (MARTINS et al., 2012). Esta modificação, conforme será visto neste trabalho, melhorou a rejeição aos componentes inter-harmônicos, sem aumentar de maneira significativa o esforço computacional, conservando por sua vez as qualidades da SWRDFT. As melhorias com estas modificações são: maior facilidade de adaptação em função da variação da frequência, estabilidade da estrutura e transitório igual ao tamanho da janela utilizada no filtro DFT.

A seguir será apresentado resumidamente a estrutura da SWRDFT, uma vez que esta estrutura será utilizada como comparação e a partir dela serão efetuadas as modificações que formam a base das contribuições deste trabalho.

2.2 A DFT RECURSIVA DE JANELA DESLIZANTE

Neste seção, será mostrada a técnica chamada de DFT Recursiva de Janela Deslizante SWRDFT, utilizada em (SILVEIRA et al., 2008) para análise de harmônicos variantes no tempo. A SWRDFT é a base do protótipo do AHVT e das diversas modificações que serão apresentadas neste trabalho.

A SWRDFT é uma modificação da *Short-Time Fourier Transform STFT*. Na STFT, o sinal de entrada é pré-multiplicado por uma janela com suporte finito. A DFT do sinal modulado é então calculada. Em seguida, a janela é deslocada em quantidades uniformes, e a transformada de *Fourier* de cada novo sinal modulado é calculada, ou seja,

$$x_i[n] = x[n].v[n - iK] \quad (2.3)$$

onde $x_i[n]$ é o sinal de entrada modulado pela janela $v[n]$ no instante K . O parâmetro K é um deslocamento constante aplicada à janela. A duração temporal da janela regula a resolução temporal do sinal, ao passo que a resposta em frequência da janela regula a resolução na frequência. Estas duas resoluções formam o famoso *tradeoff* conhecido como *princípio da incerteza* que diz que o produto da resolução temporal pela resolução na frequência não pode ser feito tão pequeno quanto se queira, mas é limitado por um valor fixo (RIBEIRO et al., 2013). A STFT do sinal $x[n]$, $X_{STFT}(e^{j\omega}, m)$ é definida como,

$$X_{STFT}(e^{j\omega}, m) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]v[k - m]e^{-j\omega k} \quad (2.4)$$

A interpretação do procedimento acima remonta ao processamento por batelada, comum quando se utiliza a FFT para o cálculo da DFT. No entanto, a interpretação por banco de filtros apresenta uma abordagem mais conveniente pelas seguintes razões: fornece uma estrutura prática para implementação em tempo real e possibilita visualizar possibilidades de novas implementações escondidas na abordagem por batelada. Para obter a interpretação por filtragem, a Equação (2.4) é inicialmente reescrita como,

$$X_{STFT}(e^{j\omega_0}, m) = e^{-j\omega_0 m} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]v[k - m]e^{-j\omega_0(k-m)} \quad (2.5)$$

Denominando $h_0[m] = v[-m]e^{j\omega_0 m}$, identifica-se o somatório da equação anterior

como como a convolução do sinal $x[m]$ com $h_0[m]$,

$$y_a[m] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k]h_0[m-k] \quad (2.6)$$

A Figura 1 representa a interpretação gráfica da Equação (2.5). Note que o primeiro bloco é a resposta ao impulso do filtro, centrado na frequência ω_0 que por sua vez pode corresponder ao harmônico que se deseja extrair do sinal de entrada. O bloco final é o modulador que translada o componente desejado para a posição do espectro centrado na banda base, ou seja, para a frequência zero.

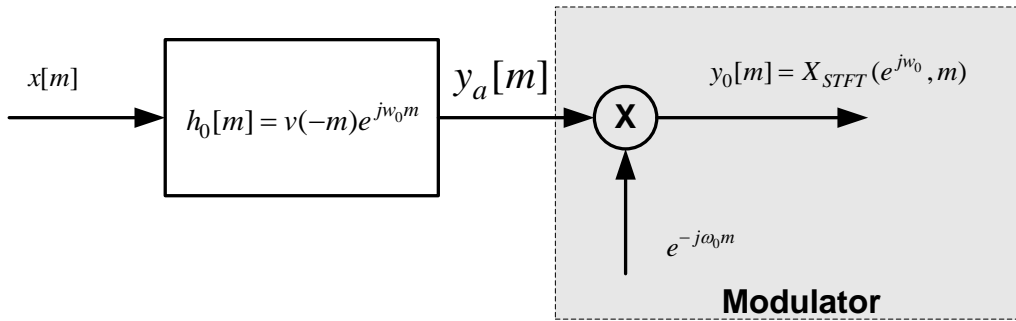


Figura 1: Interpretação de Filtragem da STFT.

Para o caso em que $\omega_0 = \{ 0 \ \omega_1 \ \dots \ k\omega_1 \}$ corresponde às frequências harmônicas, um banco de filtros ortogonais pode ser construído, onde o filtro centrado no harmônico k possui a seguinte função de transferência (RIBEIRO et al., 2013)

$$H_k(z) = V(z^{-1}W_N^{-k}), 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.7)$$

onde $W_N = e^{-j2\pi/N}$ e N é o tamanho da janela em número de amostras.

Para o caso em que a janela retangular é utilizada, o filtro $V(z)$ assume a seguinte forma,

$$V(z) = \frac{z^{(N-1)} - z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2.8)$$

e portanto, o filtro para o harmônico k resulta em

$$H_k(z) = \frac{1 - e^{jk\omega_1} z^{-N}}{1 - e^{jk\omega_1} z^{-1}} \quad (2.9)$$

A Figura 2 é o diagrama de blocos para um dos filtros do banco de filtros da STFT com janela retangular, para a estimação do parâmetro do harmônico k . O filtro

apresenta coeficientes complexos e o estágio de modulação é apresentado na saída do sistema (RIBEIRO et al., 2013). A estrutura é variante no tempo, devido à presença do modulador na saída. Como tal, o cascadeamento entre os dois blocos, ou seja, o filtro e modulador, não pode ser realizado para o caso geral, por ser uma propriedade dos sistemas lineares e invariantes no tempo. Contudo, existe uma classe de sistemas variantes no tempo periódicos em que a cascata pode ser efetuada, que é o caso do sistema em questão. Para verificar que a cascata é válida, primeiro substitua o modo de compensação de fase, pelo termo W_N^{kn} , que corresponde à componente modulante. É fácil verificar que o modulador pode ser substituído por um multiplicador variante no tempo, cujo valor é precisamente, W_N^{kn} . Os passos seguintes correspondem a caminhar com o multiplicador na direção da entrada, aplicando as operações necessárias. Deste modo é possível verificar que a Figura 3-a é equivalente a Figura 2 (RIBEIRO et al., 2013) e que por sua vez é também equivalente à Figura 3-b. A Figura 3, corresponde ao elemento básico para a estimação dos parâmetros do componente harmônico variante no tempo. Os termos $Y_c^k[n]$ e $Y_s^k[n]$ são os termos em quadratura, a partir dos quais a magnitude e a fase podem ser obtidas, respectivamente como

$$A^k[n] = \sqrt{(Y_c^k[n])^2 + (Y_s^k[n])^2} \quad (2.10)$$

$$Ph^k[n] = \text{atan}(Y_s^k[n]/Y_c^k[n]) \quad (2.11)$$

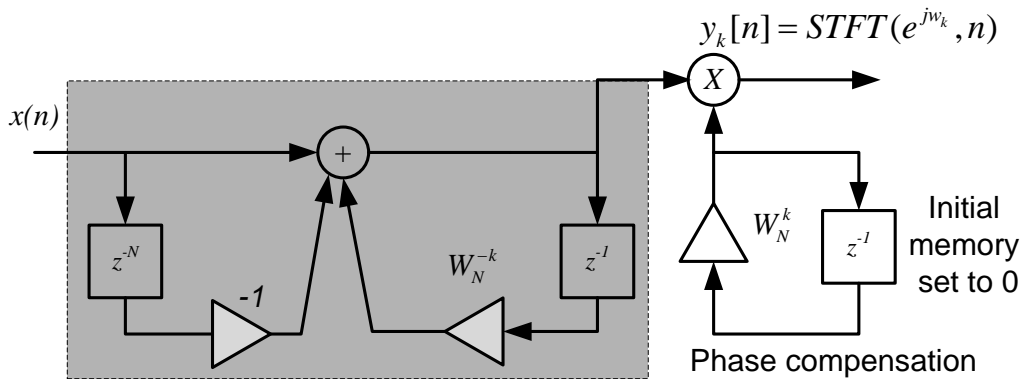


Figura 2: STFT com janela retangular.

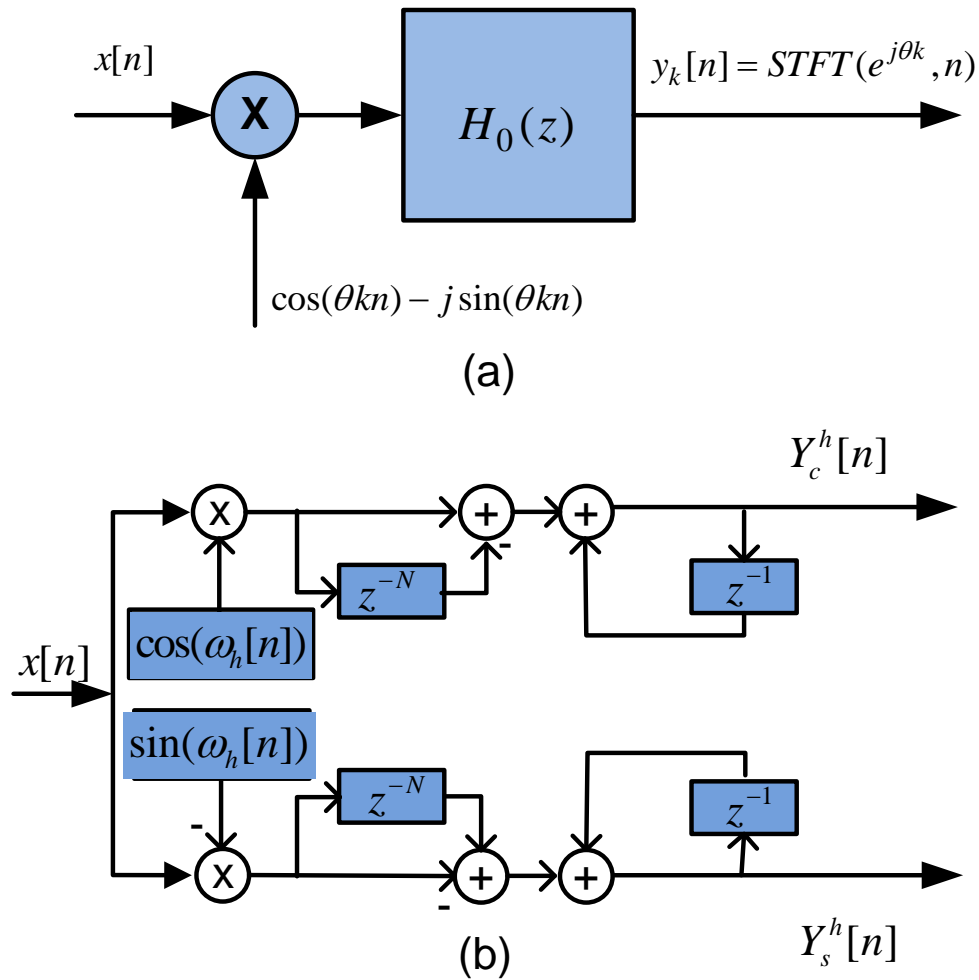


Figura 3: Estrutura STFT equivalente.

Escrevendo a equação matemática, a partir do diagrama de blocos da Figura 3-b e para cada um dos termos em quadratura, chega-se a

$$Y_c^k[n] = Y_c^k[n-1] + \cos(\omega_h n) \times (x[n] - x[n-N]) \quad (2.12)$$

$$Y_s^k[n] = Y_s^k[n-1] - \sin(\omega_h n) \times (x[n] - x[n-N]) \quad (2.13)$$

Estas equações são conhecidas como DFT recursiva e são utilizadas a décadas em sistema de proteção para o cálculo do fasor (PHADKE & THORP, 2008), quando $k = 1$. Em proteção existem algumas aplicações em que são calculados os parâmetros de alguns harmônicos, ou seja, $k \neq 1$.

A forma como a equação aparece, não revela necessariamente a maneira como ela será implementada. Por exemplo, as equações (2.12) e (2.13) podem sugerir que o

buffer seja implementado diretamente nas amostras de entrada e não nas amostras moduladas, conforme revela a Figura 3-b. O que parece um pequeno detalhe, na realidade faz uma grande diferença quando o sistema é implementado em tempo real, usando processadores com comprimento de palavra finita. De fato, tem sido reportado na literatura (DUDA, 2010) problemas de instabilidade com a forma recursiva, quando o *buffer* é implementado com as amostras de entrada, sendo que uma das soluções para contornar a instabilidade é exatamente efetuar a modulação do sinal antes do filtro recursivo.

Cabe por fim, apresentar a estrutura de reconstrução do componente extraído. Esta estrutura é apresentada na Figura 4 e discutida em (FABRI et al., 2010). Como todas as técnicas, a SWRDFT têm algumas vantagens e desvantagens. Entre as principais vantagens, pode-se citar:

- Transitório do sinal é de apenas um ciclo;
- Não há atraso de fase no sinal de saída;
- Baixo esforço computacional, o que torna o método adequado para operações em tempo real;
- A estabilidade do filtro recursivo é garantida.

A questão do baixo esforço computacional é extremamente importante na concepção do AHVT. O analisador tem como objetivo principal a decomposição em tempo real dos sinais provenientes de sistemas elétricos, utilizando-se de algoritmos embarcados em plataforma Processador digital de sinais (*Digital Signal Processor*) (DSP) ou *Field Programmable Gate Array* (FPGA). Sendo assim, a SWRDFT tornou-se a técnica mais adequada para esta implementação, visto que outras técnicas, como os Bancos de Filtros, têm grande complexidade computacional, o que torna esta técnica menos propícia à implementação em tempo real. Porém, a SWRDFT tem duas desvantagens (ou limitações) importantes e que devem ser consideradas. Estas duas desvantagens vêm da limitação da própria DFT:

- É necessário que a janela de dados contenha ciclos inteiros do sinal de entrada, ou seja, a amostragem deve ser síncrona;
- A presença de interharmônicos pode gerar estimativas e decomposições incorretas, pois afetam os harmônicos próximos;

Estas duas principais desvantagens constituem o foco de contribuição do presente trabalho. Conforme será mostrado nos próximos capítulos, a nova estrutura de *Hanning* reduz o problema dos interharmônicos e a implementação do rastreamento da variação de frequência é implementado utilizando um PLL modificado para garantir a amostragem síncrona.

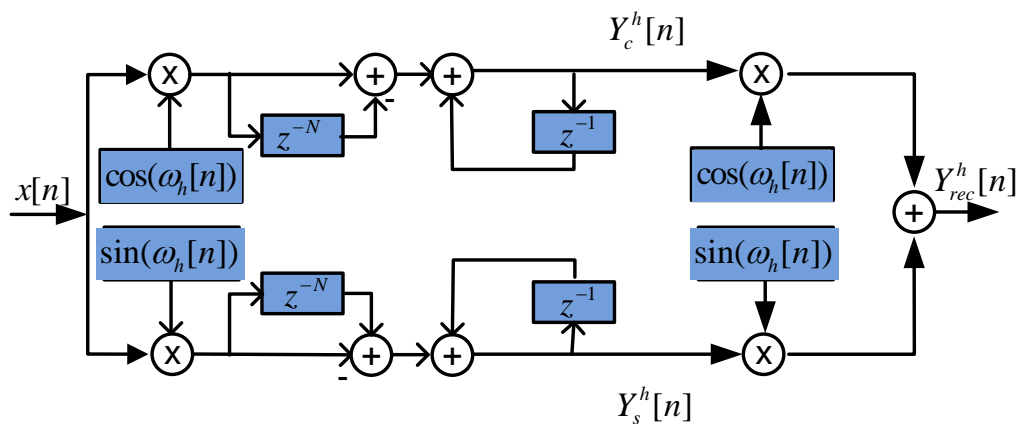


Figura 4: Estrutura SWRDFT

3 JANELA RECURSIVA DE HANN-DFT (RHWDFT)

A proliferação de cargas eletrônicas e as novas tecnologias de geração distribuída, associadas às agregações de fontes alternativas de energias sustentáveis, tem submetido ao sistema novos desafios para o controle da estabilidade e estimação dos parâmetros de qualidade de energia em tempo real. Dentre os parâmetros de qualidade, as estimações de amplitude, fase e frequência são parâmetros de grande importância, pois permitem que fontes independentes atinjam o correto sincronismo para acoplarem ao sistema. Assim, quando analisamos as implementações para estimação de parâmetros de maneira robusta, tem-se, na maior parte dos casos, algoritmos derivados da DFT. A estimação de componentes harmônicas no domínio de tempo permite que o sistema seja analisado do ponto de vista de harmônicos variantes no tempo, assim como a detecção da presença de interharmônicos próximos à frequência de análise, permitindo um diagnóstico mais profundo de distúrbios, além do monitoramento *online* da composição harmônica do sistema. O algoritmo proposto nesse capítulo permite a inserção da técnica de estimação em processadores de baixo custo, uma vez que é baseado em estrutura recursiva, tornando o esforço computacional menor.

Dentre os desafios que compõe esse novo cenário dos sistemas elétricos, tem-se:

- Harmônicos e Interharmônicos:
 - Variantes no tempo;
 - Invariantes no tempo;
- Variação de frequência ;
- Variação de Amplitude:
 - Afundamentos de tensão (*SAG*);
 - Elevação de tensão (*SWELL*);
 - Fenômenos de modulação da tensão (*FLICKER*);

- Interrupções;
- Descargas Atmosféricas;
- Entre outros fenômenos;

Quando a análise é realizado para um ambiente de harmônicos variantes no tempo, o desafio é proporcionar a estimação dos componentes harmônicos e o componente fundamental em tempo real e no domínio do tempo - frequência, incluindo as estimações dos seguintes parâmetros:

- Amplitude;
- Fase;
- Reconstrução do componente harmônico desejado;

No trabalho janela recursiva de *Hann* RHWDFT (MARTINS et al., 2012), o resultado é proveniente de estudos e aprimoramentos do SWRDFT desenvolvido em (FABRI et al., 2010). Entre os desdobramentos associados aos algoritmos de janela recursiva e que serão abordados nesta tese, destacam-se:

- RHWDFT ;
- Estruturas de processamento utilizando RHWDFT;
- RHWDFT com rastreamento de frequência em tempo real;

Neste capítulo será abordado a implementação do RHWDFT. No capítulo 4 serão apresentados os algoritmos com rastreamento/estimação de frequência. O algoritmo com rastreamento de frequência depende de um estimador de frequência para executar a extração dos componentes desejados. No decorrer do capítulo serão apresentadas as características dos algoritmos baseados na RHWDFT. Análises comparativas do desempenho da estrutura quando submetidos à presença de interharmônicos e distúrbios de natureza diversas serão apresentados. Resultados serão comparados com a estrutura de processamento denominada SWRDFT, apresentada em (FABRI et al., 2010).

3.1 RHWDFT

O filtro denominado RHWDFT é uma implementação recursiva do filtro de Hann, o qual será matematicamente explicitado neste capítulo.

3.2 O FILTRO DE HANNING RECURSIVO (FHR)

O FHR é derivado da Janela de Hanning (MARPLE & LAWRENCE, 2014). Para a formulação clássica da Janela de Hanning, tem-se a Equação (3.1).

$$W(e^{j\omega}) = 0.5V(e^{j\omega}) - 0.25 [V(e^{j\omega} \cdot e^{-j\theta}) + V(e^{j\omega} \cdot e^{j\theta})] \quad (3.1)$$

onde $V(e^{j\omega})$ é a DFT de janela retangular e $\theta = 2\pi/Nppc$ (Número de pontos por ciclo).

Efetuando a mudança das equações para o domínio Z , obtém-se (3.2):

$$W(z) = 0.5V(z) - 0.25 [V(z \cdot e^{-j\theta}) + V(z \cdot e^{j\theta})] \quad (3.2)$$

O posicionamento do sinal harmônico de ordem h no centro da janela do filtro é realizado através do processo de modulação apresentado em (MITRA, 2011) e equacionado como (3.3),

$$w[-n] \cdot e^{j\omega_h} \leftrightarrow W(z^{-1} \cdot e^{j\omega_h}) = H_h(z) \quad (3.3)$$

Reescrevendo as equações, obtém-se (3.4):

$$H_h(z) = 0.5V(z^{-1} \cdot e^{j\omega_h}) - 0.25 [V(z^{-1} \cdot e^{j\omega_h} \cdot e^{-j\theta}) + V(z^{-1} \cdot e^{j\omega_h} \cdot e^{j\theta})] \quad (3.4)$$

Fazendo $\omega_h = 0$ radianos, chega-se a (3.5):

$$H_0(z) = 0.5V(z^{-1}) - 0.25 [V(z^{-1} \cdot e^{-j\theta}) + V(z^{-1} \cdot e^{j\theta})] \quad (3.5)$$

O equacionamento apresentado em (3.5) representa o filtro de *Hanning* centrado na banda base, como uma função da janela retangular. A transformada no domínio z da janela retangular é dada por (MARPLE & LAWRENCE, 2014) e (FABRI et al., 2010) e é apresentada em (3.6)

$$V(z) = \frac{z^{(N-1)} - z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.6)$$

Substituindo (3.6) em (3.5) e considerando $\theta = 2\pi/N$ onde N é o número de pontos por ciclo da janela, a equação (3.5) pode ser reescrita como (3.7)

$$H_0(z) = 0.5 \cdot \frac{z^{-N} - 1}{z^{-1} - 1} - 0.25 \left[\frac{(z^{-N} - 1)(-2 + 2 \cos(\theta) \cdot z^{-1})}{z^{-2} - 2 \cos(\theta) \cdot z^{-1} + 1} \right] \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & \overset{\bullet}{h}_1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_N & \overset{\bullet}{h}_N & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A \\ A\sigma \\ ped \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix}$$

Efetuada a normalização para $H_0(1) = 1$ e manipulando matematicamente (3.7) é possível obter (3.8)

$$\bar{H}_0(z) = \frac{1}{N} (z^{-N} - 1) \left\{ \frac{a \cdot z^{-1} + a \cdot z^{-2}}{-1 + b \cdot z^{-1} - b \cdot z^{-2} + z^{-3}} \right\} \quad (3.8)$$

onde os termos a e b são expressos em (3.9)

$$\begin{aligned} a &= 1 - \cos(\theta) \\ b &= 1 + 2 \cos(\theta) \end{aligned} \quad (3.9)$$

De modo a simplificar a implementação da Equação (3.8), esta é dividida de modo que o filtro seja composto por uma cascata de filtros como apresentado em (3.10).

$$\bar{H}_0(z) = \bar{H}'_0(z) \cdot \bar{H}''_0(z) \quad (3.10)$$

O filtro $\bar{H}'_0(z)$ é representado em (3.11).

$$\bar{H}'_0(z) = \frac{1}{N} \left(\frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \right) = \frac{S(z)}{X(z)} \quad (3.11)$$

Expressando (3.11) no domínio do tempo,

$$s[n] = s[n-1] + \frac{1}{N} (x[n] - x[n-N]) \quad (3.12)$$

Note que (3.11) é na realidade um filtro média móvel.

O filtro $\bar{H}_0''(z)$ apresentado em (3.13), é denominado aqui de estágio de atenuação, sendo que sua equação no domínio Z é

$$\bar{H}_0''(z) = \left\{ \frac{az^{-1} + az^{-2}}{1 - 2\cos(\theta)z^{-1} + z^{-2}} \right\} = \frac{Y_c(z)}{S(z)} \quad (3.13)$$

e no domínio do tempo resulta em,

$$y[n] = a(s[n-1] + s[n-2]) + 2\cos(\theta)y[n-1] - y[n-2] \quad (3.14)$$

3.2.1 PÓLOS E ZEROS DO FHR

A localização dos pólos e zeros de FHR, (3.8), para uma janela de observação de um ciclo é apresentado na resposta em frequência da Figura 5. Observa-se que os zeros deste filtro são múltiplos de θ , o que em termos de frequência em Hz, corresponde a $(0, 60, 120, 180, \dots)Hz$. Note que tem-se a presença de dois pólos cancelando o componente Corrente Contínua (CC) e o componente fundamental. Este cancelamento mostra que os zeros resultantes da estrutura encontram-se nas frequências $(120, 180, 240, \dots)Hz$ e portanto o filtro não é capaz de eliminar a componente fundamental. Vale ressaltar que o procedimento utilizado para estimar os parâmetros de um dado componente ou extrair este componente do sinal utiliza a técnica de demodulação seguida pelo processo de filtragem. Deste modo, o FHR de uma janela não pode ser utilizado para cancelar a componente demodulada que cai na posição da frequência fundamental. Para contornar este problema, um dos procedimentos é implementar o filtro utilizando dois ciclos do sinal. Observe na Figura 6. que para este caso, após os cancelamentos dos polos e zeros, a localização final dos zeros do filtro ocorre nas frequências $(60, 90, 120, 150, 180, \dots)Hz$.

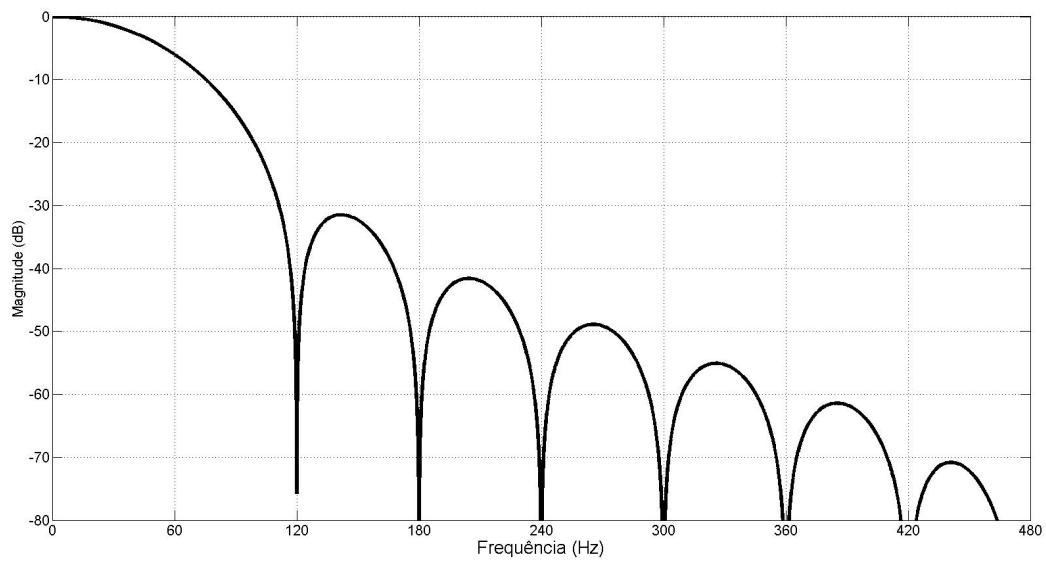


Figura 5: Resposta em frequência FHR.

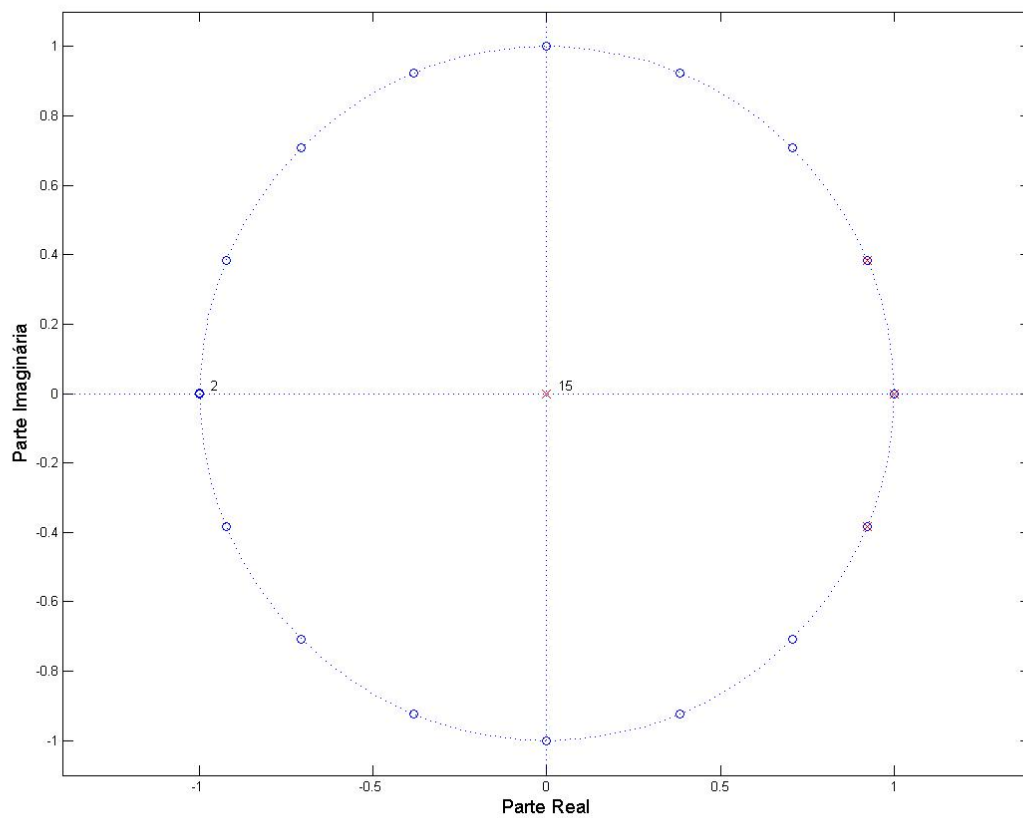


Figura 6: Pólos e zeros filtro FHR.

3.2.2 O DIAGRAMA DE BLOCOS PARA A DECOMPOSIÇÃO DE SINAIS USANDO O FHR

O diagrama de blocos básico do FHR é apresentado na Figura 7. Conforme observado, o sinal é inicialmente demodulado através das funções em quadratura seno e cosseno na frequência de interesse. Após o processo de demodulação o FHR é aplicado para estimar os parâmetros em quadratura. Esta estrutura é similar a utilizada pela SWRDFT, onde a principal diferença é a utilização do filtro de Hann. Outro ponto de destaque é que o atraso da estrutura baseada no FHR é de 2 ciclos. A estrutura de decomposição utilizando o FHR foi denominada RHWDFT *Recursive Hanning Window DFT*.

O diagrama de blocos básico dos filtro recursivo RHWDFT é apresentado na figura 7. Observa-se os seguintes blocos:

- Modulador ortogonal;
- Filtro média móvel ;
- Filtro de atenuação;
- Saída das componentes em quadratura;

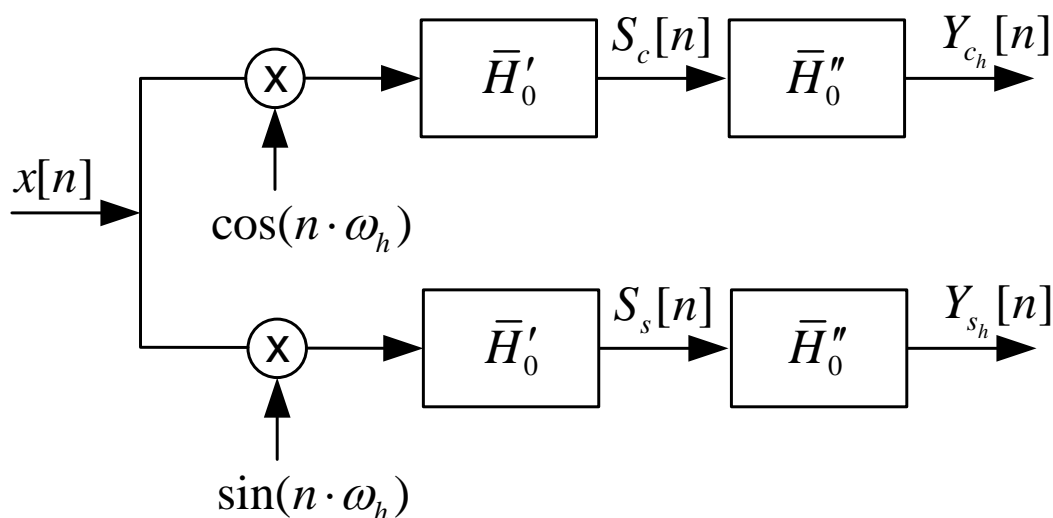


Figura 7: Diagrama de blocos do Filtro RHWDFT.

3.2.3 MODULAÇÃO DO SINAL DE ENTRADA PARA EXTRAÇÃO DA COMPONENTE HARMÔNICA FILTRO RHWDFE

O processo de demodulação permite que o sinal seja transladado no eixo da frequência, para a frequência de interesse. Relembrando as relações trigonométricas

$$\begin{aligned}\sin(\omega_x) \cdot \sin(\omega_y) &= 0.5[\cos(\omega_x - \omega_y) - \cos(\omega_x + \omega_y)] \\ \sin(\omega_x) \cdot \cos(\omega_y) &= 0.5[\sin(\omega_x - \omega_y) + \sin(\omega_x + \omega_y)]\end{aligned}\quad (3.15)$$

torna-se possível entender os deslocamentos no espectro de frequência. Por exemplo, na Figura 8 é ilustrado o resultado da modulação pela estrutura proposta. Esta figura descreve o caso em que a frequência do componente modulador é diferente da frequência do sinal amostrado, ou seja, $\omega_x \neq \omega_y$.

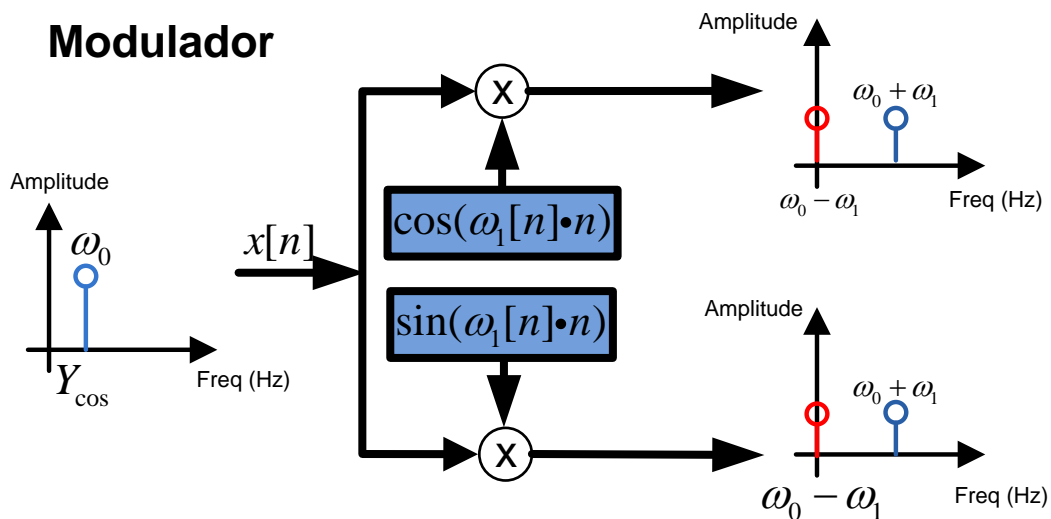


Figura 8: Modulador RHWDFE e SWRDFE.

A modulação do sinal de entrada em função da componente desejada tem como consequência a geração de um componente adicional resultado da solução da relação trigonométrica (3.15), que tem como resultante da solução as componentes com a frequências apresentadas em (3.16)

$$\begin{aligned}\cos(\omega_x - \omega_y) \\ \cos(\omega_x + \omega_y) \\ \sin(\omega_x - \omega_y) \\ \sin(\omega_x + \omega_y)\end{aligned}\quad (3.16)$$

Assumindo que a frequência de entrada do sinal é igual a frequência do modulador, ($\omega_x = \omega_y$), então,

$$\begin{aligned}
 \cos(\omega_{xy-}) &= \cos(\omega_x - \omega_y) \\
 \cos(\omega_{xy+}) &= \cos(\omega_x + \omega_y) \\
 \sin(\omega_{xy-}) &= \sin(\omega_x - \omega_y) \\
 \sin(\omega_{xy+}) &= \sin(\omega_x + \omega_y)
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

e conseqüentemente,

$$\begin{aligned}
 \cos(\omega_{xy-}) &= \cos(0) \\
 \cos(\omega_{xy+}) &= \cos(2 * \omega_x) \\
 \sin(\omega_{xy-}) &= \sin(0) \\
 \sin(\omega_{xy+}) &= \sin(2 * \omega_x)
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

onde os termos $\cos(\omega_{xy-})$ e $\cos(\omega_{xy+})$ correspondem a componente em quadratura Y_{\cos} e os termos $\sin(\omega_{xy-})$ e $\sin(\omega_{xy+})$ a componente em quadratura Y_{\sin} . Note que as componentes Y_{\cos} e Y_{\sin} são ortogonais.

A Figura 9 apresenta a representação em blocos do sistema de modulação e filtração, e também da representação das componentes em quadratura.

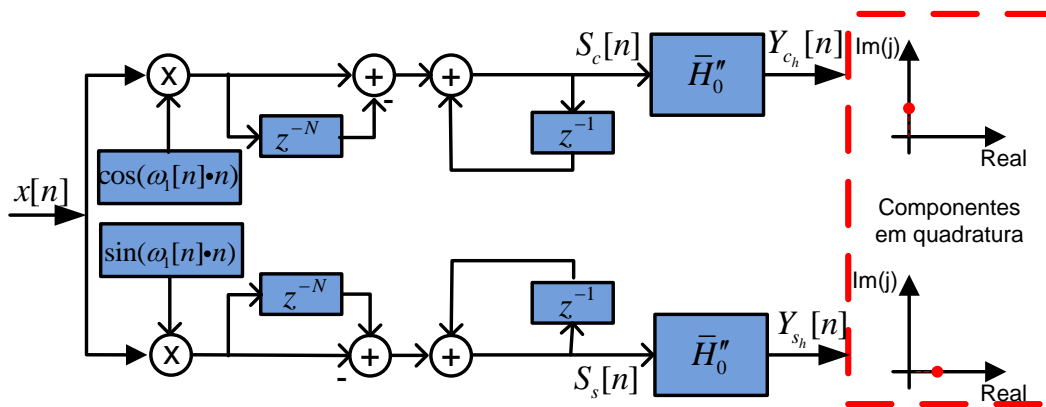


Figura 9: Componentes em quadratura

O processo de modulação permite que a componente de interesse seja deslocada para a frequência $0Hz$ na qual o filtro *Hann* está sintonizado e centrado. A estrutura da Figura 9 permite obter os termos de quadratura para qualquer harmônico, alterando

somente a frequência de modulação. Em contrapartida o processo de modulação insere uma componente a mais no sinal, conseqüente da relação trigonométrica apresentada em (3.15). As estruturas RHWDFT e SWRDFT são filtros do tipo passa baixa, o que permite que as frequências $\cos(\omega_b) = \cos(\omega_x + \omega_y)$ e $\sin(\omega_b) = \sin(\omega_x + \omega_y)$ sejam eliminadas dos sinal modulado como ilustrado na Figura 10. É possível visualizar que a componente $\cos(\omega_x + \omega_y)$ e $\sin(\omega_x + \omega_y)$ estão localizadas fora da banda de passagem do filtro.

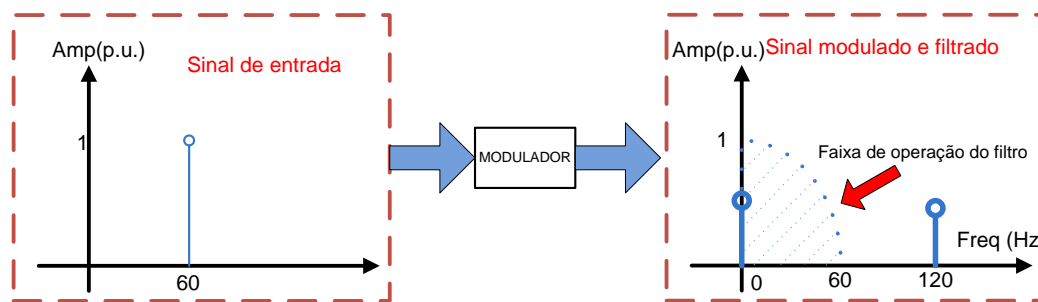


Figura 10: Modulador

Na Figura 11, é apresentada a sequência completa de operação da técnica de decomposição, destacando os passos do processo numerados de 1 a 4, mostrando o conteúdo espectral do sinal ao longo dos estágios do filtro proposto. O detalhamentos das etapas de processamento são apresentadas a seguir:

- 1 - Sinal amostrado com frequência fixa;
- 2 - Sinal de entrada modulado por uma frequência múltipla da frequência fundamental. Para o exemplo, a frequência de modulação possui o mesmo valor da componente fundamental;
- 3 - Sinal modulado por uma frequência múltipla da frequência fundamental e filtrado. A componente de frequência $\cos(\omega_x + \omega_y)$ e $\sin(\omega_x + \omega_y)$ são eliminadas pelo filtro;
- 4 - O sinal filtrado com a componente de interesse é demodulado para recuperar e reconstruir o sinal de interesse;

Caso a frequência de modulação seja diferente da frequência da componente fundamental do sinal, o processo de modulação terá como resultado a formação de componentes com frequências interharmônicas resultantes do processo de modulação. Para aplicações com frequência *off-nominal* ou sinais com frequências variantes no tempo, será apresentado no próximo capítulo uma técnica de decomposição em tempo real

capaz de rastrear a variação de frequência e garantir que o sinal seja modulado pela mesma frequência do sinal de entrada.

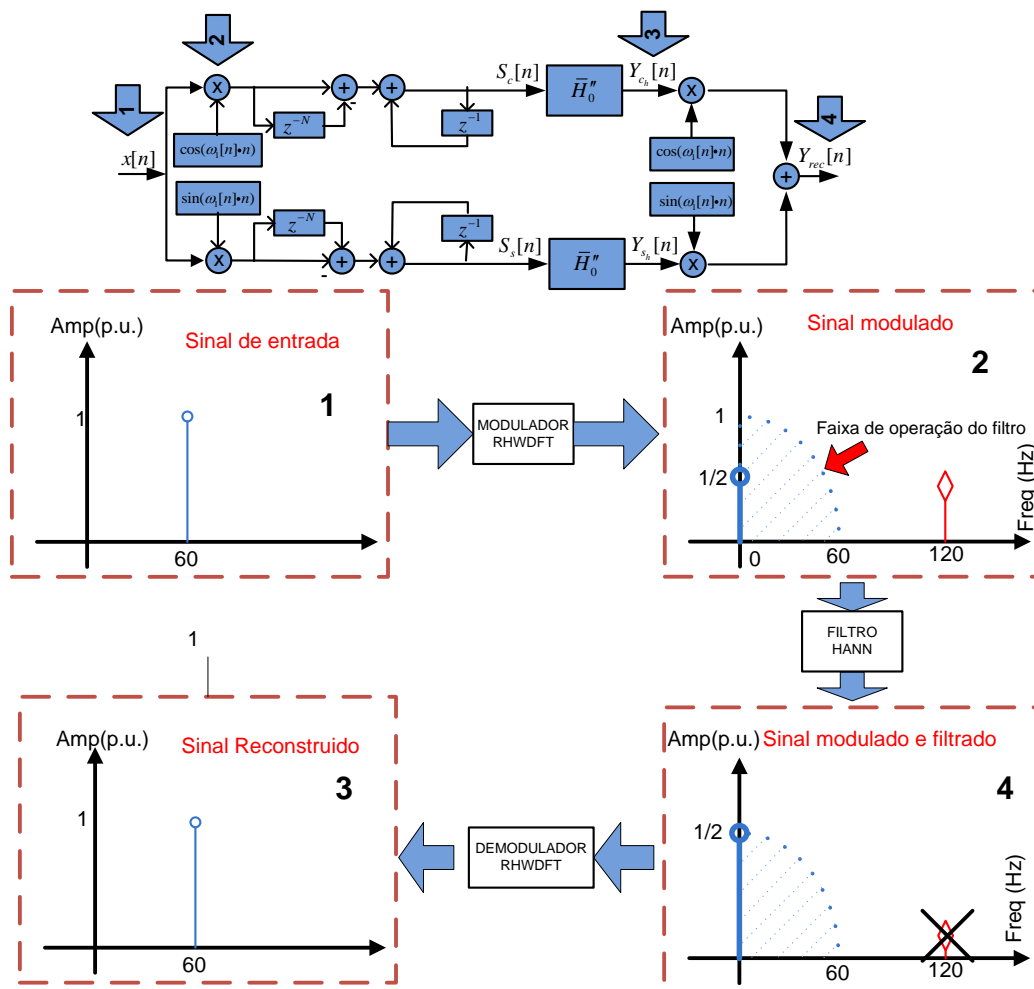


Figura 11: Ilustração conteúdo espectral do algoritmo RHWDFT

Na Figura 12 é mostrado o gráfico da resposta em frequência dos filtros SWRDFT e RHWDFT. Para o caso do filtro RHWDFT, é possível observar uma elevada atenuação para os sinais que estão fora do lóbulo de interesse. Tal estrutura permite que os sinais harmônicos e interharmônicos localizados fora da faixa de interesse, sejam atenuados por um ganho igual ou superior a -31,5 dB, permitindo estimação mais precisa das componentes harmônicas. No artigo (MARTINS et al., 2012), são apresentados resultados comparativos entre os algoritmos citados anteriormente. Dentre as principais características está a melhora das estimações de amplitude e fase na presença de interharmônicos baseados em sinais propostos pela *Task Force IEEE CIGRE* (CIGRE, 1997).

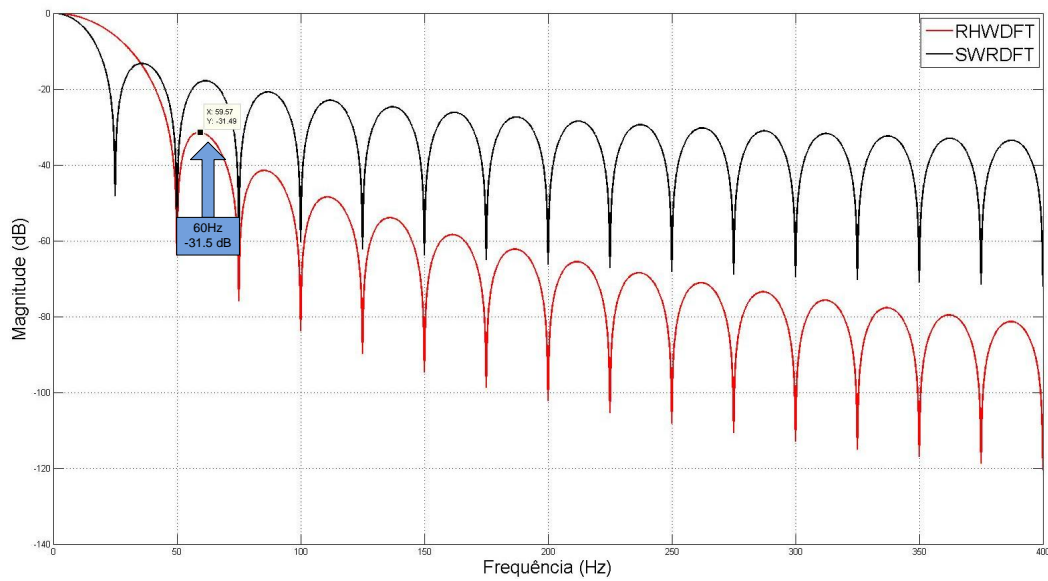


Figura 12: Resposta em frequência SWRDFT e RHWDFT

3.2.4 ESTRUTURA DE ESTIMAÇÃO E RECOMPOSIÇÃO DO FILTRO RHWDFT

A estrutura RHWDFT que foi detalhada anteriormente, permite que a partir das componentes em quadratura Y_c e Y_s possa ser possível calcular os seguintes parâmetros:

- Amplitude ;
- Fase;
- Reconstrução da componente sintonizada;

Além dos parâmetros listados a seguir, as componentes Y_c e Y_s permitem a representação através de gráfico polar, permitindo a visualização do comportamento dos harmônicos variantes no tempo, apresentado em (PRATES et al., 2012).

3.2.4.1 ESTRUTURA DE ESTIMAÇÃO DE AMPLITUDE RHWDFT

Na Figura, 13 é mostrada a estrutura de estimação de amplitude. Esta estimação permite que a tensão seja estimada com um atraso de 2 ciclos, decorrente da largura do *buffer*. A amplitude do componente é obtida da Equação (3.19) onde Amp é a tensão de pico e h é a ordem do harmônico.

$$Amp_h = \sqrt{Y_{c_h}^2 + Y_{s_h}^2} \quad (3.19)$$

A tensão é estimada continuamente em tempo real, permitindo o acompanhamento contínuo do sistema. O algoritmo RHWDFT possibilita a análise individual dos harmônicos, permitindo que parâmetros amplitude e fase estimados em tempo real possam ser aplicados em algoritmos de análise, detecção e armazenamento de distúrbios. Na Figura, 14 é apresentada a estimação de amplitude do componente fundamental, no qual o sinal de teste sofre um afundamento de 20%. No mesmo gráfico é possível observar o atraso na estimação do sinal de 2 ciclos, uma vez que o mesmo opera com uma janela com largura de duas vezes o número de pontos por ciclo (*Número de Pontos por Ciclo (NPPC)*) .

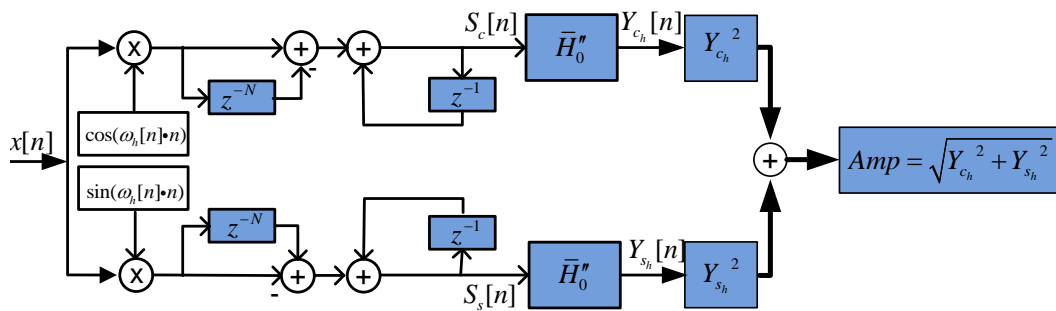


Figura 13: Diagrama de estimação de amplitude.

Considerando que o sinal analisado não possui interharmônicos dentro da banda de passagem do filtro, pode-se obter o valor Raiz Média Quadrática (*Root Mean Square*) (RMS) da componente individual como,

$$Amplitude_{RMS} = \frac{Amplitude_{PICO}}{\sqrt{2}} \quad (3.20)$$

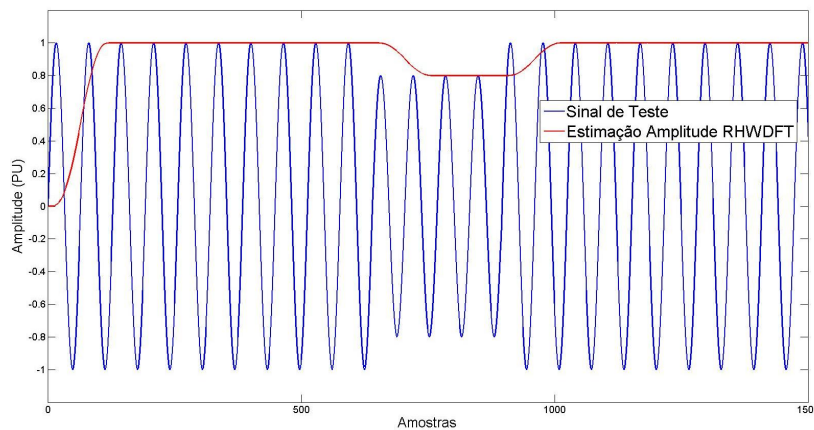


Figura 14: Estimação de amplitude RHWDFT

A estimação de amplitude é diretamente influenciada pela frequência do componente fundamental. O filtro proposto é projetado para operar com frequência fixa igual a frequência de modulação. Entretanto, em algumas situações, uma limitada variação na frequência é permitida, como por exemplo na conexão de pequenas usinas fotovoltaicas com a rede onde uma variação de $59,3 \text{ Hz}$ e $60,5 \text{ Hz}$ é aceitável (IEEE..., 2000). Instrumentos de sincronização de frequência, tais como PLL, devem ser capazes de medir variações na faixa de no mínimo $\pm 5\%$ da componente fundamental (STANDARD, 2002), enquanto medidores PMU devem operar dentro da faixa de $\pm 5 \text{ Hz}$ (PHADKE & THORP, 2008).

3.2.4.2 ESTRUTURA DE ESTIMAÇÃO DE FASE RHWDFT

O cálculo da fase do sinal, assim como a amplitude, é efetuada em tempo real. A extração da fase é executada por meio das componentes em quadratura. A equação (3.21) tem como resultado a estimação da fase do sinal ponto a ponto.

$$\phi = \arctan\left(\frac{Y_{c_k}}{Y_{s_k}}\right) \quad (3.21)$$

Na Figura 15, é mostrado o diagrama de blocos para o cálculo de fase. O modulador pode ser calibrado para operar na frequência do componente harmônico desejado. Essa característica de estimação ponto a ponto, proveniente do algoritmo, permite que a fase seja utilizada como um parâmetro de detecção de distúrbios provenientes do sistema elétrico. Na Figura, 16 é apresentada a estimação de fase para um sinal com afundamento de 20% na amplitude durante 8 ciclos. Após o atraso de 2 ciclos, característico da estrutura, a estimação de fase é obtida. Observa-se uma amplitude máxima de oscilação na estimação da fase do sinal de 0.015 radianos durante os eventos tanto para o afundamento quanto posterior ao retorno da amplitude ao valor nominal.

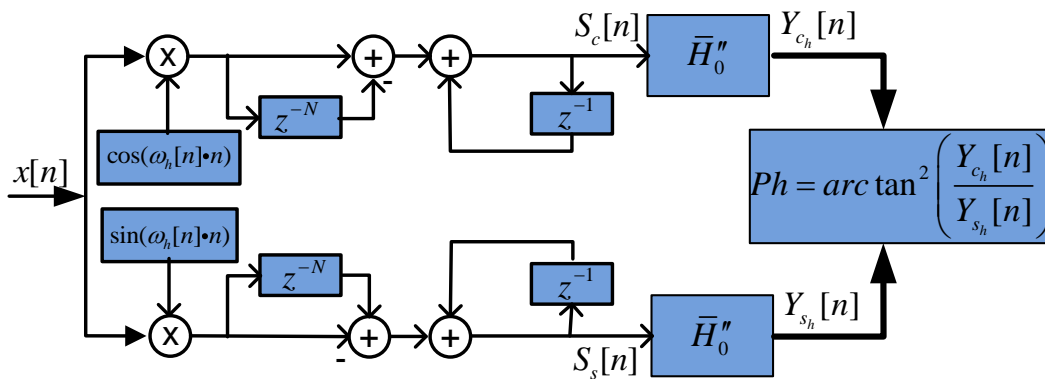


Figura 15: Diagrama de blocos - estimação de fase.

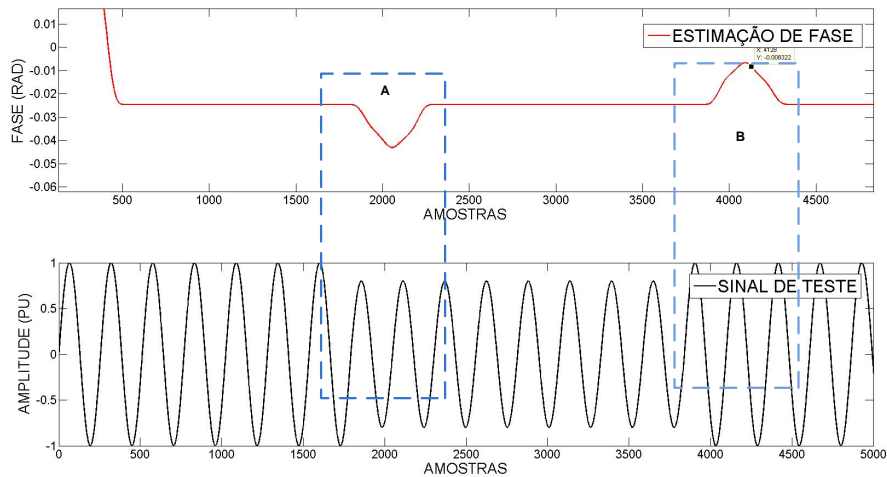


Figura 16: Diagrama de bloco - estimação da fase.

3.2.4.3 ESTRUTURA DE RECONSTRUÇÃO HARMÔNICA RHWDFT

É apresentado, na Figura 17, o diagrama de blocos do sistema de reconstrução da forma de onda sintonizada. Para sinais com presença de harmônicos, a reconstrução dos sinais permite a reconstrução dos componentes individuais variantes no tempo. A Equação (3.22) efetua o processo de demodulação do sinal processado, permitindo a reconstrução destes componentes individuais no domínio do tempo. Observa-se também, na Figura 17 o diagrama de blocos de reconstrução a partir dos componentes em quadratura da forma de onda processada. Na Figura, 18 é apresentado o sinal reconstruído para o exemplo anterior contendo um afundamento de tensão de 20%. Percebe-se que não existe atraso de fase entre o sinal de entrada e o sinal reconstruído, porém o transitório de 2 ciclos pode ser percebido. Na Figura, 18 é apresentado um sinal de teste composto por uma senoide pura sem ruído. No sinal de teste é aplicado um afundamento de 20% por 9 ciclos. O tracejado em preto representa o sinal de teste e o tracejado em vermelho o sinal reconstruído.

$$Y_{rec_h}(i) = [(Y_{c_h}(i) * \cos(\omega_h i) - Y_{h_i}(i) * \sin(\omega_h i)] / (1/N_{ppc}) \quad (3.22)$$

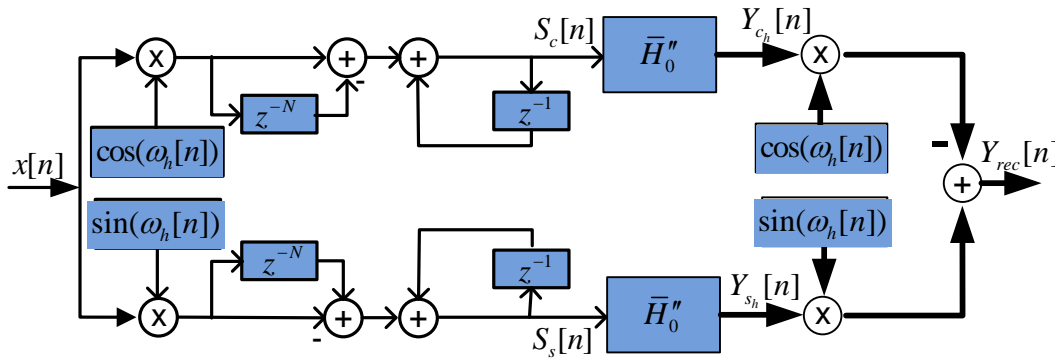


Figura 17: Diagrama de blocos - reconstrução do componente harmônico.

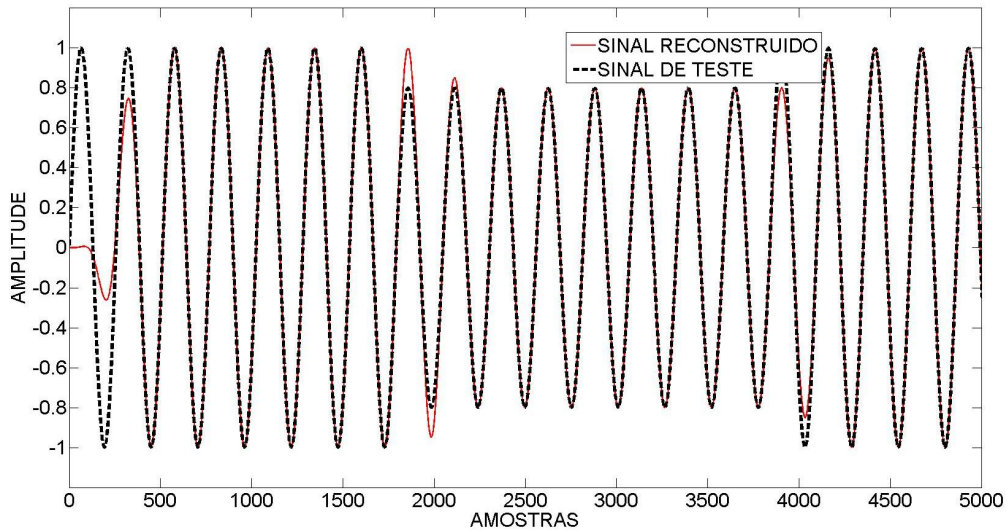


Figura 18: Diagrama de bloco - estimativa de amplitude.

No Capítulo 6, serão apresentados os resultados comparativos do desempenho do algoritmo quando submetidos a transitórios, variações de amplitude, harmônicos, interharmônicos e distúrbios diversos.

3.2.5 RHWDFT E A DETECÇÃO DE INTERHARMÔNICOS PRÓXIMOS

A detecção e filtragem de componentes interharmônicos próximos à componente fundamental é uma tarefa desafiadora. Sua detecção, utilizando a FFT, requer janelas longas, o que pode inviabilizar algumas aplicações em tempo real, tais como controle ou proteção. Por definição os interharmônicos são componentes com frequências não múltiplas inteiras da frequência do componente fundamental do sistema. Uma das grandes dificuldades é que o espalhamento espectral pode introduzir dificuldades na

interpretação do espectro, uma vez que a resolução da FFT pode não ser suficiente para identificar corretamente o interharmônico (LI; XU & TAYJASANANT, 2003b). A normatização do *International Engineering Consortium* (IEC) indica a utilização de 12 ciclos do componente fundamental, o que resulta numa resolução de frequência de $5Hz$.

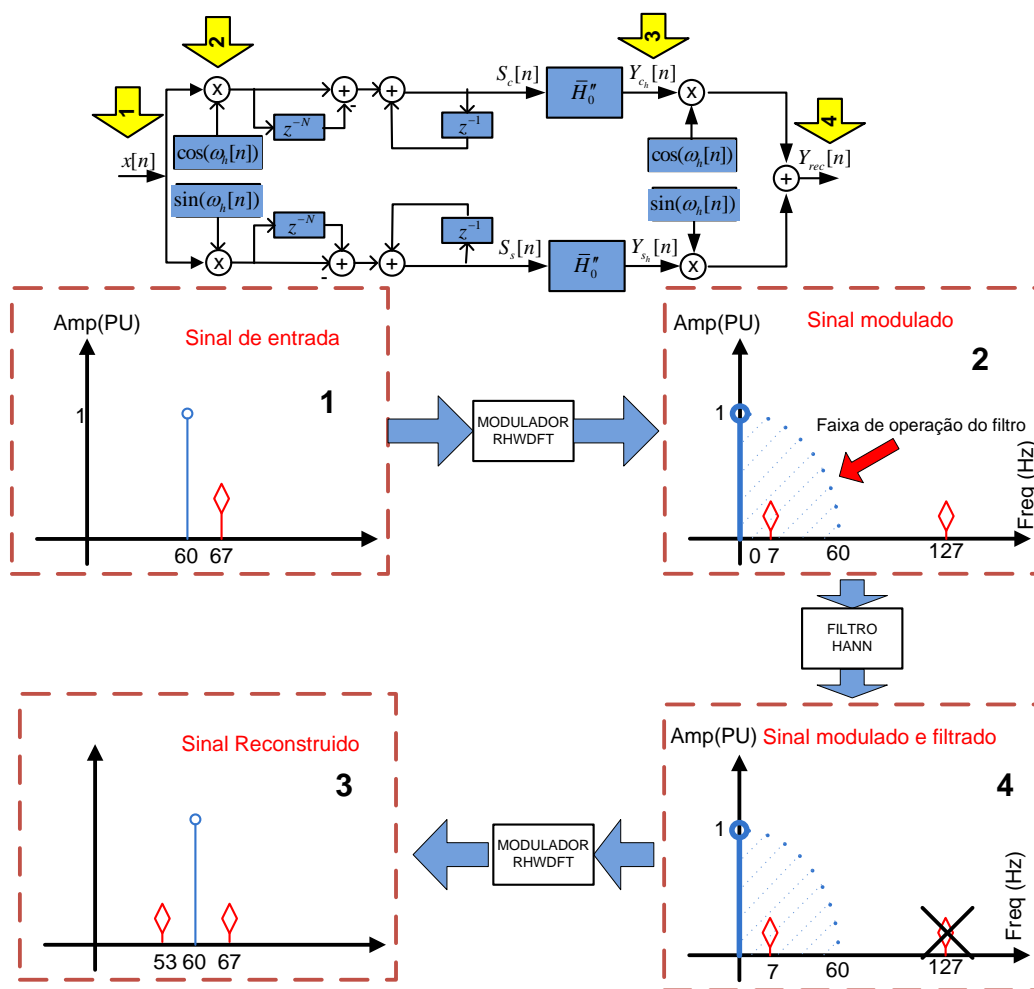


Figura 19: Resposta RHWDFT - Harmônico + Interharmônico

Na Figura 19, é apresentado um caso ilustrativo da presença de interharmônico próximo do componente fundamental. Para o exemplo considere as seguintes condições:

1– O sinal de entrada é composto por uma componente fundamental em $60 Hz$ e amplitude de $1 PU$ e uma componente interharmônica com frequência de $67 Hz$ com $0,4 PU$ de amplitude.

2– Quando o processo de modulação é aplicado ao sinal através da Equação (3.23), tem-se o surgimento de dois componentes, como mostrado na Equação (3.24)

$$\begin{aligned}\sin(\omega_x) \cdot \sin(\omega_y) &= 0.5[\cos(\omega_x - \omega_y) - \cos(\omega_x + \omega_y)] \\ \sin(\omega_x) \cdot \cos(\omega_y) &= 0.5[\sin(\omega_x - \omega_y) + \sin(\omega_x + \omega_y)]\end{aligned}\tag{3.23}$$

$$\begin{aligned}\cos(\omega_a) &= \cos(2 * \pi * 67 - 2 * \pi * 60) \\ \cos(\omega_b) &= \cos(2 * \pi * 67 + 2 * \pi * 60) \\ \sin(\omega_a) &= \sin(2 * \pi * 67 - 2 * \pi * 60) \\ \sin(\omega_b) &= \sin(2 * \pi * 67 + 2 * \pi * 60)\end{aligned}\tag{3.24}$$

3– Assim, como demonstrado no passo 2 da Figura 19, nota-se o surgimento dos componentes com as frequências apresentadas em (3.25). Sequencialmente, o sinal resultante da modulação é aplicado ao filtro de *Hanning* como apresentado no passo 3, resultando na (3.26).

$$\begin{aligned}\cos(\omega_a) &= \cos(2 * \pi * (67 - 60)) \Rightarrow \cos(2 * \pi * (7)) \\ \cos(\omega_b) &= \cos(2 * \pi * (67 + 60)) \Rightarrow \cos(2 * \pi * (127)) \\ \sin(\omega_a) &= \sin(2 * \pi * (67 - 60)) \Rightarrow \sin(2 * \pi * (7)) \\ \sin(\omega_b) &= \sin(2 * \pi * (67 + 60)) \Rightarrow \sin(2 * \pi * (127))\end{aligned}\tag{3.25}$$

$$\begin{aligned}\cos(\omega_a) &= \cos(2 * \pi * (67 - 60)) \Rightarrow \cos(2 * \pi * (7)) \\ \sin(\omega_a) &= \sin(2 * \pi * (67 - 60)) \Rightarrow \sin(2 * \pi * (7))\end{aligned}\tag{3.26}$$

As respectivas componentes em quadratura agora passam a ser moduladas por uma frequência de 7 Hz conseguinte da relação trigonométrica aplicada ao cálculo das componentes em quadratura.

Para identificar a presença de interharmônico na faixa do componente analisado, é proposto neste trabalho a avaliação da variação da fase do sinal. A componente interharmônica faz com que as componentes em quadratura sejam moduladas pela diferença entre as frequências, que tem como consequência a modulação da estimação da fase do sinal estimado. Através da análise estatística do sinal de fase, o desvio padrão é calculado de modo a permitir a detecção da presença dos interharmônicos próximos. A estrutura de detecção a partir do desvio padrão σ , é apresentada na Figura 20. No capítulo de resultados, será avaliado o desempenho desta estratégia, como detector de

presença de interharmônico.

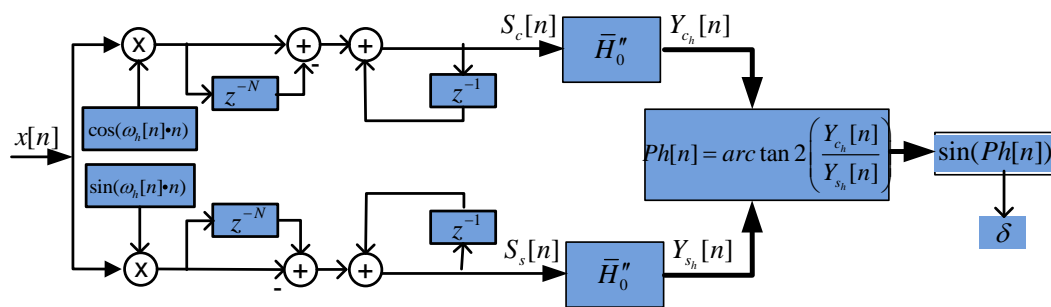


Figura 20: Diagrama de blocos - Detecção de interharmônico.

4 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS COM FREQUÊNCIA VARIANTE

A estimação de amplitude, frequência e fase são informações fundamentais para a operação de sistemas como as *Smart-Grids* de modo a permitir o controle e monitoramento das redes (CIOBOTARU; TEODORESCU & BLAABJERG, 2006). Devido ao aumento das cargas não lineares e geração distribuída, variações de carga do sistema podem gerar variações de frequência e amplitude em função do desequilíbrio de potência entre a geração e a carga. Variações de frequência podem gerar super excitação em transformadores devido ao aumento da relação Volts/Hertz (GIRAY & SACHDEV, 1989). Além disso, muitos algoritmos para a estimação dos parâmetros de amplitude e fase são altamente dependentes da correta estimação da frequência, e erros nessa estimação tendem a deteriorar a precisão da estimação dos demais parâmetros.

Este capítulo apresenta um nova proposta de algoritmo de estimação baseada em uma estrutura composta por estimadores de frequência associados ao algoritmo RHWDFT com modulação adaptativa. A proposta permite também que o sinal amostrado seja modulado pela frequência da componente de interesse. A estrutura proposta permite também a reconstrução do sinal de entrada mesmo com a presença de harmônicos e interharmônicos associados a variações de amplitude. No capítulo 6, serão apresentadas aplicações dos algoritmos desenvolvidos compreendido por análises quantitativas.

O algoritmo RHWDFT com frequência variante é composto por dois blocos principais:

- Estimador de frequência;
- RHWDFT com modulador variante;

Ambas as estruturas serão detalhadas no decorrer deste capítulo, apresentando as características e salientando as principais modificações, quando comparado como o RHWDFT, que foi apresentado no capítulo anterior.

4.0.6 ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA EM TEMPO REAL

Dentre os estimadores de frequência mais utilizados para aplicação em tempo real tem-se:

- PLL;
- Estimação de frequência por passagem por zero (*Zero Crossing*);

O PLL opera baseado em um sistema de malha de controle fechada que permite o rastreamento do componente harmônico desejado, através da minimização do sinal de erro. As estruturas de PLL normalmente operam em condições de baixa distorção harmônica, uma vez que as estimações de fase, amplitude e frequência podem oscilar fora dos níveis permitidos para aplicação de sincronismo e estimação e virtude da distorção harmônica presente no sinal. Estimadores PLL estão presentes em conversores CA/CA e DC/AC de modo que os mesmos possam rastrear e permitir a interligação de usinas fotovoltaicas e eólicas ao sistema elétrico de potência.

O estimador por detecção de passagem por zero caracteriza-se pela detecção de transições do sinal senoidal quando o mesmo estima a passagem da amplitude por 0. A estimação da frequência pode ser realizada em meio ciclo devido a simetria da onda. No que se refere ao algoritmo para a medição de frequência, a norma (STD, 2008) conta o número de cruzamentos por zero durante um período de 10 minutos. No entanto, para a medição de outros parâmetros, muitos deles são dependentes da frequência, assim a mesma norma requer uma atualização a cada $200ms$ e ainda, em aplicações de controle e proteção este tempo cai para um ou dois ciclos do componente fundamental. Assim, dependendo da aplicação, a precisão pode ser sacrificada, dentro de limites aceitáveis, em virtude de um tempo menor de resposta.

Para ambos os estimadores, (passagem por zero e PLL), a baixa distorção harmônica total (*total harmonic distortion*) (THD) do sinal estimado, permite aos algoritmos um rastreamento mais preciso e rápido. Para a aplicação em rastreamento de harmônicos variantes no tempo, foi implementado o algoritmo PLL de acordo com (SILVA; NOVOCHADLO & MODESTO, 2008) com modulação variante em função do desvio da frequência fundamental. A implementação da estimação de frequência deve prover aos moduladores para RWHDFE com frequência variante o sinal de fase total. Assim as metodologias de estimação são apresentadas na Figura 21.

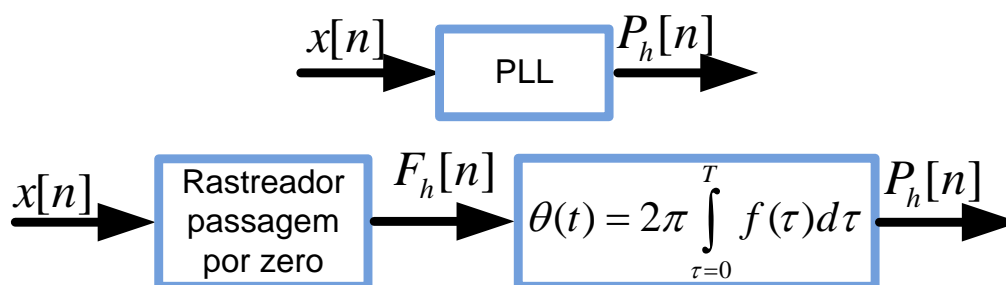


Figura 21: Diagrama de blocos - Estimadores de Frequência.

A estrutura baseada no rastreador de frequência *erro crossing* quando utilizado para a estimação da fase total, resulta em um maior nível de erro em função dos desvios de frequência acumulados no integrador durante eventos transitórios. O algoritmo PLL tem como principal característica não acumular o erro uma vez que o algoritmo possui uma estrutura de *feedback*.

4.0.7 PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO DE PRÉ - PROCESSAMENTO PARA PLL

A proposta para implementação do estimador RHWDFT com frequência variante tem como objetivo a aplicação para medição de corrente e tensão com alta taxa de distorção harmônica. Os estimadores PLL propostos na literatura tem como principal função prover o sincronismo dos sistemas elétricos de potência com inversores, permitindo a conexão de fontes alternativas ao sistema (SILVA; NOVOCHADLO & MODESTO, 2008) (CIOBOTARU; TEODORESCU & BLAABJERG, 2006). Entretanto, as aplicações dos algoritmos PLL são associados ao rastreamento da tensão uma vez que a corrente pode apresentar níveis de distorção harmônica superiores aos limites de operação dos estimadores PLL. De modo a permitir a implementação do estimador para aplicação na estimação de corrente e tensão, foi implementado uma estrutura combinando o PLL com um filtro RHWDFT sintonizado na frequência fundamental do sistema em análise. A implementação do RHWDFT permite minimizar o nível de distorção harmônica, além de atenuar o ruído na entrada do estimador PLL, o que faz com que o algoritmo estime com maior precisão e velocidade, conforme apresentado na Figura 22.

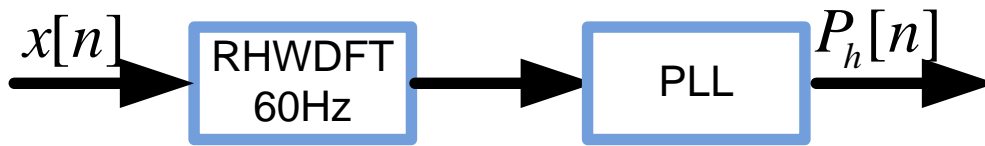


Figura 22: Diagrama de blocos - RHWDFT

Em (MARTINS et al., 2012), foi sintetizado o sinal de teste apresentado em (CIGRE, 1997) onde a estrutura proposta é submetida a este sinal. A composição de harmônicos e interharmônicos do sinal de teste é apresentado na Tabela 1.

Frequency(Hz)	Magnitude(PU)
50	1.0
104	0.3
117	0.4
134	0.2
147	0.2
250	0.5

Tabela 1: Frequências e amplitudes do sinal de referência teste

Na Figura 23, é mostrado os resultados da estimação da frequência com a utilização do filtro RHWDFT, na Figura 24, sem a presença do filtro RHWDFT. Na Tabela 2, são apresentados os erros médios quadráticos das estimações de frequência para as estruturas anteriormente descritas.

Estrutura	Erro médio quadrático
PLL COM RHWDFT	0.0158
PLL SEM RHWDFT	44.5665

Tabela 2: Erro Médio Quadrático

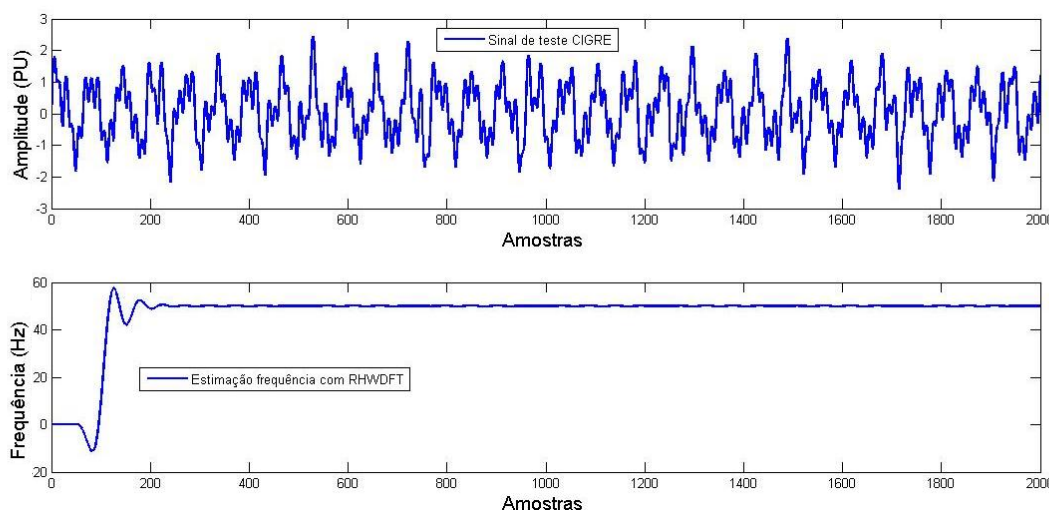


Figura 23: Diagrama de blocos - PLL com RHWDFT

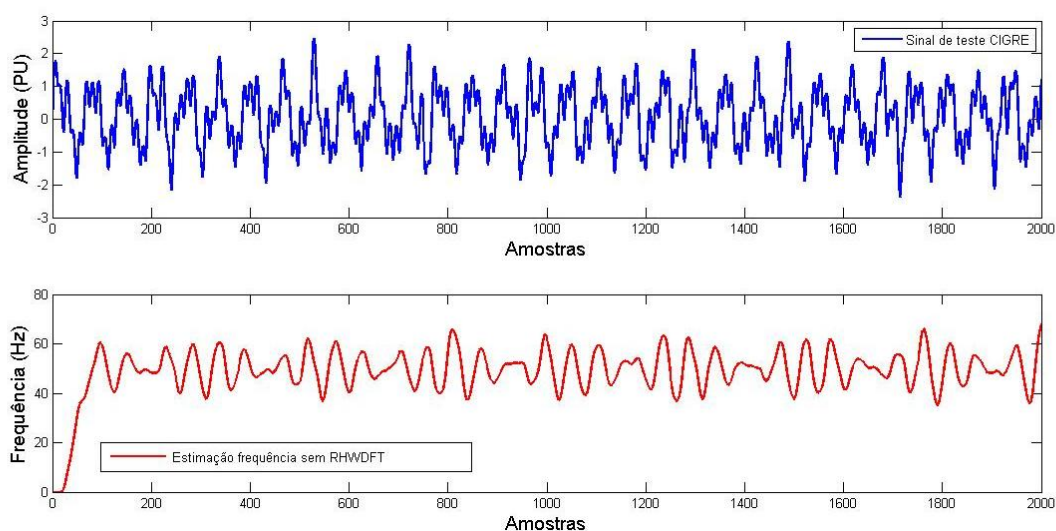


Figura 24: Diagrama de blocos - PLL sem RHWDFT

4.0.8 PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO RHWDFT COM FREQUÊNCIA DE MODULAÇÃO VARIANTE

A estrutura proposta para estimação de amplitude, fase e reconstrução do sinal, com frequência fundamental variante no tempo tem como estratégia a estimação da fase total por meio da estrutura apresentada na Figura 22, de modo a atualizar a velocidade angular da modulação. Entretanto, quando o sistema é submetido a variações intensas de amplitude ou frequência, pode-se gerar descontinuidades no sinal que atrapalham a estimação da fase total. De modo a amortecer transitórios de grande intensidade, a estrutura não trabalha diretamente com a fase total estimada pelo PLL mas com a

fase total preprocessada, conforme ilustrado na Figura 25, onde uma metodologia de amortecimento para variações é acrescentada. Note que o novo estimador de fase é composto por:

- Filtro RHWDFT sintonizado na Frequência fundamental;
- Estimador de fase total PLL;
- Diferenciador de fase total;
- Filtro Média Móvel MAF;
- Reconstrução Fase total;

4.0.8.1 *FILTRO RHWDFT SINTONIZADO NA FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL*

O filtro RHWDFT de entrada do estimador de frequência tem como objetivo eliminar componentes harmônicas múltiplas da componente fundamental e atenuar as frequências interharmônicas como citado em (MARTINS et al., 2012). Os estimadores PLL são afetados diretamente pelo índice de distorção harmônica presente no sinal de entrada, o que tem como consequência a estimação incorreta da fase total do sinal. O filtro RHWDFT no nóculo principal da banda de passagem de $60Hz$ garante em função da atenuação proporcionada pelo filtro, o rastreamento de desvios da frequência de até $30Hz$ sem afetar a dinâmica de estimação da fase total. Acima de $30Hz$ de desvio, a estabilidade matemática do algoritmo PLL fica comprometida.

4.0.8.2 *ESTIMADOR DE FASE TOTAL PLL*

O algoritmo PLL utilizado e proposto em (CIOBOTARU; TEODORESCU & BLAABJERG, 2006) possui saída com as medidas de frequência e fase total. Para o caso da fase total é importante observar que a estimação dos parâmetros faz parte do circuito de malha fechada, permitindo que o algoritmo PLL detecte e evite erros provenientes do integrador do sinal de frequência. Observa-se, na Figura 25, que a fase total é processada de modo a minimizar oscilações decorrentes de descontinuidades e desvios de frequência com derivada muito acentuada. O processamento proposto é composto por um bloco de derivação da fase total, filtro média móvel e bloco de reconstrução da fase total.

4.0.8.3 DIFERENCIADOR DE FASE TOTAL, FILTRO MEDIA MÓVEL MAF E RECONSTRUÇÃO FASE TOTAL

O diferenciador da fase total ΔP_h tem como objetivo prover o sinal diferença entre a fase atual e a última amostra entregue pelo PLL, como apresentado na Equação (4.1).

$$\Delta P_h[n] = P_h[n] - P_h[n - 1] \quad (4.1)$$



Figura 25: Estimador de fase total

Estimada a diferença ponto a ponto da fase total, o sinal é aplicado em um filtro media móvel com tamanho de janela N_{ppc} de modo a amortecer variações transitórias de frequência devido as descontinuidades do sinal de entrada, evitando que as variações indesejáveis no PLL produzam oscilações no filtro rastreador RHWDFT com frequência variante, com modulador variante. O sinal filtrado pelo MAF então gera uma nova fase total a qual alimenta os moduladores senoidal e cossenoidal do filtro. A estrutura proposta reduz a interferência gerada pela presença de interharmônicos e ruído. Na Figura 26, é mostrado o diagrama de blocos completo do sistema proposto, incluindo todas as etapas de pré-processamento da fase total.

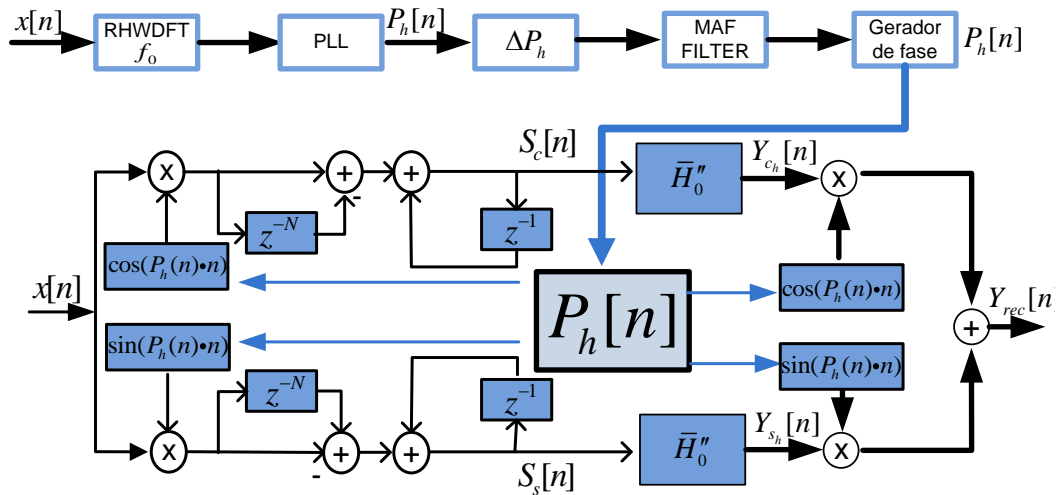


Figura 26: RHWDFT com rastreamento de frequência

A partir da estrutura da Figura 26, pode-se derivar as estruturas para a estimação da amplitude e fase do componente decomposto. Note que a fase total do componente

fundamental é facilmente convertida na fase total do harmônico correspondente na estrutura de decomposição, bastando somente fazer $PH_h = h \times PH$

5 ANALISADOR DE HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO

Dentre as grandes mudanças, no que se refere às características dos sinais de tensão e corrente, destacam-se o aumento a distorção das formas de onda causadas por interharmônicos (VALENZUELA & PONTT, 2009) (XU et al., 2006) e subharmônicos (WRIGHT & MORSZTYN, 1970) e o aumento da condição de não estacionaridade do sinais. Embora o problema da medição de interharmônicos e subharmônicos encontra-se parcialmente contornados na literatura, inclusive através de norma internacional (STD, 2008), o problema de não-estacionaridade é um tema ativo de pesquisa, conforme já demonstrado na revisão bibliográfica apresentada no Capítulo 2.

Os capítulos anteriores focaram no desenvolvimento de novas estruturas digitais para a decomposição e rastreamento de componentes harmônicas variantes no tempo bem como os seus parâmetros. Além disso, apresentou-se uma nova técnica para a identificação de presença de componentes interharmônicos no sinal. Este capítulo aborda a conceitualização e a implementação de um analisador harmônico variante no tempo AHVT. São duas as principais motivações para se abordar este tema: primeiro, é que não se tem notícia de um analisador de harmônico comercial que incorpore os conceitos que serão abordados neste capítulo, e segundo, a implementação em tempo real de algumas das estruturas propostas nesta tese constitui o primeiro protótipo de um AHVT. Vale destacar que parte dos conceitos apresentados neste capítulo compõem a patente depositada pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) da qual o autor desta tese é um dos inventores e detentores da patente (AHVTUFJF, 2011).

5.1 CONCEPÇÃO DO AHVT

Os analisadores de harmônico disponíveis no mercado assumem os sinais como estacionários ou quase-estacionários onde a ferramenta de processamento de sinais utilizada é basicamente o algoritmo FFT. A forma de visualização padrão dos parâmetros dos componentes harmônicos é através de gráficos de barras. Tanto a informação de magnitude quanto a de fase podem ser disponibilizadas pelo analisador de harmônicos. Por

outro lado, os analisadores de harmônicos não mostram os componentes interharmônicos, deixando esta tarefa para os Analisadores de Qualidade de Energia, que utilizam o conceito de grupos e subgrupos presentes na norma (STANDARD, 2002). Os conceitos de decomposição de harmônicos variantes no tempo para aplicação em tempo real foram introduzidos em (XU et al., 2006). Em (FABRI et al., 2010) é mostrado o protótipo de um AHVT, que apresenta uma variação do algoritmo de estimação de parâmetros baseado na STFT.

O novo algoritmo é denominado de AHVT e tem como grande diferencial a possibilidade de implementação em hardware de baixo custo em virtude ao baixo esforço computacional exigido. Assim, o SWRDFT e RHWDFDFT permite a decomposição dos sinais elétricos provenientes da rede elétrica em tempo real, introduzindo portanto, um novo paradigma para a análise de sinais. Em 2012, foi desenvolvido um novo trabalho (MARTINS et al., 2012), onde o algoritmo AHVT foi modificado para uma janela recursiva utilizando o filtro de Hann, que tem como principal característica uma estimação mais precisa na presença de inter-harmônicos, denominado de RHWDFDFT.

Diversos outros artigos mostram protótipos de instrumentos capazes de rastrear os parâmetros dos harmônicos variantes no tempo, como amplitude e fase (LASKAR & MUHAMMAD, 2011) (LASKAR; KHAN & MOHIBULLAH, 2012) (BATISTA; ALFONSO & MARTINS, 2003) (HOGLUND et al., 2012), mas em nenhum deles é desenvolvido o conceito de um AHVT.

Um Analisar de Harmônicos Variantes no Tempo (AHVT), conforme definido na patente (AHVTUFJF, 2011), é um equipamento capaz de decompor os componentes harmônicos variantes e invariantes no tempo, detectar a presença de componentes interharmônicos, estimar os parâmetros dos componentes harmônicos, possibilitar combinação de sinais de sincronismo de modo a gerar eventos de captura (*Trigger*) a partir de componentes individuais e apresentar diferentes formas de visualização gráfica do sinal, seja através de gráfico de barras, das componentes individuais, gráficos polares, entre outros.

O dispositivo permite análise no domínio do tempo dos sinais provenientes do sistema elétrico, o que permite a detecção e medição das variações de amplitude, fase e frequência. Entre as características presentes no AHVT estão os seguintes pontos:

- Estimação *online* de amplitude;
- Estimação *online* de fase;

- Ajuste dos processos *trigger* (fixo ou adaptativo);
- Cálculo *online* de THD;
- Armazenamento do evento AHVT - Forma de onda e *trigger* detectado ;
- Transmissão dos eventos de qualidade de energia para análise no software de visualização em plataforma móvel *Android*;
- Configuração e parametrização do dispositivo através da interface do *software*;
- *Software* de simulação do sistema AHVT;
- Indicação da presença de inter-harmônico no sinal.

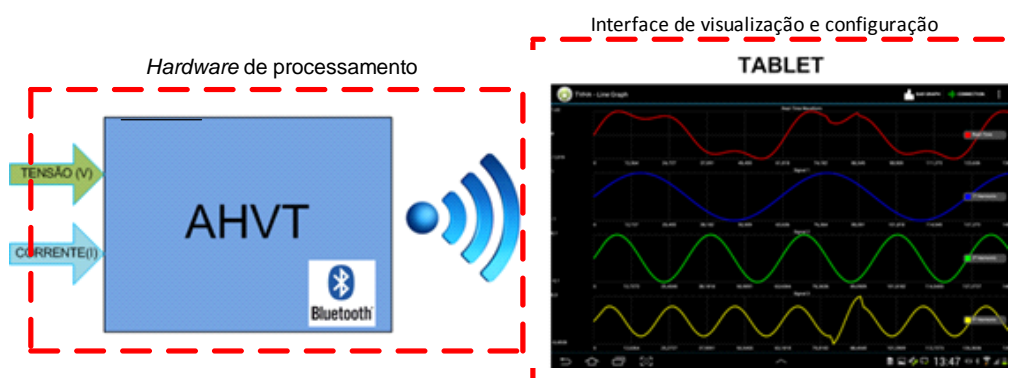


Figura 27: Conceito do Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo.

A Figura 27 apresenta a concepção do equipamento AHVT, que pode ser desmembrado em duas plataformas independentes, que serão detalhadas a seguir:

- *Hardware* de aquisição e processamento;
- Interface de visualização e configuração;

5.2 HARDWARE DE AQUISIÇÃO E PROCESSAMENTO

5.2.1 HARDWARE DE AQUISIÇÃO

A estrutura de aquisição e processamento é baseada em um sistema com dupla plataforma de processamento, no qual o DSP ou FPGA tem como função executar aquisição e o processamento dos sinais amostrados. O coprocessador ARM (Tiva) é responsável por configurar os parâmetros de *trigger*, gerenciar armazenamento de dados

e prover conexão via rádio *Bluetooth*. O dispositivo de configuração e visualização dos dados adquiridos foi implementado para *Tablet*, usando o sistema operacional *Android*. Uma versão para computador PC e sistema operacional *WINDOWS* foi também desenvolvida.

O processador (TMS320F28069 ou FPGA) é responsável por executar todos os cálculos em tempo real, como a decomposição dos harmônicos e estimação dos diversos parâmetros necessários para os eventos de *trigger* programados. Caso um evento de *trigger* seja acionado, as amostras adquiridas pelo Conversor Analógico Digital (*Analog Digital Converter*) (ADC) e armazenadas em um *buffer* circular, são repassadas diretamente para a plataforma de visualização e configuração. A plataforma de visualização realiza então a decomposição necessária para a visualização gráfica selecionada. Enquanto o usuário estiver analisando os dados na plataforma de visualização, a plataforma de processamento continuará em estado de execução, em caso de estar no modo contínuo *"Run"*, ou estará em estado de espera *Wait Trigger*, caso esteja no modo *"Single Trigger"*, como em um osciloscópio convencional.

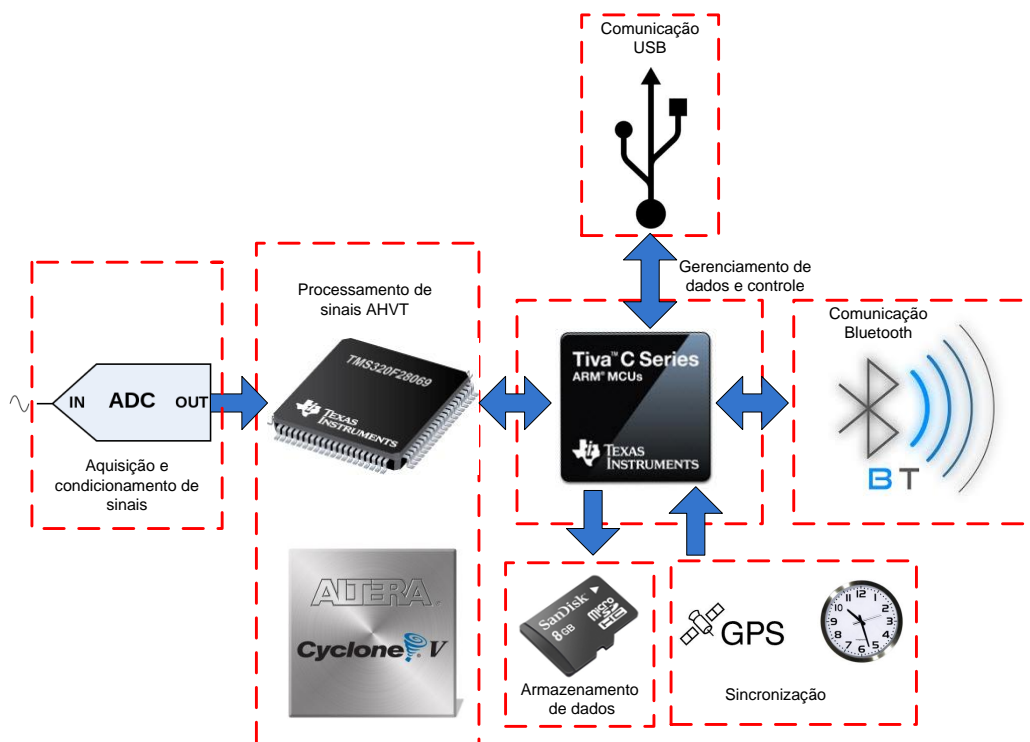


Figura 28: *Hardware AHVT*

A Figura 28 apresenta o diagrama de blocos do analisador desenvolvido, detalhando a função de cada um dos blocos que constituem o dispositivo. É importante citar que na patente requisitada do equipamento, o processador de eventos do AHVT pode ser

DSP ou FPGA.

5.2.2 BLOCO DE AQUISIÇÃO E CONDICIONAMENTO DE SINAIS

O bloco de aquisição e condicionamento tem como funções prover o condicionamento das amplitudes e filtragem anti-*Aliasing* dos sinais de corrente e tensão, de modo a evitar efeitos de sobreposição espectral (*Aliasing*). O bloco de processamento e filtragem é composto por transformador de corrente, transformador de tensão e filtros *Butterworth* de 4° ordem com frequência de corte em 3KHz , permitindo análise de harmônicos até a 50° ordem. A Figura 29 mostra o circuito analógico do filtro *anti-aliasing*. O filtro do projeto é baseado na topologia *Sallen-Key*, *Butterworth* e ganho unitário na faixa de passagem.

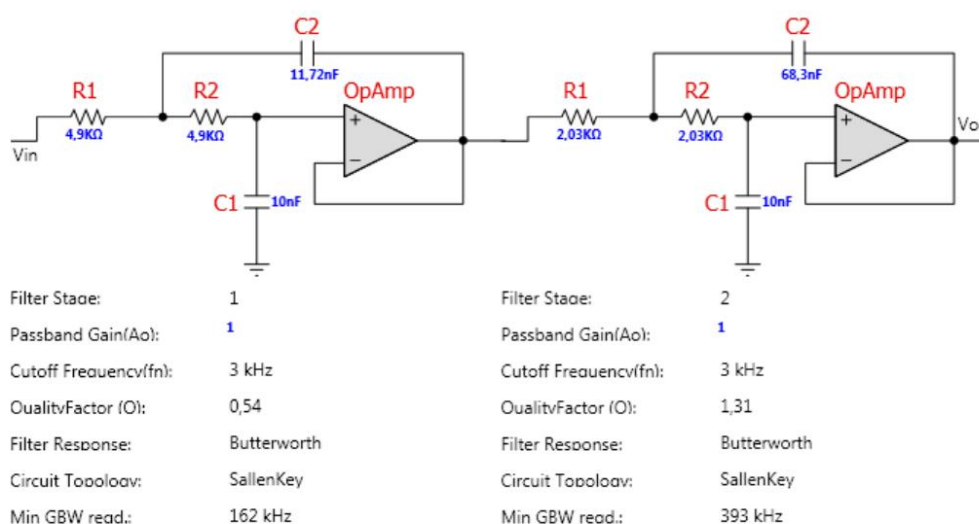


Figura 29: Filtro *Butterworth* - condicionamento de sinais

A escolha do filtro de 4° ordem baseia-se no fato de que o conversor *AD7606* possui filtro interno de 2° ordem, o que possibilita a redução do número de componentes dos filtros e consequente redução da eletrônica analógica externa. A redução da eletrônica discreta permite que as variações das respostas em frequência entre os canais sejam minimizadas, facilitando o processo de calibração do sistema. Na Figura 30, são mostradas as respostas em frequência do filtro projetado. A aquisição e condicionamento de sinais para corrente são efetuados através de um transformador de corrente. As características do transformador são listadas a seguir:

- corrente máxima (I_{max}) de 7.5A;

- largura de banda (F_{max}) de 10kHz;
- material construção do transformador de liga ferro silício;

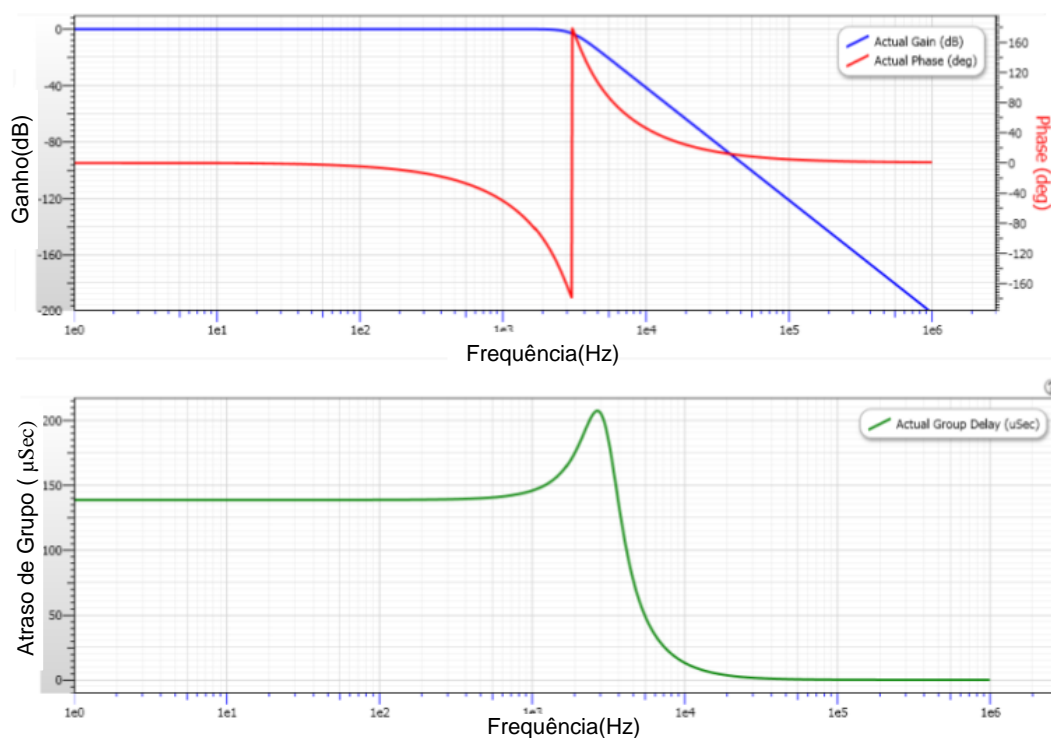


Figura 30: Resposta do Filtro *Butterworth*

A outra opção para aquisição de sinais de corrente é por meio da utilização de transformadores de corrente externos. Para operação nesse modo, necessita-se modificar a configuração dos seletores (*jumpers*) do tipo de interface do equipamento, como pode ser observado na Figura 31.

A Figura 31 apresenta o circuito de condicionamento que tem como opção a utilização de ponteiras de corrente externas conectadas diretamente ao equipamento através da modificação do *Jumpers* JP1, JP2 e JP3. Já a foto da interface de corrente desenvolvida é apresentada na figura 32 .

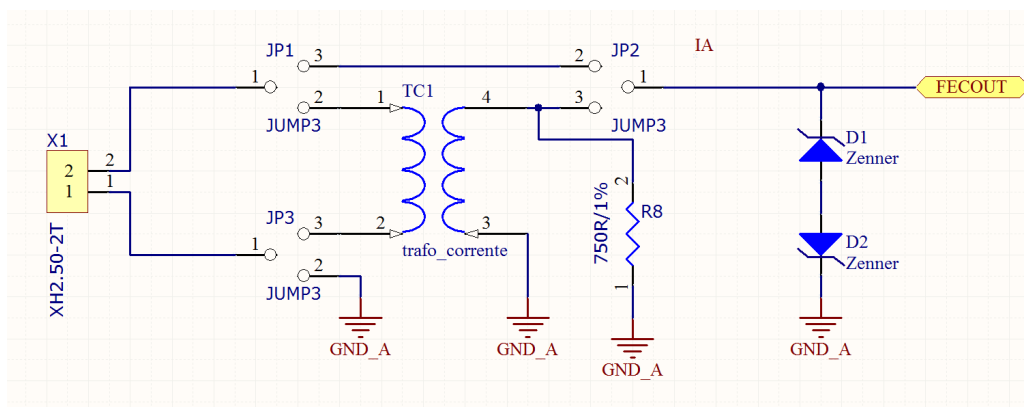


Figura 31: Esquemático da interface de corrente

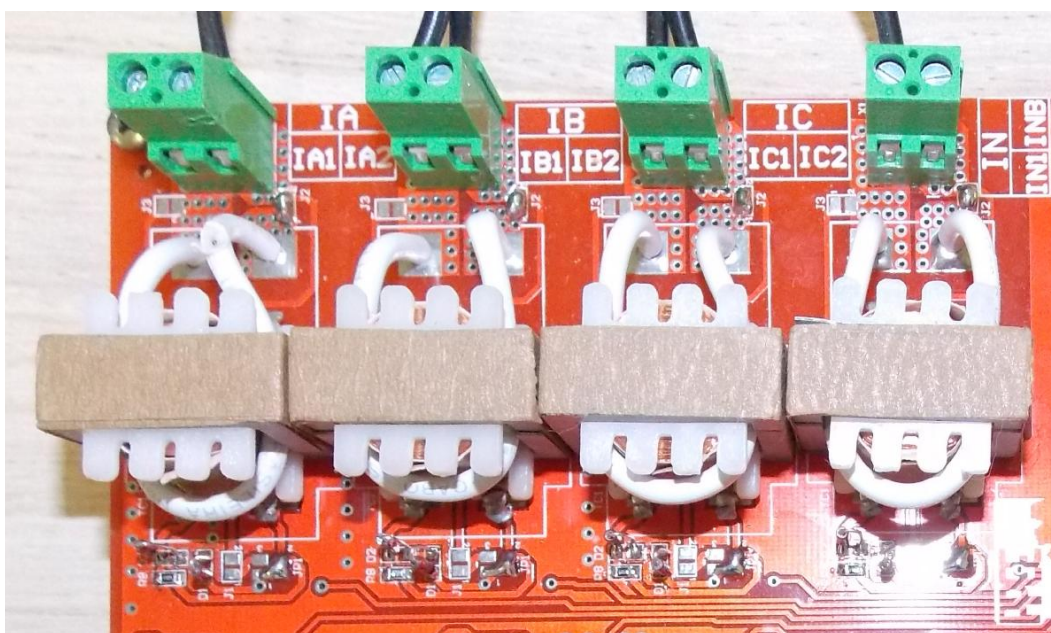


Figura 32: Foto da interface de corrente

É possível observar, na Figura 33, o esquemático da interface de tensão na placa de condicionamento de sinais. A aquisição de tensão pode ser realizada por meio de dois tipos de interfaces:

- transformador de tensão 600/300V - 6V (Isolação galvânica);
- divisor resistivo;

Para a interface de tensão por meio dos transformadores de tensão, temos as seguintes características:

- relação de transformação 300V/6V ou 600V/6V;
- largura de banda $F_{max} = 20\text{kHz}$;
- material construção do transformador: liga ferro silício;

Na Figura 33, é possível observar o diagrama esquemático do circuito de condicionamento de tensão. A interface pode ter as linhas de tensão conectadas individualmente, podendo ser configurado em ligação estrela ou ligação em triângulo, com ou sem a presença de neutro. Na Figura 34, é apresentada a foto da interface de tensão.

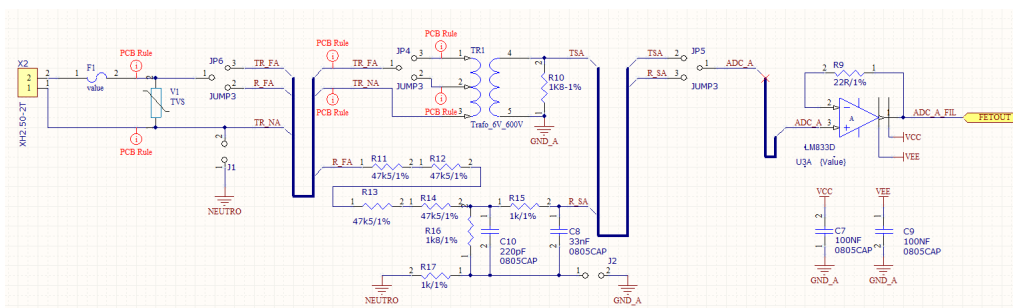


Figura 33: Esquemático da interface de tensão

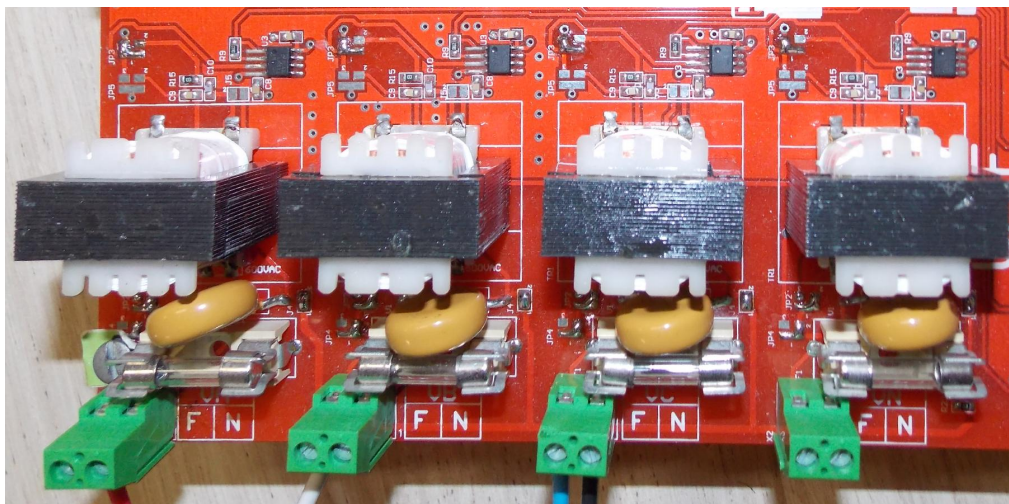


Figura 34: Foto interface de tensão

Todos os sinais adquiridos pelas interfaces de tensão e corrente são aplicados diretamente em uma estrutura de filtro *Butterworth*. Além do filtro, os sinais possuem controle de ganho e de *offset*, o que permite o ajuste da placa para operação com ADC simétricos e não simétricos. Verifica-se, na Figura 35, o esquemático dos circuitos implementados na plataforma para condicionamento de sinais.

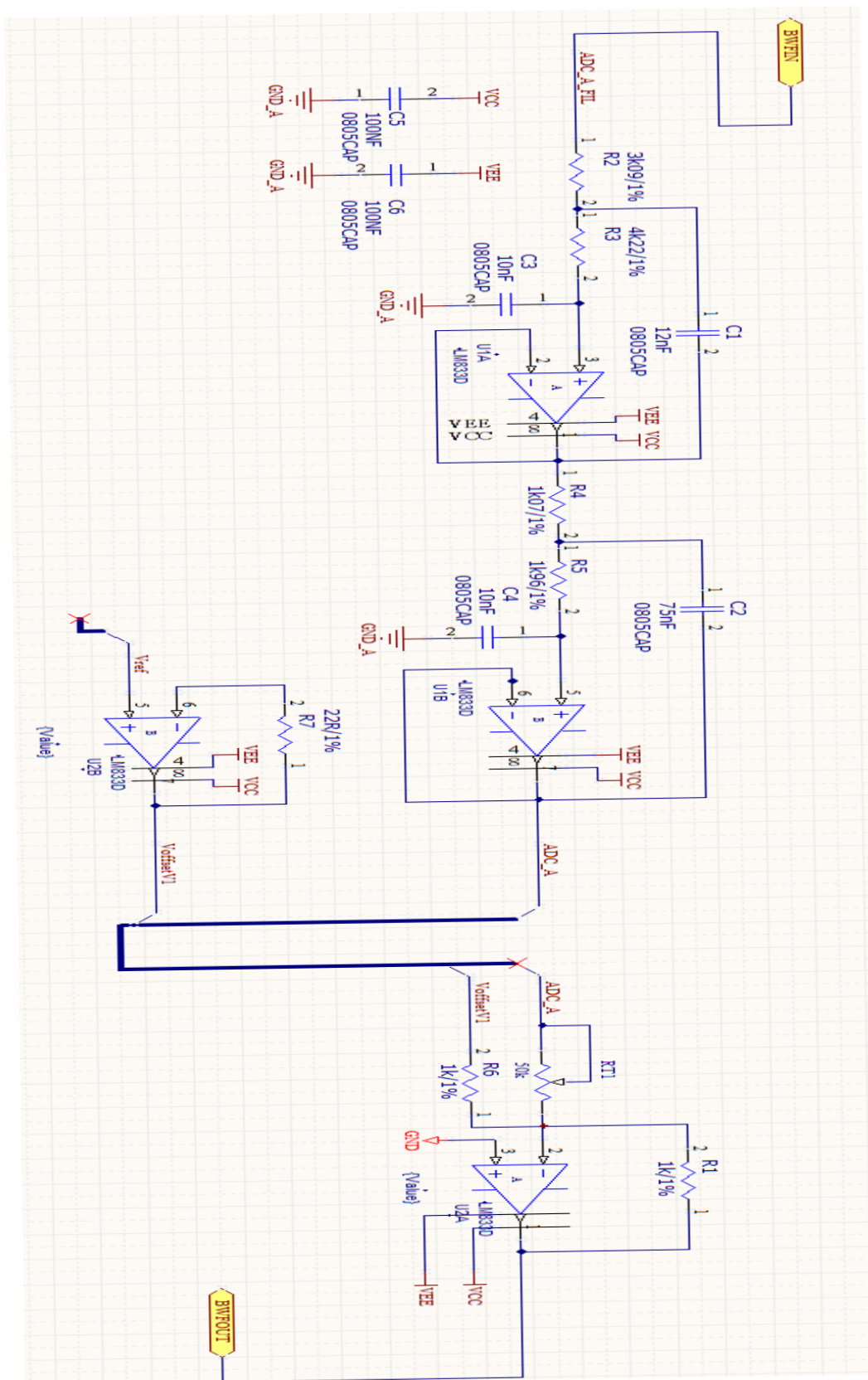


Figura 35: Esquemático do filtro *Butterworth* com controle de ganho e ajuste de *offset*.

A plataforma de condicionamento de sinais possui as seguintes características:

- ajuste de ganho individual por canal;
- ajuste de *offset*;
- fonte simétrica de 12 Volts;
- tensão máxima de saída 12 Volts;
- proteção das entradas de corrente e tensão por varistores e bloqueadores rápidos *Zener*;
- conector *Box Header* com identificação de todos os sinais do sistema;

Na Figura 36, é mostrada a visualização completa da plataforma de condicionamento de sinais, com as respectivas indicações de cada setor da placa.

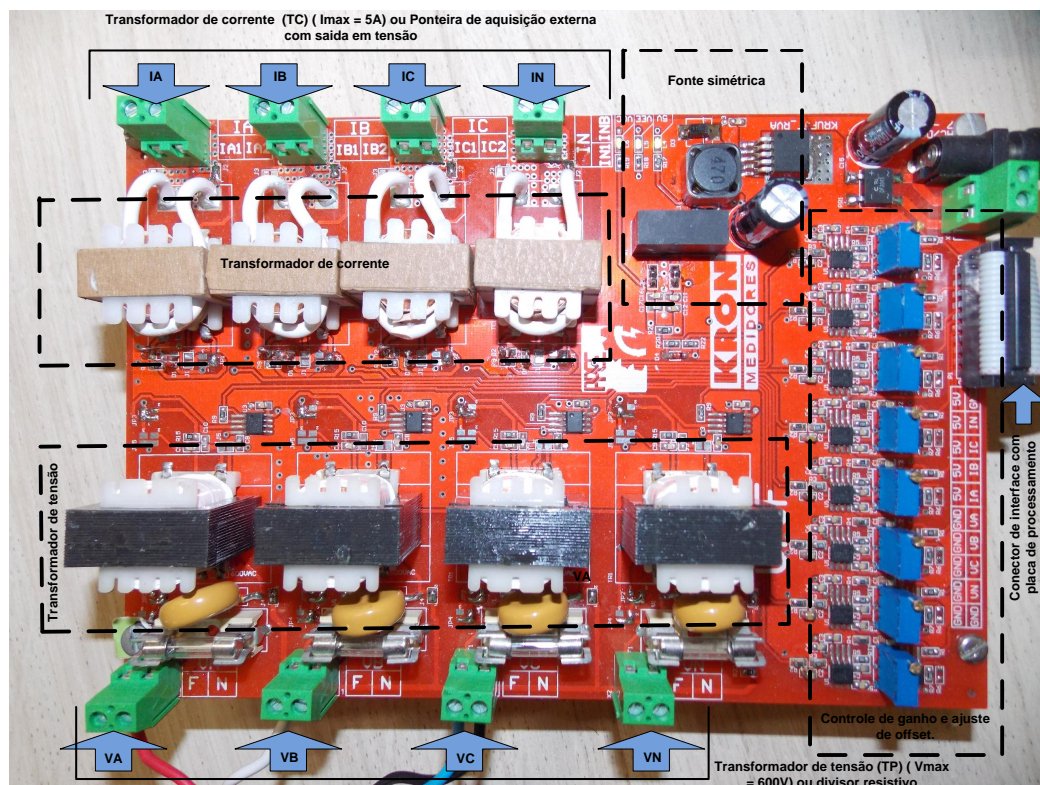


Figura 36: Plataforma de condicionamento de sinais

5.3 SOFTWARE DO AHVT

Para sistema de processamento para a plataforma AHVT foram desenvolvidas duas interfaces de processamento e configuração, que são detalhadas abaixo:

- Plataforma baseada em sistema operacional *ANDROID*;
- Plataforma baseada em sistema operacional *WINDOWS*;

Dentre as características presentes em ambas as plataformas, tem-se:

- Processamento *On-line* e *Off-line* dos sinais adquiridos;
- Seleção do algoritmo de decomposição;
 - SWRDFT;
 - RHWDFT;
 - RHWDFT com frequência variante;
- Decomposição de sinais sintetizados via MATLAB;
- Visualização em diagrama de barras das amplitudes das componentes harmônicas calculadas;
- Visualização da forma de onda, na qual é detectado o *trigger* de harmônico variante no tempo;
- Configuração do sistema de *trigger*;
- Configuração das combinações de *trigger* de harmônicos;
 - Simultâneos
 - Não simultâneos;
- Configuração das combinações do tipo de *trigger* de harmônicos;
 - Qualquer tipo de harmônico (*Any*);
 - Combinação múltipla de harmônicos (*Multiple*);
 - Combinação de harmônicos pares (*Even*);
 - Combinação de harmônicos ímpares (*Odd*);
- Visualização das fases dos harmônicos estimados;
- Visualização por meio de gráfico polar;

5.3.1 PLATAFORMA PARA SISTEMA OPERACIONAL ANDROID

A plataforma de análise de processamento desenvolvida para o sistema operacional *ANDROID* é baseada em JAVA. Dentre as funções que são atribuídas a plataforma temos:

- Conectividade com o dispositivo de medição AHVT;
- Visualização das formas de onda adquiridas pelo dispositivo AHVT;
- Processamento *Off-line* das forma de onda adquiridas pelo dispositivo AHVT para extração e visualização dos dados;
- Configuração de operação e detecção dos eventos interharmônicos;
- Armazenamento dos dados coletados;

Nesta seção serão apresentados as capturas de tela *Screenshots* descrevendo as funções implementadas no equipamento.

Na Figura 37 observa-se a tela com o histórico (*Log*) da conexão de dados, apresentando informações sobre criação dos arquivos de *backup* dos dados capturados no dispositivo. Além disso é importante também informar a quantidade de dados trafegado pelo *link Bluetooth*. Durante a fase de concepção do sistema do projeto AHVT, foram analisados diversas interfaces de comunicação para prover o *link* de dados entre o equipamento e a plataforma de análise. Dentre as opções analisadas, citam-se:

- WIFI;
- USB;
- Bluetooth;
- Ethernet;

Todas as interfaces possuem taxa de dados suficiente para sustentar o *link* de comunicação. As características de cada interfaces são resumidas abaixo:

- WIFI;
 - Alta velocidade de transmissão;

- Conexão transparente ao dispositivo de detecção;
 - Longo alcance;
 - Fácil integração com rede de dados estruturadas;
 - Alto consumo de energia;
 - Possibilidade de conexão com computação nas nuvens (*cloud computing*) e consequente integração em sistemas *Smart-grids*;
- USB;
 - Alta velocidade de transmissão;
 - Conexão transparente ao dispositivo de detecção;
 - Curto alcance e dependência de cabos;
 - Necessidade de *drivers* para reconhecimento nos dispositivos de processamento;
- Bluetooth;
 - Alta velocidade de transmissão;
 - Conexão transparente ao dispositivo de detecção;
 - Curto alcance;
 - Conexão direta com computadores e *tablet*;
 - Baixo consumo de energia;
- Ethernet;
 - Alta velocidade de transmissão;
 - Conexão transparente ao dispositivo de detecção;
 - Longo alcance;
 - Fácil integração com rede de dados estruturadas;
 - Baixo consumo de energia;
 - Possibilidade de conexão com computação nas nuvens *cloud computing* e consequente integração em sistemas *Smart-grids*;

O equipamento piloto baseia-se na conexão *bluetooth*, tornando a implementação rápida dos recursos básicos para o dispositivo. Na versão final do equipamento a ser

apresentado ao final do doutorado, o mesmo possuirá tanto interface de rede quanto interface *bluetooth*, permitindo que o equipamento seja instalado para utilização em curto alcance com sistemas de monitoramento remoto. O estudo dos métodos de comunicação para plataformas de processamento de sinais, permitiu uma análise profunda das tecnologias de comunicação abordando desde interfaces comerciais de comunicação *Ethernet* e interfaces baseadas na implementação em FPGA. Como resultado do estudo, foi publicado em *Journal of Control, Automation & Electrical Systems, SBA, Springer* o artigo denominado *Effective Data Rate on Ethernet Interfaces For Embedded Systems: A Comparative Analysis*, Dezembro 2013. (<http://link.springer.com/article/10.1007/s40313-013-0075-5/fulltext.html>)

Na Figura 37 é apresentado um sinal de teste utilizado para mostrar a operação do sistema de decomposição de Harmônicos variantes no tempo. Para a tela apresentado foi montado um sinal de teste com a seguinte composição harmônica:

$$x(t) = 1 * \sin(2\pi 60t) + 0.1 * \sin(2\pi 120t) + 0.3 * \sin(2\pi 180t) + 0.2 * \sin(2\pi 420t) + 0.5 * \sin(2\pi 300t) + 0.05 * \sin(2\pi 720t) \quad (5.1)$$



Figura 37: Captura de tela - Informações dos dados transferidos através do link de comunicação *Bluetooth*

Na Figura 38, é apresentado o gráfico de barras, dos valores de amplitude em função da componente harmônica estimada pelo dispositivo. A taxa de atualização do gráfico pode ser ajustada pelo usuário.

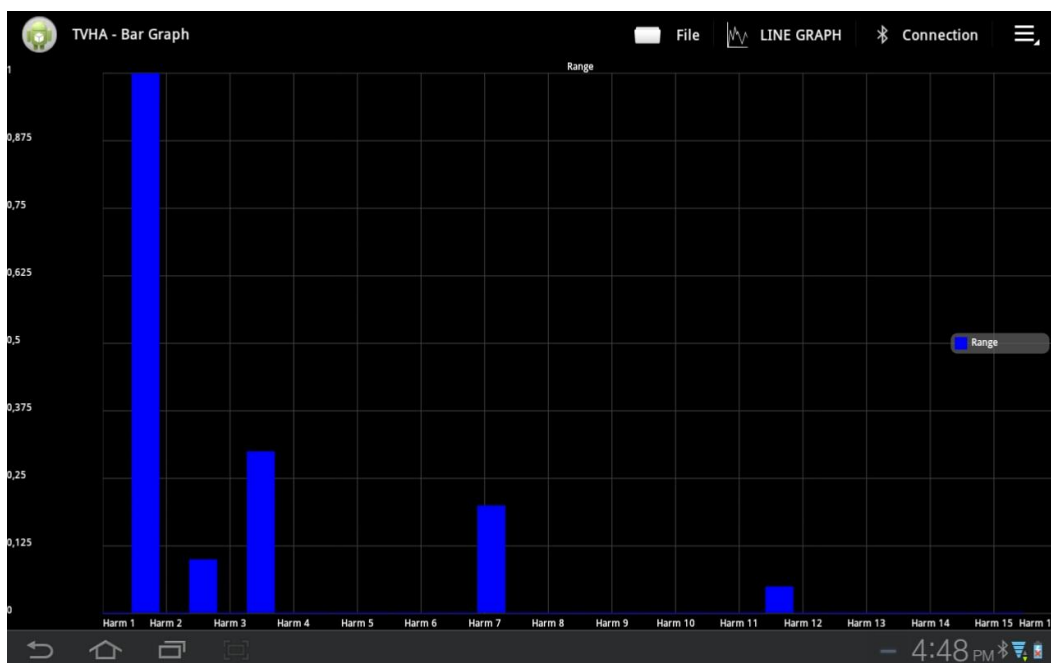


Figura 38: Captura de tela - Apresentação em gráfico de barras das amplitudes dos harmônicos estimados na plataforma de aquisição e processamento.

Nas Figuras 39, 40, 41 e 42 são mostrados os gráficos polares. A ferramenta de gráficos polares permite visualizar o deslocamento angular e a variação das amplitudes dos harmônicos. Nestas funções implementadas, tem-se:

- Ativação do *grid*;
- Ferramenta de zoom;
- Configuração dos harmônicos a serem apresentados;



Figura 39: Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos.

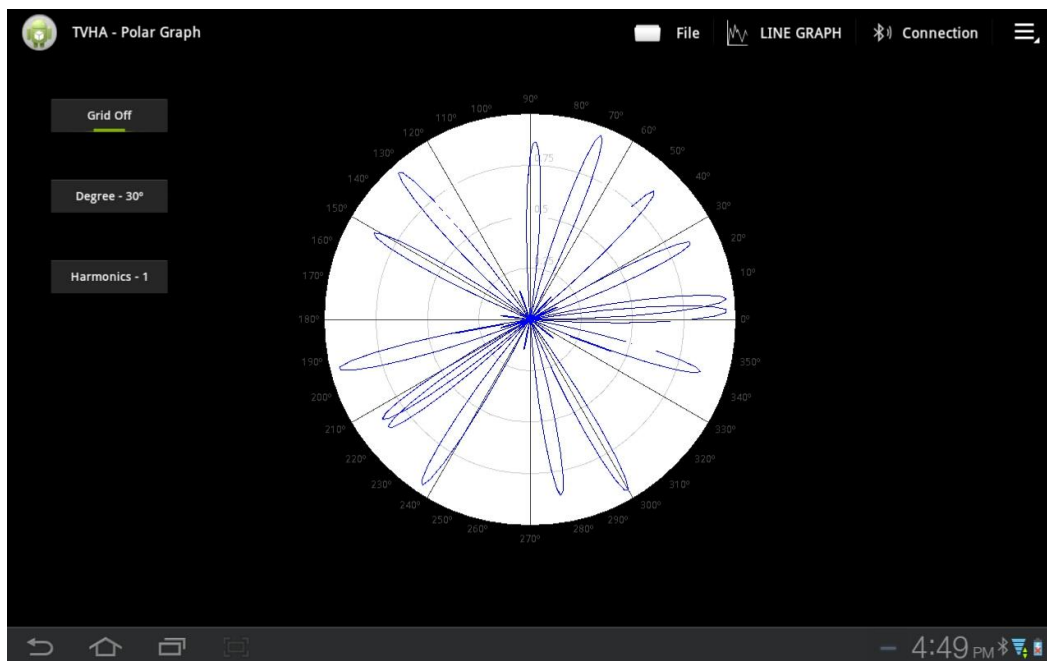


Figura 40: Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos com ativação da função *grid*

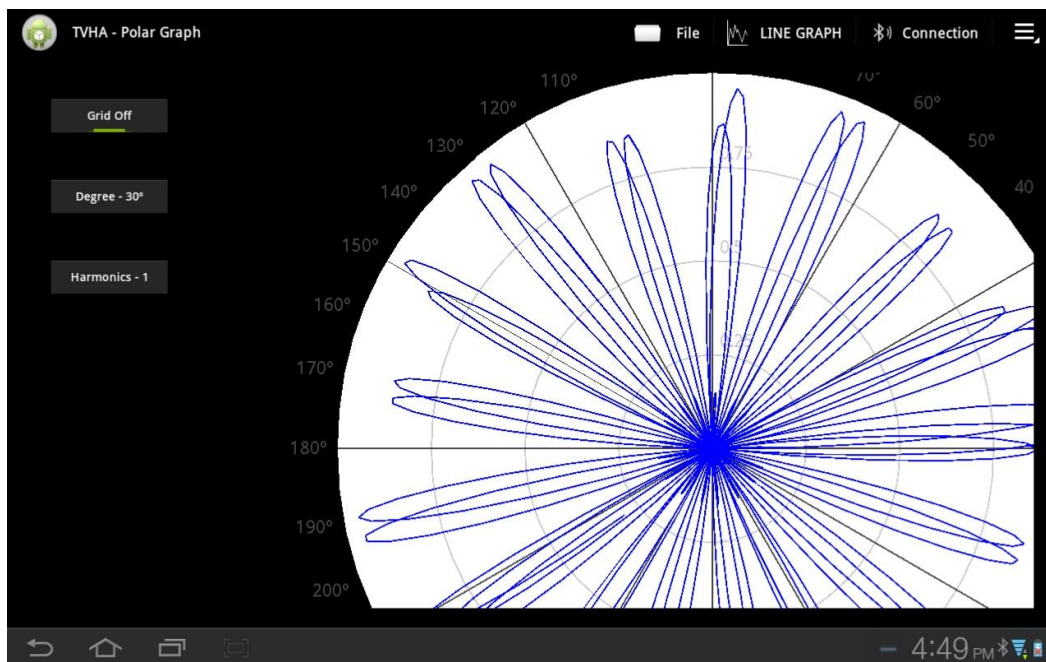


Figura 41: Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos com ativação da função *grid* com aproximação *zoom*

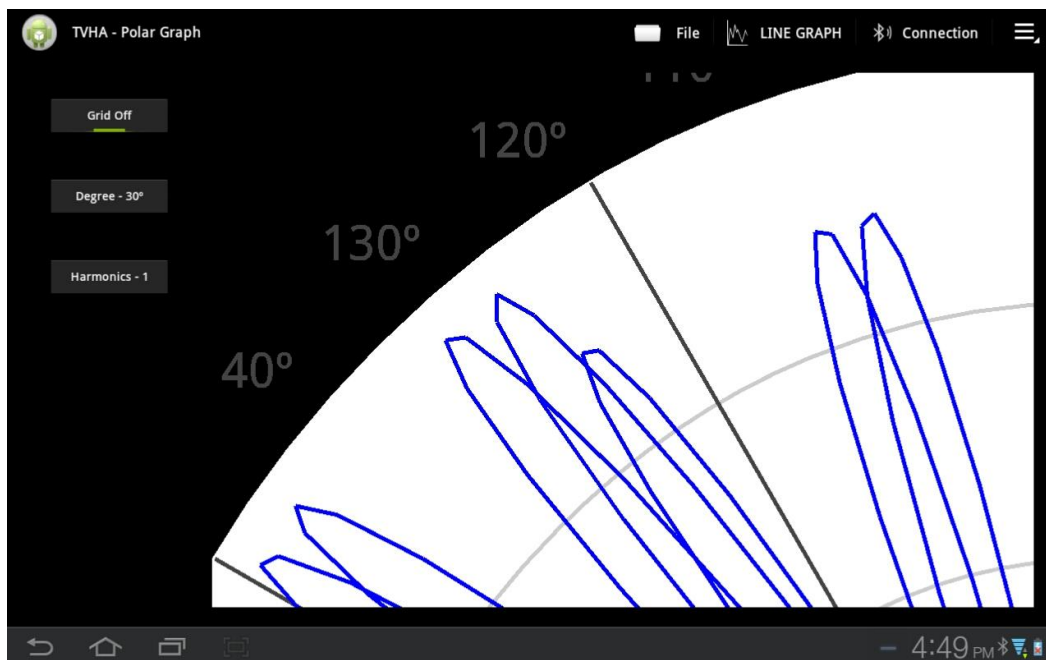


Figura 42: Captura de tela - Representação Polar dos interharmônicos com ativação da função *grid* com aproximação *zoom*

Na Figura 43, é mostrada a tela de configuração do sistema e *trigger*, permitindo a escolha entre os seguintes tipos de *trigger*:

- qualquer tipo de harmônico (*Any*);
- combinação múltipla de harmônicos (*Combined*);
- combinação de harmônicos pares (*Even*);
- combinação de harmônicos ímpares (*Odd*);

Uma vez selecionado o tipo da combinação de *trigger* através da tela apresentada na Figura 43, o dispositivo é configurado para ser disparado por um ou mais harmônicos de ordem par ou ímpar (modo combinado), disparo por harmônicos pares, disparo por harmônicos ímpares ou disparo por qualquer harmônicos que ultrapasse os limites ajustados.

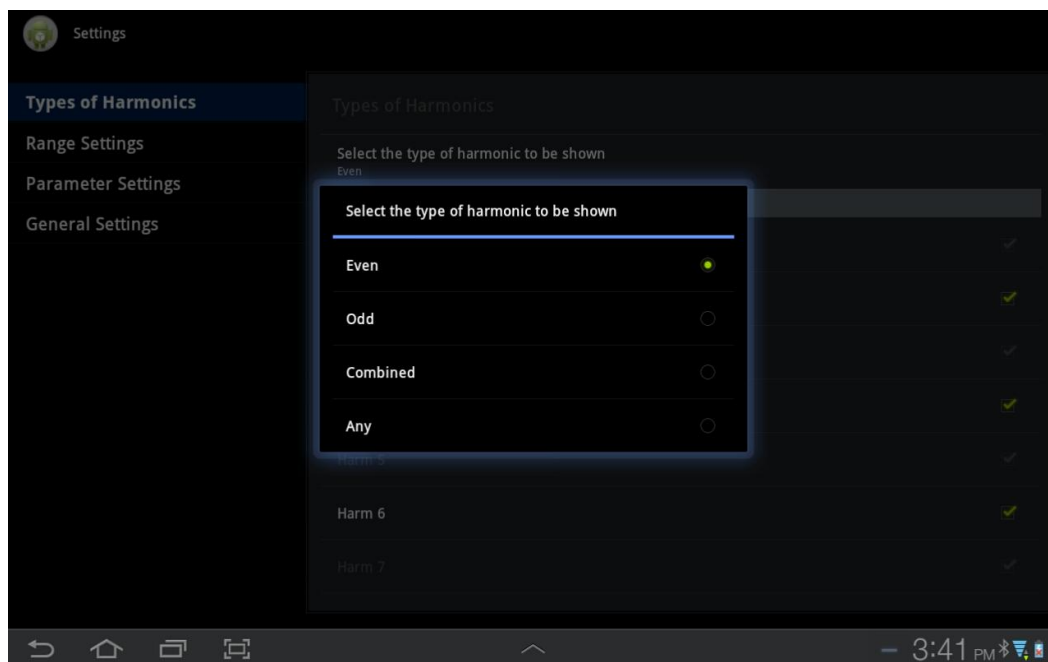


Figura 43: Captura de tela - Tela de configuração de parâmetros - Função :Tipo de *Trigger* harmônico.

O processo de disparo (*Trigger*) para os modos: combinado, par e ímpar, opera em modo lógico *AND*, ou seja, o evento é gerado uma vez que o sistema de detecção de eventos seja sensibilizado por todos os harmônicos selecionados. Na Figura 44 verifica-se a lógica de operação do sistema.

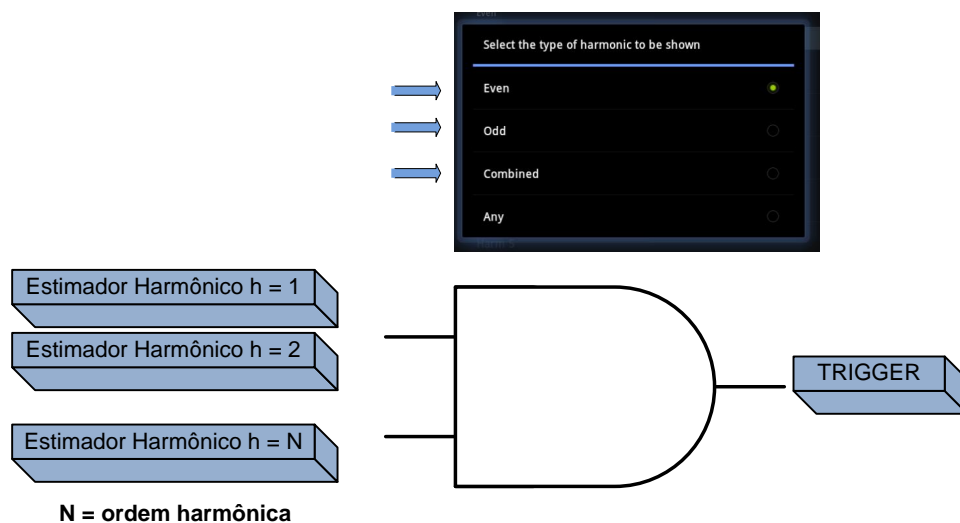


Figura 44: Sistema de sensibilização de *trigger* função E

Para o caso do sistema de *Trigger* estar configurado para operar em modo *Any*, a função de ativação será a lógica *OU* mostrada na Figura 45, permitindo o disparo do sistema de aquisição caso um dos harmônicos configurados ultrapasse os valores limiares.

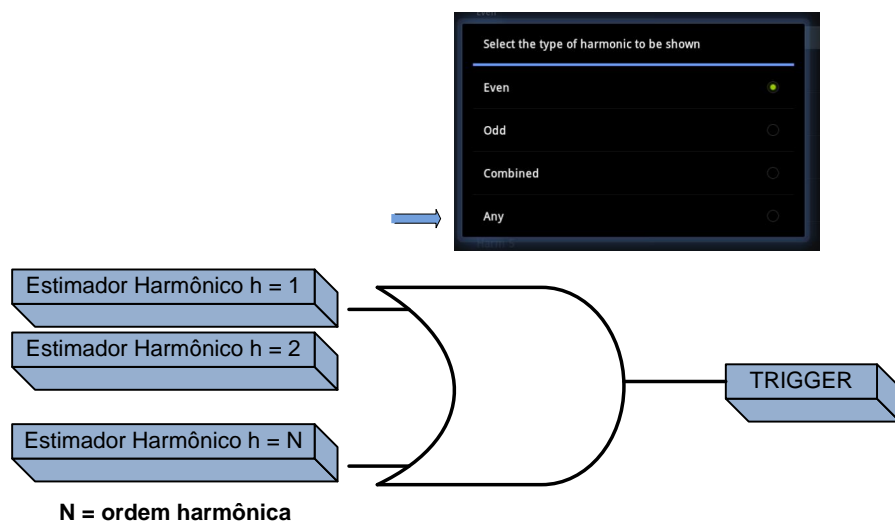


Figura 45: Sistema de sensibilização de *trigger* através da função OU

Além de configurar o tipo de disparo, o dispositivo possui valores de limiares para o sistema de disparo, que são configurados de acordo com parâmetros determinados pelo usuário ou através dos limiares das normas Institute of Electric and Electronic Engineers (IEEE) ou IEC. Na Figura 46 é apresentada a tela de configuração dos limiares. Os valores são em função da escala aplicada ao sinal adquirido. Além das funções

de configuração, o software desenvolvido no *tablet* tem a função de monitoramento do sistema através de um terminal serial, que pode ser utilizado como uma forma de depuração dos dados trafegados. Na Figura 47 é mostrada a tela de configuração que possui as funções como:

- Salvamento automáticos dos dados;
- Modo de desenvolvimento (permite acompanhar parâmetros e mensagens trafegadas);
- Reiniciar contadores de arquivos;

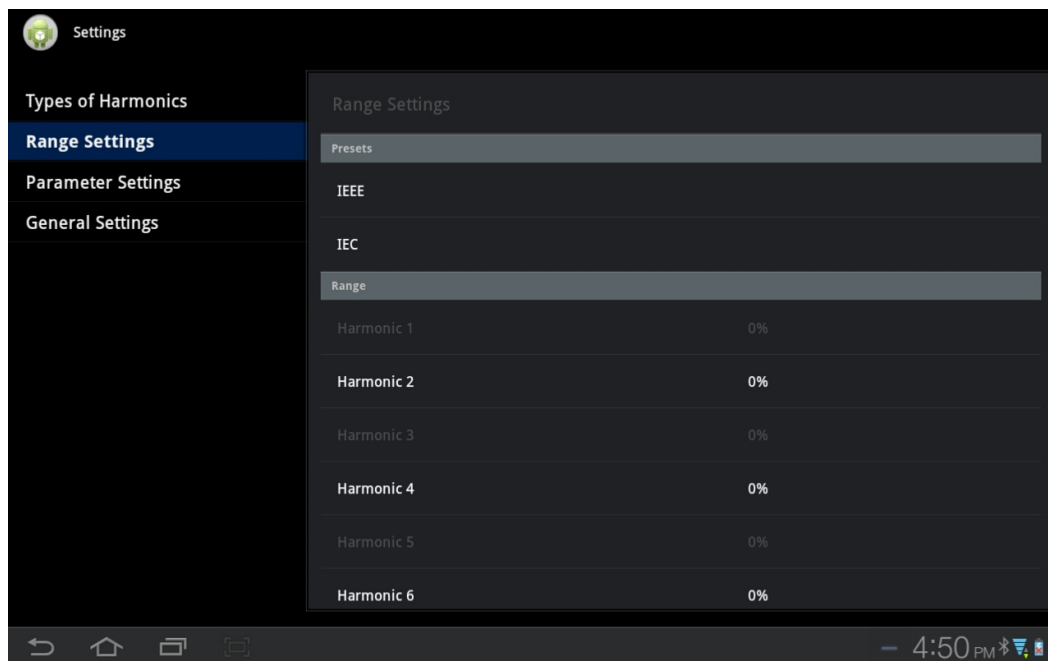


Figura 46: Captura de tela - Tela de configuração de parâmetros - Função: Limiares para ativação do *Trigger*.

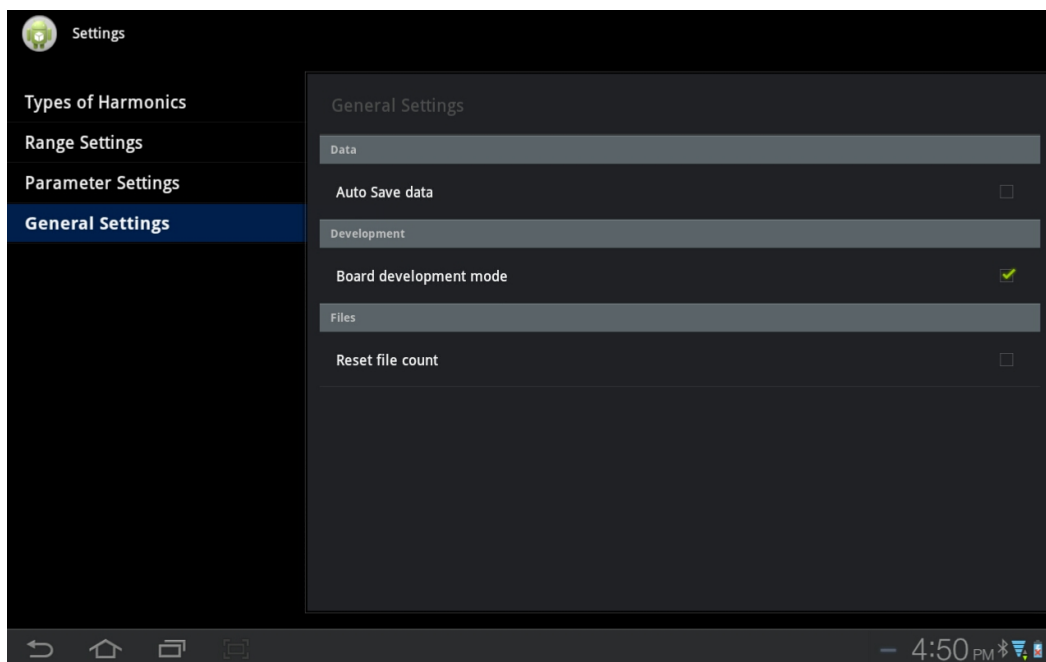


Figura 47: Captura de tela - Tela de configuração - Configurações gerais

5.3.2 PLATAFORMA SISTEMA OPERACIONAL WINDOWS

De modo a permitir a validação dos conceitos referentes à operação do dispositivo AHVT, encontra-se em desenvolvimento o *software* de configuração e análise *on-line* e *off-line* para fenômenos de harmônicos variantes no tempo. As características da ferramenta de decomposição permitem a conexão por meio de um *link* de comunicação *Bluetooth* ou a utilização *offline* permitindo a utilização da ferramenta com sinais sintetizados através do *MATLAB* ou com sinais adquiridos por outros sistemas de aquisição e armazenamento de dados elétricos.

Na Figura 48 é mostrada a tela que permite conectar o dispositivo através de interfaces *Bluetooth*, USB ou operar em modo *off-line*.

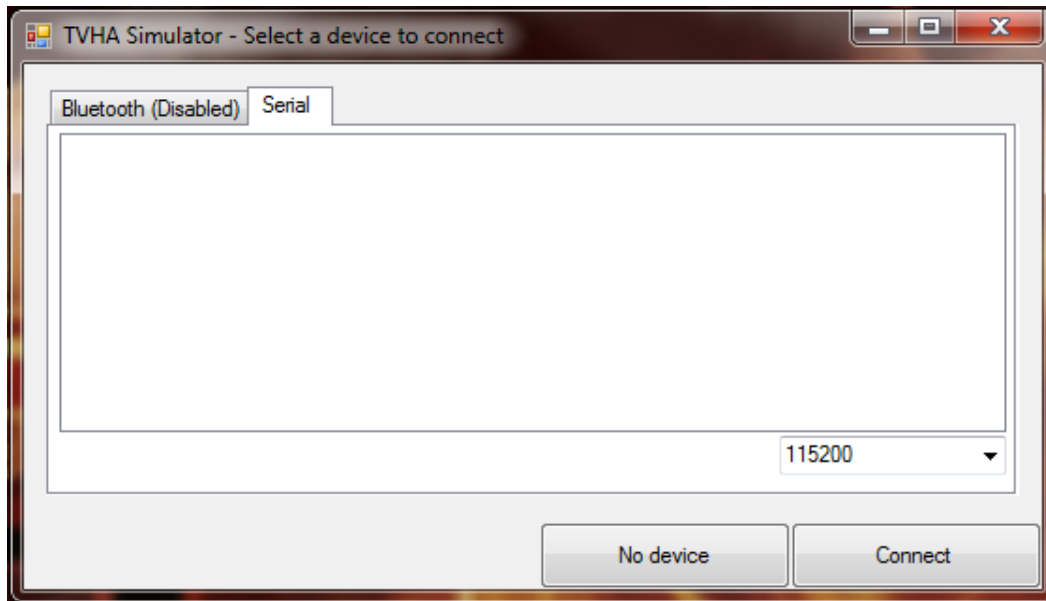


Figura 48: Captura de tela - Tela *Software WINDOWS* - Seleção de operação *On-Line* ou no modo de simulação

Definido o modo de operação do equipamento como *on-line* ou *off-line*, o sinal é carregado na interface de processamento. Na Figura 49 é apresentada a tela inicial e na Figura 50 a tela de carregamento de um sinal sintetizado via MATLAB. Uma vez carregado o sinal, o programa automaticamente executa a estimação e extração dos componentes harmônicos.

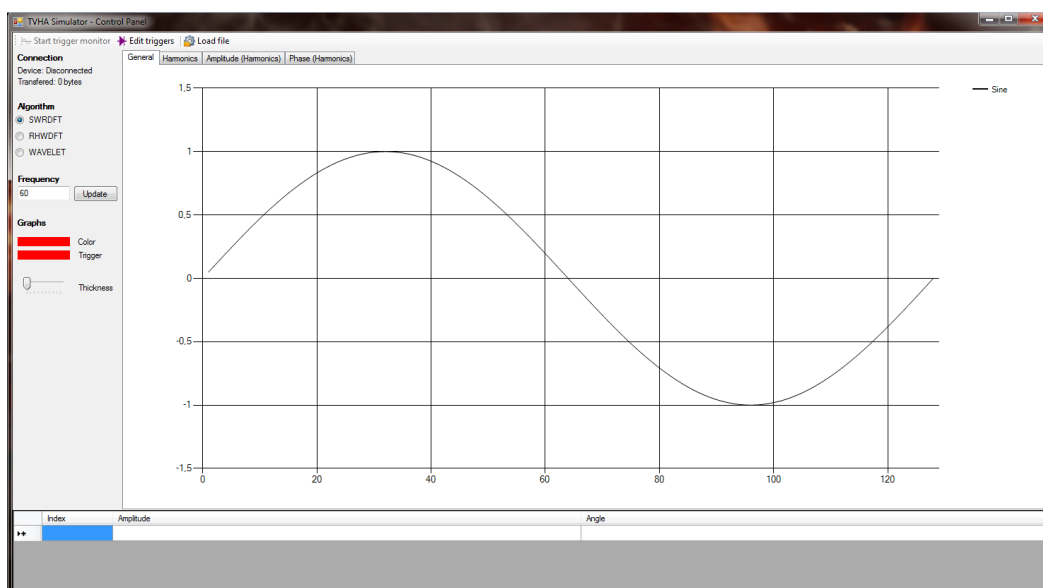


Figura 49: Captura de tela -*Software WINDOWS* - (Tela principal).

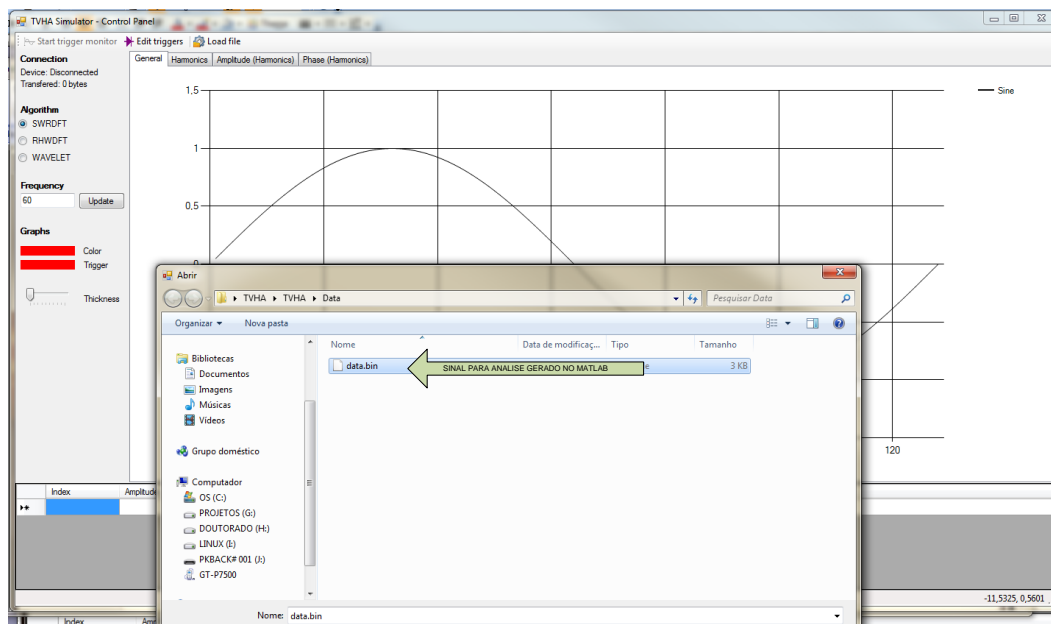


Figura 50: Captura de tela -*Software WINDOWS* - Carga do sinal gerado MATLAB para análise no *Software*

O sinal apresentado na Figura 52 e 52 são apresentados os resultados da Equação (5.2). É possível visualizar as diversas formas de onda exibidas simultaneamente plotadas das decomposições realizadas pelo *software*.

$$\begin{aligned}
 x(t) = & 0.3 * \sin(2\pi 60t) + 0.4 * \sin(2\pi 120t) + 0.2 * \sin(2\pi 180t) & (5.2) \\
 & + 0.2 * \sin(2\pi 240t) + 0.5 * \sin(2\pi 300t)
 \end{aligned}$$

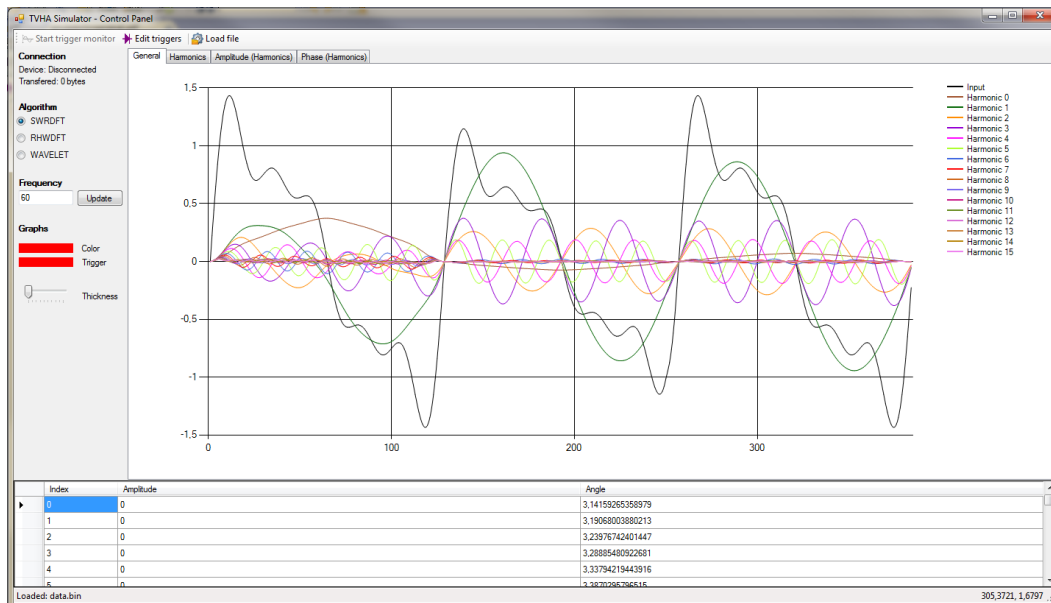


Figura 51: Captura de tela -*Software WINDOWS* - Sinal simulador MATLAB

Após a execução do algoritmo de decomposição dos sinais, na Figura 52 são mostrados os 16 harmônicos decompostos. Ao clicar duas vezes no gráfico desejado é possível visualizar individualmente o harmônico de interesse, como apresentado na Figura 52. Foram integradas ao *software* ferramentas de *zoom*, ajuste de cor dos gráficos e espessuras das linhas conforme visto na Figura 53.

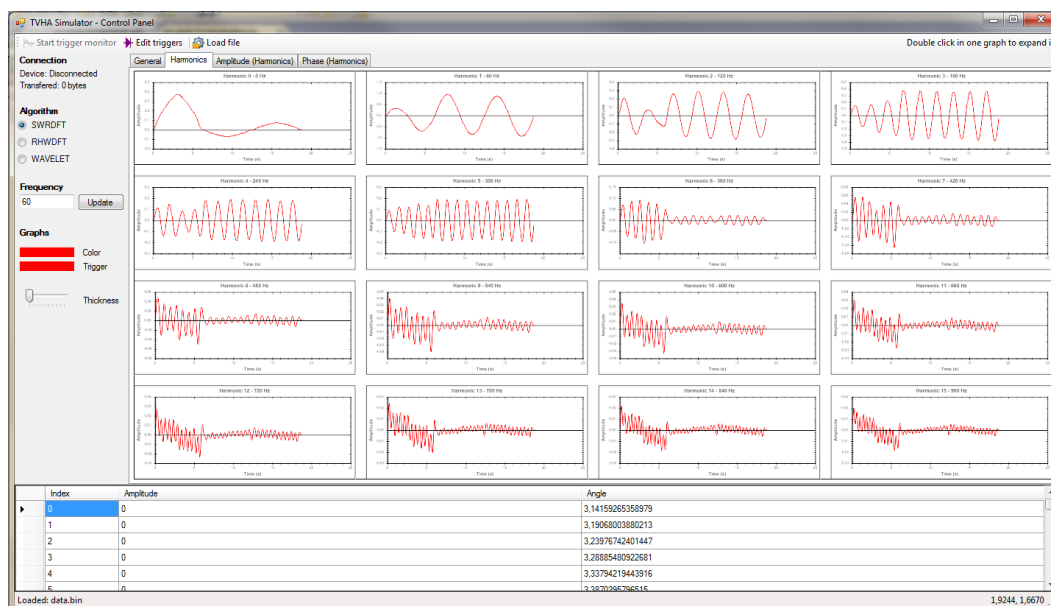


Figura 52: Captura de tela -*Software WINDOWS* - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado MATLAB para análise no *Software*

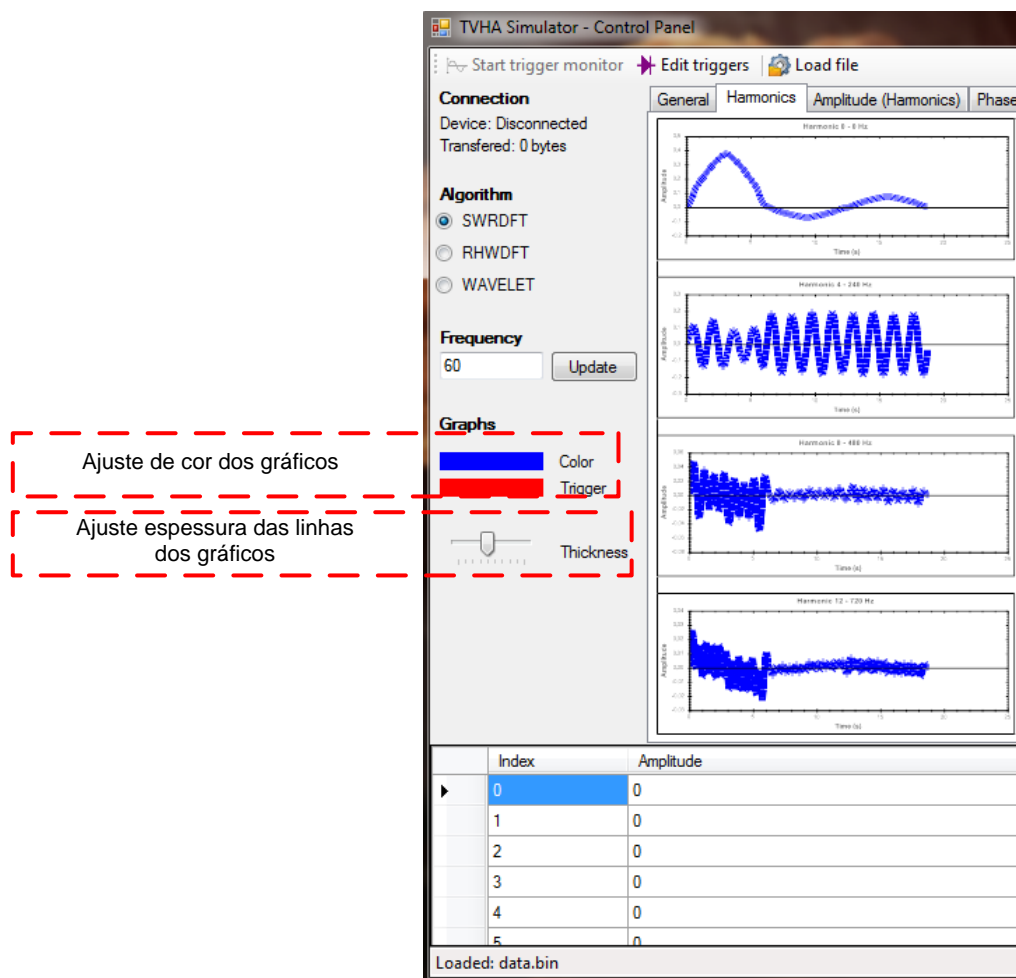


Figura 53: Captura de tela -*Software WINDOWS* - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado pelo MATLAB para análise no *Software* com ajustes de cor e espessura de traço.

Na Figura 54 é apresentado a decomposição do terceiro harmônico. É possível visualizar a transição de amplitude do harmônico, o que permite ao *software* ser utilizado como uma ferramenta de pós processamento.

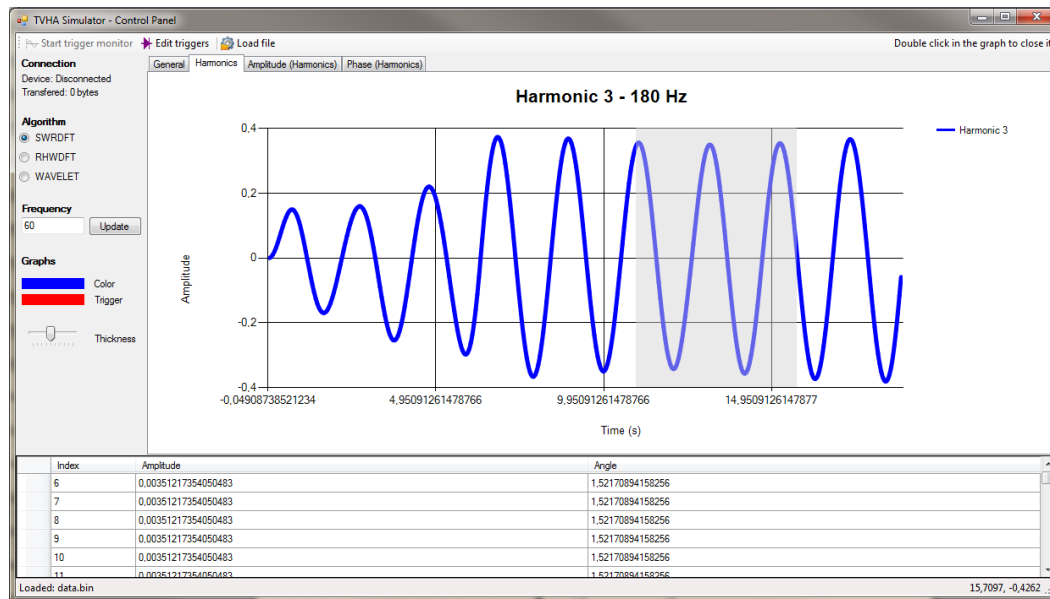


Figura 54: Captura de tela -*Software WINDOWS* - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado pelo MATLAB para análise na ferramenta *Zoom* do harmônicos selecionado no *Software*.

Além da reconstrução individual das componentes harmônicas, na Figura 55 o *software* estima a amplitude e fase das componentes harmônicas, os parâmetros de disparo *Trigger* são configurados e exibidos nos gráficos de amplitude. No gráfico apresentado, as regiões em verde claro representam as regiões limiaries. Uma vez que o sinal ultrapasse a área em hachura o evento de *trigger* executará o armazenamento de 12 ciclos antes e 12 ciclos depois do evento detectado.

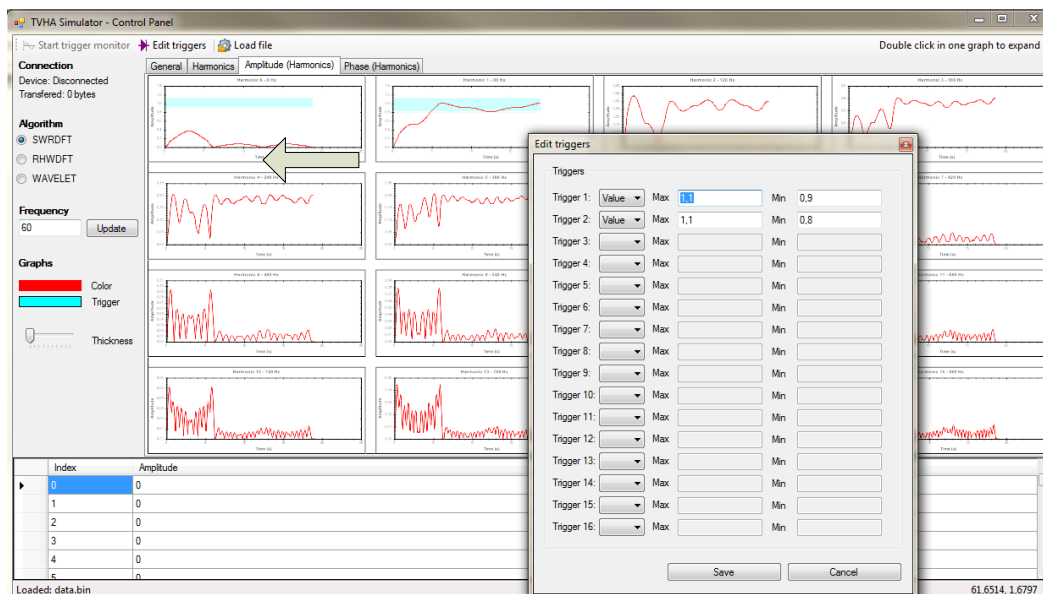


Figura 55: Captura de tela -*Software WINDOWS* - Decomposição dos harmônicos presentes no sinal gerado pelo MATLAB para análise do *Software*

5.3.3 *TELEMETRIA AHVT*

No trabalho de estudo para implementação da sistema de comunicação do AHVT, foram abordadas técnicas de telecomunicação/telemetria de modo a proporcionar o acesso ao dispositivo por meio de conexão física cabeada *Wired* ou conexão sem fio *Wireless*.

Dentre as conexões de dados possíveis temos:

- Bluetooth;
- Wifi;
- Ethernet;
- USB;

Durante os estudos relacionados a métodos de comunicação que permitem o trafego de dados de modo otimizado foram analisados o desempenho de interfaces de comunicação *Ethernet* por meio de soluções comerciais e soluções baseadas em implementação do controlador *Ethernet* por meio de FPGA. Como resultado da pesquisa foi publicado na revista SBA - Journal of Control, Automation and Electrical Systems December 2013, Volume 24, Issue 6, pp 806-815 o trabalho intitulado Effective Data Rate on Ethernet Interfaces For Embedded Systems: A Comparative Analysis. O trabalho aborda

a implementação do conceito de comunicação ethernet considerando o desempenho da interface de comunicação comparada ao custo de implementação. Quando analisamos o quesito de implementação da plataforma de análise de sinais AHVT as interfaces de comunicação podem atingir as seguintes aplicações em campo:

Comunicação Bluetooth 2.0 ou 4.0: Monitoramento de curto alcance. Aplicação para utilização em ambientes onde é necessário total isolamento do equipamento instalado, permitindo o acesso do equipamento por interfaces baseadas em dispositivos *ANDROID*, computador portátil ou dispositivo móvel com comunicação Bluetooth.

Comunicação Ethernet cabeado: Para aplicações com acesso remoto ao dispositivo AHVT, a conexão baseada no protocolo TCP/IP além de proporcionar uma conexão de alta velocidade, permite o acesso utilizando protocolo Internet das coisas (*Internet Of Things*) (IOT) incluindo ao sistema a possibilidade de implementação analisadores em redes de comunicação com simples acesso a internet. Assim como *link Power Line communication - PLC*.

As interfaces analisadas nos trabalhos e teste executados para a implementação do equipamento, mostram que aplicações baseadas em conexão *Bluetooth* e *Ethernet* dão ao equipamento a capacidade de conexão para ambas possibilidade de aplicação não sendo excludente a implementação em hardware de ambas.

Para aplicação idealizada para o AHVT a taxa de dados prevista para um sistema monofásico e trifásico com janela de retenção de dados de 12 ciclos do componente fundamental temos:

$$\begin{aligned} DataBurst_{Tri} &= 2.5 * 3 * W * NPPC * L_w \\ DataBurst_{Mono} &= 2.5 * W * NPPC * L_w \end{aligned} \quad (5.3)$$

Onde W é o tamanho da janela de retenção de dados, a qual para a aplicação proposta foi definido em 24 ciclos do componente fundamental, $NPPC$ número de pontos por ciclo, que para aplicação é de 128 pontos por ciclo e L_w largura em bits do dados processado, para aplicação é definido em 16 bits (resolução do ADC), assim pode ser detectados a cada segundo 2 eventos completos e a metade de um próximo evento de harmônicos variantes no tempo. Assim temos:

Tipo do AHVT	Dados (bits)	Taxa de dados Ethernet	Taxa de dados <i>Bluetooth</i>
Monofásico	122.88k	100 Mb	1.3824 Mb
Trifásico	368.64k	100 Mb	1.3824 Mb

É necessário observar que o número de pontos por ciclo pode ser modificado de acordo com a demanda do projeto.

Vale a pena ressaltar que as taxas de dados citadas são considerada para *Links* de conexão direta com o que acontece como no caso da conexão *Bluetooth* para conexões de dados como TCP/IP a velocidade de conexão real depende do *Link* de acordo com a aplicação. Dentre as conclusões conseguintes do trabalho publicado temos:

- Para aplicação com conexão *Ethernet*, o sistema responsável por efetuar o transporte de dados entre o nível de aplicação (processamento AHVT) e a interface de comunicação deve assegurar uma taxa mínima e contínua de 400Kbits/segundo (*throughput*). Para o acesso *Ethernet* a solução testada é baseada no processador TIVA TM4C1294XL da Texas Instruments, o qual além de suporte a conexão *Ethernet* local, o mesmo possui suporte a conexão com Computação nas Nuvens (Cloud Computing) o que agrega ao equipamento a capacidade de operação remota com acesso os dados pré-processados através da *Internet*
- Para aplicação com conexão *Bluetooth*, o módulo de comunicação proposto e testado em hardware HC-05 (Wavesen) estabelece um link de comunicação *Bluetooth*, com taxa de transmissão na interface serial (conexão com microcontrolador/FPGA) de 1.3824 Mbits/segundo.

6 ANÁLISE DOS ALGORITMOS

6.1 RHWDFT

6.1.1 RHWDFT RECONSTRUÇÃO HARMÔNICA

Nesta seção, serão apresentados comparativos entre o algoritmo SWRDFT apresentado em (FABRI et al., 2010) e o RHWDFT. Os algoritmos foram testados com os seguintes sinais de teste:

- Sinal teste referência CIGRE (CIGRE, 1997);
- Sinais de teste gerados através da fonte OMICRON* e adquiridos pela plataforma de compressão apresentada em (KAPISCH et al., 2014);(* - Fonte geradora de sinais modelo CMC 256 plus com módulo de qualidade de energia)

6.1.1.1 SINAL DE TESTE CIGRE

A Tabela 3 mostra os componentes em frequência e suas respectivas amplitudes para o sinal de teste do CIGRE (CIGRE, 1997), nesse sinal, não é considerada a presença de ruído:

Frequency(Hz)	Magnitude(PU)
50	1.0
104	0.3
117	0.4
134	0.2
147	0.2
250	0.5

Tabela 3: Frequências em amplitudes sinal de teste Cigre

O sinal proposto é composto por componentes harmônicos e interharmônicos de

alta energia, quando comparados com a norma IEEE519 que estabelece os limites para a distorção harmônica na corrente. Este limite depende da relação entre a corrente de curto-circuito I_{sc} no ponto de acoplamento e a corrente da carga I_L . Por exemplo, para $100 < I_{sc}/I_L < 1000$ o máximo valor de um componente harmônico é 6% da corrente de carga.

A Figura 57 mostra o resultado da estimação de amplitude do componente fundamental para os métodos SWRDFT e RHWDFT. O erro médio quadrático, o desvio padrão e o desvio máximo, em relação ao sinal ideal, são apresentados na Tabela 4. O método RHWDFT apresentou os melhores resultados em virtude de sua habilidade em atenuar os componentes interharmônicos.

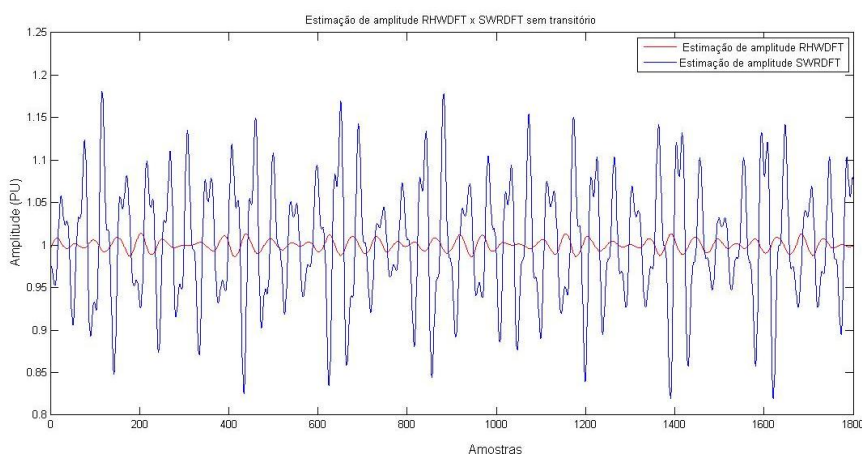


Figura 56: Sinal de Teste CIGRE

Algoritmo	Erro Médio Quadrático	Desvio Padrão	Desvio máximo (%)
SWRDFT	0.0050	0.0062	18.09%
RHWDFT	3.7928e-005	3.0123e-005	1.42%

Tabela 4: Estatística comparativa sinal de referência CIGRE

Para a ausência de componentes interharmônicos, o desempenho de ambos os filtros SWRDFT e RHWDFT é similar para comparações relativas a estimação de amplitude e fase para condições de sinal de teste em frequência nominal. Na Tabela 5 são apresentadas as diferenças dos estimadores.. A diferença entre os algoritmos citados é o tempo de convergência, que para RHWDFT são 2 ciclos como pode ser observado na figura 57

Algoritmo	Erro Médio Quadrático	Desvio Padrão	Desvio máximo (%)
SWRDFT	1.3349e-029	2.9724e-013	-7.8137e-013%
RHWDFD	2.0821e-025	3.4919e-015	3.7748e-015%

Tabela 5: Estatística comparativa sinal de referência CIGRE (sem interharmônico)

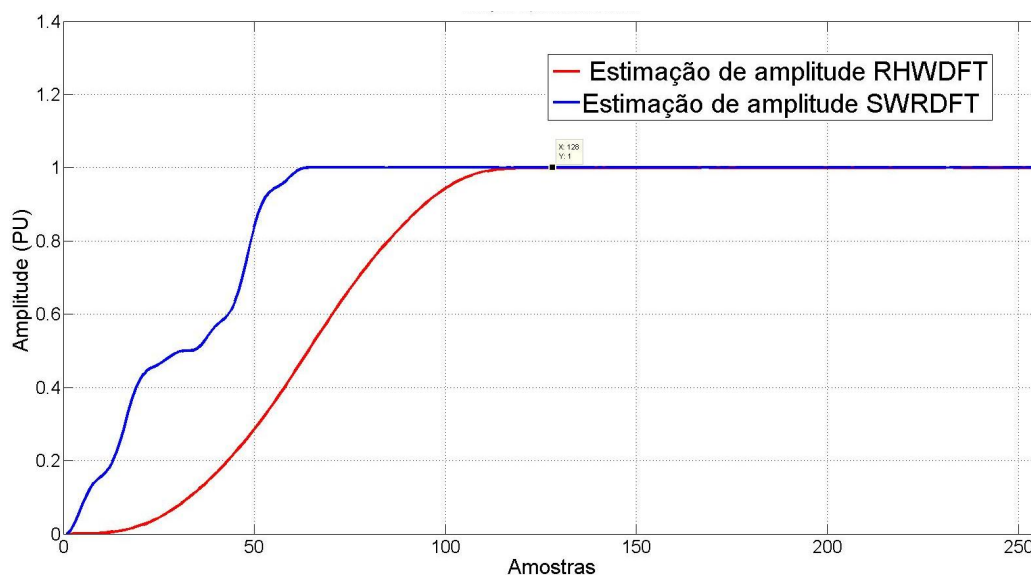


Figura 57: Comparativo Rastreamento RHWDFD e SWRDFT sem a presença de interharmônico.

A seguir ambos os algoritmos são submetidos a afundamentos *SAG* do componente fundamental com as seguintes características:

- Tipo de evento: Afundamento;
- Amplitude do afundamento: 20% do componente fundamental;
- Duração do evento: 4 ciclos;

Na Figura 58, são apresentados os comportamentos dos algoritmos quando submetidos ao afundamento, bem como a curva do evento gerado.

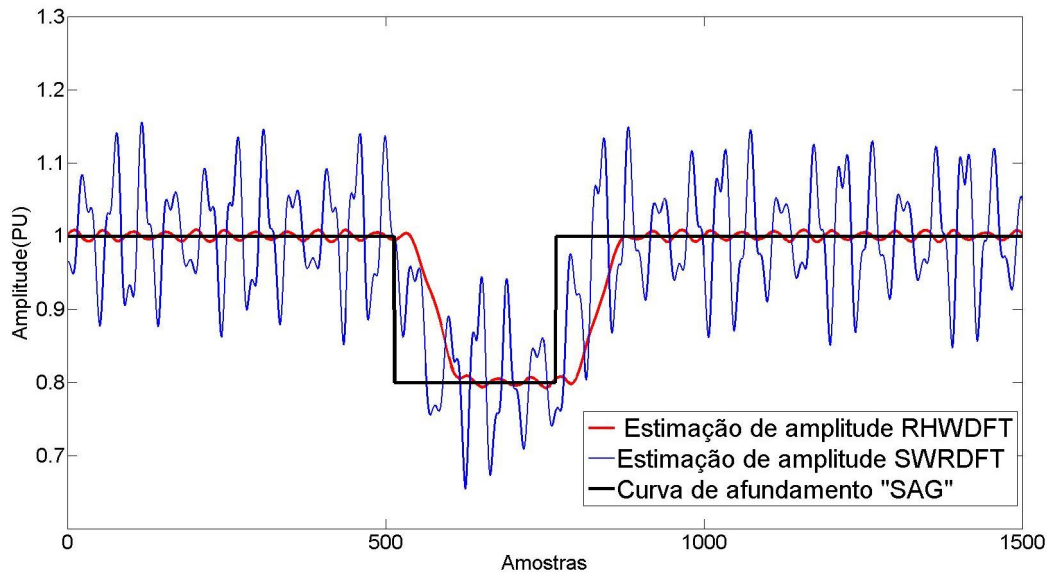


Figura 58: Comparativo Rastreamento RHWDFT e SWRDFT com a presença de interharmônico.

Para a aplicação proposta no trabalho, a reconstrução do sinal sintonizado pelo filtro é uma das principais contribuições, uma vez que a mesma permite visualizar os eventos no domínio do tempo. A proposta do Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo (AHVT) é baseada em algoritmo para operação em tempo real com baixo esforço computacional.

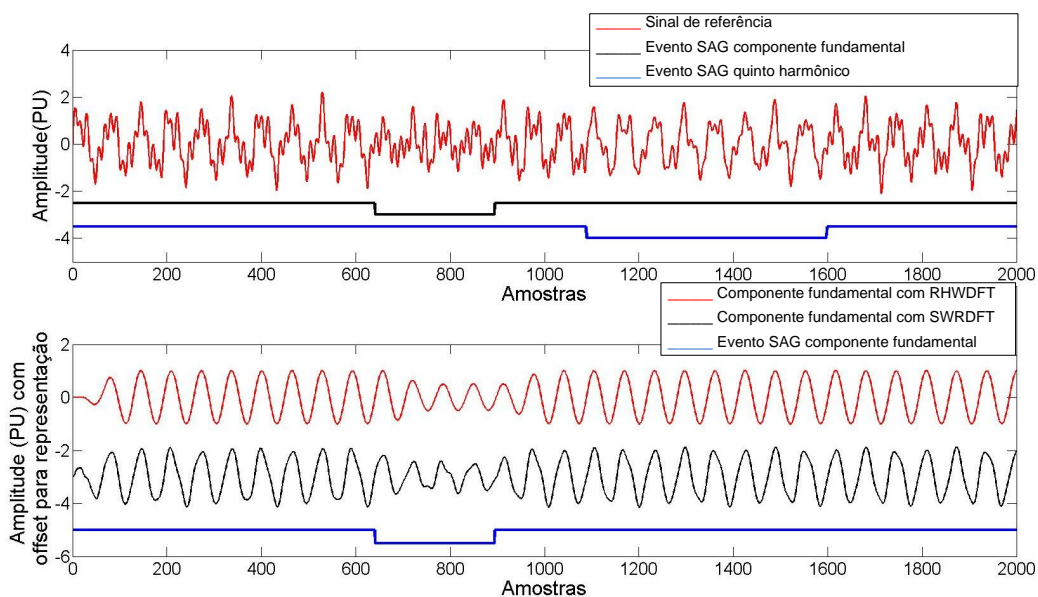


Figura 59: Comparativo Rastreamento RHWDFT e SWRDFT sem a presença de interharmônico e *SAG* na componente fundamental.

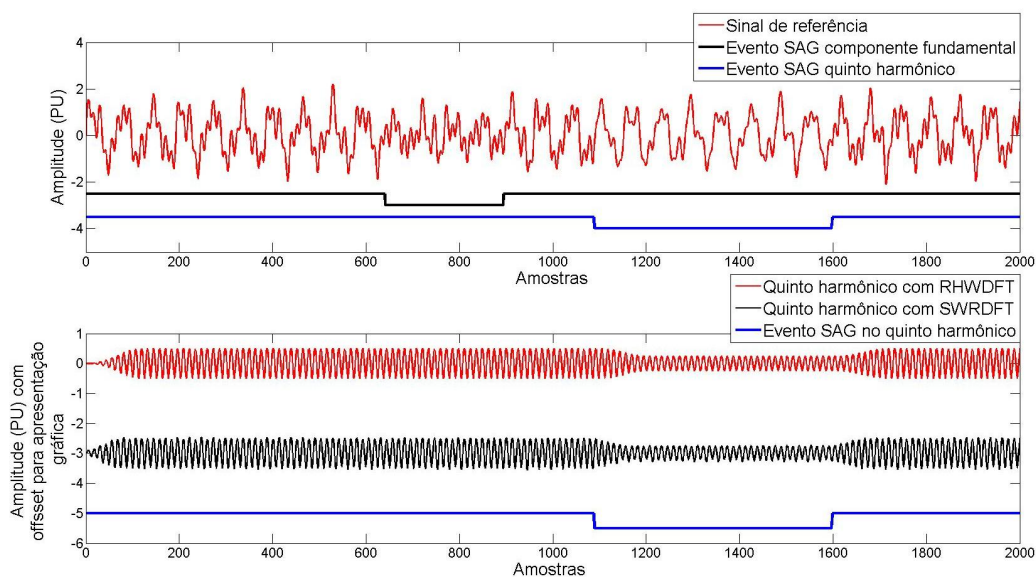


Figura 60: Comparativo Rastreamento RHWDFT e SWRDFT com a presença de interharmônico com *SAG* no quinto harmônico.

Nas figuras 59 e 60, são apresentados o rastreamento dos algoritmos para um sinal de referência baseados no CIGRE quando os componentes harmônicos (fundamental e quinto) são submetido a variações em amplitude em momentos distintos como descrito a seguir:

- Componente fundamental ($50Hz$);
 - Tipo de evento: Afundamento;
 - Amplitude do afundamento: 50% do componente fundamental;
 - Duração do evento: 4 ciclos ;
 - Localização do evento: entre ciclos 10 e 14;
- Quinto Harmônico ($250Hz$);
 - Tipo de evento: Afundamento;
 - Amplitude do afundamento: 50% do quinto harmônico;
 - Duração do evento: 8 ciclos ;
 - Localização do evento: entre ciclos 17 e 25;

Na Figura 61, é apresentado o rastreamento de fase dos algoritmos com a presença de interharmônicos.

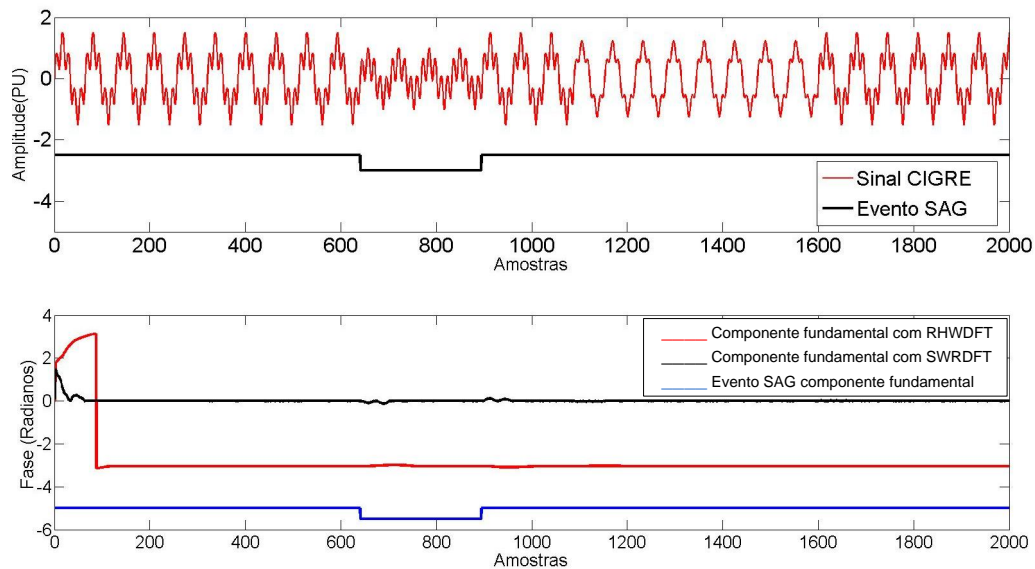


Figura 61: Comparativo Estimação de fase RHWDFT e SWRDFT sem a presença de interharmônico com *SAG* no componente fundamental

6.2 RHWDFT DETECÇÃO DE INTERHARMÔNICOS

6.2.1 RHWDFT DETECÇÃO DE INTERHARMÔNICO PRÓXIMO

A detecção de interharmônicos é um desafio para a estimação do componente fundamental e harmônicos no sistema de potência, uma vez que o mesmo interfere na correta estimação. Quando analisamos a presença do interharmônicos, quanto mais próximo do componente harmônico, mais complexo é o processo de separação e detecção, uma vez que a resolução da FFT deve ser elevada para permitir a visualização do componente interharmônico sem efeitos de espalhamento. Quando analisamos o algoritmo de estimação RHWDFT, a estimação da fase é efetuada a partir das componentes em quadratura, e a presença de interharmônicos afeta diretamente a estimação da fase do componente harmônico de interesse.

6.2.1.1 OSCILAÇÃO DA ESTIMAÇÃO DE FASE NA PRESENÇA DE INTERHARMÔNICOS

Para exemplificar o processo de detecção proposto, considere o seguinte sinal:

Frequência	Amplitude	Fase
60Hz	1 pu	$\pi/3$
67Hz	0.4 pu	$\pi/3$

Tabela 6: Sinal teste para detecção de interharmônico

Analisando a relação trigonométrica da Equação (6.1) a qual é responsável pelo processo de modulação do sinal, e aplicando o sinal com interharmônico próximo temos:

$$\begin{aligned}\sin(\omega_x) \cdot \sin(\omega_y) &= 0.5[\cos(\omega_x - \omega_y) - \cos(\omega_x + \omega_y)] \\ \sin(\omega_x) \cdot \cos(\omega_y) &= 0.5[\sin(\omega_x - \omega_y) + \sin(\omega_x + \omega_y)]\end{aligned}\quad (6.1)$$

$$\begin{aligned}(\sin(\omega_{60}) + \sin(\omega_{67})) \cdot \sin(\omega_{60}) &= \\ 0.5[\cos(\omega_{60} - \omega_{60}) - \cos(\omega_{60} + \omega_{60})] &+ 0.5[\cos(\omega_{67} - \omega_{60}) - \cos(\omega_{67} + \omega_{60})] \\ (\sin(\omega_{60}) + \sin(\omega_{67})) \cdot \cos(\omega_{60}) &= \\ 0.5[\sin(\omega_{60} - \omega_{60}) + \sin(\omega_{60} + \omega_{60})] &+ 0.5[\sin(\omega_{67} - \omega_{60}) + \sin(\omega_{67} + \omega_{60})]\end{aligned}\quad (6.2)$$

Assim, na Equação (6.3). a modulação do sinal de entrada afetada pelo componente interharmônico, onde a parcela referente ao componente interharmônico com frequência de 67 Hz é apresentado na equação

$$\begin{aligned}Y_{\cos_inter} &= 0.5[\cos(\omega_{67} - \omega_{60}) - \cos(\omega_{67} + \omega_{60})] \\ Y_{\sin_inter} &= 0.5[\sin(\omega_{67} - \omega_{60}) + \sin(\omega_{60} + \omega_{67})]\end{aligned}\quad (6.3)$$

Assim, o sinal composto após aplicado ao filtro de Hann tem como resultante um sinal composto por um componente DC somado a um componente AC, como apresentado na Equação (6.4)

$$\begin{aligned}Y_{\cos DC} + Y_{\cos AC} &= 0.5[\cos(\omega_{60} - \omega_{60})] + 0.5[\cos(\omega_{67} - \omega_{60})] \\ Y_{\cos DC} + Y_{\cos AC} &= 0.5[\cos(\omega_{60} - \omega_{60})] + 0.5[\sin(\omega_{67} - \omega_{60})]\end{aligned}\quad (6.4)$$

Ao ser efetuado o cálculo da fase do sinal de entrada através da função Arco Tangente como apresentada na Figura 62, a presença do componente AC no sinal de entrada faz com que o valor estimado da fase estimada sofra variações em função da presença do componente AC apresentado nas equações anteriormente citadas. Na Figura 62 é

apresentado a estrutura de detecção de interharmônico próximo, onde o resultado da estimação de fase é aplicada ao bloco de estimação do seno da fase. O valor calculado é então utilizado para efetuar o cálculo do desvio padrão. A função seno inserida ao estimador tem como função limitar a amplitude do sinal entre os valores de $[-1,1]$ e permitir que a reconstrução do sinal de fase através do harmônico seguinte, na estimação da fase passe para o formato de fase total. Assim, com a aplicação da função seno são eliminadas as descontinuidades do sinal característico da fase total e consequentemente algoritmos como *Zero Crossing* podem, ser aplicados ao sinal para a estimação da frequência de oscilação do componente detectado.

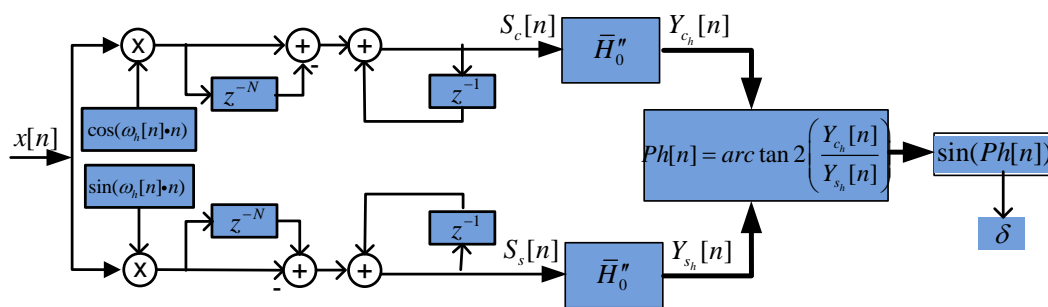


Figura 62: Diagrama de blocos - Detecção de interharmônico.

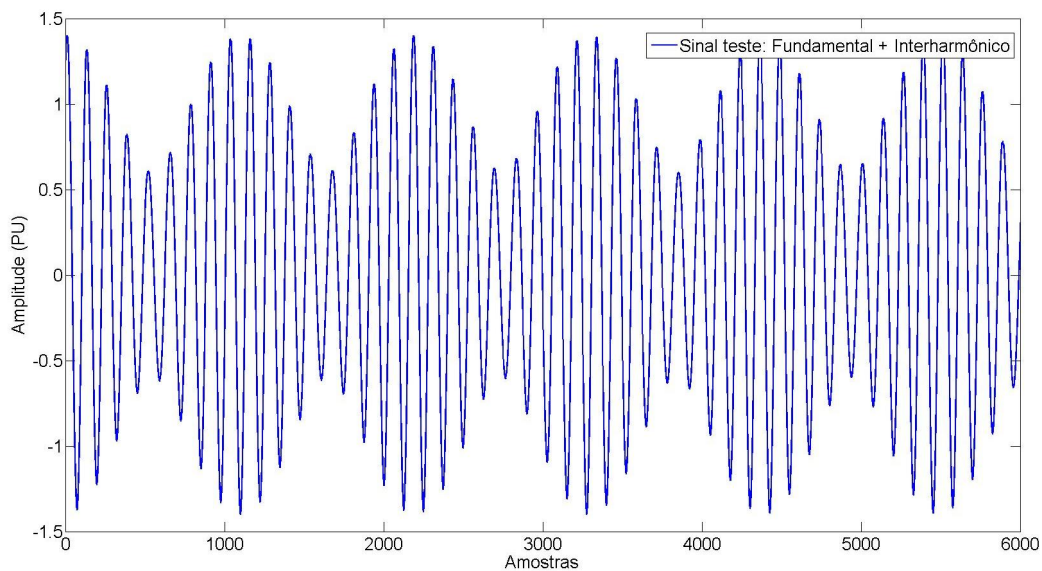


Figura 63: Sinal de teste - Detecção de interharmônico.

Quando o sinal apresentado na Figura 63, o qual é a composição de sinais apresentados na Tabela 6, é aplicado ao estimador de fase temos na Figura 64 o resultado da estimação com a presença de interharmônicos, e caracterizado por pela soma de um componente DC com um componente AC.

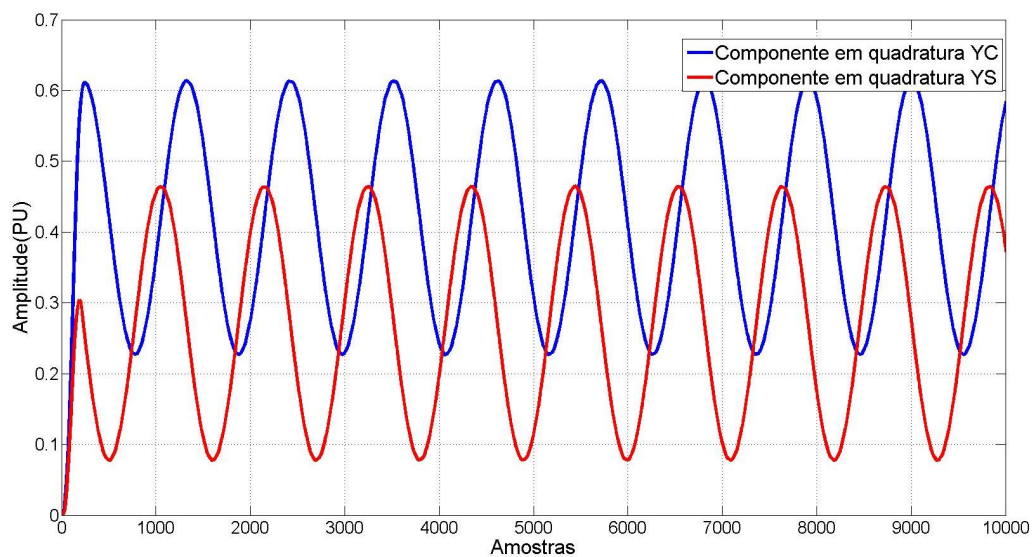


Figura 64: Sinal de teste - componentes em quadratura.

Aplicando a estimação de fase aos componentes apresentados na Figura 64 o resultado é uma oscilação na estimação da fase do sinal de interesse em função da presença do interharmônico como apresentado na figura 65.

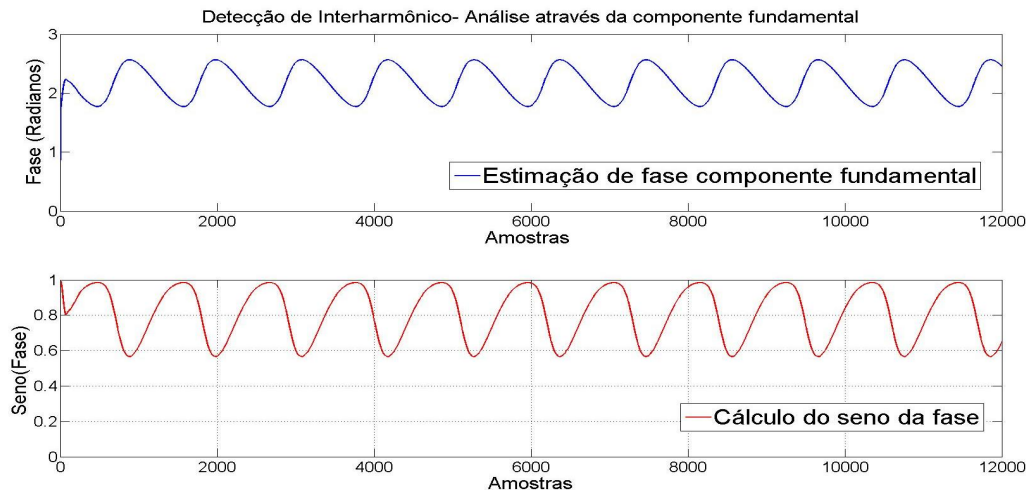


Figura 65: Detecção de interharmônico - Detecção pelo componente fundamental.

Quando é aplicada a detecção do interharmônico através de um núcleo RHWDFT sintonizado no segundo harmônico do componente fundamental, observando que o sinal não possui componente de segundo harmônico (Análise empírica), o resultado da estimação da fase do sinal de entrada é um sinal com característica de *fasetotal*, quando a estimação é aplicado ao bloco de calculo do seno temos como resultado um componente senoidal como apresentado na Figura 66.

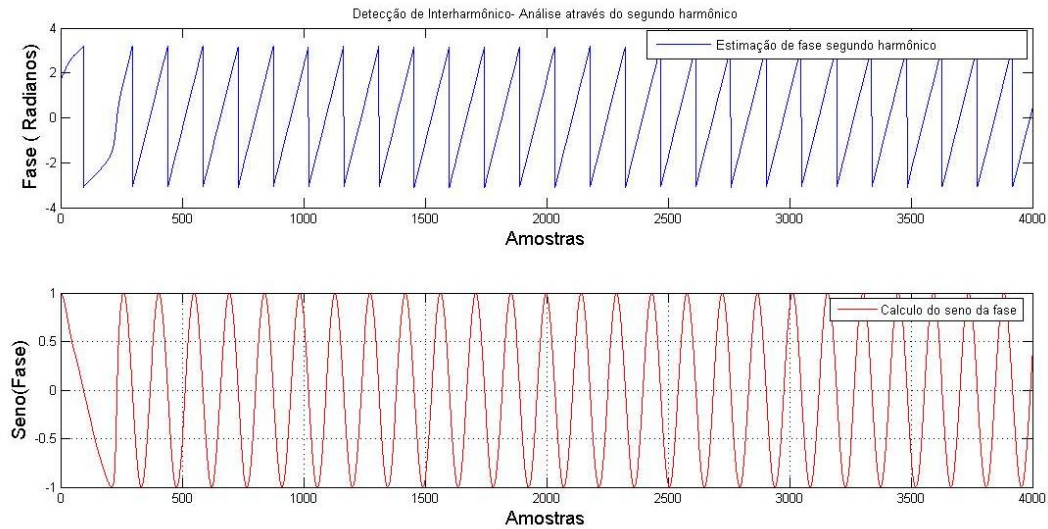


Figura 66: Detecção de interharmônico - Detecção pelo segundo harmônico.

A partir do componente senoidal estimado, resultante da presença do interharmônico, foi realizada a estimação da frequência do sinal e como resultado é apresentado na Figura 67, é importante observar que a frequência do sinal estimado é de 53Hz , uma vez que o componente de frequência interharmônica de 67Hz ao ser aplicado o processo de modulação através do componente de segunda ordem tem sua frequência deslocada.

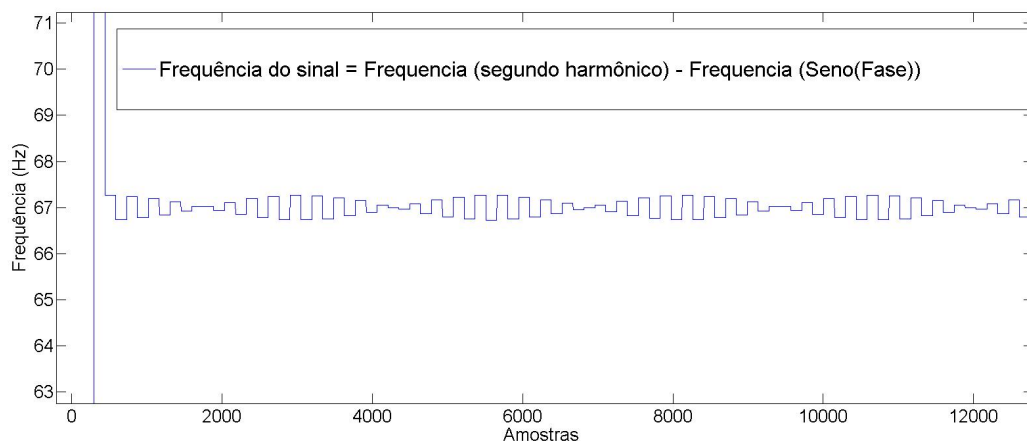


Figura 67: Detecção de interharmônico - Estimação de frequência através da segunda componente.

A partir do valor calculado do seno da fase, é calculado o desvio para sinal puro com SNR de 40 dB para o cálculo dos limiares de detecção da presença de interharmônico.

6.2.2 ESTATÍSTICA DE DETECÇÃO DE INTERHARMÔNICO PRÓXIMO

Como metodologia de análise para detecção de interharmônico nas proximidades da frequência de 60 Hz, foi efetuado um estudo estatístico para validar a detecção de interharmônicos através do seno da estimação de fase. a partir do qual foi calculado o desvio padrão do sinal para as seguintes características:

- Frequência do interharmônico de 0 a 120 Hz;
- Sorteio da fase do interharmônico de 0 a 2π radianos ;
- Sorteio da amplitude do interharmônico no intervalo de 0.1 a 5% da amplitude do componente fundamental ;
- Número de eventos sorteados:104 mil;

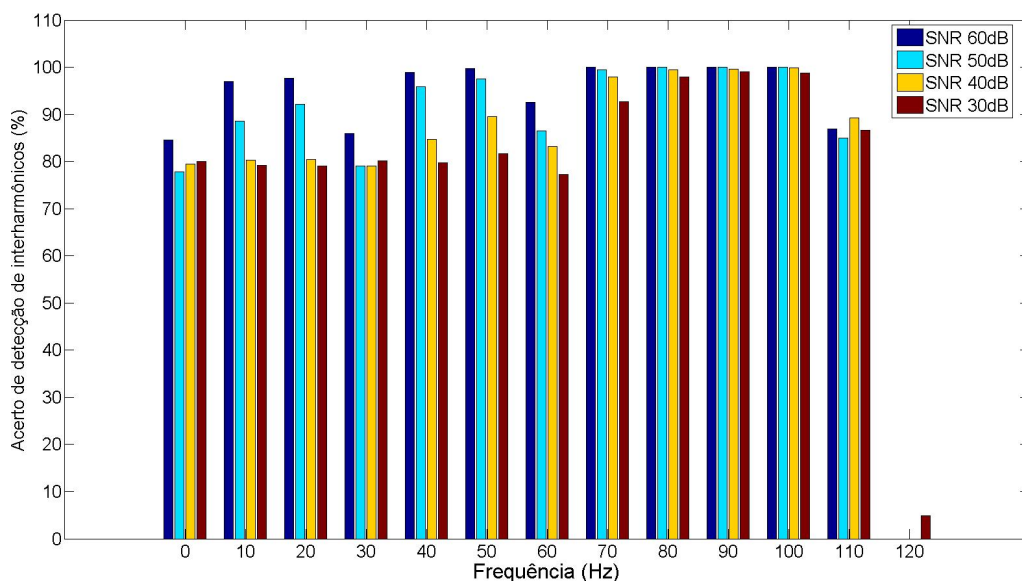


Figura 68: Detecção de interharmônico - Estimação de frequência através da segunda componente.

Na Figura 68 é apresentado o resultado estatístico para a análise proposta. É possível observar a influência direta no nível de detecção de interharmônico. Para frequências interharmônicas superiores a 60Hz a detecção teve acerto superior a 90% até a frequência de 110Hz. As análises futuras tem como objetivo esclarecer as variações do acerto em função da frequência permitindo melhorar o desempenho do detector. É

importante observar que a detecção da presença ou não do interharmônico é efetuada através do desvio padrão de 4 ciclos, com patamar de detecção de 3 sigma em relação ao sinal com somente presença de harmônico e ruído de 30 dB.

6.3 ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Para estimação de frequência, um dos grandes problemas é garantir a estabilidade dos rastreadores/estimadores de frequência quando os mesmos são submetidos a sinal com grande conteúdo harmônico (índices elevados de THD). Assim, considerando o sinal de teste citado em (CIGRE, 1997), o qual possui harmônicos e interharmônicos com amplitudes superiores as normas. Na Figura 69, são apresentadas as estimações do algoritmo PLL quando no mesmo é aplicado ao sinal de entrada com e sem a presença do filtro RHWDFT. Na Tabela 7, são apresentados os resultados estatísticos do método proposto.

Algoritmo	Erro percentual máximo	Erro Médio Quadrático	Desvio padrão
PLL com RHWDFT	0.54%	0.0156	0.125
PLL sem RHWDFT	31.5%	46.0884	6.793

Tabela 7: Estatística rastreamento de frequência

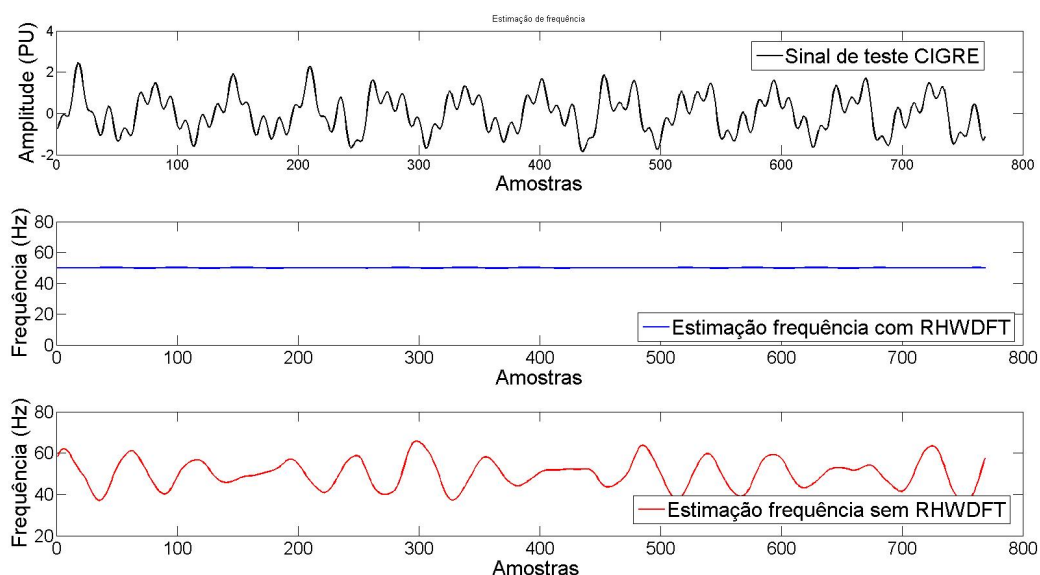


Figura 69: Estimación de frecuencia

Para as estruturas de rastreamento de frequência *PLL* e *PLL + HANN* foram realizados os seguintes testes:

- Tempo de convergência em função da variação da SNR ;
- Desvio Padrão em função da variação da SNR;
- Desvio máximo de frequência em função da variação da SNR;

Na Figura 70, é apresentado o sinal de teste o qual tem as seguintes características:

- Amplitude do componente fundamental = 1 p.u.;
- Amplitude do afundamento (SAG) = 50%;
- Variação da SNR = 15 a 70dB;

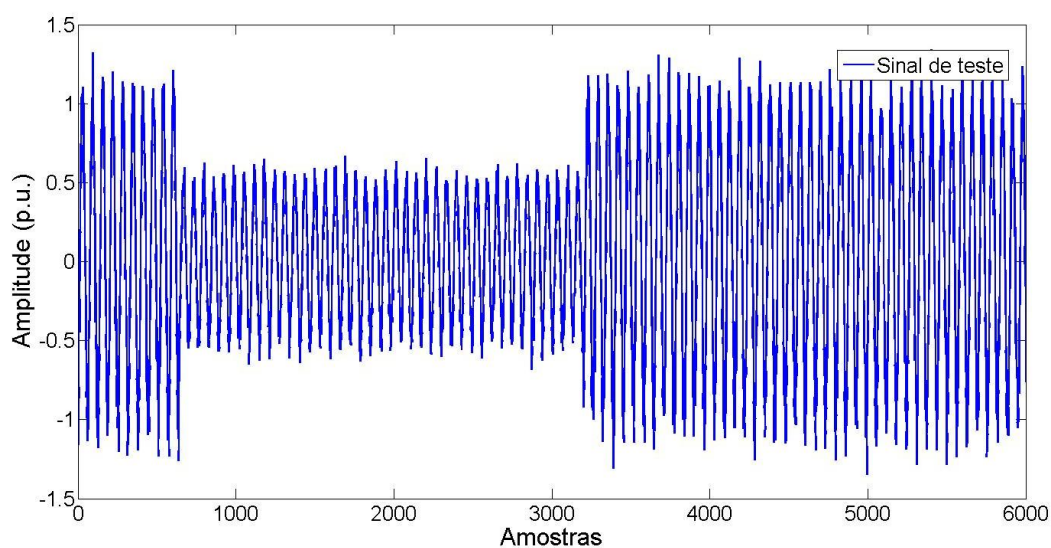


Figura 70: Sinal de teste

6.3.1 TEMPO DE CONVERGÊNCIA EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DA SNR

Para o cálculo do tempo de convergência do estimador foi definido como frequência estável variações de frequência inferiores a 0.04 Hz por um intervalo igual ou superior a 5 ciclos do componente fundamental. Para a contagem do tempo, é considerado o momento no qual o afundamento é iniciado. Na Figura 71, o valor definido como 100 ciclos tem como objetivo representar que não houve convergência dos estimadores.

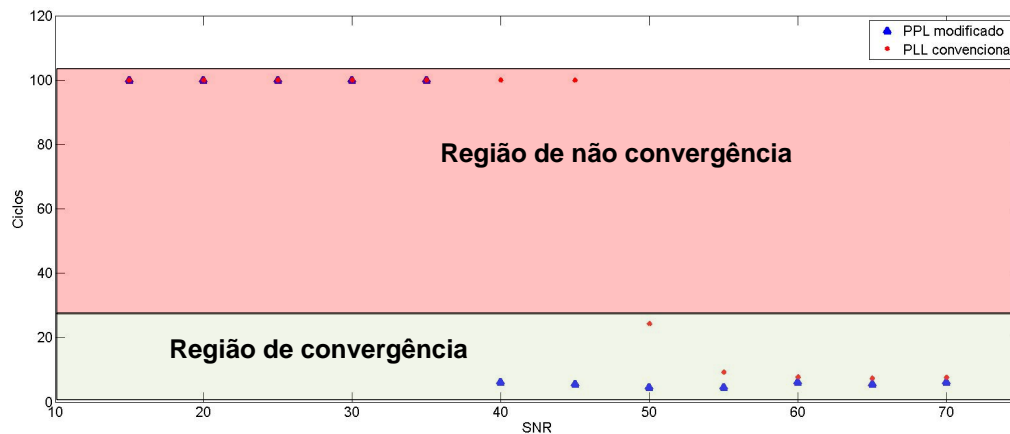


Figura 71: Tempo de convergência do estimador de frequência

Observa-se que o estimador PLL proposto permite o rastreamento e convergência dentro dos limites acima citados para uma SNR de 40 dB enquanto para o PLL sem o filtro proposto a convergência ocorre somente para SNR acima de 50 db. A utilização da estrutura proposta permite que o rastreamento seja realizado 20% mais rápido.

6.3.2 DESVIO PADRÃO EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DA SNR

O desvio padrão permite observar a variação sinal em relação à média, com baixo SNR a estrutura proposta consegue manter o desvio padrão 700% abaixo do valor calculado para a estrutura sem o filtro de pré processamento proposto. O desvio padrão e o cálculo de máximos (*Overshoot*) foram estimados durante o evento de afundamento (SAG) aplicado no sinal de teste, assim a análise do tempo de convergência é realizada considerando somente o transitório aplicado ao sinal. Na Figura 72, é apresentado o desvio padrão para o intervalo de 15 a 70 dB de variação na SNR.

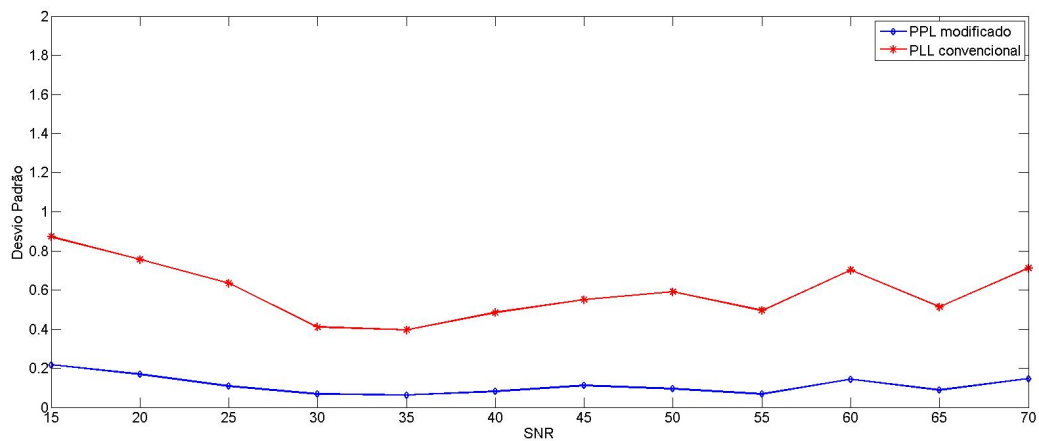


Figura 72: Desvio Padrão

6.3.3 DESVIO MÁXIMO DE FREQUÊNCIA EM FUNÇÃO DA VARI- AÇÃO DA SNR

A Figura 73 apresenta o desvio máximo da frequência após o evento afundamento. O desvio máximo para o filtro proposto é de $1.2Hz$ enquanto o PLL tem desvio máximo de aproximadamente $6Hz$.

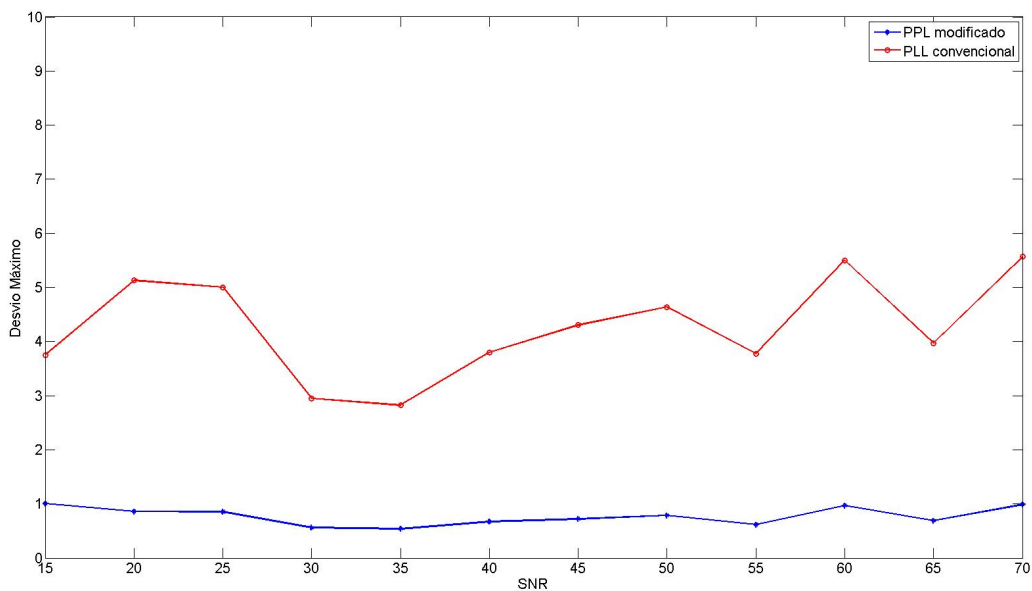


Figura 73: Desvio Máximo

6.3.4 ESTIMAÇÃO DE FASE TOTAL

O sinal da fase total é apresentado na Figura 74 para o sinal de teste CIGRE. Vale à pena ressaltar que o sinal de fase total é responsável pela modulação do filtro RHWDFT com frequência variante. A fase total deve ser um sinal com característica "dente serra" na modulação do filtro. Caso o sinal seja corrompido por componentes de frequência desconhecidos a estimação de parâmetros e reconstrução das formas de onda no tempo são severamente deterioradas. Na Figura 75, é apresentada a sintetização das formas de onda seno e cosseno utilizadas no sistema de modulação. É possível observar que o sinal modulador quando gerado a partir do filtro PLL sem o bloco de pré filtragem RHWDFT, injetar no sistema de estimação elevada taxa de erro e oscilação das medições.

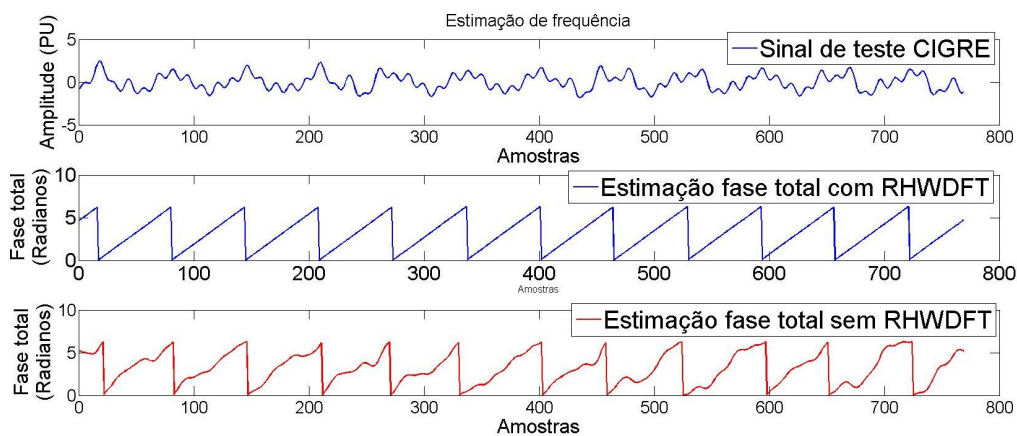


Figura 74: Estimação da fase total

A estimação da fase total, tem como principal objetivo repassar os parâmetros de modulação. Mesmo com a utilização da pré filtragem para o PLL. O algoritmo de estimação PLL possui uma oscilação natural decorrente do sistema de realimentação. Quando o PLL efetua o rastreamento sob variação de frequência, essas oscilações geram descontinuidade ou variação abrupta da fase total. Quando a frequência varia, a derivada da fase total também sofre variação proporcional ao desvio da frequência. Entretanto à medida que o desvio torna-se maior em relação à frequência central setada para operação do PLL as oscilações na estimação da frequência aumentam proporcionalmente ao desvio. Na Figura 76, é apresentado o comparativo do sinal derivada de fase quando aplicado em um filtro média móvel com Número de pontos por ciclo (N_{ppc}) e sem aplicação do média móvel.

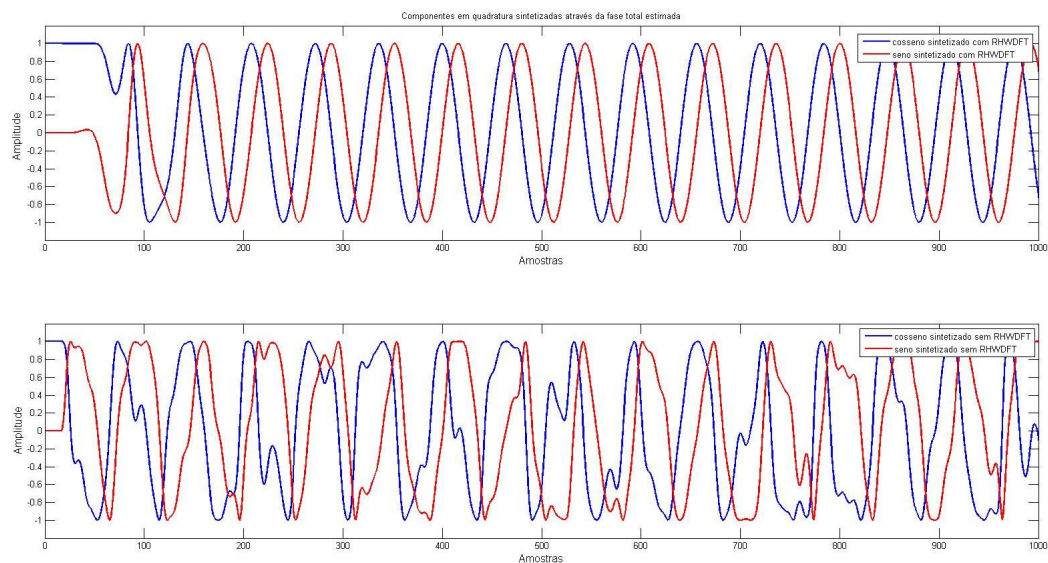


Figura 75: Seno e Cosseno sintetizados com a fase gerada no PLL com e sem a presença do RHWDFT

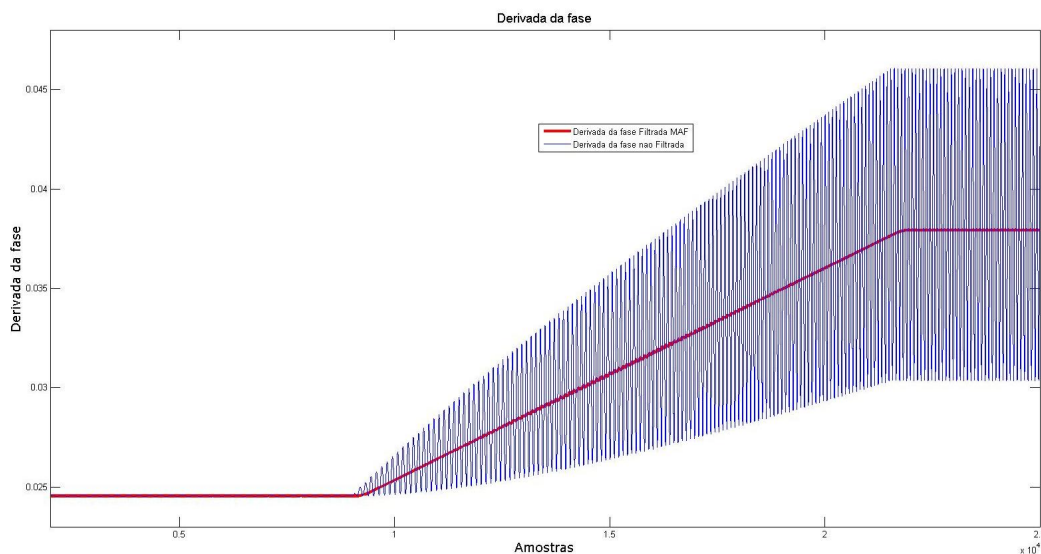


Figura 76: Derivada da fase total

Na Figura 77, é apresentado o rastreamento da derivada da fase em relação ao deslocamento da frequência do sistema. O sinal filtrado da derivada da fase é aplicado no bloco de reconstrução de uma *pseudo-fase* total, o qual é responsável por gerar as senoides e cossenoides dos moduladores. A implementação do filtro MAF tem como principal propósito eliminar transitórios na estimação de fase que possam ser decorrente de elevações e afundamento *SAG* e *SWELL*, harmônicos variantes no tempo, chaveamento de cargas que possam vir a gerar discontinuidades indesejadas no bloco de rastreamento e reconstrução dos componentes harmônicos sintonizados. Na Figura

78, é apresentado a estimação da fase total pelo método proposto, assim como a síntese das funções seno e cosseno para aplicação nos blocos moduladores do RHWDFT com frequência variante.

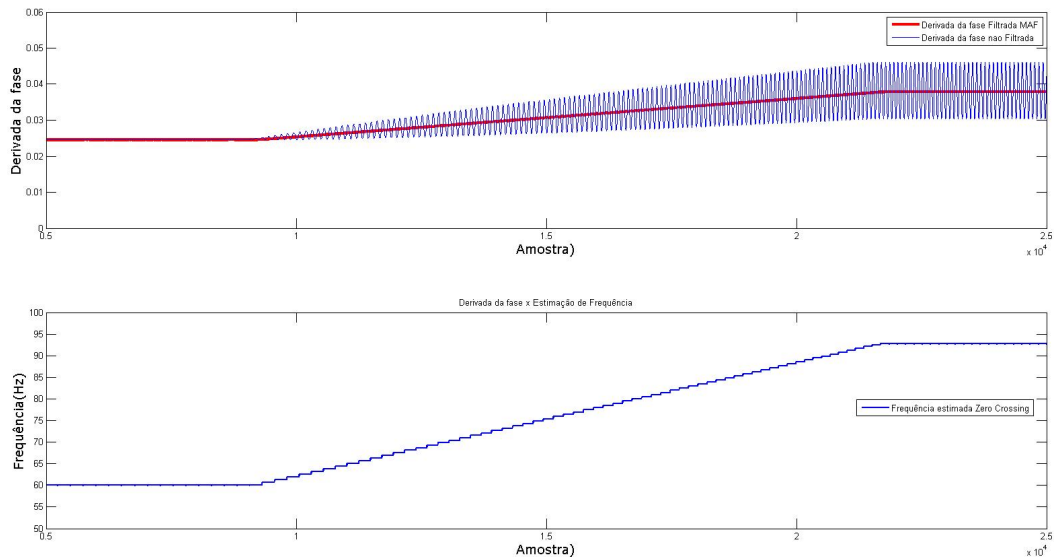


Figura 77: Derivada da fase total e estimação da frequência

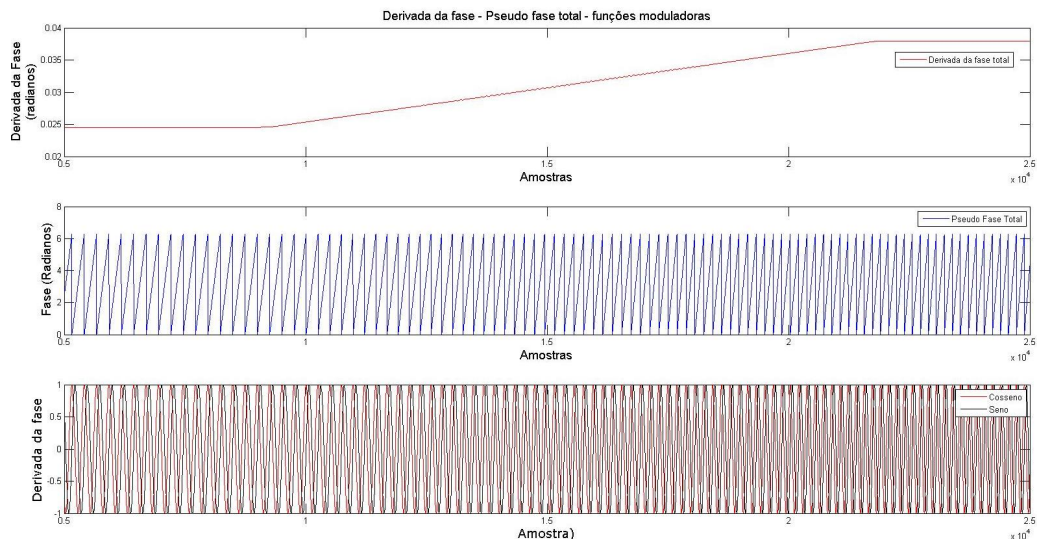


Figura 78: Sintetização senoide e cossenoide dos moduladores a partir da pseudo fase total

6.3.5 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS EM CONDIÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIANTE

A estimação de parâmetros para o sistema elétrico de potência prevê um desvio máximo de 5% da frequência fundamental, que resulta em um desvio máximo de 3 Hz

(STANDARD, 2002).

A estrutura proposta para o RHWDFT permite que o estimador continue operando mesmo sob severas variações de frequência, garantindo a estabilidade da estimação de amplitude e reconstrução da forma de onda para aplicação em sistema com harmônicos variantes no tempo.

6.3.6 **TESTE DE VALIDAÇÃO DO RHWDFT SOB VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA**

Para validar o desempenho do algoritmo o mesmo foi submetido a um sinal com seguinte parâmetros:

- Componente fundamental, harmônica e subharmônica;
- Afundamento de tensão de 20%;
- Desvio de 22 Hz em relação a frequência máxima para componente fundamental;

Observação: No teste para desvio de frequência foi aplicado um desvio de 22 Hz ao sinal de modo a testar a operação do algoritmo para aplicações envolvendo partida de motores e geradores com variação de frequência.

A Tabela 8 mostra os valores das amplitudes e frequências sorteadas para a sintetização do sinal de teste. Na Figura 79, é apresentada a forma de onda do sinal sintetizado. A proposta do filtro prevê que o algoritmo seja capaz de atenuar interharmônicos e harmônicos. A modificação da frequência do modulador faz com que a posição dos interharmônicos não seja localizada mais nos zeros do filtro, entretanto a atenuação do segundo nóculo é de -31.5dB.

Frequência(Hz)	10	60	180	300	480	540
Amplitude(pu)	0.1	1	0.2434	0.0204	0.3679	0.29

Tabela 8: Sinal de teste para RHWDFT com frequência variante

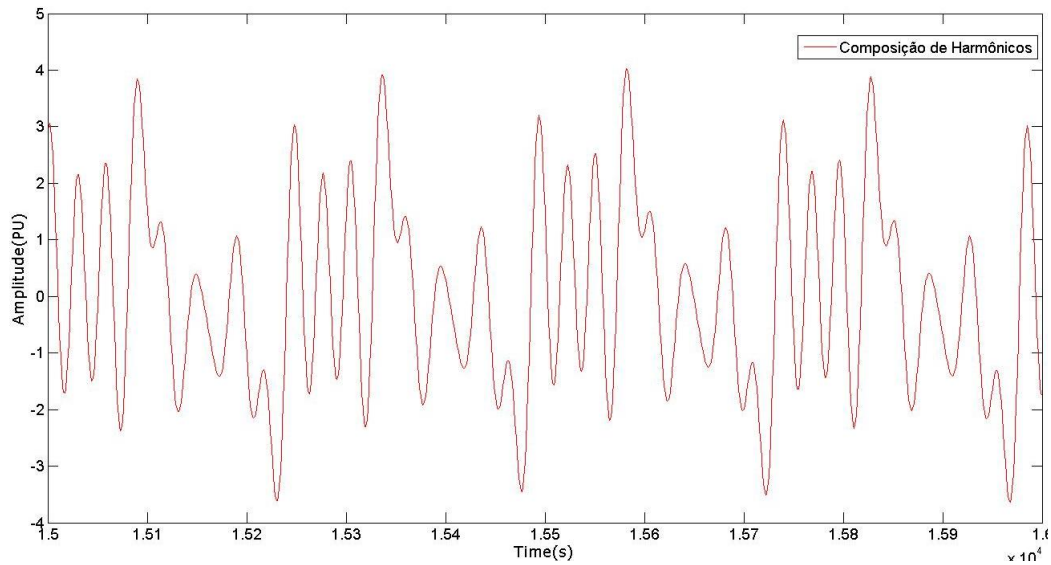


Figura 79: Fundamental + Harmônicos + Interharmônico

Baseado no sinal sintetizado a partir dos parâmetros Tabela 8 associados com o evento de variação da frequência do componente fundamental de 60 a 92 Hz e o afundamento do sinal, foi estimado a amplitude e reconstruído o sinal do componente de interesse. Na Figura 80, o rastreamento da amplitude da componente fundamental, é importante citar que esse componente tem frequência inicial de 60Hz e frequência final de 82 Hz. As oscilações presentes no sinal são características da presença do interharmônico 10 Hz, o qual está localizado na banda de passagem do filtro. Na Figura 81, é mostrada a reconstrução do componente fundamental comparado com a composição Fundamental + subarmônico. A presença do interharmônico além de oscilar a estimação da amplitude, afeta a reconstrução do sinal de interesse.

Na Figura 82, são mostrados os momentos em que o afundamento de tensão é aplicado e o momento em que a frequência modificação. A modificação da frequência é apresentada no gráfico como derivada da fase total filtrada.

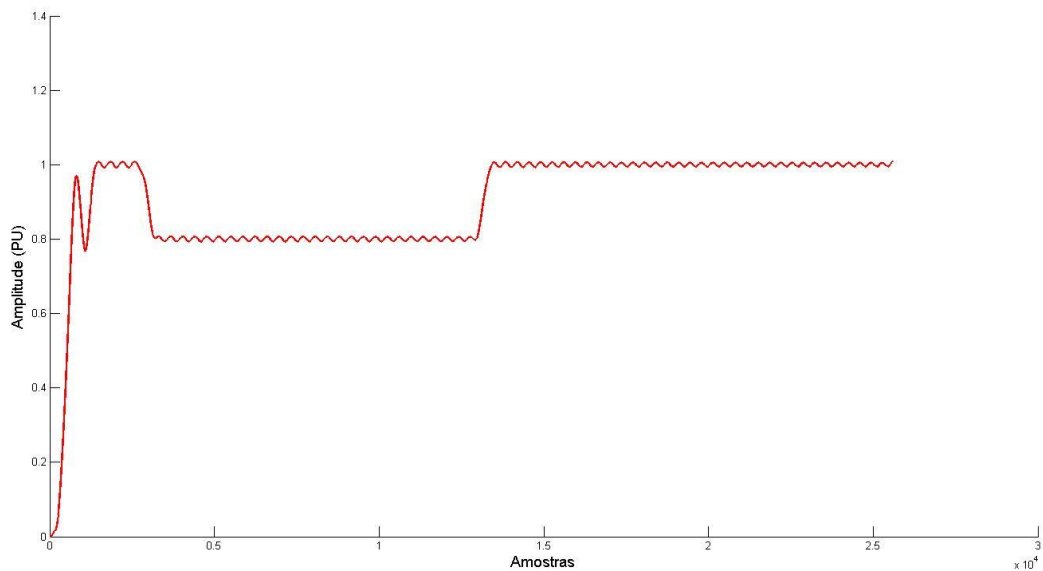


Figura 80: Rastreamento de amplitude sob evento de SAG e variação de frequência em Rampa

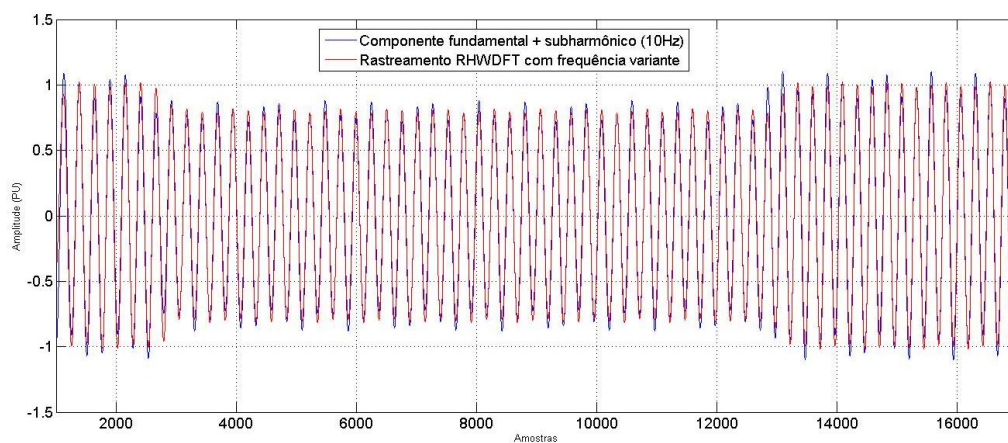


Figura 81: Reconstrução do componente fundamental

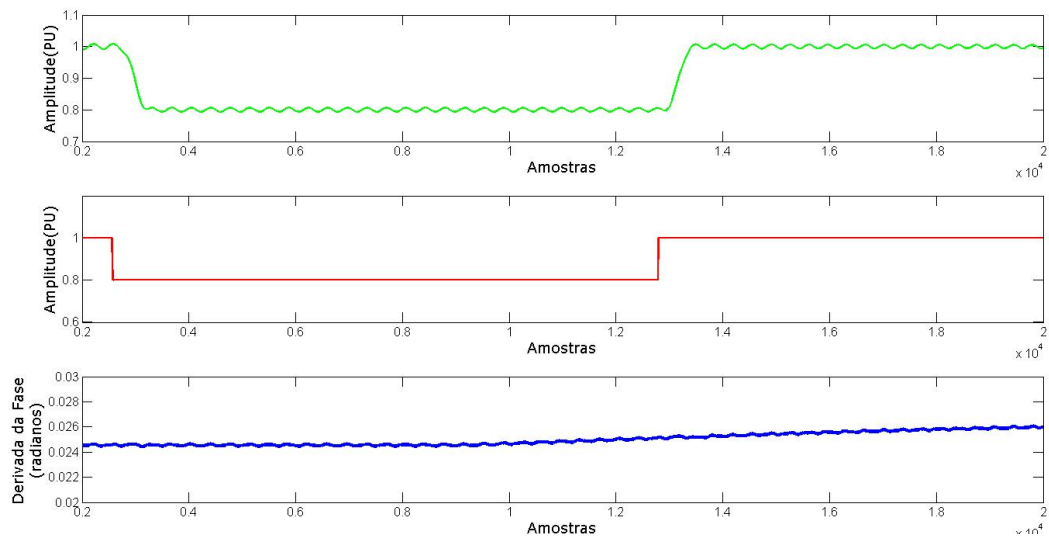


Figura 82: Amplitude x SAG x Variação velocidade angular

7 CONCLUSÕES

7.1 RHWDFT

O algoritmo proposto e denominado RHWDFT apresentado no Capítulo 3 tem como principal diferencial a atenuação de interharmônicos e reconstrução da forma de onda sintonizada *on-line*. Quando comparada a outra janela recursiva proposta em trabalhos anteriores para processamento em tempo real podem destacar os seguintes pontos positivos e negativos:

Fatores positivos:

- Erro de estimação de amplitude inferior a 2% para sinal de teste CIGRE;
- Estimação em tempo real com atraso de 2 ciclos;
- Estimação de Fase e amplitude;
- Detecção da presença de interharmônicos através da análise da fase em 4 ciclos;
- Baixo esforço computacional;
- A estrutura de amortecimento de fase evita que leituras errôneas de frequência sejam propagadas ao sistema de controle.
- Rastreamento de frequência 20% mais rápido que o PLL convencional.
- A estrutura do filtro pode ser aplicada a qualquer frequência, desde que ajustada a taxa de amostragem;

Fatores Negativos:

- Erro de estimação aumenta a medida que o desvio de frequência cresce;
- Transitório de 2 ciclos;

7.2 RHWDFT COM FREQUÊNCIA VARIANTE

Para a estrutura RHWDFT o algoritmo estima e reconstrói o sinal da componente sintonizada com precisão inferior a 3% para desvios de frequência de até 30 Hz . No banco de teste utilizado, todos os parâmetros são sorteados incluído número de harmônicos, amplitude, fase dos harmônicos e SNR. Dentre as aplicações suportadas pela estrutura está a estimação do componente fundamental na presença de composição harmônica e interharmônica como em sinais de corrente, o que permite a análise de partida de motores com inversores de frequência e sistemas que possuem como característica frequência variante.

7.3 ANALISADOR DE HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO (AHVT)

A proposta para a implementação do AHVT será estruturada em plataforma FPGA com coprocessador ARM. O processamento matemático será implementado no FPGA através da utilização de processadores dedicados para processamento de sinais. A estrutura de processadores em FPGA permite a utilização de processamento em paralelo, expandindo a capacidade de detecção, análise e disparo do sistema de visualização tempo-frequência para harmônicos. A estrutura de processamento para o desenvolvimento é a plataforma do coprocessador de dados utilizada em (KAPISCH et al., 2014). De modo a validar toda a estrutura de processamento previamente ao desenvolvimento final do equipamento foi implementado para aplicação em *Windows* e *Android* de um analisador *On-line* e *Offline* da estrutura do AHVT. O *software* em desenvolvido tem como objetivo prover uma aplicação capaz de conectar e operar *online* com a plataforma de detecção ou operar a partir de dados sintetizados em *MATLAB* ou armazenados do equipamento. Dentre os recursos implementados estão presentes o ajuste dos níveis de disparo para detecção de harmônicos variantes no tempo. Ambas as plataformas desenvolvidas para as plataformas *Windows* e *Android*, têm capacidade de gerenciar e controlar todos os parâmetros de operação do equipamento. Os desafios para a plataforma incluem a implementação do sistema de disparo adaptativo e detecção conjunta com algoritmos de análise tempo frequência como *Wavelets*.

REFERÊNCIAS

- AHVTUFJF. Analisador harmônico. In: . 2011.
- BAGHZOUZ, Y. et al. Time-varying harmonics. i. characterizing measured data. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 3, p. 938–944, Jul 1998. ISSN 0885-8977.
- BATISTA, J.; ALFONSO, J.; MARTINS, J. Low-cost power quality monitor based on a pc. In: *Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on*. 2003. v. 1, p. 323–328 vol. 1.
- BRUCK, J. Harmonic analysis of neural networks. In: *Signals, Systems and Computers, 1989. Twenty-Third Asilomar Conference on*. 1989. v. 1, p. 142–146.
- CARVALHO, J. de et al. A pll-based multirate structure for time-varying power systems harmonic/interharmonic estimation. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 4, p. 1789–1800, Oct 2009. ISSN 0885-8977.
- CHEN, C. et al. Extended real model of kalman filter for time-varying harmonics estimation. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 1, p. 17–26, Jan 2010. ISSN 0885-8977.
- CIGRE, C. C. . C. V. Q. W. G. Ieee interharmonic task force. In: IEEE. *Interharmonics in Power Systems. 1997. IEEE*. 1997. p. 1–8.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306.
- DUDA, K. Accurate, guaranteed stable, sliding discrete fourier transform [dsp tips amp; tricks]. *Signal Processing Magazine, IEEE*, v. 27, n. 6, p. 124–127, Nov 2010. ISSN 1053-5888.
- DUQUE, C. et al. Tracking simultaneous time-varying power harmonic distortions using filter banks. In: *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I CPS), 2010 IEEE*. 2010. p. 1–9.
- FABRI, D. et al. Improved filter banks for time-varying power harmonic decomposition. In: *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*. 2011. p. 1–6. ISSN 1944-9925.
- FABRI, D. et al. Time-varying harmonic analyzer prototype. In: *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2010 14th International Conference on*. 2010. p. 1–7.
- GIRAY, M.; SACHDEV, M. Off-nominal frequency measurements in electric power systems. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 4, n. 3, p. 1573–1578, Jul 1989. ISSN 0885-8977.

GU, Y.; BOLLEN, M. Time-frequency and time-scale domain analysis of voltage disturbances. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 4, p. 1279–1284, Oct 2000. ISSN 0885-8977.

HOGLUND, J. et al. Using a 6lowpan smart meter mesh network for event-driven monitoring of power quality. In: *Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2012 IEEE Third International Conference on*. 2012. p. 448–453.

HOSSEINI, S.; MOHAMMADI, K. Design and implementation of a kalman filter-based time-varying harmonics analyzer. *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, v. 3, n. 2, p. 35–42, 2006.

IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems. *IEEE Std 929-2000*, p. i–, 2000.

KAPISCH, E. B. et al. An electrical signal disturbance detector and compressor based on fpga platform. In: *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014 IEEE 16th International Conference on*. 2014. p. 278–282.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 1, p. 23–31, Jan 2005. ISSN 0885-8977.

LASKAR, S.; KHAN, S.; MOHIBULLAH. Power quality monitoring in sustainable energy systems. In: *Sustainable Systems and Technology (ISSST), 2012 IEEE International Symposium on*. 2012. p. 1–6. ISSN 2157-524X.

LASKAR, S. H.; MUHAMMAD, M. Power quality monitoring by virtual instrumentation using labview. In: *Universities' Power Engineering Conference (UPEC), Proceedings of 2011 46th International*. 2011. p. 1–6.

LI, C.; XU, W.; TAYJASANANT, T. Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement. *Electric Power Systems Research*, v. 66, n. 1, p. 39 – 48, 2003. ISSN 0378-7796. Power Quality. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779603000701>>.

LI, C.; XU, W.; TAYJASANANT, T. Interharmonics: basic concepts and techniques for their detection and measurement. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 66, n. 1, p. 39–48, 2003.

LOBOS, T.; KOZINA, T.; KOGLIN, H.-J. Power system harmonics estimation using linear least squares method and svd. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999. IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE*. 1999. v. 2, p. 789–794 vol.2. ISSN 1091-5281.

LU, S.-L. Application of dft filter bank to power frequency harmonic measurement. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 152, n. 1, p. 132–136, Jan 2005. ISSN 1350-2360.

LU, S.-L. Application of dft filter bank to power frequency harmonic measurement. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, v. 152, n. 1, p. 132–136, Jan 2005. ISSN 1350-2360.

MARPLE, S.; LAWRENCE, S. S. *Digital Spectral Analysis With Applications*. Dover Publications, 2014. (Dover Books on Electrical Engineering Series). ISBN 9780486780528. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=uEOjngEACAAJ>>.

MARTINS, C. et al. A new time-varying harmonic decomposition structure based on recursive hanning window. In: *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 IEEE 15th International Conference on*. 2012. p. 70–75. ISSN 1540-6008.

MITRA, S. *Digital Signal Processing: A Computer-based Approach*. McGraw-Hill, 2011. ISBN 9780073380490. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=0GqfQwAACAAJ>>.

PHADKE, A. G.; THORP, J. S. *Synchronized phasor measurements and their applications*. : Springer, 2008.

PRATES, M. et al. Characterization of electronic converters by time-varying harmonic phasors and waveforms. In: *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 IEEE 15th International Conference on*. 2012. p. 281–287. ISSN 1540-6008.

RIBEIRO, P. F. *Time-varying waveform distortions in power systems*. : Wiley Online Library, 2009.

RIBEIRO, P. F. et al. *Power Systems Signal Processing for Smart Grids*. : John Wiley & Sons, 2013.

SILVA, S. O. da; NOVOCHADLO, R.; MODESTO, R. A. Single-phase pll structure using modified pq theory for utility connected systems. In: *IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. 2008. p. 4706–4711.

SILVEIRA, P. et al. Sliding window recursive dft with dyadic downsampling x2014; a new strategy for time-varying power harmonic decomposition. In: *Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE*. 2009. p. 1–6. ISSN 1944-9925.

SILVEIRA P. M.; STEURER, M. R. P. F. Using wavelet decomposition for visualization and understanding of time-varying waveform distortion in power system. *Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica*, I, n. 1, p. 1–9, Aug 2007.

STANDARD, I. 61000-4-7. *General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto*, 2002.

STD, I. 61000-4-30. *Electromagnetic compatibility (EMC)-Part*, v. 4, 2008.

STOCKWELL, R.; MANSINHA, L.; LOWE, R. Localization of the complex spectrum: the s transform. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, v. 44, n. 4, p. 998–1001, Apr 1996. ISSN 1053-587X.

SUN, H.; SHUE, L. Analysis of an adaptive filter-bank for harmonic measurement and estimation. In: *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*. 2007. p. 2427–2430.

VALENZUELA, J.; PONTT, J. Real-time interharmonics detection and measurement based on fft algorithm. In: *Applied Electronics, 2009. AE 2009*. 2009. p. 259–264. ISSN 1803-7232.

WRIGHT, I.; MORSZTYN, K. Subharmonic oscillations in power systems-theory and practice. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-89, n. 8, p. 1805–1815, Nov 1970. ISSN 0018-9510.

WU, X. et al. The harmonics analysis of power system based on artificial neural network. In: *Automation Congress, 2008. WAC 2008. World*. 2008. p. 1–4.

XU, J. et al. Some techniques for the analysis and visualization of time-varying waveform distortions. In: *Power Symposium, 2006. NAPS 2006. 38th North American*. 2006. p. 257–261.

APÊNDICE A – PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

A.1 ARTIGOS EM REVISTAS

de Campos, F. P., de Campos, M. L., Martins, C. H., Ribeiro, M. V. (2013). Effective Data Rate on Ethernet Interfaces For Embedded Systems: A Comparative Analysis. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 24(6), 806-815.

A.2 ARTIGOS EM CONGRESSOS INTERNACIONAIS

Fabri, D.F.; Martins, C.H.N.; Silva, L.R.M.; Duque, C.A.; Ribeiro, P.F.; Cerqueira, A.S., "Time-varying harmonic analyzer prototype," *Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2010 14th International Conference on , vol., no., pp.1,7, 26-29 Sept. 2010 doi: 10.1109/ICHQP.2010.5625319

Barboza Kapisch, E.; Rodrigues Manso Silva, L.; Nascimento Martins, C.H.; Silva Barbosa, A.; Duque, C.A.; Manhaes de Andrade Filho, L.; Cerqueira, A.S. An electrical signal disturbance detector and compressor based on FPGA platform, *Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2014 *IEEE 16th International Conference on*,

Martins, C.H.; Silva, .M. ; Duque, C. ; Cerqueira, A.S. ; Teixeira, E.C. ; Ribeiro, P.F. A new time-varying harmonic decomposition structure based on recursive hanning window. *Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2012 *IEEE 15th International Conference on*, Hong Kong

Fabri, D.F.; Martins, C.H.N.; Duque, C.A.; da Silveira, P.M.; Ribeiro, P.F., "Improved filter banks for time-varying power harmonic decomposition", *Power and Energy Society General Meeting*, 2011 *IEEE* , vol., no., pp.1,6, 24-29 July 2011 doi: 10.1109/PES.2011.6039112

Diniz de Oliveira, A.; Silva, L.R.M.; Martins, C.H.; Aleixo, R.R.; Duque, C.A.; Cerqueira, A.S., "An improved DFT based method for phasor estimation in fault scenarios," *Power and Energy Society General Meeting*, 2012 *IEEE* , vol., no., pp.1,5, 22-26 July 2012 doi: 10.1109/PESGM.2012.6345305

A.3 ARTIGOS EM CONGRESSOS NACIONAIS

Eder Barboza Kapisch; Leandro Rodrigues Manso Silva; Carlos Henrique Nascimento Martins; Luciano Manhaes Andrade Filho; Carlos Augusto Duque, "IMPLEMENTAÇÃO EM FPGA DE TRANSFORMADA WAVELET PARA COMPACTAÇÃO DE SINAIS ELETRICOS DE SISTEMAS DE POTENCIA UTILIZANDO PROCESSADOR EMBARCADO", "Anais do XX Congresso Brasileiro de Automatica", 2014.

A.4 PATENTE

Patente numero: PI 1102249-3 A2 - Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo